ESTUDIO COMPARATIVO DE DTC, PTC Y FOC APLICADO AL ACCIONAMIENTO MULTIFÁSICO EN TRACCIÓN ELÉCTRICA



TRABAJO FINAL DE MAESTRÍA

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

ESTUDIO COMPARATIVO DE DTC, PTC Y FOC APLICADO AL ACCIONAMIENTO MULTIFÁSICO EN TRACCIÓN ELÉCTRICA

Esteban David Leguizamón Cardozo
Autor

Prof. Dr. Jorge Esteban Rodas Benítez
Tutor

MSc. Paola Carolina Maidana Rojas
MSc. Christian David Medina Morel
Cotutor/es

Diciembre, 2025

TRIBUNAL EXAMINADOR

PRESIDENTE

JULIO CESAR PACHER VEGA, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

SECRETARIO

ARIEL FLEITAS BORDÓN, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

VOCALES

SILVIA LARIZZA DELORME DIARTE, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

JORGE ESTEBAN RODAS BENITEZ, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

FRANCISCO BELTRAN CARBAJAL, Universidad Autónoma Metropolitana, México

Diciembre 2025
Universidad del Cono Sur de las Américas, Asunción, Paraguay

RESUMEN

Los motores de inducción (MI) multifásicos, en especial las de seis fases, se han posicionado como una alternativa avanzada frente a las máquinas trifásicas tradicionales, gracias a su mayor densidad de potencia, mejor tolerancia a fallas y menor rizado de par. Estas ventajas han impulsado su utilización en aplicaciones de tracción eléctrica, donde la continuidad de operación y la eficiencia energética son requisitos críticos. La mayor cantidad de fases no solo aporta redundancia, sino que también permite una mayor flexibilidad en la generación de par y en la supresión de corrientes no deseadas en subespacios adicionales, mejorando la calidad de energía y la fiabilidad del sistema.

El desarrollo de estrategias de control ha seguido una evolución natural desde métodos escalares hasta enfoques vectoriales y técnicas avanzadas basadas en predicción. Dentro de este marco, el Control Directo de Par (DTC), el Control Predictivo de Par (PTC) y el Control por Orientación de Campo (FOC) se destacan como tres esquemas ampliamente investigados y aplicables. El DTC ofrece una respuesta rápida y robusta mediante histéresis y selección de vectores de conmutación en tiempo real, el PTC emplea modelos de predicción para evaluar todas las combinaciones de vectores de conmutación y elegir la que optimiza una función de costo, y el FOC permite desacoplar el control de flujo y par en el marco síncrono, logrando corrientes de estator casi senoidales.

Esta tesis propone un marco comparativo unificado para estas tres estrategias de control en un accionamiento basado en una máquina de inducción hexafásica alimentada por un inversor de tensión de seis fases. Se modela matemáticamente el sistema en el marco de referencia $(\alpha - \beta)$, $(x - y)$ incluyendo las ecuaciones de flujo, par y dinámica mecánica, así como la etapa de potencia con los estados de conmutación posibles. La implementación de los algoritmos se realiza en tiempo discreto, con un lazo de control de velocidad externo para evaluar el desempeño bajo condiciones representativas de tracción eléctrica.

La evaluación se centra en métricas cuantitativas como el Error Cuadrático Medio (MSE) para el seguimiento de par, flujo y supresión de corrientes $(x - y)$; la Distorsión Armónica Total (THD) para analizar la calidad de corriente en el eje α; el tiempo de establecimiento y sobreimpulso para caracterizar la dinámica del sistema; y el esfuerzo de conmutación, para estimar la carga sobre la etapa de potencia. Asimismo, se realiza un análisis de sensibilidad frente a variaciones paramétricas (resistencias, inductancias,) y perturbaciones de carga para estudiar la robustez de cada técnica.

Los resultados de simulación en MATLAB/Simulink muestran los compromisos inherentes entre complejidad computacional, fidelidad de seguimiento y calidad de corriente. El FOC obtiene la menor distorsión armónica, el DTC destaca por su rápida respuesta ante perturbaciones y el PTC ofrece mayor capacidad de optimización a costa de un mayor esfuerzo computacional. Finalmente, el trabajo ofrece una guía técnica para la selección de la estrategia de control más adecuada según los requerimientos de desempeño, complejidad de implementación y robustez en sistemas de tracción multifásicos, y sienta las bases para validaciones futuras en plataformas de control en tiempo real (HIL/FPGA).

ESTEBAN DAVID LEGUIZAMON CARDOZO

Diciembre, 2025. Asuncion, Paraguay.

SUMMARY

Multiphase induction motors (IM), particularly six-phase configurations, have emerged as an advanced alternative to traditional three-phase machines due to their higher power density, enhanced fault tolerance, and reduced torque ripple. These advantages have driven their increasing adoption in electric traction applications, where operational continuity and energy efficiency are critical requirements. The larger number of phases not only introduces redundancy but also provides greater flexibility in torque generation and in the suppression of undesired currents in additional subspaces, thereby improving power quality and overall system reliability.

The development of control strategies has followed a natural evolution from scalar methods to vector-based approaches and more advanced prediction-oriented techniques. Within this framework, Direct Torque Control (DTC), Predictive Torque Control (PTC), and Field-Oriented Control (FOC) stand out as three widely investigated and practically applicable schemes. DTC offers fast and robust dynamic response through hysteresis-based selection of switching vectors in real time; PTC uses predictive models to evaluate all candidate voltage vectors and select the one that minimizes a predefined cost function; and FOC achieves decoupled control of flux and torque in the synchronous frame, yielding nearly sinusoidal stator currents.

This thesis proposes a unified comparative framework for these three control strategies applied to a drive system based on a six-phase induction machine supplied by a six-phase voltage-source inverter. The system is mathematically modeled in the ($\alpha - \beta$), ($x - y$) reference frame, including the flux, torque, and mechanical dynamics equations, as well as the power-stage model with all feasible switching states. The algorithms are implemented in discrete time, incorporating an external speed-control loop to assess performance under representative electric-traction operating conditions.

The evaluation focuses on quantitative metrics such as the Mean Squared Error (MSE) for torque, flux, and xy-current suppression; the Total Harmonic Distortion (THD) to assess current quality on the α axis; the settling time and overshoot to characterize system dynamics; and the switching effort, used to estimate the stress imposed on the power converter. Additionally, a sensitivity analysis is conducted with respect to parametric variations (resistances, inductances, etc.) and load disturbances to examine the robustness of each technique.

Simulation results obtained in MATLAB/Simulink reveal the inherent trade-offs among computational complexity, tracking fidelity, and current quality. FOC achieves the lowest harmonic distortion, DTC excels in fast disturbance rejection, and PTC provides higher optimization capability at the expense of increased computational effort. Finally, this work offers technical guidelines for selecting the most suitable control strategy based on performance requirements, implementation complexity, and robustness in multiphase traction systems, and it establishes the foundation for future validations using real-time control platforms (HIL/FPGA).

AGRADECIMIENTOS

A mis tutores, Jorge Rodas, Paola Maidana y Christian Medina, por su guía, apoyo constante y valiosas orientaciones a lo largo del desarrollo de esta Maestría. Su dedicación y compromiso han sido fundamentales para el logro de los objetivos planteados en este trabajo.

Extiendo también mi agradecimiento a los profesores de la Maestría, quienes con sus conocimientos y enseñanzas contribuyeron al crecimiento de mi formación profesional y personal.

En el ámbito personal, agradezco profundamente a mis padres, Esteban y Norma, por los valores, el esfuerzo y el apoyo incondicional que siempre me han brindado. A mis hermanos, Ariel e Ingrit, por estar presentes en cada etapa y alentarme en este camino.

Finalmente, hago extensivo mi agradecimiento a mis familiares, amigos y compañeros de estudios, quienes con su compañía, motivación y confianza me han acompañado durante este proceso.

E.L.

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

Quiero expresar mi agradecimiento a las instituciones que acompañaron y respaldaron este trabajo. En primer lugar, reconozco el apoyo del programa de posgrado POSG01-29, cuyo acompañamiento académico y administrativo fue fundamental durante mi formación y el desarrollo de esta investigación.

Agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) del Paraguay por el financiamiento otorgado y por facilitar mi participación en congresos y espacios científicos clave para la difusión de los resultados.

Extiendo mi gratitud a la Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA) por el acceso a sus recursos académicos, y al Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción, donde conté con el soporte técnico necesario para realizar las simulaciones y análisis de este trabajo.

Finalmente, reconozco el acompañamiento de la Red Temática RIBIERSE–CYTED (723RT0150), cuyo apoyo contribuyó al fortalecimiento y la proyección de los resultados obtenidos.

E.L.

Dedicado a mis padres y hermanos

ÍNDICE GENERAL

Resumen iii
Summary v
Agradecimientos vii
Agradecimientos Institucionales ix
Índice General xiii
Índice de Figuras xvii
Índice de Tablas xix
Acrónimos xxi

PARTE I GENERALIDADES

1 Justificación y Metodología 3

1.1 Introducción 3
1.2 Motivacion 5
1.3 Objetivos 5
1.4 Organizacion del documento 6

2 MODELADO Y CONTROL DE MÁQUINAS DE INDUCCIÓN ASIMÉTRICAS HEXAFÁSICAS 7

2.1 Modelado del sistema 7
2.1.1 Modelado de Motores de Inducción con Bobinados Distribuidos 7
2.1.2 Modelado de Convertidores Electrónicos de Potencia 19
2.2 Control avanzado en convertidores multifásicos 23

3 Fundamentos y Modelado de Controladores 25

3.1 Metodología de Diseño del Control Directo de Par 25
3.1.1 Principios Fundamentales del DTC 26
3.1.2 Consideraciones de Implementación 27
3.2 Metodología de Diseño del Control Predictivo de Par 27
3.2.1 Principios Fundamentales del PTC 28
3.2.2 Consideraciones de Implementación 29
3.3 Metodología de Diseño del Control Orientado al Campo 29
3.3.1 Control vectorial (FOC) 30
3.3.2 Principio de orientación del flujo 30
3.3.3 Modelo en el marco síncrono y control de par 30
3.3.4 Selección de las referencias de corriente 31
3.3.5 Controladores internos y variantes IRFOC/DRFOC 32
3.3.6 Estructura de implementación 32
3.3.7 Conclusión 33

4 Resultado de Simulación 35

4.1 Configuración de las simulaciones y parámetros de la MI 36
4.2 Resultados Obtenidos 37
4.2.1 Respuesta en estado estacionario y dinámica con variación del par de carga 37
4.2.2 Estado estacionario con variación mecánica de velocidad 39
4.3 Análisis de sensibilidad frente a variaciones paramétricas 41

5 Conclusiones 45

5.1 Conclusiones 45
5.2 Trabajos Futuros 46

PARTE II ANEXOS

A Articulos publicados **51**

A.1 Artículo 1. 52
A.2 Artículo 2. 59
A.3 Artículo 3. 65

Referencias 71

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1	Esquema del bobinado de un motor hexafásico.	9
2.2	Sistema de referencia para las componentes α, β, α', β'.	16
2.3	Sistema de referencia dinámico $(d-q)$.	18
2.4	Diagrama del inversor de seis fases.	20
2.5	Vectores de tensión en los planos $(\alpha$–$\beta)$ e $(x-y)$ para una MI con neutros aislados.	23
3.1	Diagrama en bloques de la estrategia DTC.	28
3.2	Diagrama en bloques de la estrategia PTC.	29
3.3	Diagrama en bloques de la estrategia FOC.	33
4.1	Respuesta dinámica del sistema de $\pm 600\ r/min$ con un par de carga del 40% del valor nominal. Se muestra (a) DTC, (b) PTC y (c) FOC. De arriba abajo, los gráficos muestran la velocidad mecánica, el par electromagnético, la corriente α y la corriente en el plano $(x-y)$.	39
4.2	Sensibilidad a la increpancia de parámetros. (a) DTC (b) PTC (c) FOC.	43

ÍNDICE DE TABLAS

3.1	Tabla de conmutación DTC para vectores de tensión restringidos	27
4.1	Parámetros principales del MI de seis fases	38
4.2	Resultados de la variación del par de carga	40
4.3	Resultados de la variación de la referencia de velocidad	41
4.4	Resultados de la sensibilidad al desajuste de parámetros	44
5.1	Resumen de logros obtenidos durante la Maestría	46

ACRÓNIMOS

MI	Motor a Inducción.
DTC	Control Directo de Par.
PTC	Control Predictivo de Par.
FOC	Control Orientado al Campo.
PI	Proporcional Integral.
RMSE	Raíz de Error Cuadrático medio.
PWM	Modulación por Ancho de Pulso.
VSI	Inversor con Fuente de Tensión.

Parte I

GENERALIDADES

CAPÍTULO 1

JUSTIFICACIÓN Y METODOLOGÍA

1.1 Introducción

El uso de motores de inducción (MI) hexafásicos ha crecido notablemente en aplicaciones de alta exigencia, como tracción eléctrica, sistemas ferroviarios, propulsión naval y generación renovable. Estas topologías ofrecen ventajas significativas, como la reducción del rizado de par, la mejora de la confiabilidad y la tolerancia a fallas, así como una menor carga por fase, lo que las convierte en una alternativa atractiva para sistemas de conversión de energía de próxima generación [1, 2].

El Control Directo de Par (DTC), introducido en 1986 para máquinas trifásicas [3], fue posteriormente extendido a configuraciones multifásicas como las de cinco y seis fases [4, 5]. Variantes de DTC para seis fases han sido propuestas utilizando tablas de conmutación optimizadas y algoritmos de selección avanzados [6, 7]. A pesar de su simplicidad y rápida respuesta dinámica, el DTC clásico presenta limitaciones importantes, como rizado elevado de par, frecuencia de conmutación variable y sensibilidad a errores de estimación de flujo [8, 9]. Para mitigar estos problemas, se han desarrollado técnicas basadas en

Modulación por Vectores Espaciales (SVM) [10] y el uso de vectores virtuales que permiten reducir las corrientes en el plano secundario y mejorar el desempeño dinámico del sistema [11].

El Control Predictivo de Par (PTC) ha surgido como una alternativa moderna que selecciona en tiempo real el vector de tensión que minimiza una función de costo compuesta por errores de par y flujo [12–14]. Esta técnica fue introducida para máquinas trifásicas en 2007 [15] y extendida a máquinas multifásicas en 2013 [16], mostrando ventajas en la reducción de la Distorsión Armónica Total (THD) y en la estabilización de la frecuencia de conmutación, aunque con mayores requerimientos computacionales y necesidad de modelos precisos [17]. Una revisión exhaustiva de estas estrategias para máquinas de seis fases, considerando esfuerzo de implementación, desempeño armónico y carga computacional, se presenta en [18].

Por otro lado, el Control Orientado al Campo (FOC) constituye la estrategia clásica de referencia para el control vectorial de máquinas de inducción, ya que permite desacoplar la generación de par y el control de flujo mediante la transformada de Clarke-Park [9]. En máquinas de seis fases, el FOC utiliza de manera coordinada los planos $(\alpha - \beta)$ y $(x - y)$, logrando una operación eficiente con bajo rizado de par y buen control de las corrientes [19]. Sin embargo, requiere medición o estimación precisa de la posición del rotor, lo que incrementa la complejidad de implementación, y emplea un modulador PWM o SVM que sintetiza un voltaje promedio por período de muestreo en lugar de seleccionar vectores discretos.

Cabe destacar que en este trabajo tanto el DTC como el PTC utilizan un conjunto restringido de 12 vectores largos y un vector nulo del espacio vectorial. Esta restricción busca reducir las corrientes en el plano secundario $(x-y)$, asociadas a pérdidas adicionales en el cobre, y permitir una comparación justa entre ambas técnicas, ya que ambas realizan la selección de vectores de manera explícita (mediante tabla de conmutación o función de costo). En contraste, el FOC no puede limitarse a un subconjunto de vectores, pues su naturaleza basada en modulación genera un voltaje medio continuo que no depende de la selección de estados de conmutación discretos, lo que explica su menor generación de corrientes secundarias pero también su mayor frecuencia de conmutación y pérdidas asociadas.

En este contexto, el presente trabajo propone una comparación integral entre DTC, PTC y FOC aplicados a una MI de seis fases, evaluando el seguimiento de referencias de par y flujo (a través del Error Cuadrático Medio – RMSE), la respuesta dinámica frente a transitorios de velocidad, el THD de las corrientes del estator y las corrientes en el plano secundario. Los resultados obtenidos proporcionan criterios técnicos para seleccionar la

estrategia de control más adecuada en aplicaciones de tracción eléctrica y conversión de potencia de alta confiabilidad.

1.2 Motivacion

La motivación principal de este Trabajo Final de Maestría radica en profundizar en el análisis y diseño de estrategias de control para máquinas multifásicas, con énfasis en el motor de inducción (MI) hexafásico. Dado el creciente interés en los accionamientos multifásicos para aplicaciones de tracción eléctrica, se vuelve imprescindible evaluar de manera rigurosa el comportamiento de diferentes esquemas de control bajo condiciones operativas exigentes y representativas del entorno real.

En este estudio se lleva a cabo una comparación sistemática, mediante un entorno de simulación detallado, de tres estrategias ampliamente utilizadas en accionamientos eléctricos: el Control Directo de Par (DTC), el Control Predictivo de Par (PTC) y el Control Orientado al Campo (FOC). El análisis considera métricas fundamentales como la distorsión armónica de corriente, el error de seguimiento de par y flujo, la respuesta dinámica ante cambios de referencia y la sensibilidad frente a variaciones paramétricas del sistema. Este enfoque permite identificar los compromisos inherentes entre rapidez, precisión y complejidad computacional, proporcionando criterios técnicos y recomendaciones prácticas para la selección e implementación de controladores en sistemas de tracción multifásicos.

1.3 Objetivos

Comparar y evaluar el desempeño de las estrategias de control DTC, PTC y FOC aplicadas a sistemas de accionamiento multifásico en tracción eléctrica, considerando desempeño, respuesta dinámica y robustez, mediante simulaciones en MATLAB/Simulink.

- Analizar el fundamento teórico de los métodos DTC, PTC y FOC en sistemas de tracción eléctrica.
- Diseñar modelos de simulación en MATLAB/Simulink para evaluar el comportamiento de cada estrategia en un accionamiento multifásico.
- Comparar el desempeño de cada técnica en términos de error cuadrático medio y distorsión armónica total.

1.4 Organizacion del documento

El presente documento se organiza en cinco capítulos principales, además de un apéndice. En el **Capítulo 1** se introduce el contexto de la investigación, destacando la motivación que impulsa el estudio y los objetivos que guían su desarrollo. El **Capítulo 2** describe el modelado completo del motor de inducción (MI) hexafásico y del inversor de dos niveles utilizado como etapa de potencia. En el **Capítulo 3** se detallan las estrategias de control analizadas, junto con sus fundamentos teóricos y su implementación sobre el modelo propuesto. El **Capítulo 4** presenta los resultados de simulación y el análisis comparativo entre los distintos métodos de control evaluados. Finalmente, el **Capítulo 5** expone las conclusiones principales y sugiere posibles líneas de trabajo futuro. El **Apéndice A** reúne los artículos desarrollados y publicados en el marco de este Trabajo Final de Maestría.

CAPÍTULO 2

MODELADO Y CONTROL DE MÁQUINAS DE INDUCCIÓN ASIMÉTRICAS HEXAFÁSICAS

2.1 Modelado del sistema

2.1.1 Modelado de Motores de Inducción con Bobinados Distribuidos

Los MI continúan siendo uno de los dispositivos electromecánicos más utilizados en entornos industriales, debido a su robustez, bajo costo de fabricación y reducido mantenimiento. La teoría de sistemas multifásicos proporciona un marco matemático sólido para modelar este tipo de accionamientos considerando un número arbitrario de fases, extendiendo así las técnicas de análisis y control desarrolladas originalmente para sistemas trifásicos [20].

La generalización de las transformadas de Fortescue y Clarke constituye la base para los modelos vectoriales empleados actualmente, permitiendo descomponer las variables del sistema en subespacios ortogonales. Esta descomposición facilita el análisis dinámico, la implementación de estrategias de control y la observación de fenómenos como corrientes en el plano secundario. Además, distingue entre máquinas con un número de fases múltiplo

de tres [21, 22] que presentan características ventajosas de simetría y desacoplamiento de subespacios y máquinas con número arbitrario de fases [23, 24], tanto par como impar.

Desde el punto de vista del modelado, las topologías de cinco y seis fases son las más estudiadas en la literatura [21–24], dado que representan un compromiso entre complejidad de diseño y beneficios de redundancia. Las configuraciones simétricas con número par de fases pueden presentar un rizado de par comparable al de una máquina con la mitad de fases, reduciendo parte de las ventajas inherentes del accionamiento multifásico. Sin embargo, las máquinas de seis fases en configuración asimétrica, con neutros aislados, permiten la obtención de grados de libertad adicionales que hacen posible controlar las corrientes en el plano secundario y minimizar las pérdidas, manteniendo al mismo tiempo una distribución más uniforme de la potencia por fase. Cabe destacar que las máquinas con devanados de número de fases múltiplo de tres presentan un especial atractivo en aplicaciones de alta potencia. [25].

2.1.1.1 Consideraciones para el Modelado

Para obtener un modelo matemático que describa el comportamiento dinámico de las máquinas de inducción multifásicas, es necesario establecer una serie de hipótesis simplificadoras que permiten reducir la complejidad del sistema sin comprometer la precisión del análisis [9]. En este trabajo se adoptan las siguientes consideraciones [26, 27]:

- Los devanados del estator se consideran idénticos y distribuidos de forma uniforme, de modo que las tensiones inducidas en cada fase son simétricas.
- El rotor es del tipo jaula de ardilla, representado como un conjunto de ramas inductivas conectadas en paralelo a través de los anillos extremos.
- Se asume que el entrehierro es uniforme y de espesor constante, despreciando los efectos de ranurado o excentricidad.
- El material magnético se modela como lineal, por lo que no se consideran efectos de saturación.
- Las resistencias e inductancias de fuga de estator y rotor se tratan como constantes, ignorando sus variaciones con la temperatura o la frecuencia de operación.
- Las variables del rotor se proyectan al marco del estator mediante la relación de transformación correspondiente, simplificando la formulación del modelo.

2.1.1.2 Modelo basado en variables de fase para un MI

El MI se compone de dos sistemas trifásicos conectados en estrella, con un desfase angular de 30° entre ellos. Esta configuración también es conocida como sistema dual-trifásico. Cada uno de los

sistemas trifásicos posee su propio punto neutro (denotados como N y N'), los cuales, en condiciones normales, se consideran aislados entre sí.

La Fig. 2.1 muestra la disposición espacial de los devanados correspondientes a ambos sistemas trifásicos y su desfase angular característico, así como la representación de sus neutros independientes.

