

ANÁLISIS COMPARATIVO DE TÉCNICAS
DE CONTROL SENSORLESS DE
VELOCIDAD APLICADO A
ACCIONAMIENTOS POLIFÁSICOS



TRABAJO FINAL DE MAESTRÍA

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

ANÁLISIS COMPARATIVO DE TÉCNICAS
DE CONTROL SENSORLESS DE
VELOCIDAD APLICADO A
ACCIONAMIENTOS POLIFÁSICOS

Silvia Larizza Delorme Diarte
Autor

Prof. Dr. Jorge Esteban Rodas Benítez
Tutor

Prof. Dr. Magno Elías Ayala Silva
Prof. Msc. Osvaldo Julián González Barrios
Cotutores

Julio, 2020

TRIBUNAL EXAMINADOR

ALEJANDRO GÓMEZ YEPES, Universidad de Vigo, España

RAÚL GREGOR, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

SILVIA ARRÚA, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

JORGE RODAS, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

MAGNO AYALA, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

OSVALDO GONZÁLEZ, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

Julio 2020

Universidad del Cono Sur de las Américas, Asunción, Paraguay

RESUMEN

Durante mucho tiempo, las máquinas eléctricas polifásicas, específicamente las máquinas de inducción trifásicas, se han hecho muy populares en la industria debido a su robustez, su funcionamiento en entornos hostiles y menor necesidad de mantenimiento. Sin embargo, hoy en día debido a los avances en la electrónica de potencia y en los procesadores digitales señales, las máquinas multifásicas (mayor a tres fases) se presentan como alternativa a los mencionados esquemas trifásicos en numerosas aplicaciones, principalmente en aquellas que requieren el manejo de elevada potencia y con aplicaciones tolerantes a fallos. En este contexto, algunos ejemplos de las áreas de aplicación presentes y futuras de los accionamientos multifásicos son: el sector de tracción eléctrica; entre los que se destacan los vehículos eléctricos e híbridos, la propulsión de barcos y tracción de locomotoras, además del sector de aplicaciones industriales de alta potencia. Otro sector recientemente explorado, es el de generación de energías renovables como la generación eólica.

La utilización de accionamientos multifásicos viene acompañado de una evolución en cuanto a las estrategias de control, desde la extensión de los métodos utilizados en las máquinas trifásicas, a métodos más sofisticados, como los controles no lineales, entre las cuales se destacan el control predictivo y el control deslizante. Los controladores requieren de las medidas de variables a controlar, tanto eléctricas como mecánicas. En

el caso de la medición de las corrientes se realizan habitualmente mediante el uso de sensores de efecto Hall, mientras que la medición de la posición/velocidad del rotor se realiza mediante sensores mecánicos. Estos sensores (encoders) necesitan de un montaje especial en el eje del rotor acompañados de un circuito y cableado de acondicionamiento electrónico, especialmente cuando el motor se encuentra ubicado lejos de la unidad de control. Por lo tanto, existe un riesgo asociado a la pérdida de fiabilidad de estructura del sistema de control influyendo en la estabilidad de todo el sistema de accionamiento eléctrico como consecuencia de la sensibilidad a las vibraciones, rendimiento limitado, problemas de instalación o perturbaciones en las mediciones y el costo asociado a los sensores mecánicos. Es por ello que el estudio técnicas de control sin sensores en las máquinas eléctricas representan una alternativa y al mismo tiempo un verdadero desafío. Se pueden dividir principalmente en dos grandes categorías: la primera consiste en la estimación de la velocidad sin considerar el modelo de máquina basadas en la extracción y análisis de armónicos de las ranuras del rotor e inyección de señal de alta frecuencia. La segunda se basa en observar la velocidad utilizando el modelo de la máquina. Estas últimas se definen por su simplicidad, sin embargo, la sensibilidad a las incertidumbres del sistema como problema dominante en este tipo de estimadores, lo convierte en un tema aun abierto para varias investigaciones.

En este trabajo se describen y analizan distintas técnicas de estimación de la velocidad basadas en el modelo de la máquina. Así también se abordan las ventajas e inconvenientes de cada técnica aplicando distintos métodos de control. En primer lugar, se centra en la aplicación de estimadores junto con el control orientado de campo indirecto basado en controladores proporcional-integral aplicado a la máquina de inducción asimétrica hexafásica de neutros aislados. En segundo lugar, se aplica el control predictivo basado en modelo aplicado a la misma máquina. El análisis se realiza a través de simulaciones utilizando los valores reales de la bancada de ensayos del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC), el cual esta basado en la máquina antes mencionada.

SILVIA LARIZZA DELORME DIARTE

Julio, 2020. Asunción Paraguay.

SUMMARY

For a long time, polyphase electric machines, specifically three-phase induction machines, have become very popular in the industry due to their robustness, operation in harsh environments and reduced maintenance requirements. However, today due to advances in power electronics and digital signal processors, multiphase machines (more than three phases) are presented as an alternative to the mentioned three-phase schemes in many applications, mainly in those that require high power handling and fault-tolerant applications. Some examples of the current and future application areas for multiphase drives are: the electric traction sector, including electric and hybrid vehicles, ship propulsion and locomotive traction, and the high-power industrial application sector. Another recently explored sector is that of renewable energy generation, such as wind power.

The use of multiphase drives has been accompanied by an evolution in control strategies, from the extension of methods used in three-phase machines to sophisticated methods such as non-linear controls, including predictive control and sliding mode control. The controllers require the measurement of variables to be controlled, both electrical and mechanical. In the case of current measurements, they are usually made using Hall effect sensors, while the measurement of the position/speed of the rotor is made using mechanical sensors. These sensors (encoders) require a special mounting on the rotor

shaft accompanied by an electrical conditioning circuit and wiring, especially when the motor is located far from the control unit. Therefore, there is a risk associated with the loss of reliability of the control system structure influencing the stability of the entire electric drive system as a result of vibration sensitivity, limited performance, installation problems or measurement disturbances and the cost associated with mechanical sensors. This is why the study of sensorless control techniques in electrical machines represents an alternative and at the same time a real challenge. They can mainly be divided into two main categories: the first consists of speed estimation without considering the model of the machine based on rotor slot extraction and armature analysis and high frequency signal injection. The second is based on observing speed using the model of the machine. The last ones are defined by their simplicity, however, the sensitivity to the system's uncertainties as a dominant problem in this type of estimators, makes it a topic still open for several investigations.

In this work, different techniques of speed estimation based on the machine model are described and analyzed. The advantages and disadvantages of each technique are also discussed, using different control methods. Firstly, it focuses on the application of estimators in combination with indirect field oriented control based on proportional-integral controllers applied to the asymmetrical six-phase induction machine with two isolated neutral points. Secondly, model-based predictive control is applied to the same machine. The analysis is carried out through simulations using the real values of the test bench of the Laboratory of Power and Control Systems (LSPyC), which is based on the above mentioned machine.

SILVIA LARIZZA DELORME DIARTE

July, 2020. Asunción, Paraguay.

AGRADECIMIENTOS

A mi tutor Jorge Rodas por su apoyo y guía durante toda la Maestría. Por haber compartido sus experiencias y conocimientos, las cuales valoro mucho. A mis tutores, Magno Ayala y Osvaldo González, por el apoyo técnico, por los interesantes debates mantenidos demostrando su vocación a la docencia e investigación y la amistad brindada.

A mis compañeros de Maestría, por su apoyo e incansable dedicación. A los profesores nacionales e internacionales que formaron parte del plantel, por compartir sus conocimientos avanzados e inspirar con sus trabajos. En especial al profesor Jesús Doval-Gandoy por su paciencia y sus recomendaciones para la implementación de controles en la bancada de ensayos.

En el ámbito personal, a mis padres Gladis y Oscar, por su apoyo incondicional, por los principios y valores que me enseñaron durante toda mi vida. A mis hermanos Ricardo y Ariel, por alentarme a seguir adelante con este desafío, extendiendo mis agradecimientos a toda la familia. Quiero agradecer especialmente a mi compañero de vida Rodrigo por todo su amor, paciencia y apoyo para lidiar con los momentos de mucho esfuerzo y estrés en este proceso de aprendizaje. Por último, a todos mis amigos y colegas, quienes siempre tuvieron una palabra de apoyo para mí durante los momentos difíciles.

Silvia Larizza Delorme Diarte

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) del Paraguay por el apoyo económico a través del programa de Maestría 17-POS-069 y el apoyo financiero en la presentación de artículos en conferencias internacionales. A la Universidad de Cono Sur de las Américas (UCSA) por recibirnos en sus aulas para poder llevar a cabo el desarrollo de esta Maestría.

Al Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción por abrir sus puertas para llevar a cabo las experiencias de laboratorio en sus instalaciones.

Silvia Larizza Delorme Diarte

*Dedicado a:
mi esposo Rodrigo,
mis padres Gladis y Oscar,
mis hermanos Ricardo y Ariel*

ÍNDICE GENERAL

Resumen	iii
Summary	v
Agradecimientos	vii
Agradecimientos Institucionales	ix
Índice General	xiii
Índice de Figuras	xvii
Índice de Tablas	xix
Acrónimos	xxi
1 Justificación y Metodología	1
1.1 Introducción	1
1.2 Motivación	3
1.3 Objetivos	4
1.4 Organización del Documento	4
2 Control de Máquinas de Inducción Polifásicas Asimétricas	7
	xiii

2.1	Máquinas de Inducción Polifásicas	7
2.1.1	Modelado de la Máquina de Inducción Asimétrica Hexafásica	9
2.1.2	Modelo de la MIAH en Función de las Variables de Fase	11
2.1.3	Marco de Referencia Estacionario	16
2.1.4	Marco de Referencia Dinámico	20
2.2	Convertidores Electrónicos de Potencia	24
2.2.1	Modelo Escalar del Inversor Hexafásico	25
2.2.2	Modelo Vectorial del Inversor Hexafásico	28
2.3	Control de Máquinas de Inducción de Velocidad Variable	28
2.3.1	Control Escalar	29
2.3.2	Control Vectorial	31
2.3.3	Control Directo de Par	36
2.3.4	Control Predictivo	37
2.4	Resumen	45
3	Técnicas de Control Sensorless	47
3.1	Generalidades	47
3.2	Clasificación de Técnicas Sensorless	48
3.2.1	Estimación Mediante Ecuaciones de Estado en Bucle Abierto	49
3.2.2	Estimadores Basados en Técnicas MRAS	51
3.2.3	Estimadores Basados en Observadores de Estados	51
3.3	Dificultades Asociadas a la Estimación Basada en Modelo	57
3.3.1	Distorsión de la Tensión	58
3.3.2	Error en la Adquisición de Señal	58
3.3.3	Error en el Modelo de Parámetros	58
3.4	Resumen	58
4	Resultados de Simulación	61
4.1	Entorno de Simulación	61
4.2	Resultados Obtenidos	64
4.2.1	Resultados Obtenidos con el Estimador en Lazo Abierto	64
4.2.2	Resultados Obtenidos con el Estimador en Modo Deslizante	66
4.3	Resumen	70
5	Conclusiones y Trabajos Futuros	71
5.1	Conclusiones	71
5.2	Trabajos Futuros	72
	Referencias	73

APÉNDICE	79
A Resultados Experimentales	81
B Artículos Publicados	85
B.1 Artículo 1	86
B.2 Artículo 2	92
B.3 Artículo 3	99

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1	Esquema del bobinado de la MIAH	10
2.2	Marco de referencia estacionario (α - β) y (α' - β')	18
2.3	Marco de referencia dinámico (d - q)	21
2.4	Diagrama esquemático del convertidor hexafásico y de dos niveles	25
2.5	Representación de los vectores espaciales de tensión	29
2.6	Diagrama en bloques del control escalar v/f	30
2.7	Diagrama en bloques del control vectorial	34
2.8	Diagrama en bloques del control directo de par	37
2.9	Clasificación de métodos de control predictivo	38
2.10	Esquema general del FCS-MPC aplicado al control del convertidor	41
3.1	Clasificación de controladores sensorless	49
4.1	Estimación de la velocidad en lazo abierto a velocidad nominal	64

4.2	Estimación de la velocidad en lazo abierto	65
4.3	Estimación de la velocidad en modo deslizante a velocidad nominal	67
4.4	Estimación de la velocidad en modo deslizante	68
4.5	Estimación de la velocidad en modo deslizante con carga	70
A.1	Bancada de ensayos experimentales	82
A.2	Resultado experimental preliminar del control lineal	83
A.3	Resultado experimental preliminar del control predictivo	84

ÍNDICE DE TABLAS

3.1	Procesos recursivos del algoritmo del observador basado en el KF	55
4.1	Parámetros eléctricos y mecánicos de la MIAH	62
4.2	Análisis del $\text{RMSE}(\omega_m)$ utilizando el estimador en lazo abierto	66
4.3	Análisis del $\text{RMSE}(\omega_m)$ utilizando el observador en modo deslizante	67
4.4	Impacto del estimador en modo deslizante sobre las corrientes de estator	69
5.1	Resumen de logros obtenidos durante la Maestría	72