Dado que los devanados distribuidos de la MI presentan un comportamiento típicamente resistivo-inductivo, la ecuación de equilibrio de tensiones para cada fase del estator y del rotor puede expresarse como:

$$v = Ri + \frac{d\Phi}{dt} \tag{2.1}$$

Donde v, i y Φ representan los valores instantáneos de tensión, corriente y flujo magnético, respectivamente, mientras que R corresponde a la resistencia del bobinado. La máquina de inducción asimétrica hexafásica MI cuenta con seis fases en el estator y en el rotor, y el balance de tensiones por fase puede expresarse en forma matricial mediante las siguientes ecuaciones:

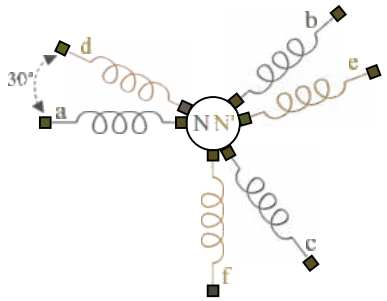


Figura 2.1 Esquema del bobinado de un motor hexafásico.

Las ecuaciones que representan el equilibrio de tensiones en un MI hexafásica, tanto para el estator como para el rotor, pueden representarse de forma matricial como:

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \tag{2.2}$$

$$v_r = R_r i_r + \frac{d\Phi_r}{dt} \tag{2.3}$$

donde:

- $v_s = [v_{sa}\ v_{sd}\ v_{sb}\ v_{se}\ v_{sc}\ v_{sf}]^T$ representa el vector de tensión por fase del estator,
- $v_r = [v_{ra}\ v_{rd}\ v_{rb}\ v_{re}\ v_{rc}\ v_{rf}]^T$ representa el vector de tensión por fase del rotor,

- $i_s = [i_{sa}\ i_{sd}\ i_{sb}\ i_{se}\ i_{sc}\ i_{sf}]^T$ representa el vector de corriente del estator,
- $i_r = [i_{ra}\ i_{rd}\ i_{rb}\ i_{re}\ i_{rc}\ i_{rf}]^T$ representa el vector de corriente del rotor,
- $\mathbf{\Phi}_s = [\Phi_{sa}\ \Phi_{sd}\ \Phi_{sb}\ \Phi_{se}\ \Phi_{sc}\ \Phi_{sf}]^T$ representa el vector de flujo del estator,
- $\mathbf{\Phi}_r = [\Phi_{ra}\ \Phi_{rd}\ \Phi_{rb}\ \Phi_{re}\ \Phi_{rc}\ \Phi_{rf}]^T$ representa el vector de flujo del rotor,
- $\mathbf{R}_s$, $\mathbf{R}_r$ son matrices diagonales de 6×6 que contienen las resistencias por fase del estator y rotor, respectivamente.

Dado que el rotor de la MI es del tipo jaula de ardilla, sus devanados están cortocircuitados, por lo que el vector de tensiones del rotor se anula:

Las expresiones para los flujos magnéticos de estator y rotor se detallan en las siguientes ecuaciones, tomando en cuenta el acoplamiento entre fases y el acoplamiento mutuo estator–rotor.

$$\Phi_s = L_s i_s + L_{sr} i_r \tag{2.4}$$

$$\Phi_r = R_s i_s + L_{rs} i_s \tag{2.5}$$

donde L_s y L_r corresponden a las inductancias propias del estator y del rotor, respectivamente, mientras que L_{sr} y L_{rs} representan las inductancias mutuas entre estator y rotor. Considerando las condiciones previamente establecidas, tanto la matriz de inductancias del estator como la del rotor presentan únicamente coeficientes constantes, siendo de dimensión 6×6.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} + L_{sr}(\theta_r = 0) \tag{2.6}$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{lr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} + L_{rs}(\theta_r = 0) \tag{2.7}$$

Donde L_{ls} y L_{lr} representan las inductancias de dispersión del estator y del rotor, respectivamente. Se asume que todos los devanados de fase del estator son idénticos y que se encuentran distribuidos de manera asimétrica, además de que las inductancias de cada fase son iguales. La relación espacial entre los devanados del rotor y los del estator depende directamente del ángulo del rotor θ_r, el cual varía con la posición angular del mismo, provocando que los coeficientes de las matrices L_{sr} y L_{rs} sean funciones del tiempo. La velocidad eléctrica del rotor puede expresarse mediante la siguiente ecuación:

La posición relativa de los devanados del rotor con relación a los devanados del estator y viceversa depende directamente del ángulo del rotor θ_r, el cual varía debido a la posición angular del rotor y hace que los coeficientes de las matrices L_{sr} y L_{rs} varíen en el tiempo.

La velocidad eléctrica del rotor ω_r se obtiene de la siguiente ecuación:

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r \, dt \tag{2.8}$$

Según las consideraciones hechas al inicio de esta sección, ambos flujos, generados en el estator y en el rotor, son sinusoidales. La matriz de inductancia mutua del estator al rotor $\mathbf{L}_{sr}$ es:

$$L_{sr} = M \begin{bmatrix} \cos(\sigma_a) & \cos(\sigma_d) & \cos(\sigma_b) & \cos(\sigma_e) & \cos(\sigma_c) & \cos(\sigma_f) \\ \cos(\sigma_f) & \cos(\sigma_a) & \cos(\sigma_d) & \cos(\sigma_b) & \cos(\sigma_e) & \cos(\sigma_c) \\ \cos(\sigma_c) & \cos(\sigma_f) & \cos(\sigma_a) & \cos(\sigma_d) & \cos(\sigma_b) & \cos(\sigma_e) \\ \cos(\sigma_e) & \cos(\sigma_c) & \cos(\sigma_f) & \cos(\sigma_a) & \cos(\sigma_d) & \cos(\sigma_b) \\ \cos(\sigma_b) & \cos(\sigma_e) & \cos(\sigma_c) & \cos(\sigma_f) & \cos(\sigma_a) & \cos(\sigma_d) \\ \cos(\sigma_d) & \cos(\sigma_b) & \cos(\sigma_e) & \cos(\sigma_c) & \cos(\sigma_f) & \cos(\sigma_a) \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

Donde M corresponde a la inductancia de magnetización. La inductancia mutua entre rotor y estator se determina a partir de la relación $L_{rs} = L_{sr}^T$. El ángulo σ_k se encuentra definido de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \sigma_a &= \theta_r & \sigma_d &= \theta_r + \varphi & \sigma_b &= \theta_r + \frac{2\pi}{3} \\ \sigma_e &= \theta_r + \frac{2\pi}{3} + \varphi & \sigma_c &= \theta_r + \frac{4\pi}{3} & \sigma_f &= \theta_r + \frac{4\pi}{3} + \varphi \end{aligned} \tag{2.10}$$

Donde $\varphi = \frac{\pi}{6}$ representa el ángulo de desfase entre los dos sistemas de devanados trifásicos. A partir de esta consideración, las ecuaciones (2.2) y (2.3) pueden reescribirse de la siguiente manera:

$$v_s = R_s i_s + L_s \frac{d}{dt} i_s + L_{sr} \frac{d}{dt} i_r \tag{2.11}$$

$$v_r = R_r i_r + L_r \frac{d}{dt} i_r + L_{rs} \frac{d}{dt} i_s \tag{2.12}$$

De esta forma, las ecuaciones (2.2)–(2.12) permiten describir completamente el comportamiento eléctrico de la MI en el dominio de variables de fase. Dado que el rotor posee únicamente un grado de libertad en su movimiento, la relación entre el par electromagnético y los parámetros mecánicos de la máquina respecto a la velocidad mecánica se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$T_e - T_L = J_m \frac{d\omega_{rm}}{dt} + B_m \omega_{rm} \tag{2.13}$$

Donde T_e corresponde al par electromagnético desarrollado por la máquina, T_L al par de carga mecánica, J_m al momento de inercia, B_m al coeficiente de fricción mecánica y ω_{rm} a la velocidad angular mecánica. Asimismo, la velocidad mecánica ω_{rm} puede vincularse con la velocidad eléctrica ω_r a través de la siguiente expresión:

Al mismo tiempo, se puede relacionar ω_{rm} con la velocidad eléctrica ω_r mediante la siguiente relación:

$$\omega_r = P\,\omega_{rm} \tag{2.14}$$

Donde P representa el número de pares de polos magnéticos de la máquina de inducción hexafásica. De esta forma, se obtiene la siguiente ecuación:

$$T_e - T_L = \frac{J_m}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{B_m}{P} \omega_r \tag{2.15}$$

El par electromagnético T_e desarrollado por la máquina establece el vínculo entre el subsistema eléctrico y el subsistema mecánico, siendo el responsable de la conversión electromecánica de la energía. En términos generales, el par electromagnético se define mediante la siguiente ecuación:

$$T_e = \frac{P}{2} \begin{bmatrix} i_s & i_r \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

Dado que L_s y L_r no dependen de la posición del rotor ω_r, la ecuación (2.16) puede simplificarse de la siguiente manera:

$$T_e = P\, i_s^T \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} i_r \tag{2.17}$$

Esto implica que el par electromagnético generado en la MI depende directamente de la interacción entre los devanados del estator y del rotor. El modelo matemático completo de la MI está descrito por las ecuaciones (2.2)–(2.17). Dicho modelo se compone de trece ecuaciones diferenciales: doce asociadas al equilibrio de tensión en el estator y el rotor, y una correspondiente a la ecuación mecánica de equilibrio. Se trata de un sistema no lineal de ecuaciones diferenciales, cuyos coeficientes varían en el tiempo debido a la inductancia mutua entre estator y rotor. Aunque el modelo puede resolverse directamente en función de las variables de fase empleando recursos computacionales modernos, esto conlleva un costo elevado; por tal motivo, se han propuesto diferentes transformaciones de variables de fase que permiten obtener un modelo más simplificado.

2.1.1.3 Transformación de Clarke En el modelo previamente descrito, bajo el enfoque de variables de fase, cada magnitud eléctrica se encuentra definida en un espacio de seis dimensiones. Al aplicar la transformación de Clarke, mediante la matriz cuadrada C de orden 6, se reemplaza el conjunto original de seis variables por un nuevo conjunto equivalente de seis variables. Al mismo tiempo, el vector de seis dimensiones queda descompuesto en tres planos bidimensionales.

Dado que los planos y ejes que conforman este nuevo espacio son ortogonales entre sí, se logra un completo desacoplamiento entre ellos, lo cual representa la principal propiedad de esta transformación. Gracias a ello, se obtiene una significativa simplificación en el modelo matemático de la MI. La transformación aplicada se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$g_{\alpha\beta} = \mathbf{C}\, g_{1-6} \tag{2.18}$$

donde $g_{\alpha\beta} = [g_\alpha,\, g_\beta,\, g_x,\, g_y,\, g_{z1},\, g_{z2}]^T$ representa el vector columna de las magnitudes eléctricas de tensión, corriente o flujo correspondientes al estator y al rotor tras la aplicación de la transformación.

Por su parte, $g_{1-6} = [g_1,\, g_2,\, g_3,\, g_4,\, g_5,\, g_6]^T$ designa el vector columna expresado en variables de fase. Dado que se cumple la condición $C^{-1} = C^T$, puede establecerse que $g_{1-6} = C^T g_{\alpha\beta}$

$$\mathbf{C} = k \begin{bmatrix} 1 & \cos(\varphi) & \cos(4\varphi) & \cos(5\varphi) & \cos(8\varphi) & \cos(9\varphi) \\ 0 & \sin(\varphi) & \sin(4\varphi) & \sin(5\varphi) & \sin(8\varphi) & \sin(9\varphi) \\ 1 & \cos(5\varphi) & \cos(8\varphi) & \cos(\varphi) & \cos(4\varphi) & \cos(9\varphi) \\ 0 & \sin(5\varphi) & \sin(8\varphi) & \sin(\varphi) & \sin(4\varphi) & \sin(9\varphi) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

donde k = $\frac{2}{6}$ representa el factor de normalización encargado de mantener invariante la amplitud (voltaje-corriente) [16].

Luego de la aplicación de esta transformación al modelo en variables de fase (2.11)–(2.15) y despreciando las pérdidas, el modelo desacoplado de Clarke se describe mediante el conjunto de ecuaciones de voltaje (2.20)–(2.27).

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} = R_s i_{\alpha s} + L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} + L_m \frac{d}{dt}\left(i'_{\alpha r}\cos(\theta) - i'_{\beta r}\sin(\theta)\right) \tag{2.20}$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} = R_s i_{\beta s} + L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} + L_m \frac{d}{dt}\left(i'_{\alpha r}\sin(\theta) + i'_{\beta r}\cos(\theta)\right) \tag{2.21}$$

$$v_{\alpha r} = 0 = R_r i'_{\alpha r} + \frac{d\psi'_{\alpha r}}{dt} = R_r i'_{\alpha r} + L_r \frac{di'_{\alpha r}}{dt} + L_m \frac{d}{dt}\left(i_{\alpha s}\cos(\theta) + i_{\beta s}\sin(\theta)\right) \tag{2.22}$$

$$v_{\beta r} = 0 = R_r i'_{\beta r} + \frac{d\psi'_{\beta r}}{dt} = R_r i'_{\beta r} + L_r \frac{di'_{\beta r}}{dt} + L_m \frac{d}{dt}\left(-i_{\alpha s}\sin(\theta) + i_{\beta s}\cos(\theta)\right) \tag{2.23}$$

$$v_{xs} = R_s i_{xs} + \frac{d\psi_{xs}}{dt} = R_s i_{xs} + L_{ls} \frac{di_{xs}}{dt} \tag{2.24}$$

$$v_{ys} = R_s i_{ys} + \frac{d\psi_{ys}}{dt} = R_s i_{ys} + L_{ls} \frac{di_{ys}}{dt} \tag{2.25}$$

$$v_{z1s} = R_s i_{z1s} + \frac{d\psi_{z1s}}{dt} = R_s i_{z1s} + L_{ls}\frac{di_{z1s}}{dt} \tag{2.26}$$

$$v_{z2s} = R_s i_{z2s} + \frac{d\psi_{z2s}}{dt} = R_s i_{z2s} + L_{ls}\frac{di_{z2s}}{dt} \tag{2.27}$$

donde $L_m = 3M$ corresponde a la inductancia de magnetización, $L_s = L_m + L_{ls}$ a la inductancia total del estator y $L_r = L_m + L_{lr}$ a la inductancia total del rotor.

Las ecuaciones (2.20)–(2.23) describen las componentes del estator y del rotor en el plano ($\alpha\ -\beta$), en el cual se proyecta la componente fundamental del flujo, y que constituye el plano asociado a la conversión de energía electromecánica. En los planos ortogonales ($x - y$) y ($z_1 - z_2$) sólo aparecen variables del estator, considerando un devanado distribuido en la MI. En particular, en el plano ($z_1 - z_2$) se localizan las componentes homopolares, donde el rotor no presenta corriente debido a que sus bobinados se encuentran en cortocircuito. Además, dado que el modelo estudiado corresponde a una MI con neutros aislados, las corrientes del estator en este plano se anulan.

Tras la aplicación de la transformación, las variables de estator y rotor en las ecuaciones (2.20)–(2.23) se encuentran expresadas en marcos de referencia distintos, tal como se observa en la Figura 2.2. Mientras que las variables del estator se refieren a un marco estacionario ($\alpha - \beta$), las del rotor se expresan en un marco ligado al propio rotor, desfasado respecto al plano ($\alpha\ -\beta$) por un ángulo θ y girando a una velocidad ω_r. Con el fin de simplificar el modelo en estado estacionario, es necesario expresar todas las variables en un marco de referencia común, lo cual se consigue aplicando una transformación al conjunto de variables del rotor mediante la matriz de rotación $R(\theta)$, definida en la siguiente ecuación:

$$g_r = \mathbf{R}(\theta)\, g'_r \tag{2.28}$$

donde $g_r = [g_{\alpha r},\, g_{\beta r},\, g_{xr},\, g_{yr},\, g_{z1r},\, g_{z2r}]^T$ y $g'_r = [g'_{\alpha r},\, g'_{\beta r},\, g'_{xr},\, g'_{yr},\, g'_{z1r},\, g'_{z2r}]^T$. La matriz $\mathbf{R}(\theta)$ se denota como:

$$\mathbf{R}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.29}$$

$$\mathbf{R}(\theta)^{-1} = \mathbf{R}(\theta)^T \tag{2.30}$$

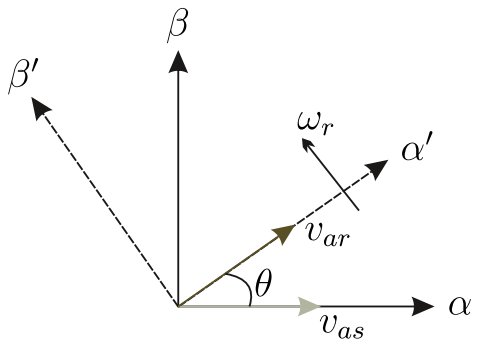


Figura 2.2 Sistema de referencia para las componentes α, β, α', β'.

La aplicación de esta transformación en el rotor afecta únicamente a sus componentes en el plano $(\alpha - \beta)$. Finalmente, el modelo de la MI en este plano, con todas sus variables referidas al marco de referencia estacionario, se describe mediante las siguientes ecuaciones:

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} = R_s i_{\alpha s} + L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} + L_m \frac{di_{\alpha r}}{dt} \tag{2.31}$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} = R_s i_{\beta s} + L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} + L_m \frac{di_{\beta r}}{dt} \tag{2.32}$$

$$v_{\alpha r} = 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} = R_r i_{\alpha r} + L_r \frac{di_{\alpha r}}{dt} + L_m \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \omega_r (L_m i_{\beta s} + L_r i_{\beta r}) \tag{2.33}$$

$$v_{\beta r} = 0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} = R_r i_{\beta r} + L_r \frac{di_{\beta r}}{dt} + L_m \frac{di_{\beta s}}{dt} - \omega_r (L_m i_{\alpha s} + L_r i_{\alpha r}) \tag{2.34}$$

El par electromagnético, definido en función de las nuevas variables, se determina aplicando las transformaciones indicadas en (2.18) y (2.28) a la ecuación (2.17), obteniéndose así la siguiente expresión:

$$T_e = 3PL_m(i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\beta r} i_{\alpha s}) \tag{2.35}$$

donde el factor 3 desaparece al aplicar una transformación invariante en potencia.

2.1.1.4 Transformada Rotacional o de Park Existen otras simplificaciones que pueden obtenerse cuando las variables se definen con respecto a marcos de referencia dinámicos seleccionados de manera adecuada para el control. Dichos cambios de marco se realizan mediante transformaciones matriciales aplicadas al modelo desacoplado de Clarke.

Dado que el estator y el rotor se acoplan únicamente en el plano $(\alpha-\beta)$, las transformaciones hacia marcos de referencia dinámicos afectan solamente a las variables eléctricas definidas en dicho plano. La transformación se establece de modo que el nuevo conjunto de bobinados del estator y del rotor —que reemplazan a los bobinados en $(\alpha-\beta)$ gire a la misma velocidad angular, conformando así el marco de referencia dinámico $(d\ -\ q)$.

De este modo, se elimina el movimiento relativo entre los devanados del estator y del rotor, obteniéndose un conjunto de ecuaciones diferenciales con coeficientes constantes.

Dado que en una MI el entrehierro es constante y todas las inductancias de los devanados del estator y del rotor permanecen invariantes, la elección de la velocidad de giro del marco de referencia dinámico resulta arbitraria. Para el desarrollo del modelo, se designa dicha velocidad como ω_a, cuya posición instantánea respecto al marco estacionario está definida por el ángulo θ_a, relacionado con la velocidad según la siguiente expresión:

$$\theta_a(t) = \int_0^t \omega_a \, dt \tag{2.36}$$

esta coordenada será empleada para realizar la transformación rotacional de las variables del estator. De manera análoga, el rotor también gira a una velocidad ω_r, y su posición angular respecto al marco de referencia estacionario se describe mediante la variable θ, como se muestra en la Figura 2.3. No obstante, la posición del rotor respecto al marco de referencia $(d\ -\ q)$ se define en función de la velocidad ω_r, la cual depende en cada instante del tiempo de la velocidad relativa entre el marco de referencia dinámico y el rotor, es decir, el deslizamiento ω_{sl}, de acuerdo con la siguiente expresión:

$$\omega_r = \omega_a - \omega = \int_0^t (\omega_a - \omega_r)\ dt = \int_0^t \omega_{sl}\, dt \tag{2.37}$$

El segundo eje del marco de referencia dinámico, perpendicular al eje d, se denomina eje q. De este modo, la transformación de las variables del estator y del rotor se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$g_{dq} = \mathbf{D}\, g_{\alpha\beta} \tag{2.38}$$

donde $g_{dq} = [g_d,\, g_q,\, g_x,\, g_y,\, g_{z1},\, g_{z2}]^T$ y $g_{\alpha\beta} = [g_\alpha,\, g_\beta,\, g_x,\, g_y,\, g_{z1},\, g_{z2}]^T$.
La matriz $\mathbf{D}$ se denota como:

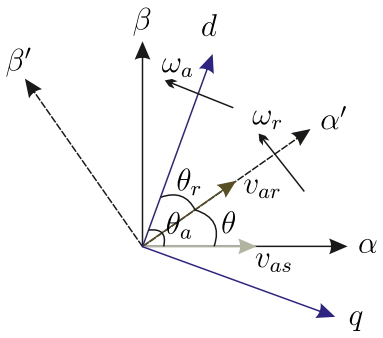


Figura 2.3 Sistema de referencia dinámico $(d-q)$.

$$\mathbf{D}_s = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta_a) & \cos(\theta_a) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.39}$$

$$\mathbf{D}_r = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.40}$$

donde $\mathbf{D}_s$ corresponde a la matriz de transformación aplicada a las variables del estator, y $\mathbf{D}_r$ a la matriz aplicada a las variables del rotor. Cabe señalar que la transformación rotacional actúa únicamente sobre las ecuaciones en el plano $(\alpha - \beta)$, mientras que las ecuaciones de los subespacios $x - y$ y $(z_1 - z_2)$ permanecen inalteradas.

Además, puede establecerse que $g_{\alpha\beta} = {\mathrm{D}_s}^T g_{dq}$, dado que se cumple la propiedad $\mathbf{D}^{-1} = \mathbf{D}^T$.

En consecuencia, tras la aplicación de la transformación propuesta en (2.38)–(2.40), el modelo matemático se expresa mediante el siguiente conjunto de ecuaciones de equilibrio de tensión:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_a (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) \tag{2.41}$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_a (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) \tag{2.42}$$

$$v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + L_m \frac{di_{ds}}{dt} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{sl} (L_m i_{qs} + L_r i_{qr}) \tag{2.43}$$

$$v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + L_m \frac{di_{qs}}{dt} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_{sl} (L_m i_{ds} + L_r i_{dr}) \tag{2.44}$$

$$v_{xs} = R_s i_{xs} + L_{ls} \frac{di_{xs}}{dt} \tag{2.45}$$

$$v_{ys} = R_s i_{ys} + L_{ls} \frac{di_{ys}}{dt} \tag{2.46}$$

$$v_{z1s} = R_s i_{z1s} + L_{ls} \frac{di_{z1s}}{dt} \tag{2.47}$$

$$v_{z2s} = R_s i_{z2s} + L_{ls} \frac{di_{z2s}}{dt} \tag{2.48}$$

Por último, el par electromagnético generado se define de forma análoga al caso anterior descrito en (2.35):

$$T_e = 3PL_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \tag{2.49}$$

Algunas representaciones alternativas relacionando a los flujos magnéticos del estator y rotor son las siguientes:

$$T_e = 3P(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) = 3P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \tag{2.50}$$

2.1.2 Modelado de Convertidores Electrónicos de Potencia

Dentro de las diversas arquitecturas de convertidores de potencia aplicadas a sistemas multifásicos, se han propuesto alternativas como los convertidores multinivel [28, 29]. No obstante, la topología más utilizada en la práctica, tanto en sistemas trifásicos como en sistemas multifásicos, continúa siendo la configuración de dos niveles con dos etapas AC/DC–DC/AC, conformada usualmente por un rectificador no controlado y un inversor de tensión (VSI), conectados mediante un enlace de corriente continua (DC–link). Este

esquema permite un rango amplio de operación en frecuencia de salida y facilita la generación de tensiones con forma casi sinusoidal, con bajo contenido de armónicos de orden inferior, siempre que se apliquen estrategias de control adecuadas.

El modelado del VSI resulta esencial para el análisis y desarrollo de las técnicas de control planteadas en esta Tesis. A partir de un modelo escalar del inversor, pueden aplicarse las transformaciones presentadas en el capítulo anterior, lo que conduce a una formulación vectorial más conveniente para la descripción de los algoritmos de control en máquinas multifásicas.

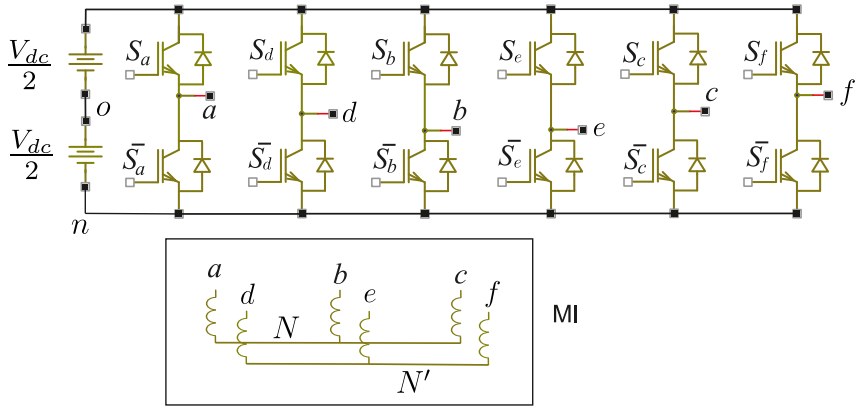


Figura 2.4 Diagrama del inversor de seis fases.

2.1.2.1 Modelo escalar del VSI de seis fases asimétrico En la Figura 2.4 se presenta el esquema de un inversor de seis ramas y dos niveles, alimentado por un enlace de corriente continua (DC–link) con una fuente de tensión V_{dc} y un punto medio o. El convertidor está constituido por 12 interruptores electrónicos de potencia, dispuestos en pares por cada rama. La salida del VSI se obtiene en los puntos intermedios (a, d, b, e, c, f) entre los interruptores de cada fase.

Se asume, para simplificar el análisis, que el inversor alimenta una carga balanceada en conexión estrella, predominantemente inductiva, característica propia de las máquinas eléctricas. Las tensiones de fase se representan como V_{sk} y $V_{sk'}$, con $k = \{a, b, c\}$ y $k' = \{d, e, f\}$.

Para el esquema considerado, a fin de evitar cortocircuitos en el bus de continua, en cada rama únicamente puede activarse un interruptor a la vez. El estado en el que ambos interruptores permanecen apagados también debe evitarse, ya que implicaría la pérdida de control sobre la carga. Las restricciones mencionadas quedan garantizadas en el esquema

ilustrado en la Fig. 2.4, utilizando señales de disparo complementarias en cada par de interruptores de una misma rama.

Así, el estado de cada rama $(S_k, S_{k'})$ puede definirse mediante una lógica binaria, donde $S_k \in \{0,1\}$ y $S_{k'} \in \{0,1\}$. Cuando $S_k = 1$ se considera que el interruptor superior está en conducción y el inferior en estado de bloqueo, mientras que el caso opuesto se cumple cuando $S_{k'} = 1$.

Con esta definición, la salida del VSI puede entregar dos niveles de tensión $\left(\pm\frac{V_{dc}}{2}\right)$ respecto al punto medio del DC–link o. La función de conmutación del inversor puede expresarse mediante el vector $[\mathrm{S}_a, S_d, S_b, S_e, S_c, S_f]^T$.

Finalmente, las tensiones v_{kn} y $v_{k'n}$, referidas al punto negativo del DC–link (n), pueden determinarse en función del estado de conmutación de cada rama, según la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} v_{kn} &= V_{dc} S_k \\ v_{k'n} &= V_{dc} S_{k'} \end{aligned} \tag{2.51}$$

Por otro lado, las tensiones v_{kn} y $v_{k'n}$ se relacionan con las tensiones de fase $(v_{kN}, v_{kN'})$ y con las tensiones medidas entre el bus negativo del DC–link y los puntos comunes de la conexión en estrella $(v_{Nn}, v_{N'n})$, de acuerdo con las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_{kn} &= v_{kN} + v_{Nn} \\ v_{k'n} &= v_{k'N} + v_{N'n} \end{aligned} \tag{2.52}$$

En el caso analizado, al considerar una carga balanceada, la suma de las tensiones de fase debe ser igual a cero. Al sumar las ecuaciones correspondientes a cada fase, empleando la expresión obtenida en (2.52) junto con (2.51), se concluye que las tensiones v_{Nn} y $v_{N'n}$ pueden expresarse en función de los estados de conmutación de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} v_{Nn} &= \frac{1}{3}(v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) \\ v_{N'n} &= \frac{1}{3}(v_{dn} + v_{en} + v_{fn}) \end{aligned} \tag{2.53}$$

Reemplazando esta igualdad en (2.52), los voltajes quedan determinados por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_{kN} = v_{kn} - v_{Nn} &= V_{dc} S_k - \frac{1}{3}(v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) \\ v_{k'N'} = v_{k'n} - v_{N'n} &= V_{dc} S_{k'} - \frac{1}{3}(v_{dn} + v_{en} + v_{fn}) \end{aligned} \tag{2.54}$$

La tensión generada por el VSI puede asumir cinco valores diferentes, comprendidos entre $\frac{2V_{dc}}{3}$ y $-\frac{2V_{dc}}{3}$, con incrementos de $\frac{V_{dc}}{3}$. Para simplificar la representación, las tensiones de fase definidas en (2.54) en función de los estados de conmutación pueden expresarse de manera matricial, tal como se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{dN} \\ v_{bN} \\ v_{eN'} \\ v_{cN'} \\ v_{fN'} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 2 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_d \\ S_b \\ S_e \\ S_c \\ S_f \end{bmatrix} \tag{2.55}$$

Las tensiones en modo común del VSI se definen como la tensión entre el punto común del conexionado en estrella (N y N') y el punto medio del enlace de corriente continua (DC–link) (o), y pueden expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} v_{No} &= v_{Nn} - \frac{V_{dc}}{2} = \frac{1}{3}(v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) - \frac{V_{dc}}{2} \\ v_{N'o} &= v_{N'n} - \frac{V_{dc}}{2} = \frac{1}{3}(v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) - \frac{V_{dc}}{2} \end{aligned} \tag{2.56}$$

Estas últimas relaciones muestran que el VSI de dos niveles para una máquina de seis fases asimétrica, bajo las condiciones de carga consideradas, puede adoptar *cuatro* valores distintos de tensión en modo común, comprendidos entre $+\frac{V_{dc}}{2}$ y $-\frac{V_{dc}}{2}$, con incrementos de $\frac{V_{dc}}{3}$. Esto equivale a disponer de *dos niveles* en términos de magnitud de tensión.

Formulación vectorial del VSI hexafásico asimétrico Para llevar a cabo un análisis más compacto del convertidor y reducir la complejidad del modelo matemático, se recurre a la aplicación de la transformación de Clarke para máquinas de seis fases, definida en (2.19). De esta forma, el vector de tensiones expresado en coordenadas de fase $[v_{aN},\ v_{dN},\ v_{bN},\ v_{eN'},\ v_{cN'},\ v_{fN'}]^T$, se proyecta en un nuevo sistema de referencia, en el cual queda representado por un conjunto de seis componentes que corresponden a los planos ortogonales y a las componentes homopolares $[v_\alpha,\ v_\beta,\ v_x,\ v_y,\ v_{z1},\ v_{z2}]^T$.

Así, al aplicar la transformación indicada en (2.19) sobre las expresiones dadas en (2.55), las tensiones transformadas se obtienen mediante la siguiente formulación:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_x \\ v_y \\ v_{z1} \\ v_{z2} \end{bmatrix} = \mathbf{C}\,\frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 2 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_d \\ S_b \\ S_e \\ S_c \\ S_f \end{bmatrix} = \mathbf{C}V_{dc}\mathbf{M} \begin{bmatrix} S_a \\ S_d \\ S_b \\ S_e \\ S_c \\ S_f \end{bmatrix} \tag{2.57}$$

En un inversor de seis fases, el conjunto total de combinaciones de conmutación está formado por 64 vectores posibles (2^6), de los cuales 60 corresponden a vectores activos y únicamente 4 representan estados nulos. Dichos vectores pueden representarse en los planos $(\alpha\ -\beta)$ y $(x-y)$, como se observa en la **Figura 2.5**. Para identificarlos, cada estado de conmutación se expresa mediante dos números en notación octal, derivados de los códigos binarios $[S_a\ S_d\ S_b]$ y $[S_e\ S_c\ S_f]$.

En el caso de máquinas de inducción asimétricas hexafásicas con neutros aislados, los componentes de tensión proyectados en el plano $(z_1 - z_2)$ resultan nulos, por lo que no intervienen en los esquemas de control. Como consecuencia, en los planos $(\alpha\ -\beta)$ y $(x-y)$ se obtienen 49 vectores distintos de utilidad práctica, mientras que los 15 restantes aparecen como redundantes, tal y como se ilustra en la **Figura 2.5**.

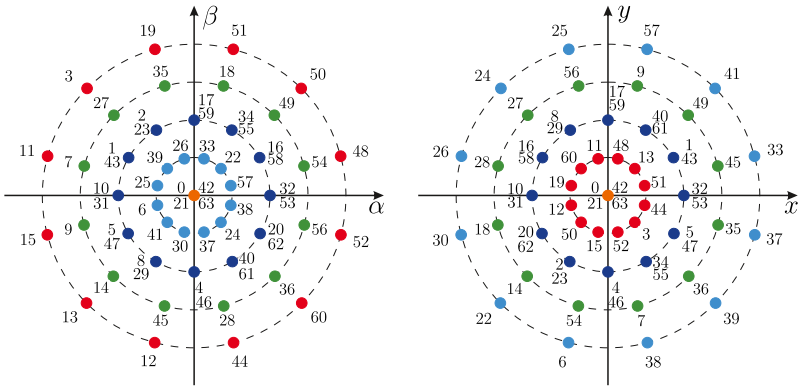


Figura 2.5 Vectores de tensión en los planos $(\alpha–\beta)$ e $(x-y)$ para una MI con neutros aislados.

2.2 Control avanzado en convertidores multifásicos

En los últimos años, el estudio de técnicas avanzadas de control para accionamientos eléctricos multifásicos ha despertado un creciente interés, particularmente en sistemas

basados en MI asimétricas hexafásicas, los cuales ofrecen ventajas en términos de fiabilidad, reducción de armónicos y capacidad de operación bajo fallas. Dentro de este contexto, el DTC ha sido uno de los métodos más utilizados debido a su simplicidad estructural y rápida respuesta dinámica, ya que permite seleccionar directamente los vectores de tensión a partir de controladores de histéresis aplicados al flujo y al torque. Posteriormente, surgió el PTC, que emplea un modelo matemático de la máquina para evaluar todas las posibles acciones de conmutación y escoger aquella que minimiza una función de costo, lo que brinda mayor flexibilidad en la inclusión de restricciones y optimización de desempeño. Finalmente, el FOC se presenta como la estrategia más consolidada, ya que logra un desacoplamiento entre el control de flujo y torque, asegurando un comportamiento estable y preciso bajo diversas condiciones de operación.

En las siguientes unidades se desarrollarán los fundamentos de cada uno de estos métodos de manera secuencial. Primero se analizará el DTC y sus esquemas de conmutación, luego se detallará la formulación del PTC y su función de costo, y finalmente se describirá el FOC, resaltando su capacidad para transformar el control de la máquina en un sistema análogo al de corriente continua. Esto permitirá sentar las bases para la comparación y análisis de estas técnicas dentro del marco de accionamientos multifásicos.

En el marco de esta investigación, el énfasis se coloca en el control predictivo, debido a su creciente relevancia en el ámbito de los accionamientos eléctricos. Los fundamentos teóricos de este método, junto con sus aplicaciones en máquinas multifásicas, serán desarrollados en detalle en las secciones siguientes.

CAPÍTULO 3

FUNDAMENTOS Y MODELADO DE CONTROLADORES: DTC, PTC Y FOC

3.1 Metodología de Diseño del Control Directo de Par

El DTC es una técnica de control no lineal que regula directamente el par y el flujo del estator sin necesidad de moduladores PWM [3]. Esta estrategia fue extendida a máquinas multifásicas, incluyendo configuraciones de seis fases, para aprovechar sus ventajas en reducción de rizado de par y tolerancia a fallas [4, 6]. La metodología de diseño del DTC considera la estimación de flujo y par, el uso de controladores de histéresis y la selección del vector de tensión mediante una tabla de conmutación dependiente del sector del flujo [9]. Además, en este trabajo se emplea un conjunto restringido de 12 vectores largos y el vector nulo, con el fin de minimizar corrientes en el plano secundario y mejorar la eficiencia del accionamiento.

3.1.1 Principios Fundamentales del DTC

La idea central del DTC es seleccionar en cada instante el vector de tensión del inversor que mantenga el flujo del estator y el par electromagnético dentro de bandas de histéresis alrededor de sus referencias [3, 9]. A diferencia de esquemas modulados como el FOC, el DTC actúa directamente sobre los interruptores del inversor y evita el uso de moduladores PWM, logrando así una respuesta muy rápida.

Sea el vector de flujo del estator $\boldsymbol{\psi}_s = [\psi_\alpha,\ \psi_\beta]^\top$ y el vector de corriente $\boldsymbol{i}_s = [i_\alpha,\ i_\beta]^\top$. El par electromagnético se estima mediante:

$$T_e = 3P\left(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha\right), \tag{3.1}$$

donde P es el número de pares de polos. La magnitud del flujo se obtiene como:

$$|\boldsymbol{\psi}_s| = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}. \tag{3.2}$$

Los controladores de histéresis comparan T_e y $|\boldsymbol{\psi}_s|$ con sus referencias $T_e^\star$ y $\psi_s^\star$, generando las señales de decisión d_T y d_ψ:

$$d_T = \begin{cases} +1, & T_e < T_e^\star - h_T, \\ -1, & T_e > T_e^\star + h_T, \\ 0, & |T_e - T_e^\star| \le h_T, \end{cases} \qquad d_\psi = \begin{cases} 1, & |\boldsymbol{\psi}_s| < \psi_s^\star - h_\psi, \\ 0, & |\boldsymbol{\psi}_s| > \psi_s^\star + h_\psi, \end{cases} \tag{3.3}$$

donde h_T y h_ψ son las bandas de histéresis para par y flujo, respectivamente.

El ángulo del flujo se calcula como:

$$\theta_s = \arctan\!\left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha}\right), \tag{3.4}$$

y se determina el sector $S \in \{1, \ldots, 12\}$ en el que se encuentra $\boldsymbol{\psi}_s$. Con d_T, d_ψ y S como entradas, se selecciona el vector de tensión $\boldsymbol{v}_k$ desde la tabla de conmutación predefinida en 3.1:

$$\boldsymbol{v}_s = \boldsymbol{v}_k(d_T, d_\psi, S), \qquad k \in \{1, \ldots, 12, 0\}, \tag{3.5}$$

donde $k = 0$ corresponde al vector nulo. Esta ley de control directa asegura que el par y el flujo permanezcan dentro de las bandas especificadas.

El DTC presenta ventajas de respuesta dinámica rápida, estructura simple y robustez frente a variaciones paramétricas, aunque con la desventaja de un rizado de par elevado y frecuencia de conmutación variable [8, 30]. En aplicaciones con máquinas de seis fases, se

Tabla 3.1 Tabla de conmutación DTC para vectores de tensión restringidos

Estados de histéresis		**Sector** S_m											
d_ϕ	d_T	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}	S_{11}	S_{12}
1	+1	v_{51}	v_{19}	v_3	v_{11}	v_{15}	v_{13}	v_{12}	v_{44}	v_{60}	v_{52}	v_{48}	v_{50}
1	-1	v_{44}	v_{60}	v_{52}	v_{48}	v_{50}	v_{51}	v_{19}	v_3	v_{11}	v_{15}	v_{13}	v_{12}
1	0	v_0	v_0	v_0	v_0	v_0	v_0	v_0	v_0	v_0	v_0	v_0	v_0
0	+1	v_{19}	v_3	v_{11}	v_{15}	v_{13}	v_{12}	v_{44}	v_{60}	v_{52}	v_{48}	v_{50}	v_{51}
0	-1	v_{12}	v_{44}	v_{60}	v_{52}	v_{48}	v_{50}	v_{51}	v_{19}	v_3	v_{11}	v_{15}	v_{13}
0	0	v_1	v_1	v_1	v_1	v_1	v_1	v_1	v_1	v_1	v_1	v_1	v_1

utilizan 12 vectores largos y un vector nulo, permitiendo reducir las corrientes en el plano secundario y mejorar la eficiencia energética del sistema.

3.1.2 Consideraciones de Implementación

La correcta selección de las bandas de histéresis h_T y h_ψ, así como el tiempo de muestreo T_s, es esencial para alcanzar un compromiso entre rapidez de respuesta, nivel de rizado y esfuerzo de conmutación. Además, el cálculo preciso de $\boldsymbol{\psi}_s$ es crítico, ya que errores en la estimación de flujo afectan directamente la selección del sector y la precisión del control [6].

En la Figura 3.1 se muestra un diagrama en bloques representativo del control directo de par.

3.2 Metodología de Diseño del Control Predictivo de Par

El Control Predictivo de Par (PTC) es una estrategia de control avanzada que calcula en cada instante de muestreo el vector de tensión que minimiza una función de costo dependiente de los errores de par y flujo. A diferencia del DTC, el PTC no emplea controladores de histéresis ni tablas de conmutación fijas, sino un proceso de evaluación en línea de todos los vectores de tensión posibles [12, 15]. Esta característica permite

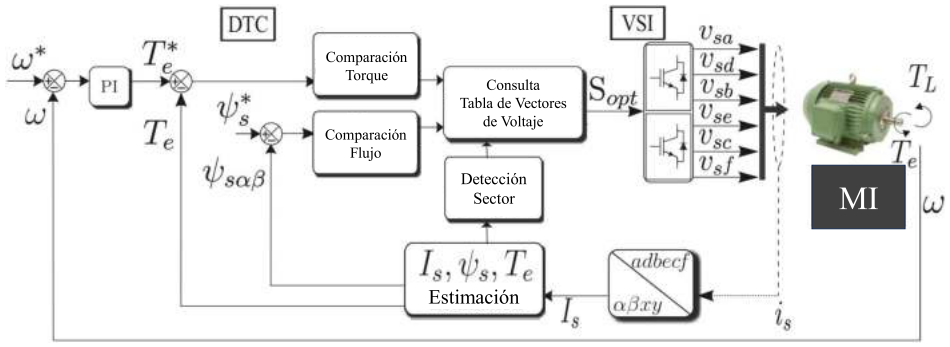


Figura 3.1 Diagrama en bloques de la estrategia DTC.

obtener una frecuencia de conmutación prácticamente constante y reducir el rizado de par, a costa de mayor carga computacional y necesidad de un modelo preciso de la máquina [16, 17].

3.2.1 Principios Fundamentales del PTC

El principio básico del PTC consiste en predecir el comportamiento de la máquina para el siguiente instante $k+1$ y seleccionar el vector de tensión óptimo. La corriente de estator se predice usando un modelo discreto:

$$\boldsymbol{i}_s(k+1) = \boldsymbol{i}_s(k) + T_s \boldsymbol{i}_s(k), \tag{3.6}$$

donde T_s es el período de muestreo y $\boldsymbol{i}_s(k)$ se obtiene a partir de la ecuación de tensiones del estator. Con las corrientes predichas se estiman el flujo y el par:

$$\begin{aligned} \psi_s(k+1) &= \psi_s(k) + T_s \left(v_s(k) - R_s \, i_s(k) \right), \\ T_e(k+1) &= 3P \left(\psi_\alpha(k+1) \, i_\beta(k+1) - \psi_\beta(k+1) \, i_\alpha(k+1) \right). \end{aligned} \tag{3.7}$$

Para cada vector de tensión candidato $\boldsymbol{v}_k$, se evalúa la función de costo:

$$g_k = \lambda_T |T_e^\star - T_e(k+1)| + \lambda_\psi |\psi_s^\star - \psi_s(k+1)|, \tag{3.8}$$

donde λ_T y λ_ψ son ponderaciones ajustadas según la prioridad de par y flujo. El vector seleccionado es el que minimiza g_k:

$$\boldsymbol{v}_{opt} = \arg\min_{\boldsymbol{v}_k} g_k. \tag{3.9}$$

3.2.2 Consideraciones de Implementación

La precisión de PTC depende directamente de la calidad del modelo de predicción y de la correcta parametrización de las resistencias e inductancias de la máquina. Se requiere un período de muestreo reducido para garantizar la validez de la predicción de un paso. Además, es importante sintonizar las ponderaciones λ_T y λ_ψ para evitar dominancia de una de las variables y mantener un compromiso adecuado entre dinámica de par y rizado de flujo. En este trabajo se considera un conjunto restringido de 12 vectores largos y el vector nulo, de forma similar al DTC, para permitir una comparación justa entre ambos métodos.

En la Figura 3.2 se muestra un diagrama en bloques representativo del control predictivo de par, para un MI.

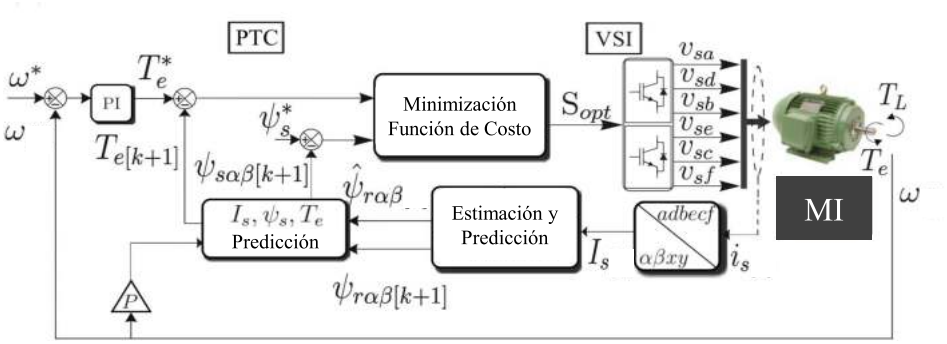


Figura 3.2 Diagrama en bloques de la estrategia PTC.