ACRÓNIMOS

AC	Corriente alterna
ASD	Accionamiento de velocidad ajustable
CBPWM	Modulación por ancho de pulso basada en portadora
CCS-MPC	Control predictivo de estado continuo
DC	Corriente continua
DRFOC	Control vectorial directo de campo rotórico orientado
DSP	Procesador digital de señales
DTC	Control directo de par
FCS-MPC	Control predictivo de estados finitos
FOC	Control de campo orientado
IRFOC	Control vectorial indirecto de campo rotórico orientado
KF	Filtro de Kalman
LO	Observador de Luenberger

MI	Máquina de inducción
MIAH	Máquina de inducción asimétrica hexafásica
MPC	Control predictivo basado en modelo
MRAS	Modelo de referencia del sistema adaptativo
PCC	Control predictivo de corriente
PI	Proporcional integral
PTC	Control predictivo de par
PWM	Modulación por ancho de pulso
RFOC	Control vectorial de campo rotórico orientado
RMS	Valor cuadrático medio
RMSE	Raíz del Error cuadrático medio
SFOC	Control vectorial de campo estatórico orientado
SMC	Control de modo deslizante
SMO	Observador en modo deslizante
SVPWM	Modulación por ancho de pulso basada en vectores espaciales
TDE	Estimador con tiempo de retardo
VSD	Descomposición en vectores espaciales
VSI	Inversor con fuente de tensión

CAPÍTULO 1

JUSTIFICACIÓN Y METODOLOGÍA

1.1 Introducción

El término polifásico es aplicado a sistemas eléctricos formados por dos o más tensiones que poseen el mismo período y amplitud con diferencia de fase constante entre ellas. Una máquina eléctrica rotativa de corriente alterna que disponga de dos o más devanados de estator se considera polifásica. En este contexto, las máquinas asíncronas trifásicas y las multifásicas (es decir, máquinas con número de devanados de estator mayor a tres) forman parte de ésta extensa clasificación.

Las máquinas asíncronas trifásicas también denominadas máquinas de inducción (MI) trifásicas han sido y continúan siendo uno de los accionamientos eléctricos más utilizados en aplicaciones industriales debido a su alta eficiencia, robustez, relativo bajo costo y simplicidad de diseño. Esta popularidad ha despertado el interés en el desarrollo de máquinas multifásicas propiciado principalmente por los avances en la electrónica de potencia y sistemas de control digital.

Los accionamientos multifásicos presentan varias ventajas en comparación con los accionamiento trifásicos convencionales tales como: la reducción de la corriente en los conmutadores electrónicos sin reducir la potencia, menores pulsaciones de par electromagnético, reducción de los armónicos y las pérdidas tanto en el estator como en el rotor, mayor tolerancia a fallos, mejor distribución de potencia y mejoras en la fiabilidad del sistema [1, 2]. Estas características hacen que las máquinas multifásicas sean apropiadas para aplicaciones de alto rendimiento y elevada potencia entre las que se encuentran la tracción ferroviaria, vehículos eléctricos [3], propulsión eléctrica de barcos [4] y aplicaciones de generación de energías renovables [5].

La clasificación de las máquinas multifásicas en función de la distribución del devanado pueden ser máquinas de bobinado distribuido o concentrado. Otra clasificación es posible teniendo en cuenta el arreglo del bobinado, denominando máquinas asimétricas a aquellas en donde el conjunto independiente de devanados se encuentra desplazado π/n grados o simétricas aquellas donde los devanados de fase se encuentran igualmente desplazados $2\pi/n$ grados, siendo n el número de fases de la máquina [6, 7]. De toda la gama de posibilidades las máquinas de seis fases son las más estudiadas. Estas a su vez pueden disponer de una distribución de devanado asimétrica o simétrica con uno o dos puntos neutros independientes. Sin embargo, la estructura más comúnmente utilizada se basa en dos devanados asimétricos trifásicos y dos puntos neutros independientes conocida como: máquina de inducción asimétrica hexafásica (MIAH), máquina de doble devanado trifásico independiente o máquina dual trifásica [8–10], la cual será objeto de estudio en el presente Trabajo Final de Maestría.

Muchas aplicaciones requieren la operación, ya sea de la MI o de la MIAH, bajo regímenes de velocidad variable siendo necesario la presencia de un convertidor electrónico de potencia, además de un esquema de control que permita controlar las variables físicas de la máquina. La etapa de entrada del convertidor electrónico de potencia se conecta a un suministro trifásico y la etapa de salida del mismo a los devanados del estator de la máquina pudiendo este último ser de cualquier número siempre y cuando coincida con la cantidad de fases de la salida convertidor. Tres sigue siendo la elección común, sin embargo, no sólo por las razones expuestas anteriormente, sino también porque la producción en masa de motores trifásicos para la excitación principal mantiene su costo unitario bajo y la estandarización permite obtenerlas de cualquier fabricante [11].

Inicialmente las técnicas de control aplicadas a máquinas trifásicas fueron extendidas y optimizadas para la MIAH tal es el caso del control escalar, el control por campo orientado (FOC, del inglés *field oriented control*), también conocido como control vectorial, que a su vez puede ser del tipo directo o indirecto [12] y el control directo de par (DTC, del inglés *direct torque control*) [13]. Con el transcurso del tiempo y la aparición de modernos

procesadores digitales de señales (DSP, del inglés *digital signal processing*) se dio origen al desarrollo de sofisticadas soluciones de control tales como: el control predictivo basado en modelo (MPC, del inglés *model predictive control*) [14], control de modo deslizante (SMC, del inglés *sliding mode control*) [15], en las cuales se ha añadido el estudio de situaciones de tolerancia a fallos haciendo referencia a los cambios en el esquema de control cuando una o varias fases quedan abiertas [16, 17], así también otras técnicas como el control difuso [18], control adaptativo. En dicho contexto, el MPC presenta mayor interés puesto que permite definir una gran variedad de criterios de control aportando flexibilidad, rápida respuesta dinámica y simplicidad de implementación, ante un sistema multidimensional y multivariable como es la MIAH [19].

En sistemas industriales de accionamiento controlado de par y velocidad, y en numerosas aplicaciones de transporte, el sistema de control en lazo cerrado se basa en la medición de la velocidad o la posición del rotor utilizando un codificador mecánico de eje conocido como encoder. Generalmente para los sistemas de accionamiento de MI controlados por vectores y por frecuencia de deslizamiento, se requiere un sensor de velocidad para controlar la velocidad y obtener la información del ángulo de giro del rotor [20]. Sin embargo, los sensores de velocidad y posición necesitan una disposición de montaje adicional en el eje del motor, el cual reduce la fiabilidad y aumenta el costo del sistema de accionamiento total. Para eliminar dichos sensores, se han propuesto varios algoritmos de estimación de velocidad y posición relacionados con los parámetros de la máquina y la medición de las tensiones y corrientes terminales del motor. En ese aspecto, la aplicación de técnicas de estimación para el control sin sensor, también denominadas “sensorless” son planteadas a fin de obtener una operación óptima. Inicialmente, el objetivo de las primeras técnicas desarrolladas era estimar el deslizamiento de la máquina, posteriormente, se ha desarrollado técnicas basadas en ecuaciones de estado, que se caracterizan por su simplicidad y buen rendimiento a altas velocidades pero en contrapartida presentan gran dependencia a los parámetros eléctricos de la máquina y se ven afectadas por la frecuencia de operación, saturación magnética y temperatura de acuerdo a la zona de trabajo en la que se encuentra la máquina [21].

En este contexto, la principal aportación de este Trabajo Final de Maestría es el análisis comparativo de dos técnicas de estimación de velocidad para el control sensorless de velocidad aplicadas a la MIAH.

1.2 Motivación

El desarrollo de este Trabajo Final de Maestría tiene como principal motivación la realización de aportes en el análisis de estrategias de control de máquinas polifásicas

haciendo énfasis en la MIAH mediante la utilización de técnicas estimación para mejorar la calidad de la medición de la velocidad, reducir el número de sensores necesarios, y costo asociado al conjunto sensor-acoplamiento de la máquina.

1.3 Objetivos

Estudiar el comportamiento de la máquina de inducción asimétrica hexafásica incorporando estimadores para obtener la velocidad de giro del rotor. Concretamente, se pueden enumerar los siguientes objetivos específicos:

- Modelar y simular diferentes esquemas de control de corriente para la máquina de inducción asimétrica hexafásica.
- Analizar y comparar las técnicas de estimación de velocidad aplicadas a las máquina de inducción trifásicas con posibilidad de extrapolarla a la máquina asimétrica hexafásica.
- Modelar y simular diferentes esquemas de control utilizando estimadores de velocidad del rotor aplicado a la máquina de inducción asimétrica hexafásica.
- Analizar la eficiencia del control propuesto y el comportamiento del sistema ante la aplicación de técnicas de control de velocidad sin sensores o sensorless en máquinas de inducción asimétrica hexafásica.

1.4 Organización del Documento

El presente documento se encuentra organizado en cinco capítulos. Primeramente, en el **Capítulo 1**, se presenta la justificación, motivación y objetivos del Trabajo Final de Maestría. Luego, en el **Capítulo 2** se presenta una revisión bibliográfica de las características básicas de las MI polifásicas. En este contexto, se hace énfasis en el estudio de la MI trifásica y la MIAH de neutros aislados, debido a sus similitudes y las ventajas que representa el accionamiento multifásico. Así también, se describe el convertidor de potencia utilizado y las técnicas de control habitualmente aplicadas a accionamientos multifásicos. En el **Capítulo 3** se presenta una clasificación de las técnicas de control sensorless, principalmente aquellas basadas en el modelo de la máquina, junto con sus características más resaltantes. Posteriormente, en el **Capítulo 4** se exponen los resultados de simulación obtenidos a partir del empleo de dos de las técnicas de control sensorless presentadas. Finalmente, en el **Capítulo 5** se exponen las principales conclusiones y se

proponen futuros trabajos siguiendo la línea de investigación de este Trabajo Final de Maestría. En el **Apéndice A** se presentan los resultados de las pruebas experimentales preliminares de los controles utilizando un sensor de velocidad, obtenidos en la bancada de ensayos del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC). Por otra parte, en el **Apéndice B** se incluyen los artículos desarrollados y publicados durante la realización del presente Trabajo Final de Maestría aplicados a la MI trifásica y la MIAH de neutros aislados.

CAPÍTULO 2

CONTROL DE MÁQUINAS DE INDUCCIÓN POLIFÁSICAS ASIMÉTRICAS

2.1 Máquinas de Inducción Polifásicas

Se basan en el movimiento de una masa metálica por acción de un campo magnético giratorio, cuentan con dos armaduras, siendo el estator la parte fija y el rotor la móvil. Este último, consiste en conductores de cobre o aluminio con laminaciones de acero en los que se instalan anillos terminales de cortocircuito en ambos extremos, conocido como rotor de tipo jaula de ardilla. Cuando los anillos terminales se instalan sólo en uno de los extremos se conoce como rotor bobinado, los cuales son menos utilizados en comparación con los de jaula de ardilla debido a su mayor costo y mantenimiento [22].

La MI puede trabajar como motor o como generador dependiendo del sentido en el que fluyen las corrientes en la misma. El principio de funcionamiento de una MI de tipo jaula de ardilla consiste en la aplicación de tensiones alternas sinusoidales de la misma amplitud y frecuencia pero desfasadas entre sí, a los devanados del estator, con lo cual circulan corrientes a través de estos. Dichas corrientes originan un campo magnético giratorio y variante en el tiempo, envolviendo al núcleo ferromagnético del rotor. En

consecuencia, en las barras cortocircuitadas del rotor se genera una fuerza electromotriz o tensión inducida, así también corrientes inducidas, que producen un campo magnético giratorio en rotor, el cual sigue al campo del estator. La interacción de ambos campos magnéticos arrastra el núcleo ferromagnético del rotor (o eje de la máquina), y recibe en nombre de par electromagnético o par motor, logrando así la conversión de la energía eléctrica en mecánica.

Los devanados del estator se distribuyen desfasados espacialmente en el interior de la máquina, y en cada una de ellas, como se mencionó anteriormente, circulan corrientes alternas sinusoidales desfasadas y con la misma frecuencia de la fuente de alimentación, haciendo coincidir el desfase espacial de los devanados con el desfase temporal de las corrientes se obtiene un flujo magnético total con valor máximo constante en el tiempo pero que varía en el espacio. De manera que, la velocidad del campo magnético giratorio del estator, denominada velocidad síncrona (ω_s), varía directamente con la velocidad angular eléctrica de las corrientes en el estator (ω_e) y por ende con la frecuencia (f_e), e inversamente con el número de pares de polos de la máquina (P). La ecuación que relaciona las magnitudes antes mencionadas es la siguiente:

$$\omega_s = \frac{\omega_e}{P} = \frac{2\pi f_e}{P} \quad (2.1)$$

La velocidad mecánica con la que gira el rotor no puede ser igual a la velocidad síncrona puesto que implicaría una situación en la cual el núcleo ferromagnético del rotor es atravesado por un campo magnético constante, haciendo que las corrientes del rotor y el par sean nulos, además, por la acción del par resistente o del rozamiento se frenaría.