3.3 Metodología de Diseño del Control Orientado al Campo

El Control Orientado al Campo (FOC) es una técnica de control vectorial que transforma las variables de la máquina de inducción al marco síncrono $(d-q)$, permitiendo un control desacoplado de flujo y par. Esta estrategia convierte el modelo de la máquina en una representación equivalente a un motor de corriente continua, donde el par se controla mediante la corriente i_q y el flujo mediante i_d [9]. Gracias a esta característica, el FOC es ampliamente utilizado en aplicaciones de alta precisión y tracción eléctrica, incluyendo máquinas de seis fases [2, 18].

3.3.1 Control vectorial (FOC)

El FOC es una de las estrategias más empleadas en el accionamiento de máquinas de inducción multifásicas MI, debido a que permite desacoplar la generación de par y el control del flujo, logrando así un comportamiento dinámico similar al de un motor de corriente continua [3, 9, 31]. Su principio fundamental se basa en transformar las magnitudes multifásicas al marco de referencia síncrono alineado con el vector de flujo rotorico, mediante la transformada de Clarke–Park extendida.

3.3.2 Principio de orientación del flujo

La aplicación de FOC a una máquina hexafásica parte de su modelo dinámico en coordenadas estacionarias $(\alpha - \beta)$, $(x - y)$ para luego transformarse al marco síncrono $(d - q)$. El sistema de referencia más común alinea el eje d con el vector de flujo rotorico, lo que permite simplificar las ecuaciones de control. Este enfoque es conocido como RFOC (Rotor Flux Oriented Control) [30].

La orientación se describe mediante las siguientes relaciones:

$$\theta_a = \theta_r, \tag{3.10}$$

$$\omega_a = \omega_r, \tag{3.11}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}, \tag{3.12}$$

donde θ_a es el ángulo del sistema de referencia síncrono, θ_r es la posición angular del rotor y ω_r la velocidad mecánica. Esta alineación implica que el flujo en el eje d coincide con el flujo rotorico total, mientras que en el eje q se anula:

$$\psi_{dr} = \psi_r, \tag{3.13}$$

$$\psi_{qr} = 0, \tag{3.14}$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = 0. \tag{3.15}$$

3.3.3 Modelo en el marco síncrono y control de par

A partir de las ecuaciones de tensión del rotor en este marco de referencia se obtiene:

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_{sl}\psi_{qr}, \tag{3.16}$$

donde R_r es la resistencia del rotor y ω_{sl} la velocidad de deslizamiento. Dado que $\psi_{qr} = 0$, la dinámica del flujo depende únicamente de i_{ds}, facilitando su regulación mediante un lazo PI [30, 31].

La ecuación complementaria en el eje q es:

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \omega_{sl}\psi_{dr}, \tag{3.17}$$

de donde se obtienen las corrientes rotoricas en función del flujo:

$$i_{dr} = \frac{\psi_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r}, \tag{3.18}$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}. \tag{3.19}$$

Sustituyendo en la ecuación de flujo:

$$\psi_r + \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_{ds}, \tag{3.20}$$

siendo $\tau_r = \dfrac{L_r}{R_r}$ la constante de tiempo del rotor.

La relación entre la corriente de par i_{qs} y el deslizamiento es:

$$\omega_{sl}\tau_r\psi_r = L_m i_{qs}, \tag{3.21}$$

y el par electromagnético:

$$T_e = P\left(\frac{L_m}{L_r}\right)\psi_r i_{qs}, \tag{3.22}$$

donde P es el número de pares de polos.

3.3.4 Selección de las referencias de corriente

En la práctica, la corriente i_{ds} se fija a un valor nominal (o ligeramente inferior a la velocidad de sincronismo) para mantener constante el flujo rotorico, mientras que i_{qs} se regula dinámicamente en función de la referencia de par [9, 16]. Así:

- i_{ds} define el valor de flujo rotorico.
- i_{qs} determina directamente el par electromagnético.

En régimen estacionario, estas corrientes son prácticamente continuas en el marco síncrono, simplificando el diseño de los controladores.

Una forma alternativa de expresar el par es:

$$T_e = P\left(\frac{\psi_r^2}{R_r}\right)\omega_{sl}, \tag{3.23}$$

lo que evidencia la proporcionalidad directa entre el par y el deslizamiento para un flujo constante, analogía que facilita su control.

3.3.5 Controladores internos y variantes IRFOC/DRFOC

Los lazos internos de corriente en FOC suelen implementarse con controladores PI, debido a su buena robustez y sencillez [9, 31]. No obstante, es posible emplear técnicas más avanzadas como control deslizante, control predictivo o difuso, que mejoran el desempeño frente a perturbaciones y errores paramétricos [11, 14].

Existen dos enfoques principales para obtener el ángulo del flujo rotorico:

- DRFOC (Direct Rotor Flux Oriented Control): utiliza sensores o estimadores de flujo.
- IRFOC (Indirect Rotor Flux Oriented Control): calcula el ángulo a partir de la posición mecánica y el deslizamiento, reduciendo el número de sensores [19, 30].

La frecuencia de deslizamiento se obtiene de:

$$\omega_{sl}^{\star} = \frac{L_m i_{qs}^{\star}}{\tau_r \psi_r^{\star}}, \tag{3.24}$$

y el ángulo del flujo rotorico:

$$\phi_r = \int (\omega_r + \omega_{sl}^{\star})\, dt. \tag{3.25}$$

Este método garantiza la correcta orientación del marco de referencia con un hardware más sencillo, siendo IRFOC la estrategia más utilizada en la práctica industrial.

3.3.6 Estructura de implementación

En MI, la estructura IRFOC es equivalente al FOC trifásico, pero incluye la gestión del plano $(x - y)$. Luego de transformar las corrientes de fase al marco síncrono, se regulan

i_d e i_q mediante lazos PI para controlar flujo y par, respectivamente. De forma paralela, se aplica un control adicional que fuerza $i_x \approx 0$ e $i_y \approx 0$, reduciendo pérdidas.

Las tensiones de referencia calculadas en el dominio dq se transforman nuevamente al sistema de fase y se aplican al inversor mediante modulación PWM o SVM. Este esquema proporciona una respuesta dinámica rápida, estable y con bajo rizado de corriente [11, 30].

3.3.7 Conclusión

El FOC es una estrategia madura y robusta que permite un control preciso del flujo y el par en máquinas de inducción hexafásicas. Su formulación basada en orientación del flujo facilita un comportamiento similar al de máquinas DC, con alta calidad de corriente y buena dinámica. La variante IRFOC, por su sencillez y menor necesidad de sensores, es la más extendida en aplicaciones de tracción eléctrica y sistemas de potencia avanzados [9, 19, 30].

En la Figura 3.3 se muestra un diagrama en bloques representativo del control orientado al campo, para un MI.

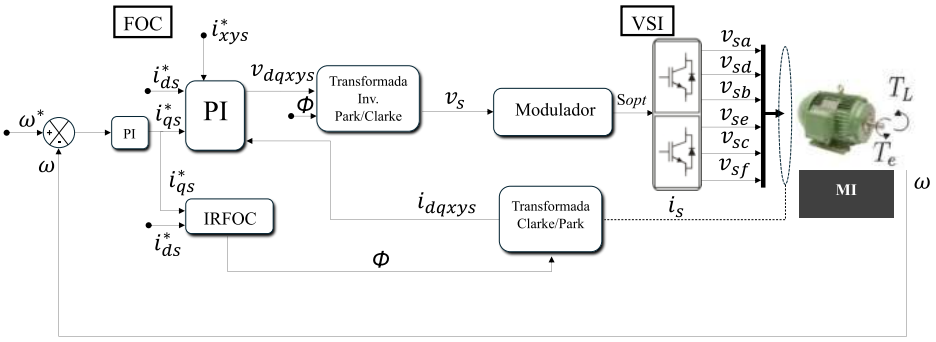


Figura 3.3 Diagrama en bloques de la estrategia FOC.

CAPÍTULO 4

RESULTADO DE SIMULACIÓN

En este capítulo se presentan y discuten los resultados obtenidos mediante simulaciones numéricas, con el objetivo de realizar una evaluación comparativa de tres estrategias de control aplicadas al MI: DTC, PTC y FOC. El análisis se centra en examinar el comportamiento dinámico y estacionario de cada método bajo condiciones idénticas de operación, considerando variaciones de velocidad mecánica, carga y sensibilidad frente a incertidumbres paramétricas, en particular mediante un estudio de sensibilidad sobre la inductancia de magnetización L_m.

Las pruebas fueron diseñadas para evaluar aspectos claves del desempeño en aplicaciones de tracción eléctrica, tales como la precisión en el seguimiento del par y del flujo, la distorsión armónica de las corrientes del estator, las pulsaciones de par, así como el esfuerzo de conmutación y la carga computacional asociada a cada estrategia. Para ello, se emplearon indicadores cuantitativos como el RMSE de las corrientes, el THD de la corriente en el plano α, y las variaciones en las componentes en el subespacio $(x - y)$, además de las respuestas dinámicas de par y velocidad.

Las figuras y tablas que acompañan este capítulo incluyen respuestas temporales, análisis espectrales y resúmenes estadísticos que permiten comparar de forma objetiva la calidad de control, la inmunidad ante perturbaciones y la robustez de cada técnica. Este enfoque permite evaluar la relación entre desempeño dinámico, complejidad de implementación y robustez frente a incertidumbres, aportando criterios técnicos relevantes para la selección de la estrategia de control más adecuada en sistemas multifásicos de tracción eléctrica.

4.1 Configuración de las simulaciones y parámetros de la MI

Las pruebas se han desarrollado íntegramente en entorno de simulación con el objetivo de reproducir el comportamiento dinámico de un MI acoplado a un inversor de tensión de dos niveles. El modelo de la máquina y del VSI constituye la base para evaluar las estrategias de control implementadas DTC, PTC y FOC bajo condiciones operativas representativas, así como para analizar su sensibilidad frente a variaciones de parámetros y perturbaciones externas. Con fines de trazabilidad, la **Tabla 4.1** presenta los principales parámetros eléctricos, mecánicos y de simulación empleados en los ensayos. Dichos valores corresponden a un modelo ampliamente utilizado en estudios comparativos de técnicas de control para máquinas eléctricas multifásicas reportado en la literatura especializada.

En todas las pruebas se mantiene la tensión del enlace de continua en $V_{dc} = 400\ \mathrm{V}$. Las corrientes de referencia en el subespacio ($x - y$) se fijan en cero ($i_{sx} = i_{sy} = 0$), mientras que el flujo de referencia en el eje directo (ψ_s^*) se establece en $0.71\ \mathrm{A}$. La integración temporal de las ecuaciones de estado se realiza mediante el método de Euler explícito de primer orden, con un período de muestreo de $T_s = 0.0000625\ \mathrm{s}$. El lazo exterior de velocidad se implementa mediante un regulador PI cuya salida —la referencia de T_e— se encuentra limitada a un valor máximo de $5.6\ \mathrm{A}$.

En el esquema FOC, el control se implementa como referencia base para comparar el desempeño de las estrategias no moduladas. La estrategia utiliza un lazo de corriente PI clásico en el marco (d–q), cuyas salidas se transforman al dominio de fase para alimentar el modulador PWM. Esta técnica permite un control desacoplado de par y flujo, asegurando un comportamiento estable y repetible en condiciones estacionarias.

En el esquema PTC, la selección del vector de conmutación se realiza a partir de la evaluación de una función de costo en cada instante de muestreo, considerando el error entre los valores de torque y flujo estimados y sus referencias. Esta estrategia opera directamente sobre el inversor de dos niveles, sin necesidad de una etapa de modulación, utilizando el mismo conjunto de 13 estados de conmutación que el DTC (13 vectores

distintos en los planos $(\alpha-\beta)$ y $(x-y)$, y un vector nulo). Esta forma de operación permite una conmutación controlada y una mejor distribución de la frecuencia de conmutación.

Por otro lado, el esquema DTC aplica controladores de histéresis sobre el par electromagnético y el flujo, junto con la determinación del sector angular para seleccionar de manera directa el vector de conmutación desde la tabla DTC predefinida. Al igual que PTC, actúa directamente sobre el VSI sin modulador intermedio, lo que permite una rápida respuesta dinámica.

Las tres estrategias son implementadas sobre la misma máquina y condiciones de operación, asegurando una comparación justa y objetiva. Para evaluar el desempeño, se utilizan factores de merito como el RMSE y THD de las corrientes, junto con el análisis de la respuesta transitoria y la frecuencia de conmutación. En particular, el RMSE de la velocidad se define como

$$\text{RMSE}(i_s) = \sqrt{\frac{1}{Q}\sum_{j=1}^{Q}\left(i_s(j) - \hat{i}_s(j)\right)^2}, \tag{4.1}$$

donde Q representa el número de muestras, $i_s(j)$ la corriente medida y $\hat{i}_s(j)$ la corriente estimada. Esta métrica, junto con el análisis de las señales de torque y flujo, permite cuantificar el error de seguimiento del controlador y comparar objetivamente el desempeño dinámico bajo DTC, PTC y FOC.

4.2 Resultados Obtenidos

4.2.1 Respuesta en estado estacionario y dinámica con variación del par de carga

El análisis comparativo de los controladores DTC, PTC y FOC se llevó a cabo bajo condiciones operativas idénticas, evaluando tanto el régimen permanente como la respuesta dinámica frente a una inversión brusca de velocidad. Para el estudio estacionario, la máquina se operó a una velocidad constante de 600 r/min mientras se variaba el par de carga entre el 20%, el 30%, el 40%, el 50% y el 60% del par nominal de la máquina (1,12 Nm, 1,68 Nm, 2,24 Nm, 2,8 Nm y 3,36 Nm, respectivamente). Las tendencias observadas en la Tabla 4.2 muestran que el controlador FOC mantiene consistentemente los menores errores en par, flujo y corrientes, destacándose por su capacidad de seguimiento preciso y estable aun bajo variaciones significativas de carga.

La estrategia PTC presenta un equilibrio notable entre precisión y calidad de corriente. En particular, este método obtiene una reducción significativa de la distorsión

armónica en el plano α y menores errores en par y flujo que DTC en todos los niveles de carga analizados. Esto confirma la efectividad del enfoque predictivo, que selecciona el vector de tensión más apropiado para minimizar el rizado y optimizar las magnitudes electromagnéticas en cada intervalo de muestreo.

Por otro lado, el método DTC, si bien exhibe mayor rizado y distorsión armónica, conserva un desempeño adecuado en el subespacio $(x{-}y)$ y mantiene una operación robusta incluso ante variaciones abruptas del par de carga. Su comportamiento más agresivo en régimen permanente es coherente con la naturaleza discreta de su control basado en histéresis.

En lo que respecta a la respuesta dinámica, la Fig. 4.1 muestra las respuestas de los tres controladores ante una inversión de velocidad desde 600 r/min hasta –600 r/min, manteniendo un par de carga fijo correspondiente al 40% del par nominal. Aunque los tres métodos alcanzan tiempos de establecimiento similares, se observan diferencias claras en sus características transitorias. El controlador PTC presenta la inversión más limpia, con un perfil de par menos oscilatorio y una transición bien amortiguada. El método DTC muestra un rizado más pronunciado tanto en par como en corriente durante la inversión, lo cual es consistente con lo observado en el régimen permanente. Finalmente, el controlador FOC proporciona la transición más suave en términos de corrientes, especialmente en

Tabla 4.1 Parámetros principales del MI de seis fases

Parámetro	**Símbolo**	**Valor**	**Unidad**
Resistencia del estator	R_s	6.7	Ω
Resistencia del rotor	R_r	6.9	Ω
Inductancia de fuga del estator	L_{ls}	40.4	mH
Inductancia de fuga del rotor	L_{lr}	12.8	mH
Inductancia magnetizante	L_m	614	mH
Inercia del rotor	J_m	0.07	kg·m^2
Par de polos	P	1	–
Coeficiente de fricción viscosa	B	0.4×10^{-3}	kg·m^2/s
Potencia nominal	P_w	2	kW
Par nominal	T_n	7.5	Nm
Velocidad nominal	ω_n	3000	r/min
Flujo nominal	ψ_n	0.71	Wb

el subespacio $(x-y)$, donde las formas de onda permanecen estables y prácticamente libres de sobreoscilaciones, aunque con una respuesta algo más gradual debido a la acción integral de sus reguladores PI.

En conjunto, los resultados permiten concluir que FOC ofrece la mayor precisión global, PTC logra un desempeño equilibrado entre rapidez, suavidad y calidad de corriente, y DTC se mantiene como una alternativa robusta y sencilla, aunque con presencia de mayor rizado y distorsión armónica. La elección del método más adecuado dependerá de las exigencias específicas de la aplicación, priorizando precisión, dinámica o simplicidad de implementación.

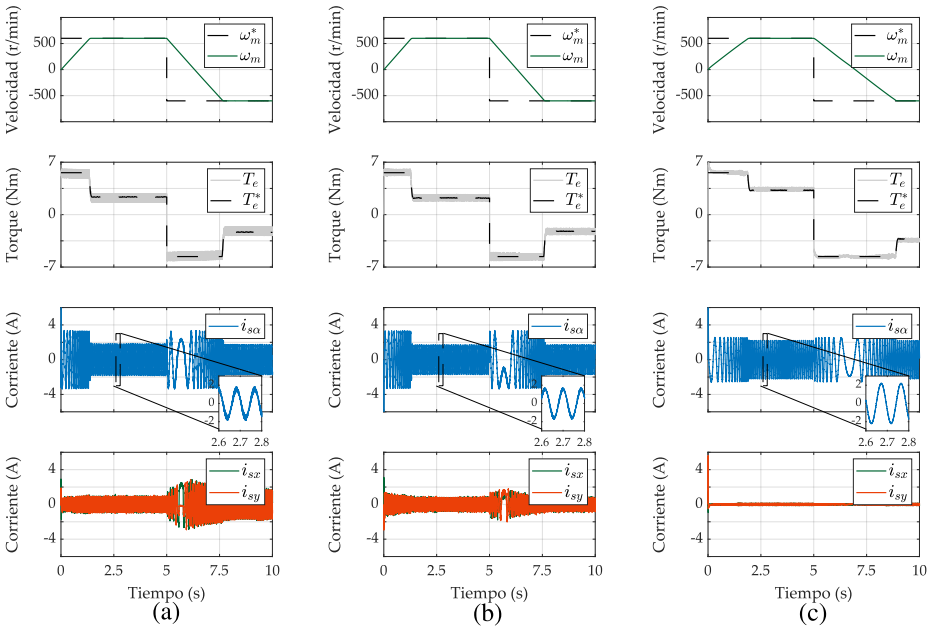


Figura 4.1 Respuesta dinámica del sistema de $\pm 600\ r/min$ con un par de carga del 40% del valor nominal. Se muestra (a) DTC, (b) PTC y (c) FOC. De arriba abajo, los gráficos muestran la velocidad mecánica, el par electromagnético, la corriente α y la corriente en el plano $(x-y)$.

4.2.2 Estado estacionario con variación mecánica de velocidad

El comportamiento de los controladores DTC, PTC y FOC se evaluó bajo variaciones de la velocidad mecánica en régimen permanente, manteniendo el par de carga constante en 1.12 Nm, equivalente al 20% del par nominal. Para este análisis se aplicaron referencias de velocidad correspondientes al 20%, 30%, 40%, 50% y 60% de la velocidad nominal

Tabla 4.2 Resultados de la variación del par de carga

T_L (Nm)	Método	$\mathbf{MSE}_{T_e}$ (Nm)	$\mathbf{MSE}_{\psi_s}$ (mWb)	$\mathbf{MSE}_{i_{sx}}$ (A)	$\mathbf{MSE}_{i_{sy}}$ (A)	$\mathbf{THD}_{\alpha}$ (%)
$0.2\,T_n$	DTC	0.3347	4.7658	0.3839	0.3813	15.15
	PTC	0.1838	2.2055	0.4033	0.4006	8.41
	FOC	0.0738	0.8684	0.0221	0.0247	1.43
$0.3\,T_n$	DTC	0.3384	4.7202	0.4102	0.4137	13.33
	PTC	0.1844	2.219	0.4177	0.4136	7.57
	FOC	0.0766	0.8369	0.0231	0.0225	1.68
$0.4\,T_n$	DTC	0.3424	4.8422	0.4334	0.4281	11.69
	PTC	0.1828	2.1835	0.4211	0.4136	6.59
	FOC	0.0843	0.8091	0.0208	0.0211	1.64
$0.5\,T_n$	DTC	0.3481	5.0101	0.4395	0.4377	10.32
	PTC	0.1831	2.1927	0.4368	0.4450	6.15
	FOC	0.0873	0.7597	0.0218	0.0193	1.17
$0.6\,T_n$	DTC	0.3548	4.8618	0.4566	0.4563	9.08
	PTC	0.1827	2.2213	0.4513	0.4541	5.04
	FOC	0.0908	0.7285	0.0199	0.0197	1.18

(600, 900, 1200, 1500 y 1800 r/min, respectivamente). Los resultados obtenidos para cada estrategia se presentan en la Tabla 4.3.

A partir de las tendencias observadas en la tabla, el controlador FOC se posiciona como la estrategia con mejor desempeño global, manteniendo de forma consistente los menores errores en el seguimiento del par y del flujo en todos los niveles de velocidad. Además, FOC presenta las menores desviaciones en las corrientes del subespacio $(x-y)$, lo que indica una gestión más eficiente del componente auxiliar de la máquina y una reducción de las pérdidas asociadas. Su estructura de control desacoplada contribuye a una regulación precisa y estable de las magnitudes electromagnéticas.

La estrategia PTC muestra un desempeño intermedio, logrando errores en par y flujo inferiores a los de DTC y más cercanos a los de FOC, aunque sin alcanzar el mismo nivel de precisión. No obstante, PTC sobresale en términos de calidad de corriente, ya que obtiene la menor distorsión armónica en el plano α en todos los casos evaluados. Este comportamiento es coherente con su estructura predictiva, que selecciona el vector de tensión más adecuado para optimizar la forma de onda y reducir el rizado.

Por otro lado, el método DTC presenta los mayores errores y la mayor distorsión armónica, especialmente a velocidades más elevadas. Su esquema basado en comparadores de histéresis produce un rizado elevado tanto en par como en flujo, lo que se refleja en los valores menos favorables de la tabla. Aun así, DTC mantiene un comportamiento

robusto y una complejidad de implementación reducida, características que pueden resultar ventajosas en aplicaciones donde la simplicidad sea prioritaria.