En consecuencia, si el par de arranque es suficiente para vencer la oposición creada por el par resistente, obligará al rotor a girar en la dirección de la rotación del campo magnético del estator hasta alcanzar una velocidad de operación que siempre será inferior a la de sincronismo, razón por la cual a la MI también se la denomina máquina asíncrona. La diferencia entre la velocidad síncrona y la velocidad mecánica del rotor (ω_m), expresada como una fracción de la velocidad síncrona, recibe el nombre de deslizamiento (S) y se expresa por medio de:

$$S = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (2.2)$$

donde ω_m y ω_s están en rad/s.

Un deslizamiento elevado, implica que el rotor del motor gira a una velocidad lenta; sin embargo el campo magnético estatórico, siempre gira a la velocidad de sincronismo. Así

también, el deslizamiento determina la magnitud y la frecuencia de la fuerza electromotriz inducida en el rotor (f_r), de la siguiente manera:

$$f_r = S f_e \quad (2.3)$$

Cuando la máquina se encuentra detenida, el deslizamiento es igual a uno ($S = 1$), puesto que la velocidad de mecánica del rotor es nula ($\omega_m = 0$). Por otra parte, la frecuencia de la fuerza electromotriz inducida en el rotor es igual a frecuencia del estator.

Sin embargo, cuando motor pasa de funcionar en vacío (sin carga) a arrastrar una carga mecánica, la velocidad del rotor tiende a disminuir debido al par resistente que produce la carga. Esto hace que el deslizamiento aumente, lo que a su vez aumenta considerablemente la cantidad de líneas de campo magnético del estator que atraviesan el núcleo ferromagnético del rotor, aumentando la fuerza electromotriz inducida y la corriente inducida en las barras del rotor. Dado que el par electromagnético que desarrolla la máquina depende de esta corriente, se produce un aumento de dicho par que tiende a equilibrar el par resistente con el par motor. Por consiguiente, según aumenta la carga en el motor, también aumenta el deslizamiento y el par motor.

El funcionamiento en modo generador de la MI implica que la velocidad del rotor es mayor que la velocidad síncrona. Entonces, la dirección del par inducido se invierte, convirtiendo la energía mecánica en eléctrica.

A fin de poder aplicar ciertas técnicas de control es importante contar un modelo que describa apropiadamente el comportamiento del sistema. En el siguiente apartado se presenta el modelo de la MIAH de neutros aislados mencionando sus similitudes respecto a las MI trifásicas.

2.1.1 Modelado de la Máquina de Inducción Asimétrica Hexafásica

El uso del término de máquinas eléctricas multifásicas hace referencia a los sistemas de conversión de energía con bobinados de más de tres fases en el estator. Esta tecnología ha sido motivada principalmente por el uso de convertidores de potencia en accionamientos de velocidad variable de corriente alterna, donde la etapa de entrada tiene la misma cantidad de fases que la fuente principal, en cambio su etapa de salida puede tener cualquier número de fases dependiendo de las necesidades del tipo accionamiento conectado al mismo [23].

Teniendo en cuenta la teoría general de máquinas eléctricas y sistemas multifásicos es posible definir el modelo del sistema con un número arbitrario de fases. En este sentido, la generalización de Fortescue [24] y Clarke sirven de base para la utilización de modelos vectoriales actualmente [25]. Cuando se considera una máquina simétrica es preferible los diseños que contengan número de fases impar, debido a que una distribución simétrica

con número de fases par producirá un rizado de par electromagnético idéntico al de una máquina con la mitad del número de fases, de forma que se perdería una de las ventajas del uso de un accionamiento multifásico [26].

Considerando un número de fases múltiplo de tres y par, siendo asimétrica con neutros aislados se obtiene el mismo número de planos, o grados de libertad para el control, que en máquinas simétricas con número de fases menor, además de ofrecer una mejor distribución por fase. El interés por este tipo de configuración se basa en la posibilidad de utilizar varios convertidores trifásicos comercialmente disponibles para el control de los accionamientos multifásicos. Entre éstos, la configuración más frecuentemente observada en la literatura es la MIAH [27].

La MIAH se compone de dos devanados trifásicos conectados en estrella en el estator, desfasados entre sí 30° . Dicho desfasaje produce una distribución asimétrica de los ejes magnéticos de los devanados del estator, expresado de forma general como π/n siendo n el número de fases, por lo cual se la conoce como máquina asimétrica. Las n fases están asociadas en l devanados trifásicos ($n = 3l$), donde los puntos neutros de cada devanado trifásico se mantienen aislados [28]. En la **Figura 2.1** se observa la distribución de los bobinados para la MIAH, donde cada conjunto de etiquetas tanto a, b y c como también d, e y f se utilizan para representar los dos sistemas trifásicos presentes. Los índices s y r permiten diferenciar las variables estáticas de las rotóricas. Además el ángulo θ_r denota la posición relativa de los devanados del rotor con relación a los devanados del estator.

Con el desplazamiento asimétrico de los devanados trifásicos se obtiene una mejora en el rizado de par cuando se dispone de un número par de fases [29] y se consiguen

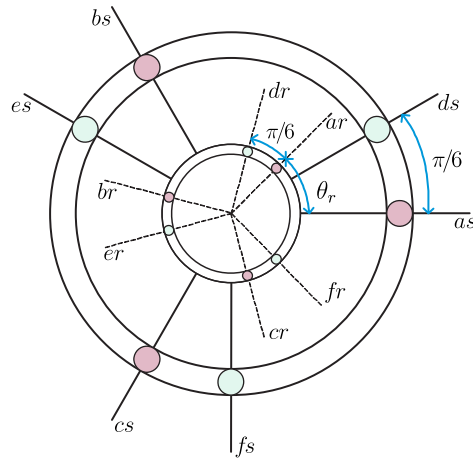


Figura 2.1 Esquema del bobinado de la máquina de inducción de hexafásica asimétrica.

mitigar ciertos armónicos con el uso de neutros independientes, específicamente los de orden $3k$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) respecto a la frecuencia fundamental a la que se alimenta la máquina así como un mejor aprovechamiento del bus de continua [30, 31].

El desarrollo del modelo matemático de la MI multifásica está generalmente sujeto a varias consideraciones [26]. A continuación se mencionan las consideraciones asumidas para el modelado de la MIAH con neutros aislados analizado en condiciones normales de operación:

- Todos los bobinados que conforman el estator de la máquina son iguales. El rotor posee una topología de jaula de ardilla que puede ser modelado como n cargas inductivas interconectadas en paralelo mediante los anillos que sostienen a las barras que lo conforman.
- Se considera que el entrehierro de la máquina es uniforme y de espesor constante, así también, se desprecia su variación debido a las excentricidades del rotor o por las ranuras del estator y del rotor. El flujo en el entrehierro de la máquina se considera constante.
- No se consideran los efectos de la saturación magnética al asumir que la característica de magnetización del material ferromagnético es lineal.
- La resistencia de los devanados y las inductancias de fuga del estator y rotor se consideran constantes, sus variaciones debidas a cambios de frecuencia o temperatura no se consideran.
- Las variables del rotor se encuentran proyectadas al estator mediante la relación de transformación del acoplamiento estator-rotor.

En la siguiente sección se presenta el modelo matemático de la MIAH de neutros aislados en variables de fase. Posteriormente, se hace uso de diferentes sistemas de coordenadas que permiten reemplazar la representación inicialmente en variables de fase en una representación equivalente cuya ventaja principal es la simplificación de las ecuaciones dinámicas del sistema.

2.1.2 Modelo de la MIAH en Función de las Variables de Fase

La MIAH al igual que la MI, puede describirse mediante un conjunto de ecuaciones de equilibrio de tensión de fase tanto del estator como del rotor, debido a que todos los bobinados de la máquina tienen una naturaleza resistiva-inductiva. Por lo tanto la ecuación

de equilibrio de tensión de cada fase está dada por:

$$v = R i + \frac{d\psi}{dt} \quad (2.4)$$

donde los valores instantáneos de las magnitudes de tensión, corriente y flujo se representan por v, i y ψ respectivamente, la resistencia del bobinado queda representada por R . Teniendo en cuenta que la máquina cuenta con seis fases tanto en el estator como en el rotor una forma práctica de expresar las ecuaciones de equilibrio de tensión es mediante la forma matricial, el cual se representa en la siguiente expresión:

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \quad (2.5)$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \quad (2.6)$$

donde $[v_s] = [v_{as}, v_{ds}, v_{bs}, v_{es}, v_{cs}, v_{fs}]^T$ y $[v_r] = [v_{ar}, v_{dr}, v_{br}, v_{er}, v_{cr}, v_{fr}]^T$ son los vectores columna de las tensiones del estator y del rotor, respectivamente, por otra parte, $[i_s] = [i_{as}, i_{ds}, i_{bs}, i_{es}, i_{cs}, i_{fs}]^T$ y $[i_r] = [i_{ar}, i_{dr}, i_{br}, i_{er}, i_{cr}, i_{fr}]^T$ son los vectores columna de las corrientes del estator y del rotor, respectivamente y finalmente $[\psi_s] = [\psi_{as}, \psi_{ds}, \psi_{bs}, \psi_{es}, \psi_{cs}, \psi_{fs}]^T$ y $[\psi_r] = [\psi_{ar}, \psi_{dr}, \psi_{br}, \psi_{er}, \psi_{cr}, \psi_{fr}]^T$ son los vectores columna de los flujos del estator y del rotor, respectivamente. Como se mencionó anteriormente se utiliza un motor del tipo jaula de ardilla por lo cual los bobinados del rotor están cortocircuitados y las tensiones en el rotor, representadas en (2.6), son nulas. Otro aspecto importante es que las resistencias del rotor y del estator representadas por $[R_r]$ y $[R_s]$ son matrices diagonales $n \times n$, expresadas la siguiente manera:

$$\begin{aligned} [R_s] &= R_s [I_6] \\ [R_r] &= R_r [I_6] \end{aligned} \quad (2.7)$$

donde la matriz $[I_6]$ denota la matriz identidad de orden 6.

En cuanto a las matrices de flujo magnético estas se encuentran definidas por:

$$[\psi_s] = [L_{ss}][i_s] + [L_{sr}][i_r] \quad (2.8)$$

$$[\psi_r] = [L_{rr}][i_r] + [L_{rs}][i_s] \quad (2.9)$$

donde $[L_{rr}]$ y $[L_{ss}]$ son las matrices de autoinductancias del rotor y del estator, respectivamente y $[L_{rs}]$ y $[L_{sr}]$ son las inductancias mutuas del rotor a estator y del estator a rotor,

respectivamente. Las matrices de autoinductancias del estator y del rotor sólo poseen coeficientes constantes y para el caso de una MIAH son orden 6, por lo tanto definen de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} [L_{ss}] &= L_{ls} [I_6] + M [\vartheta] \\ [L_{rr}] &= L_{lr} [I_6] + M [\vartheta] \end{aligned} \quad (2.10)$$

donde L_{ls} y L_{lr} son las inductancias de dispersión de cada devanado del estator y del rotor respectivamente, M representa el valor pico de la inductancia mutua entre dos devanados cualesquiera con cero separación angular entre ellas, y $[\vartheta]$ es una matriz de orden 6 con los cosenos de los ángulos de los bobinados, tomando como origen de coordenadas el eje que coincide con la fase a de la **Figura 2.1**. Para este caso particular quedan definidos como:

$$[\vartheta] = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\varphi) & \cos(4\varphi) & \cos(5\varphi) & \cos(8\varphi) & \cos(9\varphi) \\ \cos(11\varphi) & 1 & \cos(3\varphi) & \cos(4\varphi) & \cos(7\varphi) & \cos(8\varphi) \\ \cos(8\varphi) & \cos(9\varphi) & 1 & \cos(\varphi) & \cos(4\varphi) & \cos(5\varphi) \\ \cos(7\varphi) & \cos(8\varphi) & \cos(11\varphi) & 1 & \cos(3\varphi) & \cos(4\varphi) \\ \cos(4\varphi) & \cos(5\varphi) & \cos(8\varphi) & \cos(9\varphi) & 1 & \cos(\varphi) \\ \cos(3\varphi) & \cos(4\varphi) & \cos(7\varphi) & \cos(8\varphi) & \cos(11\varphi) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

siendo $\varphi = \pi/6$, el ángulo entre el conjunto de bobinados $\{a, b, c\}$ y el $\{d, e, f\}$.

Cabe mencionar que se ha considerado que todos los devanados individuales de las fases en el estator son idénticos y se encuentran distribuidos asimétricamente, además las inductancias de fase son iguales.

Debido a que la posición relativa de los devanados del rotor con relación a los devanados del estator y viceversa depende del ángulo del rotor (θ_r), el cual varía debido a la posición angular del rotor, esto hace que los coeficientes de las matrices $[L_{sr}]$ y $[L_{rs}]$ varíen en el tiempo. La relación entre la velocidad eléctrica de giro del rotor (ω_r) y la posición del rotor está definida por la siguiente ecuación:

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r dt \quad (2.12)$$

Teniendo en cuenta las consideraciones hechas anteriormente, los flujos generados tanto en el estator como en el rotor son sinusoidales y la matriz de inductancia mutua del

estator a rotor $[L_{sr}]$ se obtiene como:

$$[L_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \delta_1 & \delta_3 & \delta_4 & \delta_6 & \delta_7 \\ \delta_8 & \cos(\theta_r) & \delta_2 & \delta_3 & \delta_5 & \delta_6 \\ \delta_6 & \delta_7 & \cos(\theta_r) & \delta_1 & \delta_3 & \delta_4 \\ \delta_5 & \delta_6 & \delta_8 & \cos(\theta_r) & \delta_2 & \delta_3 \\ \delta_3 & \delta_4 & \delta_6 & \delta_7 & \cos(\theta_r) & \delta_1 \\ \delta_2 & \delta_3 & \delta_5 & \delta_6 & \delta_8 & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

donde δ representa los cosenos del ángulo del rotor con respecto al estator que para el caso particular de la MIAH se define como:

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \cos(\varphi + \theta_r) & \delta_2 &= \cos(3\varphi + \theta_r) & \delta_3 &= \cos(4\varphi + \theta_r) & \delta_4 &= \cos(5\varphi + \theta_r) \\ \delta_5 &= \cos(7\varphi + \theta_r) & \delta_6 &= \cos(8\varphi + \theta_r) & \delta_7 &= \cos(9\varphi + \theta_r) & \delta_8 &= \cos(11\varphi + \theta_r) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Así también, la inductancia mutua del rotor a estator se obtiene de $[L_{rs}] = [L_{sr}]^T$. Luego, las ecuaciones (2.5) y (2.6) pueden reescribirse de la siguiente manera:

$$[v_s] = [R_s][i_s] + [L_s] \frac{d}{dt}[i_s] + \frac{d}{dt}[L_{sr}][i_r] \quad (2.15)$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + [L_r] \frac{d}{dt}[i_r] + \frac{d}{dt}[L_{rs}][i_s] \quad (2.16)$$

Mediante las ecuaciones (2.5)-(2.16) se describe por completo el comportamiento eléctrico de la MIAH en variables de fase. Por otro lado, la ecuación que relaciona el par de torsión y los parámetros mecánicos de la máquina con respecto a la velocidad mecánica está dada por:

$$T_e - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_m + B \omega_m \quad (2.17)$$

donde T_e es el par electromagnético generado, T_L es el par de torsión de la carga mecánica, J el coeficiente de inercia, B el coeficiente de fricción mecánica y ω_m la velocidad mecánica del rotor. Esta última se representa comúnmente en función de la velocidad eléctrica (ω_r) siendo:

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{P} \quad (2.18)$$

donde P es el número de pares de polos magnéticos de la MIAH. Luego reescribiendo la ecuación mecánica se obtiene:

$$T_e - T_L = \frac{J}{P} \frac{d}{dt} \omega_r + \frac{B}{P} \omega_r \quad (2.19)$$

El par electromagnético generado por la máquina, relaciona el subsistema electromagnético con el subsistema mecánico y es responsable de la conversión electromecánica de la energía. La ecuación que permite calcularla se expresa de la siguiente manera:

$$T_e = P \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [i_s]^T & [i_r]^T \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

No obstante, como L_s y L_r representados en (2.10), no poseen coeficientes que dependen de la posición del rotor (θ_r), la ecuación (2.20) se reduce a:

$$T_e = P [i_s]^T \frac{d}{d\theta_r} [L_{sr}] [i_r] \quad (2.21)$$

Por lo tanto, el par electromagnético creado por la MIAH depende directamente de la interacción entre los bobinados del estator y del rotor.

De manera general el modelo matemático de una MI multifásica queda completamente definido, en función de sus variables de fase, por $2n + 1$ ecuaciones diferenciales de primer orden, siendo n el número de fases de la máquina, $2n$ ecuaciones representan el equilibrio de tensión en (2.5) y (2.6), mientras que la ecuación diferencial restante representa la ecuación mecánica en (2.17). Además, se cuenta con $2n + 1$ ecuaciones algebraicas, donde las primeras $2n$ proveen una correlación entre los flujos y las corrientes de máquina representadas por (2.8) y (2.9), mientras que la restante representa la ecuación del par de la máquina en (2.21).

Este modelo representa un sistema no lineal basado en ecuaciones diferenciales con coeficientes variantes en el tiempo debido a la inductancia mutua entre estator a rotor. Aún cuando es posible resolver el modelo completo directamente en función de las variables de fase por medio de modernos computadores, ésto implicaría un alto costo computacional, en consecuencia, se han propuesto numerosas transformaciones de las variables de fase con el fin de simplificar el modelo.

Una manera frecuentemente utilizada para simplificar el modelo de una MI multifásica compuesta por varios bobinados de trifásicos es aplicando el enfoque de descomposición en vectores espaciales (VSD, del inglés *vector space decomposition*), el cual se centra en la utilización de una matriz de transformación, que transforma el sistema original en variables de fase, a un sistema de tres sub-espacios ortogonales bidimensionales [11, 32].

Este nuevo sistema puede estar representado en un marco de referencia estacionario (α - β) o en un marco de referencia dinámico (d - q). Las matrices de transformación para dichos marcos de referencia y los modelos matemáticos obtenidos se presentan a continuación.

2.1.3 Marco de Referencia Estacionario

En el modelo con el enfoque basado en las variables de fase descrito en la sección anterior, cada variable eléctrica queda definida en un espacio de dimensión n . Posteriormente, aplicando la transformación de Clarke, mediante la matriz cuadrada $[C]$ de orden n , se logra reemplazar el conjunto de n variables en un nuevo conjunto de n variables, y simultáneamente se descompone el vector de espacio n dimensional en $n/2$ planos bidimensionales si el número de fases es par, como es el caso de la MIAH. Si el número de fases es impar, el espacio original se descompone en $(n - 1)/2$ planos, más un eje que contiene a la componente homopolar o de secuencia cero, como en el caso de una MI.

La principal propiedad de esta transformación es la de constituir un nuevo sistema de planos o sub-espacios ortogonales y que estarán completamente desacopladas entre sí, con lo que se consigue una conveniente simplificación del modelo la MIAH. La matriz de transformación se representa por la siguiente ecuación:

$$[f_{\alpha\beta}] = [C][f_{1,2,\dots,n}] \quad (2.22)$$

donde $[f_{\alpha\beta}] = [f_{\alpha}, f_{\beta}, f_x, f_y, f_{z1}, f_{z2}]^T$ es el vector columna de las magnitudes eléctricas de tensión, corriente o flujo que designan tanto al estator como al rotor luego de la transformación, mientras que la variable $[f_{1,2,\dots,n}] = [f_1 f_2 f_3 \dots f_n]^T$ corresponde al vector columna en función de las variables de fase en un orden predefinido (en este caso $[f_a f_d f_b f_e f_c f_f]^T$). La matriz de transformación de Clarke $[C]$ para la MIAH se define como:

$$[C] = k \begin{bmatrix} 1 & \cos(\varphi) & \cos(4\varphi) & \cos(5\varphi) & \cos(8\varphi) & \cos(9\varphi) \\ 0 & \sin(\varphi) & \sin(4\varphi) & \sin(5\varphi) & \sin(8\varphi) & \sin(9\varphi) \\ 1 & \cos(5\varphi) & \cos(8\varphi) & \cos(\varphi) & \cos(4\varphi) & \cos(9\varphi) \\ 0 & \sin(5\varphi) & \sin(8\varphi) & \sin(\varphi) & \sin(4\varphi) & \sin(9\varphi) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

donde $\varphi = \pi/6$ y el factor $k = 2/n$ el cual permite mantener las magnitudes eléctricas (tensión-corriente) invariantes en amplitud. Otra forma alternativa y frecuentemente uti-

lizada en (2.23) es el uso del criterio invariante en potencia mediante el factor $k = \sqrt{2/n}$ en la matriz de transformación [27, 28]. La matriz de transformación inversa de Clarke se obtiene mediante:

$$[f_{1,2,\dots,n}] = [C]^{-1} [f_{\alpha\beta}] \quad (2.24)$$

Luego de aplicar la matriz de transformación al modelo en variables de fase (2.15)-(2.21) y despreciando las pérdidas, el modelo desacoplado de Clarke se describe mediante el siguiente conjunto de ecuaciones de tensión:

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i'_{\alpha r} \cos(\theta_r) - i'_{\beta r} \sin(\theta_r)) \quad (2.25)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i'_{\alpha r} \sin(\theta_r) + i'_{\beta r} \cos(\theta_r)) \quad (2.26)$$

$$v_{\alpha r} = 0 = R_r i'_{\alpha r} + L_r \frac{di'_{\alpha r}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha s} \cos(\theta_r) + i_{\beta s} \sin(\theta_r)) \quad (2.27)$$

$$v_{\beta r} = 0 = R_r i'_{\beta r} + L_r \frac{di'_{\beta r}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (-i_{\alpha s} \sin(\theta_r) + i_{\beta s} \cos(\theta_r)) \quad (2.28)$$

$$v_{xs} = R_s i_{xs} + L_{ls} \frac{di_{xs}}{dt} \quad (2.29)$$

$$v_{ys} = R_s i_{ys} + L_{ls} \frac{di_{ys}}{dt} \quad (2.30)$$

$$v_{z_1 s} = R_s i_{z_1 s} + L_{ls} \frac{di_{z_1 s}}{dt} \quad (2.31)$$

$$v_{z_2 s} = R_s i_{z_2 s} + L_{ls} \frac{di_{z_2 s}}{dt} \quad (2.32)$$

siendo $L_m = (n/2)M$ la inductancia de magnetización, $L_s = L_{ls} + L_m$ la inductancia de estator y $L_r = L_{lr} + L_m$ la inductancia de rotor.

El modelo de la MIAH puede ser estudiado en tres sub-espacios ortogonales entres sí denotados por $(\alpha-\beta)$, $(x-y)$, y (z_1-z_2) . Las ecuaciones (2.25)-(2.28) representan las componentes de tensión del plano $(\alpha-\beta)$, las variables del estator y rotor sólo se encuentran acopladas en este plano, en el cual se proyecta la componente fundamental del flujo y, por consiguiente, es el plano vinculado a la conversión de energía electromecánica. En los demás planos $(x-y)$ y (z_1-z_2) sólo se encuentran variables de estator, al considerar el devanado de la MIAH del tipo distribuido. Las ecuaciones (2.29) y (2.30) representan las componentes del plano $(x-y)$ asociado a las pérdidas en el estator de la máquina. Por otra parte, en (2.31) y (2.32) se representan las componentes homopolares del plano (z_1-z_2) , en el cual nunca existirá acoplamiento entre el estator/rotor al considerarse al rotor como un

conjunto de devanados en cortocircuito. Además, las corrientes en este plano serán nulas puesto que se utilizará un modelo de MIAH de neutros aislados entre sí y con conexionado en estrella.

Las variables del estator y del rotor en las ecuaciones (2.25)-(2.28) se encuentran referidas a marcos de referencia distintos, como puede apreciarse en la **Figura 2.2**. Las variables del estator se encuentran referidas a un marco de referencia estacionario (α - β), no obstante, las variables del rotor se encuentran referidas a un marco de referencia fijado en el rotor (α' - β') el cual se encuentra desfasado del plano (α - β) por θ_r y gira a una velocidad angular eléctrica ω_r . Con el fin de representar todas las variables eléctricas respecto a un mismo marco de referencia (marco de referencia del estator) y simplificar el modelo, es necesario aplicar una transformación a las variables del rotor utilizando una matriz de rotación $[R(\theta_r)]$ mediante la siguiente ecuación:

$$[f_r] = [R(\theta_r)] [f'_r] \quad (2.33)$$

donde

$$[f_r] = [f_{\alpha r}, f_{\beta r}, f_{x r}, f_{y r}, f_{z_1 r}, f_{z_2 r}]^T \text{ y } [f'_r] = [f'_{\alpha r}, f'_{\beta r}, f'_{x r}, f'_{y r}, f'_{z_1 r}, f'_{z_2 r}]^T.$$

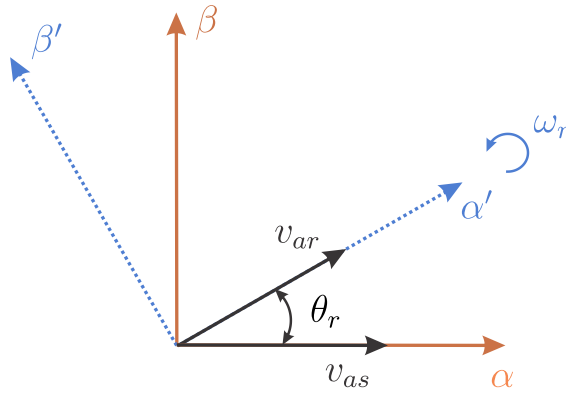


Figura 2.2 Marco de referencia estacionario (α - β) y (α' - β').