En conjunto, los resultados indican que FOC ofrece la mayor precisión global en el control de par, flujo y corrientes ante variaciones de la velocidad de referencia. La estrategia PTC proporciona un equilibrio adecuado entre precisión y calidad de corriente, destacándose por su baja distorsión armónica. El método DTC, si bien más simple y robusto, presenta mayores desviaciones y un rizado más pronunciado. Por tanto, la elección de la estrategia más adecuada dependerá del compromiso requerido entre precisión, calidad de corriente y complejidad del sistema de control.

Tabla 4.3 Resultados de la variación de la referencia de velocidad

$\boldsymbol{\omega_{ref}}$ **(r/min)**	**Method**	$\mathbf{MSE}_{T_e}$ **(Nm)**	$\mathbf{MSE}_{\psi_s}$ **(mWb)**	$\mathbf{MSE}_{i_{sx}}$ **(A)**	$\mathbf{MSE}_{i_{sy}}$ **(A)**	$\mathbf{THD}_{\alpha}$ **(%)**
$0.2\,\omega_n$	DTC	0.3347	4.7658	0.3839	0.3813	15.15
	PTC	0.1838	2.1979	0.4032	0.4028	8.41
	FOC	0.0843	0.8091	0.0208	0.0211	1.64
$0.3\,\omega_n$	DTC	0.3532	4.9407	0.4567	0.4528	15.27
	PTC	0.1815	2.1858	0.4065	0.4104	8.47
	FOC	0.0843	0.6142	0.0208	0.0211	1.17
$0.4\,\omega_n$	DTC	0.3845	5.2638	0.4846	0.4854	15.78
	PTC	0.1828	2.1894	0.4041	0.4012	8.57
	FOC	0.0843	1.0943	0.0208	0.0211	1.36
$0.5\,\omega_n$	DTC	0.4161	5.4342	0.5094	0.5091	16.4
	PTC	0.1821	2.1995	0.4065	0.4061	8.77
	FOC	0.0801	0.5522	0.0220	0.0233	2.71
$0.6\,\omega_n$	DTC	0.4552	6.1249	0.5304	0.5251	16.83
	PTC	0.1804	2.1930	0.4166	0.4194	8.85
	FOC	0.0684	0.7751	0.0228	0.0224	1.64

4.3 Análisis de sensibilidad frente a variaciones paramétricas

El propósito de esta prueba es evaluar la robustez de las estrategias DTC, PTC y FOC frente a desajustes en los parámetros del modelo, específicamente en la inductancia de magnetización L_m. Con el fin de emular un error de identificación, se consideró una variación de $\pm 25\%$ respecto al valor nominal de dicho parámetro. La prueba se realizó a una velocidad de 600 r/min, bajo un par de carga correspondiente al 60% del par nominal. Las respuestas temporales se muestran en la Fig. **??**, mientras que la Tabla 4.4 resume los resultados obtenidos.

A partir de los resultados, se observa que el controlador DTC es el más robusto frente a las variaciones de L_m. Tanto el seguimiento del par como las corrientes permanecen prácticamente inalterados a medida que el parámetro se desplaza de su valor nominal, y las métricas de error y distorsión armónica presentan variaciones mínimas. Esta estabilidad es coherente con la naturaleza del método, que depende principalmente de mediciones instantáneas y no requiere un modelo interno detallado para la estimación del par y el flujo.

En contraste, la estrategia PTC muestra la mayor sensibilidad ante el desajuste paramétrico. Las desviaciones en el par se amplifican al modificarse L_m, y se observa un incremento notable en el rizado de las corrientes y en la distorsión armónica. Este comportamiento se debe a que el método predictivo depende fuertemente de la precisión del modelo para seleccionar el vector de tensión óptimo, por lo que un error en el parámetro afecta directamente la calidad de la predicción.

Por su parte, el controlador FOC presenta un nivel de robustez intermedio. Aunque el desajuste en L_m produce una degradación en el seguimiento del par y en la respuesta dinámica, los efectos son significativamente menores que en PTC. Las corrientes en los planos $(\alpha - \beta)$ y $(x-y)$ se mantienen estables y la distorsión armónica permanece reducida, aunque los errores aumentan moderadamente debido a la dependencia parcial del modelo en la estimación del flujo y en la orientación del campo.

En conjunto, los resultados permiten concluir que DTC es la técnica más resistente al desajuste del parámetro L_m, FOC presenta una sensibilidad moderada, y PTC es la estrategia con mayor dependencia del modelo, siendo la más afectada cuando dicho parámetro se desvía de su valor nominal.

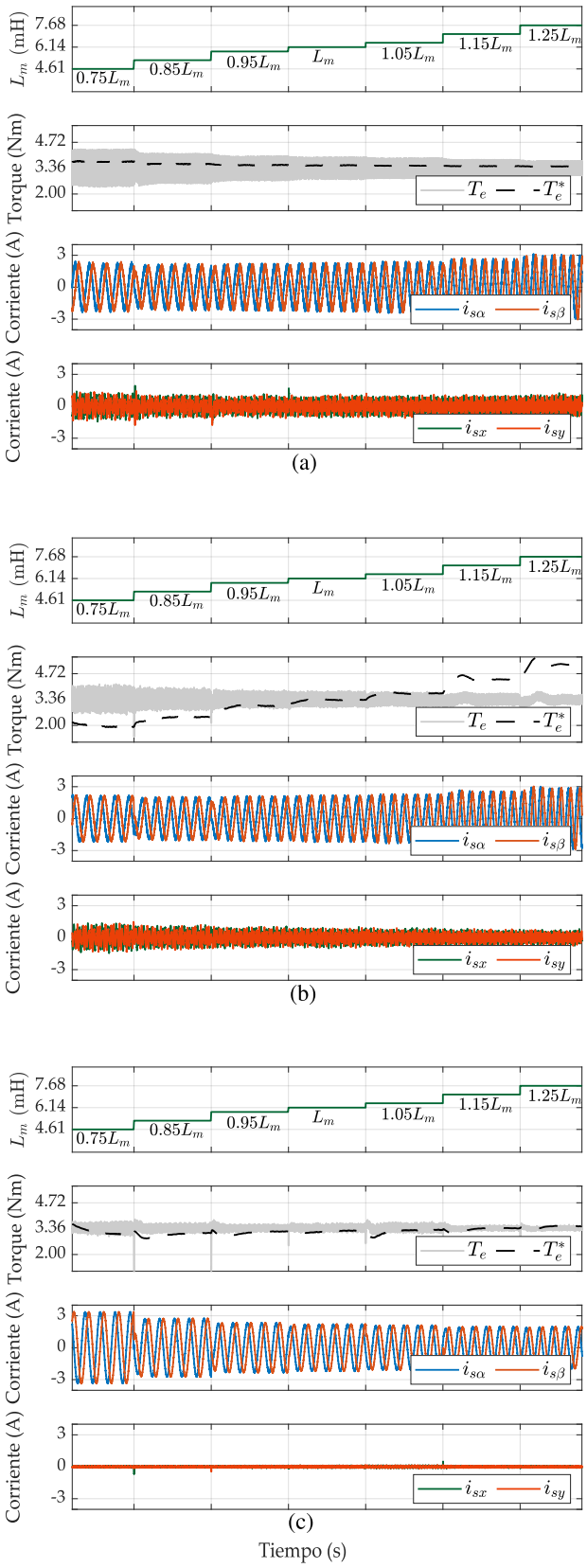


Figura 4.2 Sensibilidad a la increpancia de parámetros. (a) DTC (b) PTC (c) FOC.

Tabla 4.4 Resultados de la sensibilidad al desajuste de parámetros

Inductancia magnetización (mH)	**Método**	$\mathbf{MSE}_{T_e}$ **(Nm)**	$\mathbf{MSE}_{i_{sx}}$ **(A)**	$\mathbf{MSE}_{i_{sy}}$ **(A)**	$\mathbf{THD}_{\alpha}$ **(%)**
$0.75\,L_m$	DTC	0.3357	0.4930	0.3054	8.81
	PTC	0.1907	0.9275	0.4001	5.09
	FOC	0.2448	0.0217	0.0203	0.95
$0.85\,L_m$	DTC	0.3368	0.3306	0.4379	9.48
	PTC	0.1889	0.6430	0.8120	5.42
	FOC	0.1725	0.0208	0.0196	1.01
$0.95\,L_m$	DTC	0.3340	0.3891	0.3543	9.37
	PTC	0.1845	0.5775	0.7194	5.31
	FOC	0.1145	0.0209	0.0189	1.19
L_m	DTC	0.3548	0.4566	0.4563	9.08
	PTC	0.1827	0.4513	0.4541	5.04
	FOC	0.0908	0.0199	0.0197	1.18
$1.05\,L_m$	DTC	0.3296	0.3825	0.4963	8.78
	PTC	0.1929	0.5322	0.5514	5.14
	FOC	0.0690	0.0200	0.0201	1.22
$1.15\,L_m$	DTC	0.3415	0.4070	0.4577	7.95
	PTC	0.1846	0.4320	0.8047	4.67
	FOC	0.0413	0.0203	0.0193	1.32
$1.25\,L_m$	DTC	0.3459	0.5040	0.3607	7.17
	PTC	0.1900	0.6421	0.6274	3.97
	FOC	0.0493	0.0211	0.0196	1.44

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

5.1 Conclusiones

El análisis comparativo realizado entre las estrategias DTC, PTC y FOC aplicadas a una máquina de inducción de seis fases permitió evaluar de manera clara su comportamiento bajo condiciones equivalentes de operación. Las simulaciones se desarrollaron utilizando la misma frecuencia de muestreo de 16 kHz, los mismos parámetros eléctricos y la misma referencia de flujo, lo cual garantizó un entorno homogéneo para identificar fortalezas, limitaciones y características propias de cada método.

En primer lugar, el DTC confirmó su reconocida simplicidad estructural y bajo requerimiento computacional, lo que lo convierte en una alternativa atractiva para implementaciones con recursos digitales limitados. Sin embargo, esta simplicidad implica ciertos compromisos: el método presentó un rizado de par más elevado, una mayor distorsión en la corriente del plano $(\alpha - \beta)$ y un incremento moderado de las componentes en el plano $(x - y)$. Además, debido a su naturaleza basada en control por histéresis, la frecuencia

de conmutación resultó variable, afectando la calidad de onda en condiciones de carga exigentes.

Por otro lado, el PTC demostró un desempeño superior en términos de uniformidad del par electromagnético y una menor distorsión armónica en las corrientes del plano ($\alpha - \beta$), manteniendo niveles comparables de corriente en el plano $(x - y)$. Su capacidad para seleccionar en cada intervalo de muestreo el vector de tensión que minimiza la función de costo proporciona una excelente precisión en el seguimiento de torque y flujo. No obstante, estas ventajas vienen acompañadas de un mayor consumo computacional y una sensibilidad elevada frente a errores paramétricos, especialmente ante variaciones en la inductancia de magnetización, donde se observaron degradaciones notorias en la calidad de corriente y en la precisión del par.

Finalmente, el FOC presentó un comportamiento significativamente más estable y suave, caracterizado por un par prácticamente libre de rizado y corrientes con muy baja distorsión armónica. Su estructura regulada mediante lazos PI y su frecuencia de conmutación fija, impuesta por la modulación SVPWM, garantizan una operación consistente incluso ante variaciones moderadas de parámetros. Aunque requiere mayor esfuerzo computacional y una sintonización adecuada de los controladores internos, el FOC se mostró globalmente más robusto que el PTC y con un desempeño más refinado que el DTC, especialmente en aplicaciones donde la calidad de onda y la estabilidad dinámica son prioritarias.

En conjunto, los resultados obtenidos proporcionan criterios prácticos para la selección de la estrategia de control más adecuada según los objetivos del sistema. El DTC destaca por su rapidez y simplicidad, el PTC por su exactitud y calidad de corriente, y el FOC por su robustez y suavidad dinámica. Estas conclusiones ofrecen una base sólida para futuras implementaciones y optimizaciones en sistemas de accionamiento multifásico, orientando su diseño hacia criterios de eficiencia, precisión y confiabilidad en aplicaciones industriales avanzadas.

Tabla 5.1 Resumen de logros obtenidos durante la Maestría

Producción / Actividad	**Número**
Artículos de conferencia internacional como autor principal	1
Artículos de conferencia internacional como coautor	2
Conferencias	1

5.2 Trabajos Futuros

El estudio desarrollado permitió comparar de manera exhaustiva las estrategias DTC, PTC y FOC aplicadas a una máquina de inducción de seis fases, y abrió diversas oportunidades

de investigación que permitirían profundizar y extender los resultados obtenidos. A continuación, se presentan las principales líneas de trabajo futuro identificadas.

En primer lugar, sería de gran interés explorar variantes híbridas que combinen las fortalezas de las estrategias evaluadas. Por ejemplo, esquemas que integren la rapidez y simplicidad del DTC con la precisión del PTC, o bien estructuras que aprovechen la calidad de onda del FOC pero incorporen mecanismos predictivos que mejoren su desempeño dinámico. Este tipo de enfoques podría conducir a controladores con un balance óptimo entre robustez, exigencia computacional y calidad de corriente.

Otra línea relevante consiste en trasladar la evaluación desde el entorno de simulación hacia una plataforma experimental real. La implementación de los tres controladores en una bancada de pruebas permitiría estudiar efectos no modelados, tales como retardos digitales, cuantización de mediciones, no linealidades del inversor y fenómenos térmicos. Esto resultaría fundamental para validar la viabilidad práctica de cada técnica y medir con mayor exactitud las frecuencias de conmutación reales, las pérdidas asociadas y el comportamiento del sistema en condiciones dinámicas complejas.

Asimismo, resultaría valioso investigar el comportamiento de las tres estrategias bajo escenarios más exigentes, incluyendo variaciones simultáneas de múltiples parámetros, saturación magnética, perturbaciones en la carga, y fallas en las fases del estator. El estudio de condiciones de tolerancia a fallas es especialmente relevante en máquinas multifásicas, donde la redundancia intrínseca abre la posibilidad de mantener la operación incluso ante fallas parciales del sistema.

Por otro lado, la integración de estrategias predictivas avanzadas, tales como MPC de horizonte extendido, MPC con frecuencia de conmutación fija o enfoques basados en inteligencia artificial, podría mejorar significativamente el desempeño del sistema. Estos métodos podrían utilizar observadores adaptativos o técnicas de aprendizaje para compensar en tiempo real las incertidumbres paramétricas que afectaron de manera notable al controlador PTC en las simulaciones.

Finalmente, sería conveniente investigar mecanismos de optimización automática para la selección de parámetros críticos, como los factores de ponderación del PTC, las bandas de histéresis del DTC o la sintonización de los lazos PI del FOC. La aplicación de algoritmos evolutivos, optimización convexa o métodos de autoajuste permitiría obtener un desempeño más consistente y reducir el tiempo de diseño y puesta a punto de los controladores.

Parte II

ANEXOS

A

ARTICULOS PUBLICADOS

En este apéndice se realiza una recopilación de los artículos publicados en el marco de la tesis, en el siguiente orden:

1. Esteban Leguizamón, P. Maidana, C. Medina, J. Rodas, O. Gonzalez, G. Ojeda, A. Hernandez, "Comparative Study of DTC and PTC with Constrained Voltage Vector in Multiphase Drive", *2025 IEEE Chilean Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2025.

2. Gustavo Ojeda, J. Rodas, P. Maidana, C. Medina, O. Gonzalez, E. Leguizamón, Y. Kali, A. Hernandez, N. Villamayor, "Comparative Performance Evaluation of Sliding Mode Control and Finite Control Set Model Predictive Control for a Six-Phase IM", *2025 IEEE Chilean Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 2025.

3. Amábilis Hernandez, O. Gonzalez, C. Romero, L. Delorme, G. Ojeda, E. Leguizamón, "Desing of a Predictive Torque Control Strategy with Virtual Vector and Zero Vec-

tor Incorporation for Six-Phase Induction Machines", *2025 IEEE 18° Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)*, Victoría, Brasil, 2025.

A.1 Artículo 1.

Comparative Study of DTC and PTC with Constrained Voltage Vectors in Multiphase Drive

Esteban Leguizamón[1,*], Paola Maidana[2], Christian Medina[2], Jorge Rodas[2], Osvaldo Gonzalez[1,2], Gustavo Ojeda[1], Amabilis Hernandez[1]
[1]Master in Electronics Engineering, Universidad del Cono Sur de las Americas, Asuncion, Paraguay
[2]CITHED, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Luque, Paraguay
[*]esteban.leguizamnon@alumnomie.ucsa.edu.py

***Abstract*—Various control strategies have been proposed for six-phase induction machines to exploit their inherent benefits, including phase redundancy, enhanced torque density, and fault tolerance. Among these strategies, Direct Torque Control (DTC) and Predictive Torque Control (PTC) in their classic forms stand out due to their implementation feasibility and capacity to optimise dynamic performance. This study presents a comparative analysis of both methods using constrained voltage vectors to suppress currents in the $(x-y)$ plane. The assessment relies on two figures of merit: Mean Square Error, for tracking accuracy of torque, flux, and $(x-y)$ currents; and total harmonic distortion for harmonic analysis of the α current. The results highlight the trade-off between computational complexity and dynamic response fidelity, and offer practical technical guidance for selecting control strategies in multiphase drive applications.**

***Index Terms*—Direct Torque Control, Multiphase Electric Drives, Predictive Torque Control.**

I. Introduction

The use of six-phase Induction Machines (IMs) has increased significantly in high-performance electric traction, railway, and naval applications. This is due to their capability to reduce torque ripple and inherit fault tolerance [1]. These advantages make the six-phase IM an attractive alternative for next-generation power conversion systems [2].

Direct Torque Control (DTC) was introduced in 1986 for a three-phase IM [3] and later extended to a multiphase IM for a five-phase configuration [4], [5]. Some variations of DTC have also been introduced for six-phase configurations through multiple switching tables and selection algorithms [6], [7]. Despite its structural simplicity and fast dynamic response, the classic DTC presents significant limitations, such as high torque ripple, variable switching frequency, and sensitivity to flux estimation errors [8], [9].

To mitigate this issue, several techniques have been proposed. Among them, a practical approach is to incorporate Space Vector Modulation (SVM), which significantly reduces the torque ripple and improves overall performance. However, it involves online calculation of complex equations and exhibits a stronger dependence on machine parameters [10]. In this context, sensorless DTC has also been investigated as an alternative strategy. Nevertheless, to achieve reliable and stable operation, advanced estimation algorithms and observers must be employed, thereby increasing the computational requirements [8], [11]. Another alternative is to apply DTC using Virtual Vectors (VV), which enables the minimisation of the components in the secondary plane, regardless of the operating point [12].

Another approach that has recently emerged is Predictive Torque Control (PTC), which calculates in real-time the voltage vector that minimises a cost function combining torque and flux errors [13]–[15]. PTC was first introduced in 2007 for a multilevel inverter-fed three-phase IM [16] and then applied to the multiphase case in 2013 for five-phase IM [17]. These techniques have demonstrated the capability to reduce Total Harmonic Distortion (THD) and stabilise the switching frequency, despite the increased computational complexity and the need for accurate machine models [18]. A comprehensive review of these strategies and their evolution applied to six-phase machines is presented in [19], where aspects related to implementation effort, harmonic performance, and computational burden are discussed in detail.

In this field, further advances have included the use of VV to mitigate secondary currents and enhance the system's dynamic behaviour as well as sequential predictive strategies that reduce computational load and remove the need for adjusting the weighting factor while maintaining high performance [20], [21]. Additionally, recent studies have evaluated discrete SVM-based methods and PTC strategy with fixed switching frequency [22].

Classic DTC and PTC strategies remain widely adopted in industrial applications, owing to their technological maturity and compatibility with medium-performance DSPs and embedded platforms [15]. In this context, this work presents a detailed comparison between DTC and PTC applied to a six-phase IM, utilising a constrained set of vectors aimed at reducing secondary-plane currents, which are associated with machine losses. Although this particular vector set has been used previously, no prior studies have directly compared the performance of DTC and PTC under these conditions. Then, this comparative evaluation represents the primary contribution of the study. The analysis centres on the Mean Squared Error (MSE) in torque and flux tracking, dynamic responses to speed transients, and THD of the stator current, providing technical criteria to support the selection of control strategies.

II. System Description

A. Discrete Model of the Six-Phase Inverter–Machine System

The discrete mathematical model of the six-phase inverter–machine system is adopted from [18]. This modelling approach employs the Vector Space Decomposition (VSD) technique to project the original phase variables (a, d, b, e, c, f) onto three orthogonal stationary planes: the $(\alpha - \beta)$ plane, responsible for electromechanical energy conversion, the $(x–y)$ plane, associated exclusively with losses, and the $(z_1–z_2)$ plane, which becomes null due to the isolated neutral points of the six-phase IM. The 64 resulting voltage vectors are shown in Fig. 1, whilst the constrained space vector employed by the controllers is represented in Fig. 2.

Let the inverter switching vector be defined as

$$\mathcal{S}[k] = [S_a, S_d, S_b, S_e, S_c, S_f]^\top, \tag{1}$$

where $S_i \in \{0, 1\}$. The discrete stator voltage vector can be expressed as

$$\mathbf{u}[k] = V_{dc}\, \mathcal{T}\, \mathcal{M}\, \mathcal{S}[k], \tag{2}$$

where $\mathcal{T}$ denotes the Clarke transformation matrix for six phases, and $\mathcal{M}$ maps the inverter switching state to the output voltage vector. An invariant amplitude criterion was used.

The stator current vector is defined by its components in $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ planes as $\mathbf{I}_s = [i_{s\alpha},\, i_{s\beta},\, i_{sx},\, i_{sy}]^\top$, the rotor and stator flux vectors are given by $\boldsymbol{\psi}_r = [\psi_{r\alpha},\, \psi_{r\beta}]^\top$ and $\boldsymbol{\psi}_s = [\psi_{s\alpha},\, \psi_{s\beta},\, \psi_{sx},\, \psi_{sy}]^\top$, respectively.

The discrete-time state-space model is formulated according to:

$$\mathbf{I}_s[k{+}1] = \mathcal{A}\, \mathbf{I}_s[k] + \mathcal{B}\, \boldsymbol{\psi}_r[k] + \mathcal{C}\, \mathbf{u}[k], \tag{3}$$

$$\boldsymbol{\psi}_r[k{+}1] = \mathcal{D}\, \boldsymbol{\psi}_r[k] + \mathcal{E}\, \mathbf{I}_s[k], \tag{4}$$

$$\boldsymbol{\psi}_s[k{+}1] = \mathcal{F}\, \mathbf{I}_s[k{+}1] + \mathcal{G}\, \boldsymbol{\psi}_r[k{+}1]. \tag{5}$$

The predictive electromagnetic torque is represented by

$$T_e[k{+}1] = 3P\big(\psi_{s\alpha}[k{+}1]\, i_{s\beta}[k{+}1] - \psi_{s\beta}[k{+}1]\, i_{s\alpha}[k{+}1]\big). \tag{6}$$

In these expressions, P denotes the number of pole pairs. The matrices $\mathcal{A}$, $\mathcal{B}$, $\mathcal{C}$, $\mathcal{D}$, $\mathcal{E}$, $\mathcal{F}$, and $\mathcal{G}$, are defined in the Appendix. The machine parameters are explicitly provided in [18]. This model serves as the common foundation for the control strategies discussed in the following sections.