La matriz $[R(\theta_r)]$ se define como:

$$[R(\theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$[R(\theta_r)]^{-1} = [R(\theta_r)]^T \quad (2.35)$$

Al realizar esta transformación en el rotor sólo se verán afectadas sus componentes en el plano $(\alpha-\beta)$. Finalmente, las ecuaciones del modelo de la MIAH en dicho plano, con todas sus variables referenciadas respecto al marco de referencia del estator, se representan de la siguiente manera:

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} = R_s i_{\alpha s} + L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} + L_m \frac{di_{\alpha r}}{dt} \quad (2.36)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} = R_s i_{\beta s} + L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} + L_m \frac{di_{\beta r}}{dt} \quad (2.37)$$

$$v_{\alpha r} = 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \psi_{\beta r} = R_r i_{\alpha r} + L_r \frac{di_{\alpha r}}{dt} + L_m \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \omega_r (L_m i_{\beta s} + L_r i_{\beta r}) \quad (2.38)$$

$$v_{\beta r} = 0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \psi_{\alpha r} = R_r i_{\beta r} + L_r \frac{di_{\beta r}}{dt} + L_m \frac{di_{\beta s}}{dt} - \omega_r (L_m i_{\alpha s} + L_r i_{\alpha r}) \quad (2.39)$$

$$v_{xs} = R_s i_{xs} + \frac{d\psi_{xs}}{dt} = R_s i_{xs} + L_{ls} \frac{di_{xs}}{dt} \quad (2.40)$$

$$v_{ys} = R_s i_{ys} + \frac{d\psi_{ys}}{dt} = R_s i_{ys} + L_{ls} \frac{di_{ys}}{dt} \quad (2.41)$$

$$v_{z_1 s} = R_s i_{z_1 s} + \frac{d\psi_{z_1 s}}{dt} = R_s i_{z_1 s} + L_{ls} \frac{di_{z_1 s}}{dt} \quad (2.42)$$

$$v_{z_2 s} = R_s i_{z_2 s} + \frac{d\psi_{z_2 s}}{dt} = R_s i_{z_2 s} + L_{ls} \frac{di_{z_2 s}}{dt} \quad (2.43)$$

Las expresiones para el flujo de estator y de rotor están dadas por:

$$\begin{aligned}
 \psi_{\alpha s} &= L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} & \psi_{\beta s} &= L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \\
 \psi_{\alpha r} &= L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} & \psi_{\beta r} &= L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \\
 \psi_{xs} &= L_{ls} i_{xs} & \psi_{ys} &= L_{ls} i_{ys} \\
 \psi_{z1s} &= L_{ls} i_{z1s} & \psi_{z2s} &= L_{ls} i_{z2s}
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

El par electromagnético generado, con las variables en el plano $(\alpha-\beta)$, se calcula aplicando las transformaciones descritas en (2.22) y (2.33) a (2.21) obteniéndose la siguiente ecuación:

$$T_e = \frac{n}{2} P L_m (i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\beta r} i_{\alpha s}) \tag{2.45}$$

donde el factor $(n/2)$ no aparecerá en caso de aplicarse la transformación invariante en potencia [33].

2.1.4 Marco de Referencia Dinámico

La transformación de las variables en el marco de referencia estacionario, presentado en la sección anterior, permite reducir de manera significativa las ecuaciones del modelo de la máquina, sin embargo, durante condiciones transitorias, poseen un comportamiento oscilatorio que puede evitarse proyectando nuevamente los vectores en un marco de referencia dinámico o giratorio $(d-q)$. Los cambios de marco de referencia se obtienen mediante transformaciones matriciales (transformación de Park) aplicadas al modelo desacoplado de Clarke. Como el estator y el rotor se encuentran acoplados sólo en el plano $(\alpha-\beta)$, las transformaciones a un marco de referencia dinámico sólo afectarán a las variables eléctricas (tensión, corriente y flujo) definidas en el mismo, de la misma forma que en el caso trifásico. Además sólo las componentes en el plano $(\alpha-\beta)$ están implicadas en la producción del par, por lo que representan una prioridad para fines de control [11].

La transformación se define de tal forma que el nuevo conjunto de bobinados del estator y del rotor, giren a la misma velocidad angular, de forma que el movimiento relativo entre los bobinados del estator y del rotor queda eliminado, obteniéndose un nuevo conjunto de ecuaciones diferenciales con coeficientes constantes.

Considerando, ya sea en una MI o en una MIAH, que el entrehierro, así como también todas las inductancias de los bobinados del estator y del rotor son constantes, la elección de la velocidad de giro del marco de referencia dinámico es arbitraria. Para el desarrollo de la transformación rotacional de las variables estatóricas, la velocidad de giro del marco

de referencia dinámico se denotará como ω_a , cuya posición instantánea respecto al marco estacionario está definida por el ángulo θ_a , que a su vez se relaciona con la velocidad de la siguiente manera:

$$\theta_a(t) = \int_0^t \omega_a dt \quad (2.46)$$

De manera similar, el rotor también se encuentra girando a una velocidad ω_r y su posición instantánea respecto al marco de referencia estacionario se encuentra dada por θ_r como se aprecia en la **Figura 2.3**. No obstante, la coordenada del rotor respecto al marco de referencia (d - q) está determinada por el ángulo θ , que depende en cada instante de tiempo de la velocidad relativa entre el marco de referencia dinámico y el rotor. A esta velocidad relativa se la denomina velocidad de deslizamiento (ω_{slip}) y se representa mediante la siguiente expresión:

$$\theta = \theta_a - \theta_r = \int_0^t (\omega_a - \omega_r) dt = \int_0^t \omega_{\text{slip}} dt \quad (2.47)$$

El segundo eje implicado en el marco de referencia dinámico es el eje en cuadratura o comúnmente llamado eje q , el cual es perpendicular al eje directo d . Por lo tanto, la transformación de las variables de estator y rotor se expresa de manera general para una MIAH como:

$$[f_{dq}] = [D] [f_{\alpha\beta}] \quad (2.48)$$

donde $[f_{dq}] = [f_d, f_q, f_x, f_y, f_{z_1}, f_{z_2}]^T$ y $[f_{\alpha\beta}] = [f_\alpha, f_\beta, f_x, f_y, f_{z_1}, f_{z_2}]^T$.

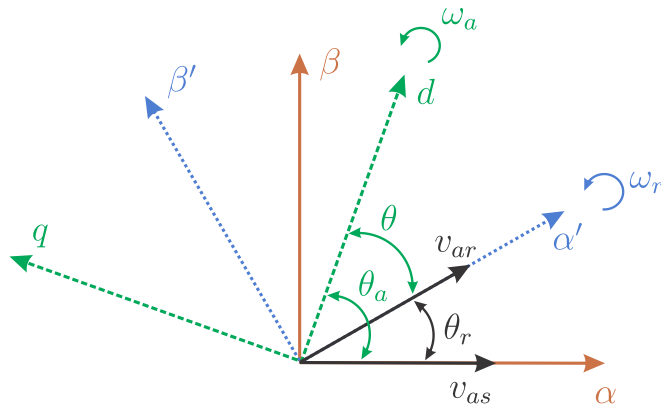


Figura 2.3 Marco de referencia dinámico (d - q).

La matriz $[D]$ se define como:

$$[D_s] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \sin(\theta_a) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_a) & \cos(\theta_a) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$[D_r] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

donde $[D_s]$ es la matriz de transformación que se aplica para las variables de estator y $[D_r]$ la matriz de transformación para las variables de rotor. Como se menciono anteriormente, la transformación de rotación sólo aplica a las ecuaciones en el sub-espacio $(\alpha-\beta)$, mientras que las ecuaciones en los sub-espacios $(x-y)$ y (z_1-z_2) no varían [32]. Por otra parte, se puede afirmar que la condición $[D]^{-1} = [D]^T$ se cumple, de manera que la transformación inversa puede ser representada por:

$$[f_{\alpha\beta}] = [D]^T [f_{dq}] \quad (2.51)$$

Luego de la aplicación de la transformación propuesta en (2.48)-(2.50), el modelo matemático resultante se encuentra definido por el siguiente conjunto de ecuaciones de equilibrio de tensión:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_a \psi_{qs} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_a (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) \quad (2.52)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_a \psi_{ds} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_a (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) \quad (2.53)$$

$$v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_{slip} \psi_{qr} = R_r i_{dr} + L_m \frac{di_{ds}}{dt} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{slip} (L_m i_{qs} + L_r i_{qr}) \quad (2.54)$$

$$v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \omega_{slip} \psi_{dr} = R_r i_{qr} + L_m \frac{di_{qs}}{dt} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_{slip} (L_m i_{ds} + L_r i_{dr}) \quad (2.55)$$

$$v_{xs} = R_s i_{xs} + \frac{d\psi_{xs}}{dt} = R_s i_{xs} + L_{ls} \frac{di_{xs}}{dt} \quad (2.56)$$

$$v_{ys} = R_s i_{ys} + \frac{d\psi_{ys}}{dt} = R_s i_{ys} + L_{ls} \frac{di_{ys}}{dt} \quad (2.57)$$

$$v_{z_1s} = R_s i_{z_1s} + \frac{d\psi_{z_1s}}{dt} = R_s i_{z_1s} + L_{ls} \frac{di_{z_1s}}{dt} \quad (2.58)$$

$$v_{z_2s} = R_s i_{z_2s} + \frac{d\psi_{z_2s}}{dt} = R_s i_{z_2s} + L_{ls} \frac{di_{z_2s}}{dt} \quad (2.59)$$

Las expresiones que relacionan el flujo de estator y de rotor con las corrientes del estator y rotor en el marco de referencia dinámico están dadas por:

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} & \psi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \psi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} & \psi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \psi_{xs} &= L_{ls} i_{xs} & \psi_{ys} &= L_{ls} i_{ys} \\ \psi_{z_1s} &= L_{ls} i_{z_1s} & \psi_{z_2s} &= L_{ls} i_{z_2s} \end{aligned} \quad (2.60)$$

El modelo en el marco de referencia (d - q) ofrece importantes simplificaciones en las que se basan las distintas estrategias de control. La elección de la velocidad del marco de referencia dinámico (ω_a) es arbitraria, sin embargo, tres casos particulares son de gran interés con los cuales las variables del modelo presentado en (2.52)-(2.59) pueden ser estudiadas referidas a: un marco de referencia estacionario (α - β) en el cual $\omega_a = 0$, un marco de referencia fijo en el rotor, para el cual $\omega_a = \omega_r$, o bien, un marco de referencia de rotación síncrona en el cual $\omega_a = \omega_e$, siendo ω_e la velocidad angular eléctrica síncrona [33].

Por otra parte, el par electromagnético generado se define de manera similar al caso anterior (2.45):

$$T_e = \frac{n}{2} P L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \quad (2.61)$$

Otras representaciones alternativas del par electromagnético son posibles utilizando la correlación entre las corrientes del estator/rotor y los flujos magnéticos del estator/rotor, obteniéndose las siguientes expresiones:

$$T_e = \frac{n}{2} P (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.62)$$

$$T_e = \frac{n}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (2.63)$$

Las ecuaciones de las componentes del plano (d - q) representadas en (2.52)-(2.55) y las ecuaciones de par son idénticas a los de una MI.

Considerando el caso en que la MIAH es alimentada por una fuente de tensión hexafásica sinusoidal ideal, las componentes de tensión en el sub-espacio (x - y) serán nulas. Sin embargo, cuando la tensión de alimentación no es sinusoidal, como en los convertidores electrónicos de potencia, la excitación de tensión en el sub-espacio (x - y) produce componentes de corriente en este sub-espacio asociado a pérdidas en la máquina; estos componentes están limitados sólo por un valor bajo de la impedancia equivalente, es decir, la resistencia del estator y la inductancia de fuga del estator [11, 22] .

2.2 Convertidores Electrónicos de Potencia

Los convertidores de potencia se encargan de la conversión de energía AC a DC o viceversa teniendo en cuenta las características de tensión, corriente y frecuencia. Existen diferentes topologías de convertidores de potencia de acuerdo a los requerimientos de aplicación o de su naturaleza. Según el número de fases que posee puede ser monofásico, trifásico o multifásico, y de acuerdo con el número de niveles de tensión puede ser de dos niveles, multinivel [34, 35]. No obstante, la topología más popular tanto en sistemas trifásicos como multifásicos sigue siendo la de dos niveles con dos etapas AC/DC-DC/AC. Estas etapas por lo general consisten en un rectificador no controlado y un inversor de fuente de tensión (VSI, del inglés *voltage source inverter*), las cuales se encuentran acopladas eléctricamente por un bus de corriente continua denominado DC-link. La topología descrita posee la capacidad de operar en un amplio rango de frecuencias y mediante un adecuado algoritmo, generar una salida con valor medio sinusoidal conjuntamente con una pequeña cantidad de armónicos de bajo orden.

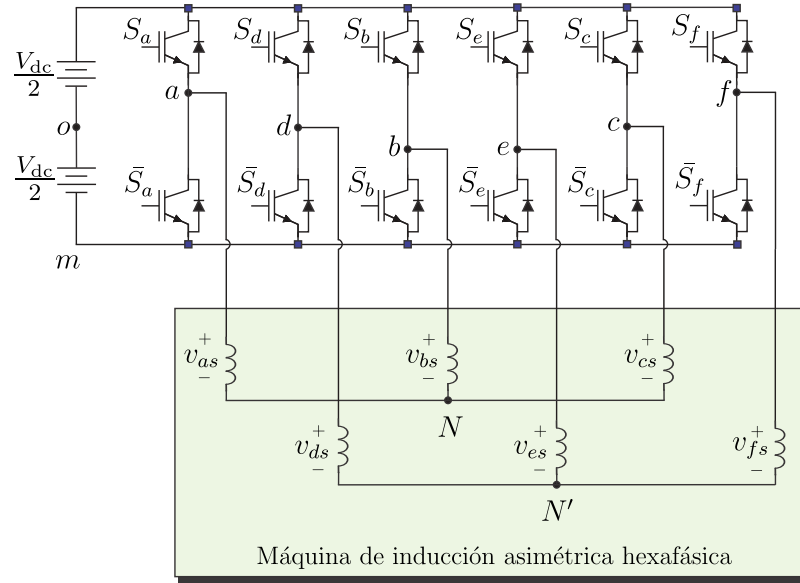


Figura 2.4 Diagrama esquemático del convertidor hexafásico y de dos niveles.

2.2.1 Modelo Escalar del Inversor Hexafásico

El esquema del convertidor basado en un VSI de 6 ramas y 2 niveles se aprecia en la **Figura 2.4**, el cual está compuesto por 12 interruptores electrónicos de potencia, un par por cada rama. Para simplificar el modelo, se considera que el DC-link es alimentado por una fuente de tensión V_{dc} de corriente continua con un punto medio o , en lugar de un rectificador no controlado alimentado por una fuente de tensión trifásica. La tensión salida del VSI corresponde al punto medio entre los interruptores de cada rama y se identifican mediante las letras a, d, b, e, c y f , respectivamente.

Con respecto a la carga conectada a la salida del VSI, se asume, por simplicidad, que consiste en una carga balanceada en conexión estrella con predominancia inductiva, describiendo así una característica dominante en las máquinas eléctricas. Las tensiones de fase sobre los bobinados del estator de la máquina se definen por las variables v_{xs} y $v_{x's}$ siendo $x = a, b, c$ y $x' = d, e, f$ respectivamente. Cabe destacar que cada conjunto trifásico posee un neutro distinto donde N está asociado al conjunto $\{a, b, c\}$ y N' al conjunto $\{d, e, f\}$. Por lo tanto, $v_{xs} = v_{xN}$ y $v_{x's} = v_{x'N'}$.

El VSI convierte la tensión del DC-link en una fuente de tensión AC de frecuencia y magnitud variable de acuerdo al modo de conmutación (ON/OFF) de los interruptores electrónicos de potencia. En cada rama del esquema del VSI, sólo puede ser activado un

interruptor de potencia a la vez. Estos se controlan con señales complementarias para evitar que ambos interruptores, conduzcan al mismo tiempo y provoquen un cortocircuito en el DC-link, así también para evitar que ambos interruptores se apaguen simultáneamente y produzcan tensiones de salida indefinidas. El estado de cada rama (S_x y $S_{x'}$) puede definirse utilizando la lógica binaria, ($S_x \in \{0, 1\}$ y $S_{x'} \in \{0, 1\}$); de modo que $S_x = 1$ implica que el interruptor superior se encuentra activado y el inferior desactivado, mientras que el caso opuesto se verifica cuando $S_x = 0$ (interruptor superior desactivado e inferior activado). Esto permite que se disponga de dos niveles de tensión, ($0-V_{dc}$), cuando se hace referencia al bus negativo del DC-link (m) o bien $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ cuando se hace referencia al punto medio del DC-link (o). Para su operación, la función de conmutación del VSI de 6 ramas dispone de $2^6 = 64$ estados de conmutación posibles, caracterizados por un vector de conmutación que puede definirse mediante $[S_a, S_d, S_b, S_e, S_c, S_f]^T$.

Todas las tensiones de fase de salida del inversor (v_{xm} y $v_{x'm}$) respecto al bus negativo del DC-link (m) pueden ser definidos basándose en el estado de conmutación de sus ramas, como se indica en las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_{xm} &= V_{dc} S_x, & S_x &\in \{0, 1\}, & x &= a, b, c \\ v_{x'm} &= V_{dc} S_{x'}, & S_{x'} &\in \{0, 1\}, & x' &= d, e, f \end{aligned} \quad (2.64)$$

Las tensiones de fase v_{xm} y $v_{x'm}$ se relacionan con las tensiones de fase sobre carga v_{xN} y $v_{xN'}$, definiendo una diferencia de tensión entre el bus negativo del DC-link (m) y el punto común del conexionado en estrella de la carga (N y N'), obteniéndose:

$$\begin{aligned} v_{xm} &= v_{xN} + v_{Nm} \\ v_{x'm} &= v_{xN'} + v_{N'm} \end{aligned} \quad (2.65)$$

Teniendo en cuenta que la suma de las fases en cada conjunto trifásico de v_{xN} y $v_{x'N'}$, es igual a cero, dado que, como se mencionó anteriormente, se considera una carga balanceada con conexionado en estrella y en condiciones normales de operación. Por lo tanto, al realizar la suma de cada fase de las ecuaciones de tensión de salida del inversor (2.65) se obtiene como resultado la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \sum v_{xm} &= 0 + 3 v_{Nm} \\ \sum v_{x'm} &= 0 + 3 v_{N'm} \end{aligned} \quad (2.66)$$

Desarrollando (2.66), v_{Nm} y $v_{N'm}$ pueden expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} v_{Nm} &= \frac{1}{3}(v_{am} + v_{bm} + v_{cm}) \\ v_{N'm} &= \frac{1}{3}(v_{dm} + v_{em} + v_{fm}) \end{aligned} \quad (2.67)$$

Reemplazando (2.64) y (2.67) en (2.65), luego despejando v_{xN} y $v_{x'N'}$, se obtienen las tensiones de fase aplicadas a la MIAH a partir de los potenciales impuestos en los terminales del estator, de modo que:

$$\begin{aligned} v_{xN} &= v_{xm} - v_{Nm} = V_{dc}S_x - \frac{1}{3}(v_{am} + v_{bm} + v_{cm}) \\ v_{x'N'} &= v_{x'm} - v_{N'm} = V_{dc}S_{x'} - \frac{1}{3}(v_{dm} + v_{em} + v_{fm}) \end{aligned} \quad (2.68)$$

La tensión generada por el VSI puede tomar 5 valores distintos comprendidos entre $\frac{2V_{dc}}{3}$ y $\frac{-2V_{dc}}{3}$ con pasos de $\frac{V_{dc}}{3}$. Otra manera de expresar las tensiones de fase definidos en (2.68) en función de los estados de conmutación es utilizando matrices [36], obteniéndose así el modelo matemático del VSI como se indica a continuación:

$$[M_{sw}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{dN'} \\ v_{bN} \\ v_{eN'} \\ v_{cN} \\ v_{fN'} \end{bmatrix} = V_{dc} [M_{sw}] \begin{bmatrix} S_a \\ S_d \\ S_b \\ S_e \\ S_c \\ S_f \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

2.2.2 Modelo Vectorial del Inversor Hexafásico

El análisis del modelo matemático del convertidor de potencia se simplifica utilizando la matriz de transformación de Clarke descrita en (2.23) para un VSI de 6 fases. El vector de dimensión 6 que se encuentra definido por las componentes en variables de fase $[v_{aN}, v_{dN'}, v_{bN}, v_{eN'}, v_{cN}, v_{fN'}]^T$, luego de la transformación, quedará representado por el vector que contiene a las componentes bidimensionales de cada sub-espacio y las homopolares $[v_\alpha, v_\beta, v_x, v_y, v_{z1}, v_{z2}]^T$. Luego de aplicar (2.23) a (2.70), las tensiones obtenidas se calculan mediante la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_x \\ v_y \\ v_{z1} \\ v_{z2} \end{bmatrix} = [C] V_{dc} [M_{sw}] \begin{bmatrix} S_a \\ S_d \\ S_b \\ S_e \\ S_c \\ S_f \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

De manera que, en la topología de la MIAH de neutros aislados, el VSI de 6 fases y dos niveles provee $2^6 = 64$ vectores de tensión (49 vectores distintos activos) que se proyectan simultáneamente en ambos sub-espacios, $(\alpha-\beta)$ y $(x-y)$, distribuidos en cuatro coronas de amplitudes diferentes e identificados utilizando dos números octales $[S_a S_d S_b]$ y $[S_e S_c S_f]$ respectivamente, correspondientes al código binario del estado de conmutación de cada rama como se muestran en la **Figura 2.5**, mientras que en el sub-espacio (z_1-z_2) posee sólo vectores nulos por lo que no influyen en las técnicas de control aplicadas. Además, con dicha topología de máquina eléctrica multifásica es posible implementar el inversor de seis fases a partir de dos inversores trifásicos independientes conectados al mismo DC-Link, con lo cual todos los conceptos y estrategias de control del inversor trifásico pueden extrapolarse al inversor hexafásico [11].

2.3 Control de Máquinas de Inducción de Velocidad Variable

En las aplicaciones industriales de alto rendimiento, los accionamientos eléctricos ajustables son muy utilizados. Un accionamiento de velocidad ajustable o variable (ASD, del inglés *adjustable-speed drive*), consiste en una máquina eléctrica rotativa y un convertidor electrónico de potencia cuyo control proporciona características importantes tanto en estado estacionario como transitorio. La mejora del rendimiento del control de estos accionamientos ha sido el centro de exhaustivas investigaciones durante los últimos años [37],

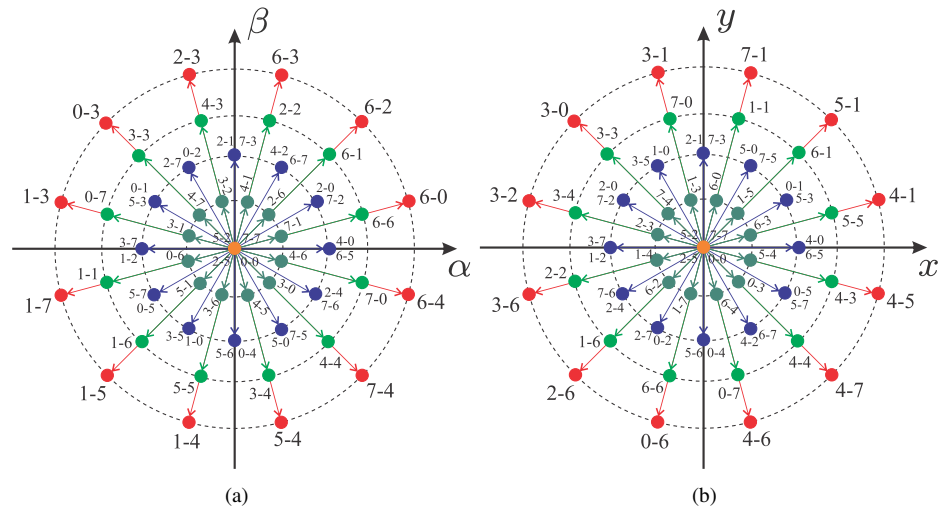


Figura 2.5 Representación de los vectores espaciales de tensión y estados de conmutación en: (a) el sub-espacio $(\alpha-\beta)$ y (b) sub-espacio $(x-y)$ para una MIAH con neutros aislados.

siendo el desarrollo de nuevos métodos de control para accionamientos eléctricos multifásicos uno de los tópicos que ha ganado mayor interés. Debe tenerse en cuenta que el control de una MIAH presenta gran complejidad al tratarse de un sistema no lineal de alto orden y multivariable, donde algunas de las variables de estado son difíciles de medir, por lo que han de ser estimadas. Así también, algunos de sus parámetros (principalmente la resistencia del rotor) varía durante la operación de la máquina [22]. Un área muy activa recientemente, enfocada al control de sistemas multivariables de alto orden, es la aplicación de técnicas de control no lineal para intentar conseguir controladores de altas prestaciones, garantizando la estabilidad [14].