III. Controllers

The implementation of the compared strategies relies on two independent control structures, as depicted in the block diagrams of Fig. 3 and Fig. 4, which show the DTC and PTC, respectively. These diagrams summarise the main functional components of each method and the signals processed in real time.

Both schemes are composed of an external speed control loop, implemented with a Proportional Integral (PI) controller. This stage produces the torque reference (T_e^*) for the inner control loops, which are analysed in the following sections.

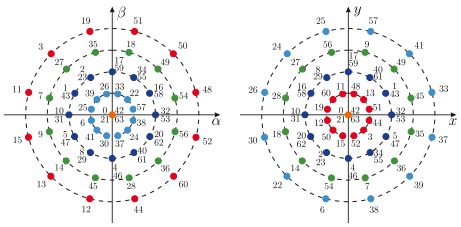


Fig. 1: Voltage vectors in the $(\alpha{-}\beta)$ and $(x{-}y)$ planes for a six-phase IM.

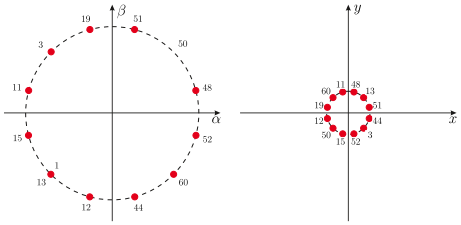


Fig. 2: Constrained voltage vectors in the $(\alpha{-}\beta)$ and $(x{-}y)$ planes for a six-phase IM.

A. Direct Torque Control with Constrained Voltage Vectors

The DTC strategy employs a scheme without PWM modulation, selecting the voltage vector to be applied at each instant by comparing the electromagnetic torque and stator flux with their respective references. To this end, discrete estimators compute both quantities based on (4) and (5).

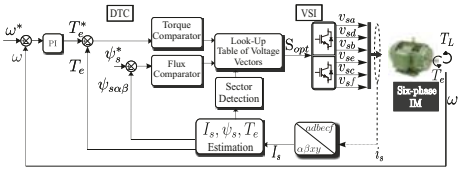


Fig. 3: Block diagram of DTC strategy.

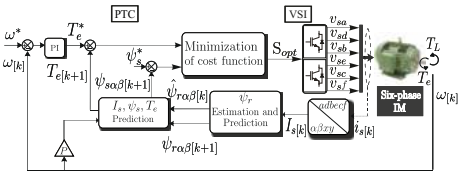


Fig. 4: Block diagram of PTC strategy.

TABLE I: DTC switch table for constrained voltage vectors

Hysteresis states		**Sector** S_m											
d_ϕ	d_T	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}	S_{11}	S_{12}
1	+1	U_{51}	U_{19}	U_3	U_{11}	U_{15}	U_{13}	U_{12}	U_{44}	U_{60}	U_{52}	U_{48}	U_{50}
1	-1	U_{44}	U_{60}	U_{52}	U_{48}	U_{50}	U_{51}	U_{19}	U_3	U_{11}	U_{15}	U_{13}	U_{12}
1	0	U_0	U_0	U_0	U_0	U_0	U_0	U_0	U_0	U_0	U_0	U_0	U_0
0	+1	U_{19}	U_3	U_{11}	U_{15}	U_{13}	U_{12}	U_{44}	U_{60}	U_{52}	U_{48}	U_{50}	U_{51}
0	-1	U_{12}	U_{44}	U_{60}	U_{52}	U_{48}	U_{50}	U_{51}	U_{19}	U_3	U_{11}	U_{15}	U_{13}
0	0	U_1	U_1	U_1	U_1	U_1	U_1	U_1	U_1	U_1	U_1	U_1	U_1

Finally, the electromagnetic torque is calculated using (6).

The comparison with the reference values T_e^* and ψ_s^* is performed using hysteresis controllers, generating two discrete states for the flux ($d_\phi \in \{0, 1\}$) and three for the torque ($d_T \in \{-1, 0, +1\}$). The combination of these states with the angular sector of the estimated flux determines the voltage vector selected from a predefined switching table (Table I).

B. Predictive Torque Control with Constrained Voltage Vectors

The PTC strategy relies on a discrete predictive control approach, where the stator flux and electromagnetic torque are predicted for each sampling interval with the external voltage vectors and the null voltage vector. A cost function is then used to evaluate the deviation of these predicted values from their references, and the voltage vector that minimises this cost function is selected and applied in the next sampling time.

Predictions of stator current, rotor flux and stator flux are obtained from (3)-(5), then the predicted total flux is calculated:

$$\psi_s[k+1] = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2[k+1] + \psi_{s\beta}^2[k+1]}. \tag{7}$$

Finally, torque prediction is computed from (6). The cost function that combines electromagnetic torque and stator flux errors is given by:

$$g = \lambda_T \left| T_e^* - T_e[k+1] \right| + \lambda_\psi \left| \psi_s^* - \psi_s[k+1] \right|, \tag{8}$$

where λ_T and λ_ψ are weighting factors.

TABLE II: Conceptual Comparison Between DTC and PTC

Aspect	**DTC**	**PTC**
Need for weighting factors	No	Yes
Parameters to tune	Hysteresis bands	λ factors
External controller	PI speed regulator	PI speed regulator
Internal controller	Switching table	Cost function
Constraint inclusion	Limited	Direct
Conceptual complexity	Low	Medium
Computational load	Low	High

IV. Simulation Results

This section compares the performance of DTC and PTC with constrained voltage vectors applied to the six-phase IM under identical conditions. Simulations were conducted in MATLAB/Simulink with a sampling frequency of 16 kHz. The stator flux reference was kept constant at 0.71 Wb, while the torque reference was dynamically generated by a PI speed controller, implemented according to the strategies described in [23].

Both methods used the same set of voltage vectors and identical electrical and mechanical parameters, ensuring an objective comparison. Table III summarises the main characteristics of the machine model employed.

To evaluate the steady-state response, the following figures of merit were analysed: MSE_{T_e}, MSE_{ψ_s}, $\text{MSE}_{i_{sx}}$, $\text{MSE}_{i_{sy}}$ and THD_α.

A. Steady-State and Dynamic Response with Load Torque Variation

The performance of the DTC and PTC methods was evaluated under identical operating conditions. For the steady-state analysis, a constant speed of 600 r/min was maintained while varying the load torque across 20%, 30%, 40%, 50%, and 60% of the machine's nominal torque (1.12 Nm, 1.68 Nm, 2.24 Nm, 2.8 Nm, and 3.36 Nm,

TABLE III: Main Parameters of the Six-Phase IM

Parameter	**Symbol**	**Value**	**Unit**
Stator resistance	R_s	6.7	Ω
Rotor resistance	R_r	6.9	Ω
Stator leakage inductance	L_{ls}	40.4	mH
Rotor leakage inductance	L_{lr}	12.8	mH
Magnetising inductance	L_m	614	mH
Rotor inertia	J_m	0.07	kg·m^2
Pole pairs	P	1	–
Viscous friction coefficient	B	0.4×10^{-3}	kg·m^2/s
Rated power	P_w	2	kW
Rated torque	T_n	5.6	Nm
Rated speed	ω_n	3000	r/min
Rated flux	ψ_n	0.71	Wb

TABLE IV: Load Torque Variation Results

T_L (Nm)	Method	MSE$_{T_e}$ (Nm)	MSE$_{\psi_s}$ (mWb)	MSE$_{i_{sx}}$ (A)	MSE$_{i_{sy}}$ (A)	THD$_\alpha$ (%)
$0.2\,T_n$	DTC	0.3347	4.7658	0.3839	0.3813	15.15
	PTC	0.1838	2.2055	0.4033	0.4006	8.41
$0.3\,T_n$	DTC	0.3384	4.7202	0.4102	0.4137	13.33
	PTC	0.1844	2.219	0.4177	0.4136	7.57
$0.4\,T_n$	DTC	0.3424	4.8422	0.4334	0.4281	11.69
	PTC	0.1828	2.1835	0.4211	0.4136	6.59
$0.5\,T_n$	DTC	0.3481	5.0101	0.4395	0.4377	10.32
	PTC	0.1831	2.1927	0.4368	0.4450	6.15
$0.6\,T_n$	DTC	0.3548	4.8618	0.4566	0.4563	9.08
	PTC	0.1827	2.2213	0.4513	0.4541	5.04

TABLE V: Speed Reference Variation Results

ω_{ref} (r/min)	Method	MSE$_{T_e}$ (Nm)	MSE$_{\psi_s}$ (mWb)	MSE$_{i_{sx}}$ (A)	MSE$_{i_{sy}}$ (A)	THD$_\alpha$ (%)
$0.2\,\omega_n$	DTC	0.3347	4.7658	0.3839	0.3813	15.15
	PTC	0.1838	2.1979	0.4032	0.4028	8.41
$0.3\,\omega_n$	DTC	0.3532	4.9407	0.4567	0.4528	15.27
	PTC	0.1815	2.1858	0.4065	0.4104	8.47
$0.4\,\omega_n$	DTC	0.3845	5.2638	0.4846	0.4854	15.78
	PTC	0.1828	2.1894	0.4041	0.4012	8.57
$0.5\,\omega_n$	DTC	0.4161	5.4342	0.5094	0.5091	16.4
	PTC	0.1821	2.1995	0.4065	0.4061	8.77
$0.6\,\omega_n$	DTC	0.4552	6.1249	0.5304	0.5251	16.83
	PTC	0.1804	2.1930	0.4166	0.4194	8.85

respectively). The results are summarised in Table IV. In this context, PTC demonstrates superior performance in terms of MSE$_{T_e}$ and MSE$_{\psi_s}$. However, DTC slightly outperforms in MSE$_{isx}$ and MSE$_{isy}$. Regarding THD$_\alpha$, the PTC strategy achieves a significant reduction.

Subsequently, a reversal test from 600 r/min to -600 r/min was conducted while maintaining a load torque equivalent to 40% of the nominal value, to evaluate the dynamic response. The corresponding results are depicted in Fig. 5. In this scenario, both control strategies exhibited similar settling times of approximately 2.4 s, with torque tracking accuracy consistently maintained.

B. Steady-State with Mechanical Speed Variation

The behaviour of DTC and PTC was analysed under variations in mechanical speed during steady-state operation, to assess their performance. The load torque was kept constant at 1.12 Nm (20% of nominal torque), and reference speeds of 20%, 30%, 40%, 50% and 60% of the nominal value (600, 900, 1200, 1500 and 1800 r/min) were applied. The results are summarised in Table V.

The PTC strategy exhibits fewer deviations in torque and flux tracking, as indicated by the obtained values of MSET_e and MSEψ_s. Furthermore, PTC outperforms DTC in terms of MSEisx and MSEisy, indicating that the losses associated with (x–y) plane currents are reduced. Finally, THD$_\alpha$ remains lower with the PTC technique compared to the DTC technique.

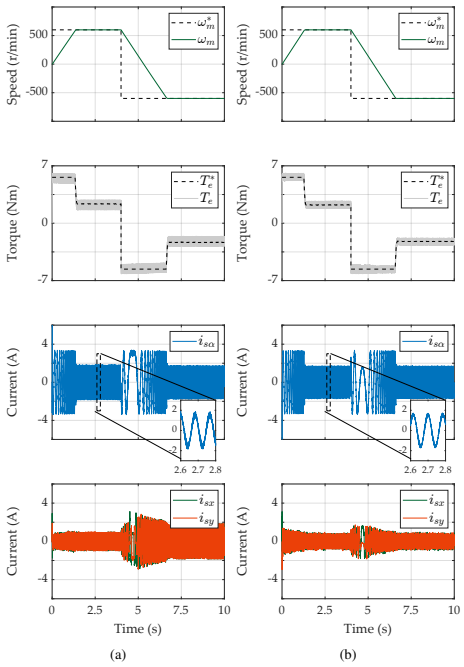


Fig. 5: Dynamic system response to a speed reference change from 600 r/min to –600 r/min (reversal test) with an applied load torque corresponding to 40% of the nominal value. The behaviour under (a) DTC control and (b) PTC control is shown. From top to bottom, the plots display mechanical speed, electromagnetic torque, stator current in the α plane, and stator current in the $(x-y)$ plane.

C. Control Sensitivity to Parameter Mismatch

The purpose of this test is to analyse the behaviour of the DTC and PTC strategies under parameter mismatch conditions. Given that electric machines are susceptible to variations in the parameter L_m, a variation of $\pm$ 25% in this parameter is considered for this test, to emulate an error in the measurement of L_m. The results at 600 r/min under a load torque equal to 60% of the nominal torque are shown in Fig. 6 and summarised in Table VI.

The PTC strategy exhibits a significantly higher sensitivity to L_m deviations compared to the DTC approach. This

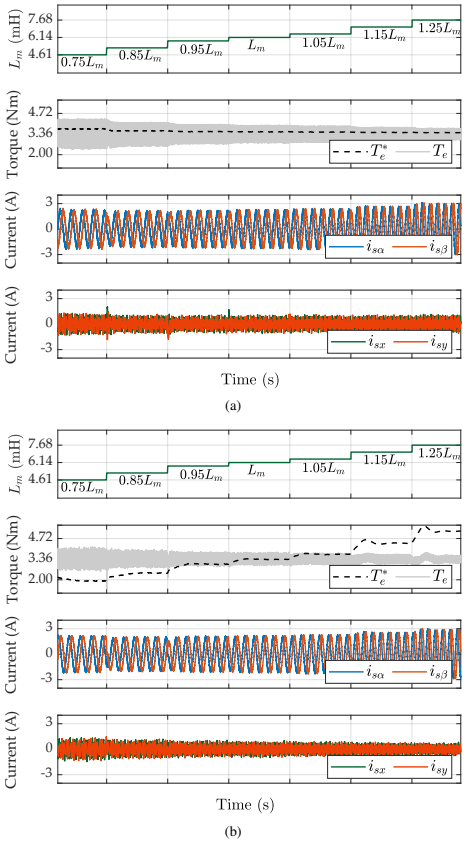


Fig. 6: Sensitivity to parameter mismatch. (a) DTC (b) PTC.

behaviour is expected, as PTC relies heavily on accurate machine modelling for prediction, whereas DTC primarily uses instantaneous measurements and requires fewer parameters for torque and flux estimation.

V. Conclusion

A comparative analysis was conducted between DTC and PTC, with constrained voltage vectors applied to a six-phase induction machine, through simulations under identical conditions. The results indicate that DTC offers advantages in terms of simplicity and computational complexity. However, it exhibits higher torque ripple, greater current distortion, and slightly increased components in the $(x{-}y)$ plane.

TABLE VI: Results of sensitivity to parameter mismatch

Magnetising inductance (mH)	Method	$\mathbf{MSE}_{T_e}$ (Nm)	$\mathbf{MSE}_{i_{sx}}$ (A)	$\mathbf{MSE}_{i_{sy}}$ (A)	$\mathbf{THD}_{\alpha}$ (%)
$0.75\,L_m$	DTC	0.3357	0.4930	0.3054	8.81
	PTC	0.1907	0.9275	0.4001	5.09
$0.85\,L_m$	DTC	0.3368	0.3306	0.4379	9.48
	PTC	0.1889	0.6430	0.8120	5.42
$0.95\,L_m$	DTC	0.3340	0.3891	0.3543	9.37
	PTC	0.1845	0.5775	0.7194	5.31
L_m	DTC	0.3548	0.4566	0.4563	9.08
	PTC	0.1827	0.4513	0.4541	5.04
$1.05\,L_m$	DTC	0.3296	0.3825	0.4963	8.78
	PTC	0.1929	0.5322	0.5514	5.14
$1.15\,L_m$	DTC	0.3415	0.4070	0.4577	7.95
	PTC	0.1846	0.4320	0.8047	4.67
$1.25\,L_m$	DTC	0.3459	0.5040	0.3607	7.17
	PTC	0.1900	0.6421	0.6274	3.97

In contrast, PTC achieves more uniform torque control and reduced distortion in α current, while maintaining $(x{-}y)$ plane currents at comparable levels. Under parameter mismatches, particularly variations in magnetising inductance, DTC demonstrates greater robustness, continuing to operate effectively under larger deviations than PTC.

These findings provide practical criteria for selecting the most suitable control strategy, taking into account implementation constraints and desired control performance.

Acknowledgments

The authors acknowledge the support of the Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) of Paraguay through the "Programa de Incentivos para la Formación de Investigadores en Posgrados Nacionales" (POSG01-29 and POSG01-14). CONACYT funded this work under Strategic Project ESTR01-3 and PINV01-272. The authors also thank the Thematic Network RIBIERSE-CYTED (723RT0150) for their support.

Appendix

The matrices that define the discrete-time state-space representation of the six-phase IM are detailed below.

$$\mathcal{T} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & \sqrt{3} & -1 & -\sqrt{3} & 1 & -1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 & -1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{9}$$

$$\mathcal{M} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ -1 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -1 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix} \tag{10}$$

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{44} \end{bmatrix} \tag{11}$$

$$\begin{aligned} a_{11} = a_{22} &= 1 - \frac{T_s}{\sigma \tau_s} - \frac{(1-\sigma)\, T_s}{\sigma \tau_r}, \\ a_{33} = a_{44} &= 1 - \frac{R_s T_s}{L_{ls}}. \end{aligned} \tag{12}$$

$$\mathcal{B} = \begin{bmatrix} \dfrac{R_r M_m T_s}{\sigma L_s L_r} & \dfrac{\omega_r M_m T_s}{\sigma L_s L_r} \\ -\dfrac{\omega_r M_m T_s}{\sigma L_s L_r} & \dfrac{R_r M_m T_s}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{13}$$

$$\mathcal{C} = \begin{bmatrix} \dfrac{T_s}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{T_s}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{T_s}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dfrac{T_s}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \tag{14}$$

$$\mathcal{D} = \begin{bmatrix} 1 - \dfrac{T_s}{\tau_r} & -\omega_r T_s \\ \omega_r T_s & 1 - \dfrac{T_s}{\tau_r} \end{bmatrix} \tag{15}$$

$$\mathcal{E} = \begin{bmatrix} \dfrac{M_m T_s}{\tau_r} & 0 \\ 0 & \dfrac{M_m T_s}{\tau_r} \end{bmatrix} \tag{16}$$

$$\mathcal{F} = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \tag{17}$$

$$\mathcal{G} = \begin{bmatrix} \dfrac{M_m}{L_r} & 0 \\ 0 & \dfrac{M_m}{L_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{18}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_m^2}{L_s L_r}, \quad \tau_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad M_m = 3L_m. \tag{19}$$

REFERENCES

[1] X. Liu, S. Liu, Z. Fu, and L. Ge, "A critical review of fault-tolerant control for multiphase PMSM drive systems," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, early access, 2025.

[2] M. Zhang, M. Yuan, and J. Jiang, "A comprehensive review of the multiphase motor drive topologies for high-power electric vehicle: Current status, research challenges, and future trends," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 11, no. 1, pp. 3631–3654, 2025.

[3] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.

[4] H. Xu, H. A. Toliyat, and L. J. Petersen, "DSP-based direct torque control (DTC) of five-phase induction motors," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 121, no. 12, pp. 1256–1262, 2001.

[5] H. Xu, H. Toliyat, and L. Petersen, "Five-phase induction motor drives with DSP-based control system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 4, pp. 524–533, 2002.

[6] A. P. Desai and A. Nanoty, "An investigation of direct torque control for a six-phase asymmetrical induction motor," in *2022 IEEE 19th India Council International Conference (INDICON)*, pp. 1–8, 2022.

[7] A. Gauri, K. Sreeni, and G. Shiny, "Torque ripple reduction in six-phase induction motor drive using DTC technique," in *2023 International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE)*, pp. 1–6, 2023.

[8] G. Buja and M. Kazmierkowski, "Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, 2004.

[9] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "Foc and dtc: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, 2002.

[10] T. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," in *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 428–436 vol.1, 1991.

[11] A. Shinohara and K. Yamamoto, "Study of direct torque control with reference flux vector calculation for position sensorless ipmsm drives with high-frequency signal injection," in *2024 27th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 2242–2249, 2024.

[12] O. Gonzalez and et al., "Virtual-vector-based predictive torque control for six-phase im with reduced computational burden and copper losses," *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 6, pp. 1371–1381, 2025.

[13] I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, J. J. Aciego, C. Martin, and F. Barrero, "Model predictive control of six-phase induction motor drives using virtual voltage vectors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 27–37, 2018.

[14] O. Gonzalez and et al., "Enhanced predictive torque control strategy for six-phase induction machines: A comparative study," in *2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6141–6145, 2024.

[15] J. Rodriguez and et al., "Latest advances of model predictive control in electrical drives—part II: Applications and benchmarking with classical control methods," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5047–5061, 2022.

[16] P. Correa, M. Pacas, and J. Rodriguez, "Predictive torque control for inverter-fed induction machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 1073–1079, 2007.

[17] J. A. Riveros, F. Barrero, E. Levi, M. J. Durán, S. Toral, and M. Jones, "Variable-speed five-phase induction motor drive based on predictive torque control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 2957–2968, 2013.

[18] P. Maidana, C. Medina, J. Rodas, O. Gonzalez, and M. Ayala, "Comparative study of sequential model predictive torque control techniques applied to a six-phase induction machine," in *2024 International Conference on Industrial Electronics (IECON)*, pp. 1–6, 2024.

[19] P. Gonçalves, S. Cruz, and A. Mendes, "Finite control set model predictive control of six-phase asymmetrical machines—an overview," *Energies*, vol. 12, no. 24, 2019.

[20] E. Maqueda et al., "Sequential predictive torque control of a six-phase induction machine fed by a multi-modular direct matrix converter," in *2023 IEEE 2nd Industrial Electronics Society Annual On-Line Conference (ONCON)*, pp. 1–6, 2023.

[21] J. Rodas et al., "Sequential model predictive torque control for six-phase machines without weighting factors," *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 6, pp. 802–810, 2025.

[22] M. Amiri, J. Milimonfared, and D. A. Khaburi, "Predictive torque control implementation for induction motors based on discrete space vector modulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 9, pp. 6881–6889, 2018.

[23] L. Harnefors, S. E. Saarakkala, and M. Hinkkanen, "Speed control of electrical drives using classical control methods," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 2, pp. 889–898, 2013.

A.2 Artículo 2.