Como se menciona anteriormente, el caso particular de las MIAH de neutros aislados, posee la ventaja de que las técnicas de control originalmente orientadas al control de accionamientos trifásicos, pueden extrapolarse al control de este tipo de máquina multifásica. En los siguientes apartados se presentan los métodos convencionales de control, aplicados a la MIAH.

2.3.1 Control Escalar

Esta es una de las estrategias de control más sencillas y menos costosas aplicadas al accionamiento de las MIAH. Se define como una estrategia de control de velocidad basada en dos observaciones. La primera consiste en que la velocidad de par característica de

la máquina es normalmente bastante pronunciada cerca de la velocidad síncrona y por lo tanto la velocidad eléctrica del rotor se aproxima a la frecuencia eléctrica. Por lo tanto, controlando la frecuencia se puede controlar de forma aproximada la velocidad. La segunda observación se basa en la ecuación que representa la tensión de fase a que puede ser expresada como:

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\psi_{as}}{dt} \quad (2.72)$$

En condiciones de régimen permanente a velocidades intermedias y altas, el término de flujo magnético domina al término resistivo en (2.72), razón por la cual, la magnitud de la tensión aplicada está relacionada a la magnitud del flujo magnético del estator (Λ_s) de esta forma:

$$V_s = \omega_e \Lambda_s \quad (2.73)$$

donde se sugiere que para mantener el enlace de flujo constante, de forma a evitar la saturación, la magnitud de la tensión de estator (V_s) debe ser proporcional a la frecuencia ($\omega_e = 2\pi f_e$).

Una posible implementación del control escalar (v/f) aplicado al control de una MIAH se puede apreciar en la **Figura 2.6**. La entrada del sistema es denominada ω_m^* y se lo conecta a un saturador para reducir los transitorios limitando la tasa de cambio de ω_m^* . La salida del saturador es multiplicada por P , donde P es el número de pares de polos, para obtener la velocidad eléctrica ω_r^* , cuya unidad de medida se expresa en rad/s. Luego, ω_r^* es multiplicado por el factor de cambio v/f denominado V_b/ω_b , donde V_b es la tasa de

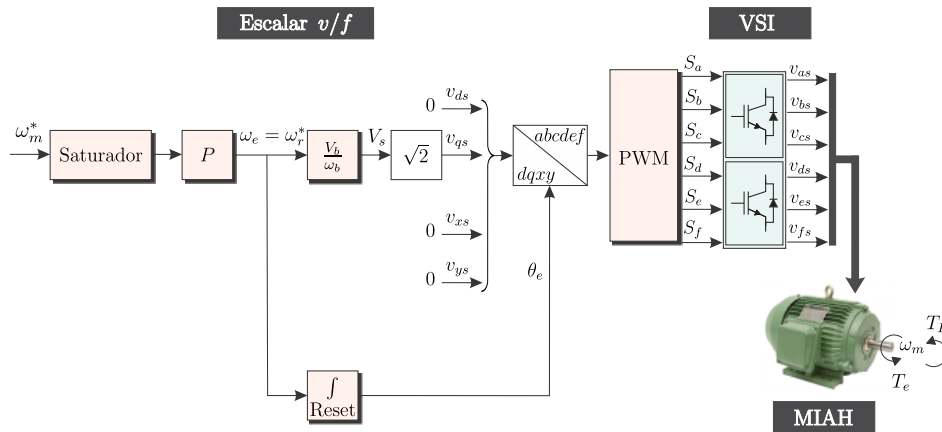


Figura 2.6 Diagrama en bloques del control escalar v/f aplicado al control de la MIAH.

cambio de tensión y ω_b es la tasa de cambio de frecuencia en rad/s con el fin de formar una referencia de tensión línea-neutro con valor cuadrático medio (RMS, del inglés *Root Mean Square*) denominado V_s . La tensión V_s es multiplicada por $\sqrt{2}$ para obtener la referencia de tensión en el eje q denominado v_{qs}^* . La tensión de referencia en el eje d es puesto a cero. Por otra parte, la velocidad eléctrica ω_e^* es integrada para obtener la posición del marco de referencia síncrono θ_e . La integración que determina θ_e es reiniciada de forma periódica al llegar a un valor múltiplo de 2π para mantener limitado a θ_e . Finalmente, los valores de los ejes d y q se utilizan junto a alguna técnica de modulación, siendo la más frecuentemente utilizada la denominada modulación por ancho de pulsos (PWM, del inglés *pulse width modulation*) para obtener una salida deseada en el VSI [33].

La ventaja de este control es que se trata de un control en lazo abierto, y la velocidad puede ser controlada (al menos por un grado de control) sin realimentación. La principal desventaja en su aplicación es que al ser de tipo lazo abierto, existirá un error entre la referencia y la salida, particularmente de forma más notoria a bajas velocidades [33]. En consecuencia esta estrategia proporciona un funcionamiento satisfactorio sólo cuando la máquina opera en condiciones nominales, sin grandes requerimientos en cuando a precisión en la velocidad, el par y la rapidez de la respuesta dinámica.

Cuando se precisa del funcionamiento de la máquina en aplicaciones de altas prestaciones es necesario utilizar un control de velocidad en lazo cerrado. No obstante, el par de la máquina depende tanto del flujo del entrehierro como de la velocidad de giro del rotor, siendo la relación del par con ambas fuertemente no lineal, lo que dificulta el diseño del controlador. Como solución a este problema se han propuesto otras estrategias de control las cuales se exponen a continuación.

2.3.2 Control Vectorial

El control vectorial da lugar a la aparición de una analogía entre la máquina de AC y la máquina de DC con excitación independiente, posibilitando un control independiente (desacoplado) del par y el flujo de la máquina.

El principio de funcionamiento del FOC, se basa en una transformación adecuada de las variables controladas al marco de referencia dinámico ($d-q$) donde el eje d se alinea con uno de los componentes del flujo de la máquina, pudiendo ser: el flujo del rotor (RFOC, del inglés *rotor flux oriented control*), el flujo del estator (SFOC, del inglés *stator flux oriented control*) o el flujo en el entrehierro (*magnetizing flux oriented control*) [38] para lograr el desacoplamiento, y que según el método de aplicación puede ser directo o indirecto. Los esquemas FOC más frecuentemente utilizados en la industria son el control orientado al campo del rotor indirecto (IRFOC, del inglés *indirect rotor-flux-oriented*

control) y el control orientado al flujo del rotor directo (DRFOC, del inglés *direct rotor-flux-oriented control*) [33]. La aplicación del esquema de control RFOC a una MIAH se realiza utilizando el modelo matemático descrito en (2.52)-(2.61) referido al marco de referencia síncrono [33], el cual se caracteriza por las siguientes expresiones:

$$\theta_a = \theta_e \quad (2.74)$$

$$\omega_a = \omega_e \quad (2.75)$$

$$\omega_e = \frac{d}{dt}\theta_e \quad (2.76)$$

La condición necesaria para este control, se consigue alineando el eje d del sistema de referencia síncrono con el vector del flujo rotórico ψ_r . Por lo tanto, se cumplen las siguientes expresiones:

$$\psi_{dr} = \psi_r = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.77)$$

$$\psi_{qr} = 0 = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.78)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{qr} = 0 \quad (2.79)$$

Las ecuaciones de las tensiones del rotor (2.54)-(2.55) en este marco de referencia se describen mediante el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_{\text{slip}} \psi_{qr} \quad (2.80)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \omega_{\text{slip}} \psi_{dr} \quad (2.81)$$

donde las componentes de corriente del rotor en los ejes (d - q) pueden ser expresados en función del flujo del rotor, despejándolas de (2.77)-(2.78), de la siguiente manera:

$$i_{dr} = \frac{(\psi_r - L_m i_{ds})}{L_r} \quad (2.82)$$

$$i_{qr} = -\left(\frac{L_m}{L_r}\right) i_{qs} \quad (2.83)$$

Reemplazando (2.82) en (2.80) y (2.83) en (2.81), teniendo en cuenta las condiciones (2.77)-(2.79) se obtiene el modelo del control RFOC:

$$\psi_r + \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_{ds} \quad (2.84)$$

$$\omega_{\text{slip}} \psi_r \tau_r = L_m i_{qs} \quad (2.85)$$

donde $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ representa la constante de tiempo del rotor.

Por lo tanto la expresión del par (2.63) puede reescribirse como:

$$T_e = \frac{n}{2} P \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \psi_r i_{qs} \quad (2.86)$$

Mediante (2.86) se demuestra que el par electromagético puede controlarse modificando la corriente de referencia del estator i_{qs} y manteniendo constante el flujo del rotor ψ_r por debajo del sincronismo. Por otra parte, analizando (2.84) se puede afirmar que el valor del flujo del rotor se determina únicamente mediante la corriente del estator i_{ds} , la cual convencionalmente es establecida a su valor nominal (referencia de flujo constante e igual al máximo posible por debajo de la velocidad de sincronismo de la máquina). En cambio, la corriente i_{qs} es controlada independientemente y es la encargada de la producción del par. Cabe mencionar que las corrientes i_{qs} e i_{ds} son corrientes DC en estado estacionario, lo que facilita su regulación. Reescribiendo nuevamente (2.86) en función del deslizamiento, despejando i_{qs} de (2.85), se obtiene la siguiente ecuación:

$$T_e = \frac{n}{2} P \left(\frac{\psi_r^2}{L_r} \right) \omega_{\text{slip}} \quad (2.87)$$

Para el control RFOC es necesario determinar el ángulo del flujo del rotor, y de acuerdo a la forma de determinar dicho ángulo, la estrategia RFOC puede clasificarse en dos: el DRFOC y el IRFOC.

En el caso del DRFOC es necesario el conocimiento de la posición y magnitud del flujo del rotor, que puede ser medida en forma directa mediante sensores de efecto Hall montados en el entrehierro de la máquina o estimada a partir de las tensiones y corrientes del estator a costa de un aumento en la carga computacional del sistema de control, mientras que el IRFOC utiliza la medida de la velocidad del rotor para obtener la posición angular (θ_r) y junto con una estimación del ángulo de deslizamiento (θ), conocer el ángulo necesario que garantice el desacople entre la componente de corriente de estator que regula el flujo y el par, esto hace que el esquema IRFOC dependa de los parámetros del modelo de la máquina, temperatura, etc. Mediante (2.77)-(2.79) y (2.85) se obtienen

las siguientes expresiones:

$$\omega_{\text{slip}}^* = \frac{L_m i_{qs}^*}{\tau_r \psi_r^*} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \quad (2.88)$$

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{\text{slip}}^*) dt = \theta_r + \int \omega_{\text{slip}}^* dt \quad (2.89)$$

Tanto el DRFOC como el IRFOC comparten el mismo principio de funcionamiento, sin embargo, el empleo del IRFOC es más popular que el DRFOC puesto que presenta una mayor sencillez y requiere un menor número de sensores considerando que estos necesitan de ciertas modificaciones en la máquina para su montaje que reducirían la robustez del sistema [33].