Comparative Performance Evaluation of Sliding Mode Control and Finite Control Set Model Predictive Control for a Six-Phase IM

Gustavo Ojeda[1,*], Jorge Rodas[2], Paola Maidana[2], Christian Medina[2], Osvaldo Gonzalez[2], Esteban Leguizamón[1] Yassine Kali[3] Amabilis Hernandez[1]
[1]Master in Electronics Engineering, Universidad del Cono Sur de las Americas, Asuncion, Paraguay
[2] GITEC, Facultad de Ingenieria, Universidad Nacional de Asuncion, Luque, Paraguay
[3] Université du Québec en Abitibi Témiscamingue
[*]gustavo.ojeda@alumnomie.ucsa.edu.py

***Abstract*—Advanced current control strategies have been introduced for asymmetrical six-phase induction machines to fully leverage their benefits, including increased reliability and fault tolerance. Among these, Sliding Mode Control and Finite Control Set Model Predictive Control have emerged as the most studied and promising approaches to harness all advantages while minimizing losses related to the x–y subspace. In this paper, a theoretical analysis is presented to assist control designers in selecting the optimal control strategy that meets specific design constraints, such as reducing total harmonic distortion, achieving accurate current tracking at various frequencies, and ensuring robust performance under both steady-state and dynamic conditions.**

***Index Terms*—Current Control, Finite Control Set Model Predictive Control, Six-Phase Induction Machine, Sliding Mode Control.**

I. Introduction

Multiphase machines offer substantial advantages over three-phase machines due to the distribution of power among more windings, which increases power density and efficiency by reducing per-phase current and ohmic losses. In addition, their multiphase configuration enhances reliability and and provides intrinsic fault tolerance, as the machine can continue operating even in the event of one or more phase failures while maintaining continuous system operation [1]. A higher number of phases also contributes to torque ripple reduction, which enhances the performance of the machine and minimizes mechanical vibrations [2]. Finally, the ability to distribute the load among more phases increases the power-handling capability and extends the equipment life [3].

Among multiphase configurations, the Asymmetrical Six-Phase Induction Machine (ASPIM) stands out for its simple construction, ease of implementation, and compatibility with existing three-phase systems. Its typical 30° phase displacement between two three-phase winding sets enhances fault tolerance and torque performance while maintaining manageable complexity, making it one of the most widely used multiphase topologies in industrial and transportation applications [4]. A key challenge, however, lies in developing effective control strategies. Traditional methods, such as Field-Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC), are commonly employed. However, their performance can degrade under unbalanced conditions and due to harmonic interactions between subspaces. As a result, recent research has shifted toward advanced techniques that offer improved dynamic response and robustness in multiphase systems.

Current Control in ASPIM presents several challenges, including the need to manage current components in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ subspaces, the increased presence of harmonic distortion, and the high computational cost of advanced control strategies. Model Predictive Control (MPC) offers high flexibility and a fast dynamic response by directly incorporating system constraints into the cost function. However, its Finite Control Set (FCS-MPC) variant, while suitable for digital implementation, introduces switching ripple and can lead to the generation of harmonic components in the secondary planes due to the discrete nature of the control set [5]. To mitigate this effect, strategies such as multivector, virtual voltage vectors, and restricted (outermost) voltage vectors have been developed [6]. On the other hand, Sliding Mode Control (SMC) is well known for its fast dynamic response and minimal computational requirements while maintaining robustness under model uncertainties and external disturbances. However, one of the main drawbacks of this strategy is the occurrence of a phenomenon referred to as chattering [7]. Particularly, SMC variants, such as super-twisting or terminal sliding mode, can guarantee finite-time convergence while reducing chattering through continuous approximation laws and precise gain tuning [8].

As the number of applications for ASPIM continues to grow, the need for robust control strategies becomes increasingly critical to maintain high performance under varying loads and dynamic operating conditions. In this context, this work presents a comprehensive comparison between two state-of-the-art nonlinear controllers: SMC and FCS-MPC. The evaluation focuses on the Total Harmonic Distortion (THD) in the α–β subspace, as well as the Root Mean Square Error (RMSE) in both the α–β and x–y subspaces, to determine the most effective approach for current control.

Additionally, a theoretical analysis of both controllers is presented.

II. Control Description

The system under study consists of ASPIM fed by two Two-Level Voltage Source Inverters (2L-VSIs), with distributed windings, a squirrel-cage rotor, and an inverter architecture with 12 IGBT switches and a midpoint in the DC link. All electrical and geometrical parameters were kept identical as [8], and the 2L-VSI model is characterized by $N = 2^6 = 64$ switching states, comprising 49 non-redundant and 15 redundant voltage vectors [9]. The stator voltage vector at instant k is expressed as:

$$\mathbf{v}_s[k] = \frac{V_{\text{dc}}}{3} \cdot \mathbf{MS} \tag{1}$$

where $\mathbf{M}$ denotes the inverter transformation matrix given by:

$$\mathbf{M} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} S^T \tag{2}$$

let $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c & S_d & S_e & S_f \end{bmatrix}$ denote the vector of gating signals, where each element S_i belongs to the set $\{0, 1\}$. Moreover, the matrices $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{6\times6}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{6\times4}$, and $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{4\times6}$ are defined as follows:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 & a_{15} & a_{16} \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & a_{25} & a_{26} \\ 0 & 0 & a_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{44} & 0 & 0 \\ a_{51} & a_{52} & 0 & 0 & a_{55} & a_{56} \\ a_{61} & a_{62} & 0 & 0 & a_{65} & a_{66} \end{bmatrix}, \tag{3}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{44} \\ b_{51} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{62} & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{5}$$

The nonzero coefficients are defined as:

$$\mathrm{a}_{26} = T_m c_4 R_r \quad \mathrm{a}_{51} = a_{62} = T_m c_4 R_s \quad \mathrm{a}_{12} = -a_{21} = T_m c_4 L_m \omega_{\text{nom}}$$
$$\mathrm{a}_{66} = 1 - T_m c_5 R_r \quad \mathrm{a}_{55} = 1 - T_m c_5 R_r \quad \mathrm{a}_{15} = a_{16} = -a_{25} = T_m c_4 L_r \omega_{\text{nom}}$$
$$\mathrm{a}_{56} = -T_m c_5 L_r \omega_{\text{nom}} \quad \mathrm{a}_{11} = a_{22} = 1 - T_m c_2 R_s \quad \mathrm{a}_{33} = a_{44} = 1 - T_m c_3 R_s$$
$$\mathrm{a}_{52} = -T_m c_5 L_m \omega_{\text{nom}} \quad \mathrm{a}_{61} = T_m c_5 L_m \omega_{\text{nom}} \quad \mathrm{a}_{65} = T_m c_5 L_r \omega_{\text{nom}}$$
$$\mathrm{b}_{11} = b_{22} = T_m c_2 \quad \mathrm{b}_{33} = b_{44} = T_m c_3 \quad \mathrm{b}_{51} = b_{62} = -T_m c_4$$

The six-phase asymmetric VSI model is characterized by $2^6 = 64$ possible switching vectors, consisting of 60 active vectors and 4 zero vectors. These vectors are projected onto the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces, as illustrated in Fig. 1, where all possible switching states are identified by two octal numbers corresponding to the binary vectors $[S_a S_d S_b]$

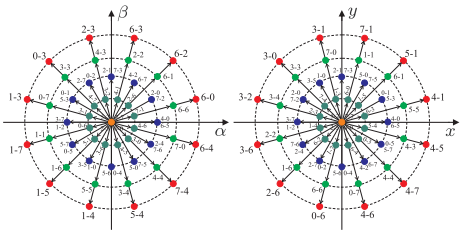


Fig. 1. Block diagram of the SMC system for the ASPIM.

and $[S_e S_c S_f]$, respectively. Furthermore, for the ASPIM with isolated neutrals, the voltage vectors in the $(z_1 - z_2)$ subspace are null and thus have no influence on the applied control techniques. Within the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces, there are 49 distinct relevant vectors and 15 redundant vectors, as depicted in Fig. 1.

A. SMC Strategy

The main idea of SMC consists of enforcing the trajectories of closed-loop system to reach and remain on a designed sliding surface defined by an error function. The sliding mode equation depends on neither parameter variations nor external disturbances [9], [11].

A typical control law in SMC is:

$$u_{\text{sw}} = u_{\text{eq}} - K \,\text{sign}(s), \tag{6}$$

where u_{eq} is the equivalent control, K is a positive gain, and s is the sliding surface generally defined as:

$$s = \frac{d}{dt}e + \lambda e, \tag{7}$$

where e is the tracking error and λ is a positive constant.

As shown in Fig. 2, this control method requires a modulation stage. In this context, Pulse Width Modulation (PWM) is selected due to its ease of implementation and extensive study in the literature [10].

B. FCS-MPC Strategy

The key feature of predictive control lies in employing a system model to predict the future evolution of the controlled variables. Based on these predictions, the controller determines the optimal control actions according to a predefined optimization criterion. In the case of FCS-MPC, which operates in discrete time, a cost function is evaluated

at each sampling instant to select the optimal switching state [14], [15]

$$J = \| i^*_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \|^2 + \| i^*_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \|^2 + \lambda_{xy} \left(\| i^*_{sx} - \hat{i}_{sx} \|^2 + \| i^*_{sy} - \hat{i}_{sy} \|^2 \right) \quad (8)$$

being i^*_{sj} the vector containing the reference for the stator currents and $\hat{i}_{sj}$ the vector containing the predictions, where $j = \{\alpha, \beta, x, y\}$. A tuning parameter λ_{xy} is used to prioritize the $(\alpha - \beta)$ stator currents. The block diagram of the FCS-MPC method applied for model predictive current control is illustrated in Fig. 3.

C. Discussions of Both Control Strategies

Both control structures and their theoretical foundations are compared in detail. As illustrated in Fig. 2 and Fig. 3, both strategies incorporate an outer speed PI controller to regulate the machine speed. In the inner current control loop, the FCS-MPC approach directly evaluates stator current errors in the α–β and x–y subspaces, whereas SMC requires a modulator to manage the continuous control variables. FCS-MPC inherently eliminates the need for a modulator by employing a direct control approach.

Regarding tuning requirements, FCS-MPC involves certain parameters, such as the sampling period and the weighting factors in the cost function. These parameters must be precisely adjusted to guarantee system stability and optimal performance [16], [17]. On the other hand, SMC demands the adjustment of sliding surface parameters and control gains to ensure robustness and reduce chattering effects [12], [13].

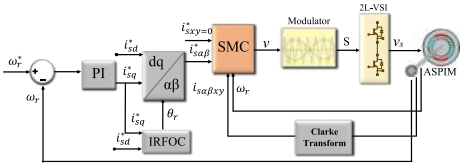


Fig. 2. Block diagram of the SMC system for the ASPIM.

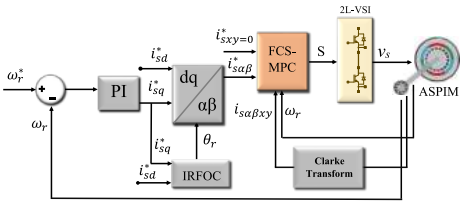


Fig. 3. Block diagram of the FCS-MPC system for the ASPIM.

TABLE I
REQUIREMENTS IN SMC AND FCS-MPC

Requirement	SMC	FCS-MPC
Tuned Parameters Number	2	2
External Controller	PI	PI
Modulation stage	Yes	No
System Constraints Inclusion	Difficult	Easy
Conceptual Complexity	Difficult	Easy
Model & Parameters	Needed	Needed

Table I presents a comparative analysis of the theoretical characteristics of the previously discussed strategies, including key factors such as the number of tuning parameters, dependence on auxiliary control mechanisms, requirement for modulation stages, incorporation of system constraints, overall control complexity, and finally model and parameter dependency.

III. RESULTS

Both controllers have been implemented in the Matlab/Simulink environment. Table II presents the electrical, mechanical, and simulation parameters employed in this study.

To evaluate the dynamic performance of both control strategies, a transient test involving a speed reversal from 500 r/min to -500 r/min was applied at $t = 10$ s, with a sampling frequency of 8 kHz. This scenario aims to assess the response of each controller under abrupt operating conditions, which are critical in high-performance drive systems.

As shown in Fig. 4, the results compare the performance of the SMC, in subfigures (a), and the FCS-MPC, in subfigures (b). The plots include rotor speed, the i_{sq} current component, the secondary plane currents i_x and i_y, and the stator α–β components.

The SMC demonstrates faster tracking behavior, reaching steady state around 3.1 s after both the start-up and the

TABLE II
ELECTRICAL, MECHANICAL, AND SIMULATION PARAMETERS

Category	Parameter	Value (Unit)
Electrical	Stator resistance	6.7
	Rotor resistance	6.9
	Stator leakage inductance	0.00526 H
	Total stator leakage	0.04038 H
	Rotor leakage inductance	0.012 H
	Magnetizing inductance	0.2047 H
	Pole pairs	1
	Mutual inductance	0.614 H
	Total stator inductance	0.6544 H
	Total rotor inductance	0.6260 H
	DC link voltage	400 V
Mechanical	Rotor inertia	0.07kg·m²
	Viscous friction coefficient	0.359×10³N·m·s/rad
Simulation	Sampling frequency	8000Hz
	Sampling period	0.000125s
	Total simulation time	20s
	Sub-step factor	25—

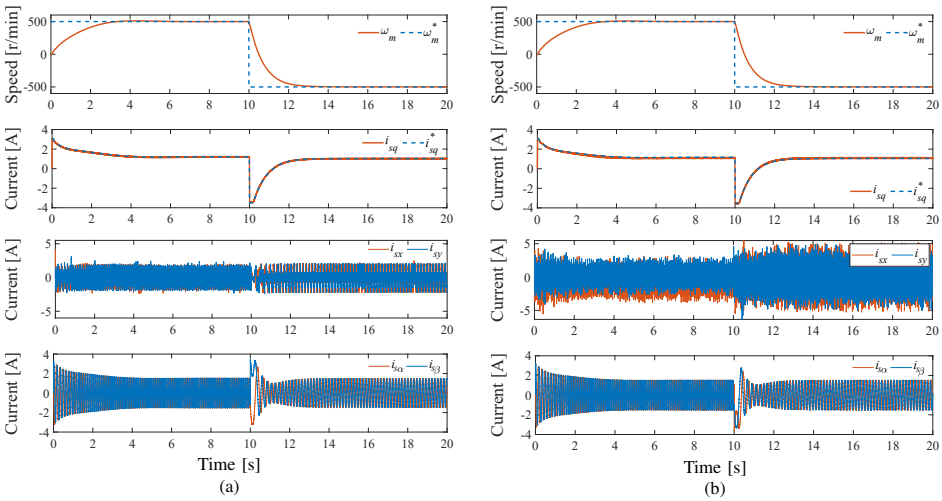


Fig. 4. Transient response comparison between SMC (a) and FCS-MPC (b) under a step speed change from 500 r/min to −500 r/min at 8 kHz sampling rate: ω_m; i_{sq}; i_{sx}, i_{sy}; $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$.

disturbance. In contrast, the FCS-MPC exhibits a slower response, stabilizing approximately at 3.5 s and producing more pronounced oscillations in the stator currents.

In Fig. 4(b), the FCS-MPC shows significant ripple in i_{sx} and i_{sy}, indicating limited harmonic suppression in the secondary plane. On the other hand, the SMC in Fig.4(a) maintains low ripple levels under the same conditions. The smoother current profiles highlight the SMC's superior ability to attenuate unwanted harmonic components in the x–y plane, resulting in a more robust and stable response.

These results underline the enhanced transient robustness and tracking precision of the SMC strategy, supporting its suitability for high-performance multiphase motor drive applications.

Given the significance of harmonic distortion in evaluating current quality, Fig. 5 analyzes the THD of the α–β current components at 500 r/min for sampling frequencies of 8 kHz and 12 kHz. The SMC strategy consistently produces lower THD levels than FCS-MPC, with the disparity becoming more pronounced at higher sampling rates. A comparable pattern is observed in Fig. 6 for 1000 r/min, where FCS-MPC achieves a slight improvement at 8 kHz, but SMC exhibits further THD reduction when the sampling frequency is increased. These results suggest that SMC offers superior harmonic suppression capabilities, particularly under high-frequency switching conditions.

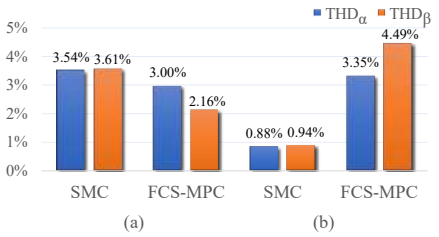


Fig. 5. THD of stator currents in α–β at 500 r/min: (a) 8 kHz; (b) 12 kHz.

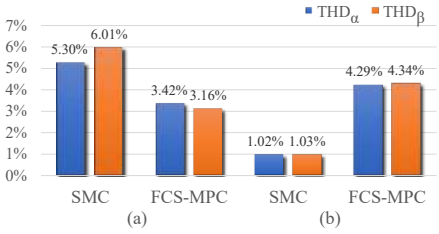


Fig. 6. THD of stator currents in α–β at 1000 r/min: (a) 8 kHz; (b) 12 kHz.

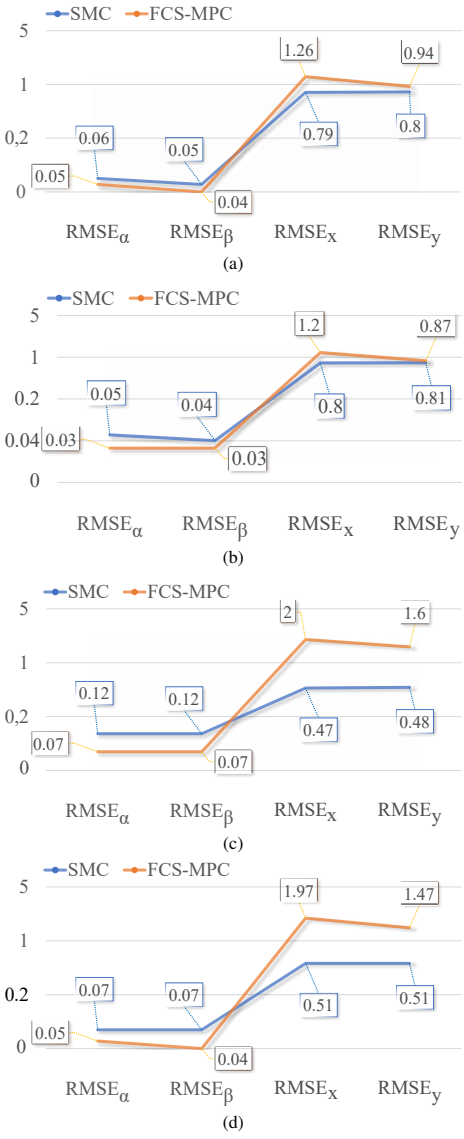


Fig. 7. RMSE for each case: (a) 8 kHz, 500 r/min; (b) 12 kHz, 500 r/min; (c) 8 kHz, 1000 r/min; (d) 12 kHz, 1000 r/min.

The control performance was assessed under four distinct operating conditions defined by combinations of switching frequency (8 kHz and 12 kHz) and rotor speed (500 r/min and 1000 r/min). In all cases, the SMC controller consistently demonstrated a more balanced compromise between harmonic distortion and RMSE across both the $\alpha\beta$ and zero-sequence subspaces. While FCS-MPC occasionally achieved marginally lower RMSE values in the α-axis, this improvement was accompanied by increased errors in the zero-sequence components and greater variability in harmonic suppression, particularly at higher switching frequencies. These performance patterns are summarized in Fig. 7.

IV. Conclusions and Future Work

This work presented a comprehensive comparative analysis of SMC and FCS-MPC applied to six-phase induction motor drives. The study systematically evaluated tracking accuracy, harmonic distortion, and robustness across varying rotor speeds and sampling frequencies, providing new insights into the trade-offs and practical implementation challenges of both control strategies. The results demonstrated that SMC offered superior robustness against parameter uncertainties and residual disturbances, while FCS-MPC provided flexible cost-function design and switching frequency optimization at the expense of increased sensitivity to model inaccuracies.

The invariance properties of SMC yielded significantly lower ripple in both the steady-state d– and q–axis currents and the α and β axis currents, contributing to more consistent harmonic distortion suppression and tracking performance. In contrast, FCS-MPC's predictive framework, although advantageous in certain operating conditions, led to higher ripple and variability in harmonic attenuation, particularly at higher sampling rates. Overall, this work advanced the understanding of these controllers' practical performance, offering guidance for their selection and tuning in high-performance multiphase motor-drive applications.

Future research will focus on hybrid MPC–SMC architectures that integrate the optimized switching selection of MPC with the disturbance rejection and model insensitivity of SMC. Adaptive weighting of the predictive cost function based on real-time load or speed conditions is expected to further enhance controller flexibility and performance across a wider operating envelope. Advanced chattering mitigation techniques—including higher-order sliding modes (e.g., super-twisting and terminal SMC), soft boundary-layer methods, and fuzzy-logic smoothing—will be explored to improve control smoothness without sacrificing robustness. Experimental validation on Hardware-in-the-Loop (HIL) platforms or real-time testbeds is planned to assess discretization effects, execution latency, and noise sensitivity. Extending the analysis to transient events (e.g., startup, load rejection) and evaluating thermal and parameter variation resilience will provide comprehensive insights into the practical deployment of these controllers in demanding multiphase drive systems.

REFERENCES

[1] M. Gholamian, O. Beik, and M. Arshad, "A Review of State-of-the-Art Multiphase and Hybrid Electric Machines," *Electronics*, vol. 13, no. 18, Art. no. 3636, Sep. 2024, doi: 10.3390/electronics13183636.

[2] İ. Sarıgül, A. Altun, K. Sakarya, and M. N. Aydin, "Comparative Analysis of Six-Phase Induction Motor," *Eur. J. Technol.*, vol. 11, no. 2, 2021, doi: 10.36222/ejt.811334.

[3] J. Rodas *et al.*, "Recent Advances in Model Predictive and Sliding Mode Current Control Techniques of Multiphase Induction Machines," *Front. Energy Res.*, vol. 9, Aug. 2021, doi: 10.3389/fenrg.2021.729034.

[4] F. Tokgoz et al., "Feasibility Analysis of Multiphase Machines for Electric Vehicle Applications," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Early Access, 2025, doi: 10.1109/TIA.2025.3582566.

[5] J. Rodriguez, et al., "Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives. Part II: Applications and Benchmarking with Classical Control Methods", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 5, pp. 5047-5061, May 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3121589.

[6] J. Rodas et al., "Sequential Model Predictive Torque Control for Six-Phase Machines Without Weighting Factors," *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 6, pp. 802-810, 2025, doi: 10.1109/OJPEL.2025.3563134.

[7] P. Maidana, C. Medina, J. Rodas, E. Maqueda, R. Gregor, P. Wheeler. "Sliding-Mode Current Control with Exponential Reaching Law for a Three-Phase Induction Machine Fed by a Direct Matrix Converter," *Energies*. vol. 15, no. 22, Art. no. 8379, Nov. 2022, doi: 10.3390/en15228379

[8] Y. Kali *et al.*, "Current Control of a Six-Phase Induction Machine Drive Based on Discrete-Time Sliding Mode with Time Delay Estimation," *Energies*, vol. 12, no. 1, Art. no. 170, Jan. 2019, doi: 10.3390/en12010170.

[9] V. Utkin, A. Poznyak, Y. V. Orlov, and A. Polyakov, *Road Map for Sliding Mode Control Design*. Springer, 2020.

[10] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama, "A Survey on Control Techniques for DC–AC Converter–Based Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 11–22, Jan. 2016.

[11] T. Kawabe, "Model Predictive Sliding Mode Control with Integral Action for Electric Vehicle Drives," *Control Eng. Pract.*, vol. 96, Art. no. 104256, Feb. 2020.

[12] L. Fridman, "An Averaging Approach to Chattering," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 46, pp. 1260–1265, 2001.

[13] Boiko and L. Fridman, "Analysis of Chattering in Continuous Sliding-Mode Controllers," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 50, pp. 1442–1446, 2005.

[14] D. Q. Mayne *et al.*, "Constrained Model Predictive Control: Stability and Optimality," *Automatica*, vol. 36, no. 6, pp. 789–814, Jun. 2000.

[15] A. Maciejowski, *Predictive Control with Constraints*, London, U.K.: Pearson, 2002.

[16] B. De Jager, "Real-Time Implementation Challenges of FCS-MPC for Voltage-Source Inverters," *J. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 403–416, Apr. 2018.

[17] S. D. Round, P. Cortez, and P. Bauer, "Robust FCS-MPC of Power Converters Using Variable Horizon and Zero-Vector Weighting," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 8, pp. 6523–6534, Aug. 2020.

A.3 Artículo 3.

Design of a Predictive Torque Control Strategy with Virtual Vectors and Zero Vector Incorporation for Six-Phase Induction Machines

Abstract: In this article, the development of Predictive Torque Control based on Virtual Vectors (VVs) with Incorporated Zero Vector (PTC-VVZ) is proposed and studied to enhance performance in electric mobility applications using six-phase induction machines. The presented technique employs predictive selection of optimal combinations of virtual vectors, including long vector, medium–long vector, and zero vector, to efficiently regulate torque and mitigate $x - y$ currents without increasing the computational load of the cost function. The performed simulations demonstrate that the inclusion of the zero vector helps reduce Joule effect losses and improve torque regulation. Likewise, it is verified that the PTC-VVZ exhibits better performance both in transient conditions and in steady-state operation. Additionally, a significant reduction in Total Harmonic Distortion (THD) and Root Mean Square Error (RMSE) is observed, confirming that PTC-VVZ can be used as a practical solution for high-performance multiphase applications.

Keywords— Copper Loss Reduction, Multiphase Machines, Predictive Torque Control.

1. INTRODUCTION

The growing demand for sustainable transportation has accelerated electric mobility development, where multiphase machines outperform traditional three-phase systems due to higher power density, fault tolerance, reduced torque ripple, and lower Total Harmonic Distortion (THD) [1]–[3].

Due to these benefits, multiphase machines are being progressively adopted in various electric mobility applications, such as traction systems, onboard battery chargers (OBC), and high-performance electric vehicle powertrains. Leading automotive manufacturers like Mercedes-Benz, Audi, and BMW have incorporated multiphase drives into their electric vehicle architectures to optimize performance and reliability [4]–[7].

The development of efficient control strategies is essential to fully exploit the advantages of multiphase drives. The Vector Space Decomposition (VSD) plays a crucial role in this regard, enabling the transformation of six-phase systems-phases a, d, b, e, c, f into three orthogonal subspaces: $\alpha - \beta$, responsible for torque production; $x - y$, associated with copper losses and efficiency regulation; and $z_1 - z_2$, representing homopolar components, associated with common-mode voltages and possible system imbalances.

Several predictive and direct torque control approaches have been investigated to improve performance in multiphase systems. In [8], a direct torque control (DTC) method is proposed that utilizes 12 uniformly distributed virtual vectors. These vectors are synthesized from the Matrix Converter's rotating vectors to achieve zero common-mode voltage and enhance control performance.

A sequential control proposal was investigated in [9], applying a sequential structure with a specific cost function for each control objective.

This article proposes a novel predictive torque control strategy incorporating virtual vectors and a zero vector (PTC-VVZ) for six-phase induction machines. The technique combines selected long and medium-long virtual vectors with a zero vector to minimize $x - y$ plane currents without increasing computational complexity.

2. SYSTEM DESCRIPTION

The system is composed of an asymmetrical six-phase induction machine (6PIM) fed by two voltage source inverters (2L-VSI A and 2L-VSI B), both equipped with a DC power supply V_{dc}, responsible for supplying each set of three-phase windings.

To facilitate the analysis, the VSD technique is applied, transforming the six-dimensional space defined by the phases a, d, b, e, c, f into three orthogonal two-dimensional planes $\alpha - \beta$ responsible for torque generation, $x - y$ representing copper losses, and $z_1 - z_2$ representing homopolar components.

Considering that the machine under study has isolated neutrals, the components $(z_1 - z_2)$ are discarded, allowing the system to be modeled only in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ planes. The switching states are $S = [S_a, S_d, S_b, S_e, S_c, S_f]$, where $S_i \in \{0, 1\}$. The stator voltage is defined as

$$U_{[k]} = \left[v_{s\alpha}[k], v_{s\beta}[k], v_{sx}[k], v_{sy}[k]\right]$$

. From the ideal inverter model (VSI), it follows that

$$U_{[k]} = V_{dc} \cdot T_C \cdot M$$

The transformation matrix T_C and M were defined in [10], [11] respectively. Also, to represent the discretized state-space model of the system, it is common to choose the stator current components and rotor flux as the state variables [11]. Thus, by applying the forward Euler discretization method, the following expressions (2)-(5) can be obtained:

$$I_s[k+1] = \mathbf{M_1} I_s[k] + \mathbf{M_2}\psi_r[k] + \mathbf{M_3} U[k] \tag{1}$$

$$\psi_r[k+1] = \mathbf{M_4}\psi_r[k] + \mathbf{M_5} I_s[k] \tag{2}$$

$$\psi_s[k+1] = \mathbf{M_6} I_s[k+1] + \mathbf{M_7}\psi_r[k+1] \tag{3}$$

$$T_e[k+1] = 3P\left(\psi_{s\alpha}[k+1] i_{s\beta}[k+1] - \psi_{s\beta}[k+1] i_{s\alpha}[k+1]\right) \tag{4}$$

The stator current vector is defined as $I_s[k] = [i_{s\alpha}[k], i_{s\beta}[k], i_{sx}[k], i_{sy}[k]]$, while the rotor and stator flux vectors are given by $\psi_r[k] = [\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}]$ and $\psi_s[k] = [\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}, \psi_{sx}, \psi_{sy}]$, respectively. Furthermore, T_e represents the electromagnetic torque.

The matrices $M_1, M_2, M_3, M_4, M_5, M_6, M_7$ are defined and explained in detail in [11]. It should be noted that an amplitude-invariant criterion has been employed.

3. PROPOSED PTC-VVZ

The mechanical speed is regulated through a classical PI control loop, following the methodology presented in [12]. This controller generates the torque reference T_e^*, which is used as the input to the proposed PTC-VVZ.

Within the PTC-VVZ framework, the electromagnetic torque $T_e[k+1]$ is forecasted using a discrete-time model that incorporates both the estimated rotor flux $\hat{\psi}_{r\alpha\beta}[k]$ and its predicted future value $\psi_{r\alpha\beta}[k+1]$. In parallel, the stator flux $\psi_{s\alpha\beta}[k+1]$ is computed and dynamically compared against its reference, allowing for accurate torque control and enhanced system responsiveness.

To mitigate the currents in the $x - y$ plane of the classical PTC, it is proposed to use a combination of specific voltage vectors that allow reducing or canceling these components. The VSD generates 64 vectors, of which 49 are useful after eliminating the redundant ones.

The voltage vectors in six-phase machines are classified as small, medium, mid-long, and long in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ planes. While the mid-long vectors in $\alpha - \beta$ generate equivalents in $x - y$, the long ones in $\alpha - \beta$ become small in $x - y$, and vice versa.

For the generation of new Virtual Vectors, the following equations are used:

$$VV_z = t_l V_{\text{long}} + t_m V_{\text{mid-long}} + t_z V_{\text{zero}} \tag{5}$$

Where t_l and t_m represent the application times of the selected long and mid-long voltage vectors, respectively. The total application time of these vectors is denoted as T_A. To mitigate the noise in the x-y plane, $t_l = 0.73\,T_A$ and $t_m = 0.27\,T_A$ are defined. Meanwhile, the application time of the zero vector is $T_z = T_m - T_A$, where T_m is the sampling time. In this way, through the virtual vector, it is possible to guarantee reaching up to 92.8% of the magnitude of a long vector.

The cost function used in the algorithm is:

$$J = (T_e^* - T_e[k+1])^2 + K_f(\psi_s^* - \psi_s[k+1])^2 \tag{6}$$

By excluding the small and medium voltage vectors due to their limited impact on the control performance, the number of possible switching states can be reduced from 49 to only 12 through the

creation of VVs. These VVs are synthesized by combining the remaining long and mid-long voltage vectors. This reduction significantly lowers the computational complexity of the predictive controller, enabling faster real-time implementation without compromising control accuracy.

Subsequently, a control signal is generated and sent to the modulation module, where S_{opt} is selected between the VV or the zero vector.

4. RESULTS and DISCUSSION

Computational simulations were carried out in a MATLAB/Simulink environment with the purpose of analyzing and validating the performance of the proposed control scheme for the 6PIM. The parameters detailed in Table I were used, ensuring an accurate representation of the system.

During the tests, the sampling frequency was set at 16 kHz, The current reference i^*_{sxy} was set to zero, ensuring its active suppression within the control scheme.

TABLE I. PARAMETERS OF 6PIM

Parameter	Value	Symbol	Unit
Stator resistance	6.7	R_s	Ω
Rotor resistance	6.9	R_r	Ω
Stator leakage inductance	40.4	L_{ls}	mH
Rotor leakage inductance	12.8	L_{lr}	mH
Magnetization inductance	614	L_m	mH
Rotor inertia	0.07	J_m	kg·m^2
Pole pairs	1	P	-
Viscous friction coefficient	0.4×10^{-3}	B	kg·m^2/s
Nominal power	2	P_w	kW
Nominal torque	7.5	T_n	Nm
Nominal speed	3000	ω_n	r/min
Nominal flux	0.71	ψ_n	Wb

With the objective of replicating the operating conditions of an electric vehicle, specific tests were designed including abrupt changes in speed and torque, allowing evaluation of the controller's ability to respond to demanding dynamic transitions. To quantify system performance, the RMSE and THD.

4.1 *Variable Speed Analysis*

To evaluate the performance of the PTC-VVZ under variable speed scenarios, simulation tests were carried out with different acceleration and deceleration profiles, with a set torque of 1.5 Nm.

Initially, the speed was set at 1500 rpm, increasing stepwise up to 2000 rpm and, finally, 2500 rpm. Figure 1 presents the dynamic response of the system. Additionally, the behavior of the controller was calculated under speed reduction, progressively decreasing from 1500 rpm to 1000 rpm and then to 500 rpm.

To quantify the performance of the PTC-VVZ, RMSE and THD were calculated. The following table shows the average of the three speed steps.

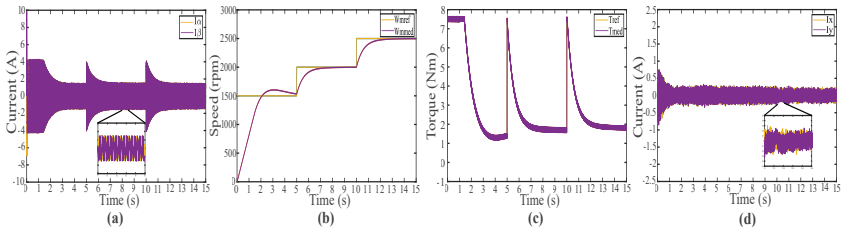


Figure 1: Reference speed variation: (a) α-β Current Components, (b) Reference vs. Measured Speed, (c) Reference vs Measured Torque, (d) $x-y$ Current Components.

TABLE II. SPEED VARIATION TEST RESULTS

$w_{\mathbf{ref}}$ (rpm)	RMSE$_{i_{xy}}$ (A)	RMSE$_{\psi}$ (Wb)	RMSE$_T$ (Nm)	THD (%)
1500-2000-2500	0.098459	0.006128	0.050819	6.82
1500-1000-500	0.093096	0.008305	0.071474	8.5

4.2 *Torque Variation Analysis*

Initially, the torque was set at 4.5 Nm, increased to 6 Nm, and then to 7.5 Nm. Figure 2 shows that the system maintains accurate tracking of the reference with effective regulation of the $x-y$ plane currents.

The behavior under torque reduction was analyzed, decreasing from 4.5 Nm to 3 Nm and then to 1.5 Nm. The following table shows the average of the three torque steps.

TABLE III. TORQUE VARIATION TEST RESULTS

T_L (Nm)	RMSE$_{i_{xy}}$ (A)	RMSE$_{\psi}$ (Wb)	RMSE$_T$ (Nm)	THD (%)
4.5-3-1.5	0.106548	0.0078618	0.099753	4.6
4.5-6-7.5	0.115018	0.0080201	0.063139	3.9

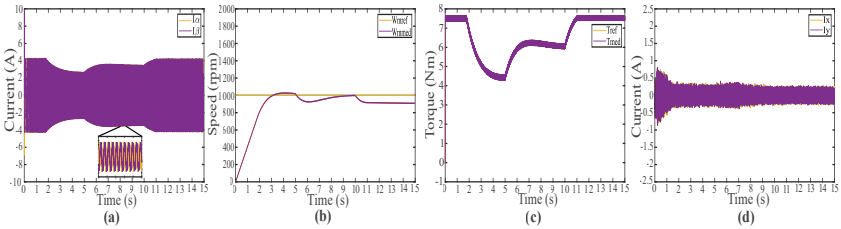


Figure 2: Reference torque variation: (a) α-β Current Components, (b) Reference vs. Measured Speed, (c) Reference vs Measured Torque, (d) $x-y$ Current Components.

4.3 *Steady-State Analysis*

The system behavior under steady-state conditions was analyzed by setting a reference speed of 1000 rpm and a torque of 3.5 Nm.

The steady-state results, summarized in Table IV, show that the system accurately tracks the 1000 rpm reference. The torque response remains close to the 3.5 Nm reference value. Additionally, the RMSE and THD values demonstrate efficient regulation of the $x-y$ plane currents under steady-state conditions.

TABLE IV. STEADY-STATE RESULTS

$W_{\mathbf{ref}}$ (rpm)	T_L (Nm)	RMSE$_{i_{xy}}$ (A)	RMSE$_{\psi}$ (Wb)	RMSE$_T$ (Nm)	THD (%)
1000	3.5	0.11848	0.007954	0.073154	5.11

5. CONCLUSION and FUTURE WORK

This work presented the PTC-VVZ, a predictive control strategy that enhances the performance of six-phase induction machines by minimizing $x-y$ plane currents without increasing computational complexity. Simulation results confirmed its effectiveness in regulating speed and torque, achieving smooth transitions and stable steady-state operation.

The controller demonstrated precise speed tracking, stable torque transitions, and efficient steady-state behavior with minimal stator current distortion, validating improved efficiency and reduced losses.

The PTC-VVZ consolidates itself as a robust control strategy by achieving a low RMSE, evidencing high precision in torque and flux regulation. This makes it a suitable solution for multiphase electric drives in electric mobility applications, where efficiency and reliability are critical.

Future work includes real-time hardware implementation and extending the approach to systems with a higher number of phases to further optimize power distribution and fault tolerance.

REFERENCES

[1] M. Zhang, M. Yuan, and J. Jiang, "A comprehensive review of the multiphase motor drive topologies for high-power electric vehicle: Current status, research challenges, and future trends," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 10, pp. 1–14, 2024.

[2] M. Chiboub, H. E. Alami, B. Bossoufi, C. E. Bekkali, M. E. Mahfoud, and M. Karim, "An overview of new trends in electric machine for hev," in *2024 16th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, 2024, pp. 1–6.

[3] O. Gonzalez *et al.*, "Model predictive torque control based on virtual vectors for six-phase induction machines," in *2024 IEEE Transportation Electrification Conference*, 2024.

[4] Mercedes Benz, "Mercedes-amg eqs 53 4matic+," https://www.mercedes-benz.es/passengercars/models/saloon/eqs/amg.html, 2021, accessed: 2025-04-16.

[5] BMW, "Bmw ix m70," https://www.bmw.co.uk/en/all-models/m-models/ix-m70/bmw-ix-m70.html, 2025, accessed: 2025-04-16.

[6] Audi, "Audi q6 suv e-tron quattro," https://www.audi.com.py/es/modelos/q6-e-tron/q6-e-tron/, 2024, accessed: 2025-04-16.

[7] Z. Ullah, A. S. Abdel-Khalek, and S. Ahmed, "Integrated onboard battery charger for evs using six-phase ipmsm with dual three-phase and asymmetrical winding configurations," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1–6, 2023.

[8] S. Zhou, F. Zeng, W. Deng, and B. Yan, "Virtual vector-based direct torque control for matrix converter-fed permanent magnet synchronous motor system," in *2024 5th International Conference on Smart Grid and Energy Engineering (SGEE)*, 2024, pp. 15–21.

[9] J. Rodas, I. Gonzalez-Prieto, Y. Kali, M. Saad, and J. Doval-Gandoy, "Recent advances in model predictive and sliding mode current control techniques of multiphase induction machines," *Frontiers in Energy Research*, vol. 9, p. 445, 2021.

[10] Y. Zhao and T. Lipo, "Space vector pwm control of dual three phase induction machine using vector space decomposition," in *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1. IEEE, 1994, pp. 742–749.

[11] P. Gonçalves, S. Cruz, and A. Mendes, "Finite control set model predictive control of six-phase asymmetrical machines—an overview," *Energies*, vol. 12, no. 24, p. 4693, 2019.

[12] L. Harnefors, S. E. Saarakkala, and M. Hinkkanen, "Speed control of electrical drives using classical control methods," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 2, pp. 889–898, Mar.-Apr. 2013.

REFERENCIAS

1. X. Liu, S. Liu, Z. Fu, and L. Ge, “A critical review of fault-tolerant control for multiphase PMSM drive systems,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, early access, 2025.
2. M. Zhang, M. Yuan, and J. Jiang, “A comprehensive review of the multiphase motor drive topologies for high-power electric vehicle: Current status, research challenges, and future trends,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 11, no. 1, pp. 3631–3654, 2025.
3. I. Takahashi and T. Noguchi, “A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
4. H. Xu, H. A. Toliyat, and L. J. Petersen, “DSP-based direct torque control (DTC) of five-phase induction motors,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 121, no. 12, pp. 1256–1262, 2001.
5. H. Xu, H. Toliyat, and L. Petersen, “Five-phase induction motor drives with DSP-based control system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 4, pp. 524–533, 2002.
6. A. P. Desai and A. Nanoty, “An investigation of direct torque control for a six-phase asymmetrical induction motor,” in *2022 IEEE 19th India Council International Conference (INDICON)*, 2022, pp. 1–8.

7. A. Gauri, K. Sreeni, and G. Shiny, “Torque ripple reduction in six-phase induction motor drive using DTC technique,” in *2023 International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE)*, 2023, pp. 1–6.

8. G. Buja and M. Kazmierkowski, “Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, 2004.

9. D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, “Foc and dtc: two viable schemes for induction motors torque control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, 2002.

10. T. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. Tolbert, “Direct torque control of induction machines using space vector modulation,” in *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1991, pp. 428–436 vol.1.

11. O. Gonzalez and et al., “Virtual-vector-based predictive torque control for six-phase im with reduced computational burden and copper losses,” *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 6, pp. 1371–1381, 2025.

12. I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, J. J. Aciego, C. Martin, and F. Barrero, “Model predictive control of six-phase induction motor drives using virtual voltage vectors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 27–37, 2018.

13. O. Gonzalez and et al., “Enhanced predictive torque control strategy for six-phase induction machines: A comparative study,” in *2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2024, pp. 6141–6145.

14. J. Rodriguez and et al., “Latest advances of model predictive control in electrical drives—part II: Applications and benchmarking with classical control methods,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5047–5061, 2022.

15. P. Correa, M. Pacas, and J. Rodriguez, “Predictive torque control for inverter-fed induction machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 1073–1079, 2007.

16. J. A. Riveros, F. Barrero, E. Levi, M. J. Durán, S. Toral, and M. Jones, “Variable-speed five-phase induction motor drive based on predictive torque control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 2957–2968, 2013.

17. P. Maidana, C. Medina, J. Rodas, O. Gonzalez, and M. Ayala, “Comparative study of sequential model predictive torque control techniques applied to a six-phase induction machine,” in *2024 International Conference on Industrial Electronics (IECON)*, 2024, pp. 1–6.

18. P. Gonçalves, S. Cruz, and A. Mendes, “Finite control set model predictive control of six-phase asymmetrical machines—an overview,” *Energies*, vol. 12, no. 24, 2019. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/1996-1073/12/24/4693

19. E. Rosas, C. Bórquez, D. Barria, S. Ojeda, J. Rohten, and J. Silva, “Comparison of control strategies for induction motors: Indirect field oriented control, direct torque control and predictive torque control,” in *2024 IEEE International Conference on Automation/XXVI Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, 2024, pp. 1–6.

20. M. Correa, C. Jacobina, C. da Silva, A. Lima, and E. da Silva, "Six-phase ac drive system with reduced common-mode voltage," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, vol. 3, 2003, pp. 1852–1858 vol.3.

21. M. Ayala, O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, and J. Doval-Gandoy, "A speed-sensorless predictive current control of multiphase induction machines using a kalman filter for rotor current estimator," in *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 2016, pp. 1–6.

22. M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, J. Doval-Gandoy, O. Gonzalez, M. Saad, and M. Rivera, "Comparative study of predictive control strategies at fixed switching frequency for an asymmetrical six-phase induction motor drive," in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, pp. 1–8.

23. J. Rodas, H. Guzmán, R. Gregor, and F. Barrero, "Model predictive current controller using kalman filter for fault-tolerant five-phase wind energy conversion systems," in *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2016, pp. 1–6.

24. O. González, J. Rodas, M. Ayala, R. Gregor, M. Rivera, M. Durán, and I. González-Prieto, "Predictive current control with kalman filter observer for a five-phase induction machine operating at fixed switching frequency," in *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2017, pp. 349–354.

25. R. I. y José Agustín, "Aportaciones en el control de máquinas multifásicas." [Online]. Available: https://api.semanticscholar.org/CorpusID:170704831

26. D. White and H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*, ed. new york ed. John Wiley & Sons, 1968.

27. B. Wilamowski and J. Irwin, *Power Electronics and Motor Drives*. CRC Press, 2018.

28. O. Lopez, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, and F. D. Freijedo, "Multilevel multiphase space vector pwm algorithm with switching state redundancy," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 792–804, 2009.

29. J. Leon, López Sánchez, L. Franquelo, J. Doval-Gandoy, S. Vazquez, L. J. Alvarez Ruiz de Ojeda, and F. Freijedo, "Multilevel multiphase feedforward space-vector modulation technique," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2066 – 2075, 07 2010.

30. J. K. Pandit, M. V. Aware, R. V. Nemade, and E. Levi, "Direct torque control scheme for a six-phase induction motor with reduced torque ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 9, pp. 7118–7129, 2017.

31. L. Harnefors, S. E. Saarakkala, and M. Hinkkanen, "Speed control of electrical drives using classical control methods," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 2, pp. 889–898, 2013.