En la **Figura 2.7** muestra el esquema general de control RFOC para una MIAH, considerando ambos enfoques. El esquema de control tiene prácticamente la misma estructura en cascada que se utiliza en el accionamiento de una MI trifásica, el cual se basa en dos bucles de control externos encargados de la regulación de la velocidad mecánica ω_m y del flujo del rotor ψ_r , así como de una serie de bucles internos de control de corriente cuyo

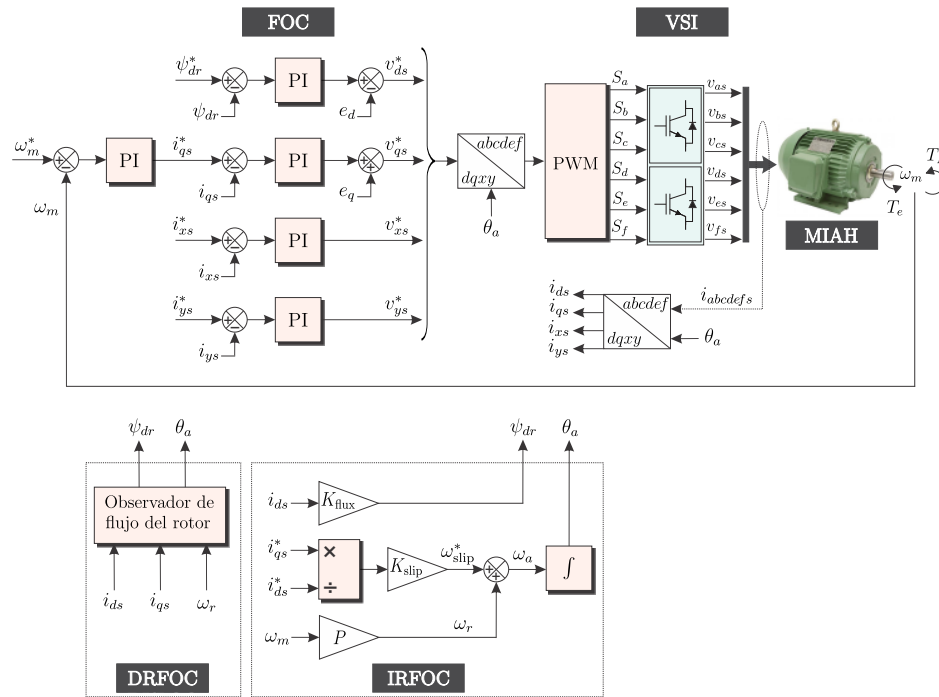


Figura 2.7 Diagrama en bloques del control vectorial para una MIAH.

número es función del número de fases de la máquina a controlar. Luego de aplicar la matriz de transformación de Clarke y Park para obtener los sub-espacios desacoplados, en los bucles de control típicamente se utilizan reguladores PI, los cuales proporcionan al sistema cierta robustez ante la principal desventaja de este método de control: la necesidad de conocer los parámetros de la máquina para conseguir una correcta orientación. Con esta configuración, el regulador de velocidad establece la referencia de corriente i_{qs} mientras que la referencia de corriente i_{ds} se establece como constante a su valor nominal, como se menciono anteriormente. Las salidas de los controladores de corriente proporcionan los valores de las tensiones de referencia en el marco de referencia ($d-q$) que deben aplicarse a la máquina para seguir las referencias de corriente. En este proceso, los términos de compensación, e_d y e_q , se suman teniendo en cuenta el acoplamiento en las ecuaciones de tensión del estator en el plano ($d-q$), de manera a disminuir el efecto de dicho acoplamiento cruzado [33, 39]. Dichos términos son altamente dependientes de los parámetros de la máquina.

La diferencia con el caso trifásico es la incorporación de reguladores PI adicionales para las corrientes del plano ($x-y$). Cabe mencionar que, estas corrientes pueden ser teóricamente puestas a cero en las máquinas de bobinados distribuido, imponiendo tensiones de estator con valor cero en las componentes ($x-y$), sin embargo, en la realidad los devanados del estator presentan cierto nivel asimetría y el VSI tiene un tiempo muerto que induce tensiones en dicho plano [10, 40]. En consecuencia, es necesario regular las corrientes ($x-y$) para que sean cero. Una vez que las referencias de tensión son proveídas por los reguladores PI en los planos ($d-q$) y ($x-y$), se transforman usando la transformada inversa de Park y Clarke para ser expresados en variables de fase. Luego, dichas tensiones son moduladas con algún tipo de estrategia PWM, ya sea empleado portadora (CBPWM, del inglés *carrier-based pulse width modulation*) o modelos vectoriales (SVPWM, del inglés *space vector pulse width modulation*) [41, 42], proporcionando un patrón de conmutación para ser enviado al VSI.

Recientes avances en las investigaciones consideran técnicas de control no lineales tales como el SMC de orden superior [15, 43, 44], control difuso [45], MPC [46], entre otros, como alternativa a los controladores internos de corriente PI en el enfoque IRFOC.

En este Trabajo Final de Maestría se hará uso del enfoque IRFOC utilizando controladores PI y técnicas de control MPC para el control interno de corriente junto con el bucle externo de velocidad con control PI.

2.3.3 Control Directo de Par

El DTC es otra técnica de control bien establecida en las máquinas trifásicas [47]. Se ha propuesto su extensión a diferentes topologías de accionamientos multifásicos como se menciona en [1, 11] y actualmente compite con el FOC debido a las sus características ventajosas entre ellas las robustez frente a la variación de parámetros de la máquina y sus rápidas respuestas de flujo y par [48].

El DTC consiste en la estimación del flujo y el par para implementar un control directo de ambas variables. En su forma estándar, este esquema mantiene el regulador de velocidad PI externo como en el FOC, pero los controladores de corriente internos son sustituidos por bloques de histéresis que controlan directamente los cambios en el flujo y el par con respecto a sus referencias.

En este caso, el regulador de velocidad PI proporciona la referencia de par (T_e^*), mientras que la referencia de flujo (ψ_s^*) se fija de nuevo constante o se regula en función de la velocidad de la máquina. Utilizando la salida de los bloques de histéresis y una estimación de la posición del flujo, se selecciona el vector de conmutación adecuado que se aplicará mediante una tabla de consulta predefinida que tiene en cuenta todos los posibles estados VSI. El vector de conmutación seleccionado se envía directamente al VSI sin la intervención de una etapa PWM.

El esquema descrito del DTC se muestra en la **Figura 2.8**. Puede notarse que la estructura de control es más simple que en el esquema FOC, debido a que la transformación de Park ya no es necesaria, y el número de variables controladas se reduce a dos, lo que teóricamente disminuye el costo de los cálculos. Sin embargo, presenta importantes desventajas, como una mayor ondulación del par y una frecuencia de conmutación variable, que depende del punto de funcionamiento y del ancho de banda de los controladores de histéresis [49]. Si esta última es demasiado estrecha, la frecuencia de conmutación será alta y las pérdidas relacionadas con el VSI se incrementarán, sin embargo, se reducen al mínimo el error y el rizado de par y de flujo. Por otro lado, si la banda de histéresis es ancha, las pérdidas debidas a la frecuencia de conmutación se reducirán, pero el error y el rizado de par y flujo aumentará. Además, el rendimiento del control depende en gran medida de la topología del accionamiento [50]. Para reducir estas desventajas, se han propuesto en la bibliografía algunas modificaciones en la estructura del DTC, como la inclusión de estrategias PWM que conduce a una frecuencia de conmutación constante y reduce el contenido de armónicos, en particular en el plano (x - y) [51–53].

Cabe resaltar que la extensión del DTC a los accionamientos multifásicos no puede regular completamente las corrientes (x - y) con la estructura básica de control presentada anteriormente, ya que sólo se controlan dos variables (flujo y par) por lo cual carece de flexibilidad al intentar agregar otros criterios de control. Como ocurre en el esquema

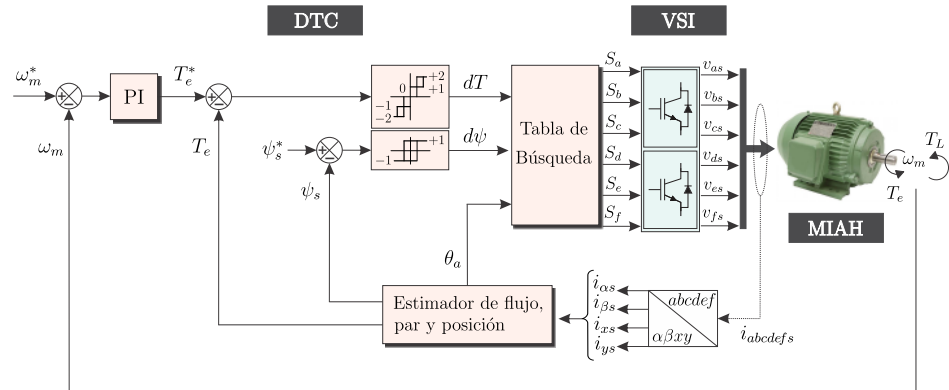


Figura 2.8 Diagrama en bloques del control directo de par para una MIAH.

FOC, estas corrientes deben ser reguladas a cero ya que sólo están relacionadas con los componentes armónicos y las pérdidas. Una solución recursiva que se ha encontrado en la literatura es la definición de tablas de búsqueda más elaboradas, con el fin de reducir los armónicos de bajo orden y aumentar la eficiencia [54], a costa de un aumento en la complejidad de la estructura de control. Otra solución adoptada recientemente es el uso de vectores de tensión virtuales para anular las tensiones y mitigar las corrientes en el plano (x - y), manteniendo el esquema de control original [13]. Además, recientemente se ha abordado la capacidad de tolerancia a las fallas del DTC, comparándolo con el FOC convencional [55].

2.3.4 Control Predictivo

El control predictivo representa una alternativa prometedora a los métodos clásicos de FOC y DTC, particularmente en el campo de los accionamientos multifásicos. La característica principal de este control es el uso del modelo del sistema para la predicción del comportamiento futuro de las variables controladas. Estas predicciones son utilizadas por el controlador para seleccionar la acción de control óptima que se aplicará, de acuerdo con un criterio de optimización predefinido, de manera que existe una amplia variedad de esquemas tales como: el control predictivo basado en histéresis cuyo criterio de optimización consiste en mantener la variable controlada dentro de los límites de un área de histéresis, mientras que en el control predictivo basado en la trayectoria, las variables se ven obligadas a seguir una trayectoria predefinida, en el control deatbeat la actuación óptima es la que hace que el error sea igual a cero en el siguiente instante de muestreo. En el control predictivo basado en modelo (MPC, del inglés *model predictive control*) se

utiliza un criterio más flexible expresado como una función de costo a minimizar [56]. La **Figura 2.9** muestra la clasificación de los distintos esquemas de control predictivo utilizados en el control de convertidores electrónicos de potencia.

El MPC se destaca entre las demás por la simplicidad conceptual y la flexibilidad en la definición de los objetivos de control mediante una función de costo. En comparación con el FOC, permite reducir la complejidad del controlador proporcionando una rápida respuesta dinámica. Así también, su flexibilidad lo convierte en una alternativa al DTC en el área de control del accionamiento multifásico, ya que su principal desventaja es que puede gestionar el control de sólo dos variables en su forma más convencional.

Existen diferentes formas de definir la función de costo en el MPC dependiendo del criterio de control (errores de corriente, flujo o par, frecuencia de conmutación, etc) [19,46]. Entre las más utilizadas está la definición de la función de costo como el error cuadrático entre la predicción de la variable controlada y su referencia. Esta estructura tiene numerosas ventajas entre ellas la de presentar conceptos de manera fácil de entender, puede ser aplicado a una gran variedad de sistemas incluso aquellas que son multivariables, los tiempos muertos pueden ser compensados, la inclusión de fenómenos no lineales al sistema es sencilla, el controlador resultante es fácil de implementar [19].

Sin embargo, la implementación del MPC presenta un alto costo computacional, requerido para resolver el problema de optimización de todas las acciones de control consideradas, el cual aumenta cuando el número de fases crece, además su desempeño posee gran dependencia con el modelo utilizado pues exige un conocimiento preciso de todos los parámetros que se emplean para modelar el sistema. En caso de que dichos

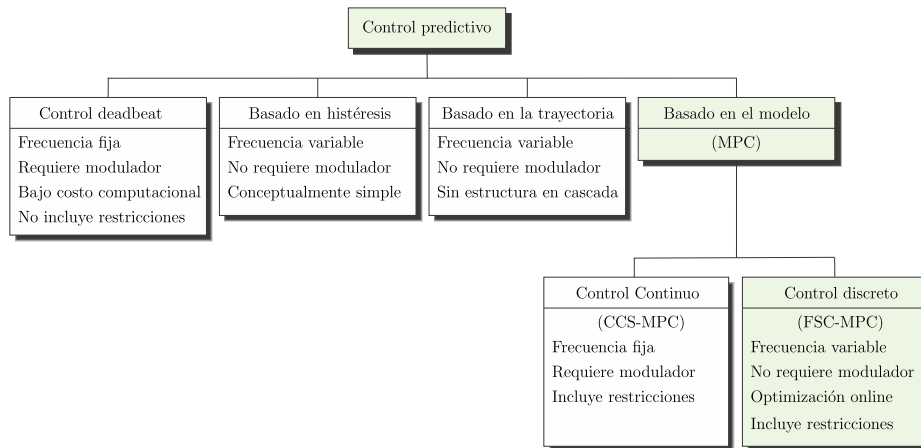


Figura 2.9 Clasificación de métodos de control predictivo aplicados a convertidores de potencia.

parámetros varíen en el tiempo, alguna adaptación o algoritmo de estimación debe ser considerada [19].

El reciente desarrollo de microprocesadores más rápidos y potentes ha hecho posible la implementación del MPC en los convertidores de potencia y en los accionamientos eléctricos, dando lugar a numerosos enfoques de control, siendo bastante difícil establecer una clasificación general para todas las técnicas que contempla el MPC. Convencionalmente, se dividen en dos amplias categorías: el control predictivo de estado continuo (CCS-MPC, del inglés *continuous control set*) y el control predictivo de estados finitos (FCS-MPC, del inglés *finite control set*) [46,56]. Las principales diferencias entre ellos están relacionadas al tipo de modelo matemático utilizado para las predicciones y la forma en que las acciones de control se aplican al sistema.

En el método FCS-MPC, se utiliza un modelo discreto del sistema para calcular las predicciones y una función de costo predefinida determina los objetivos de control. Teniendo en cuenta que el convertidor de potencia que alimenta la máquina presenta una naturaleza finita, es decir, que posee un número limitado de posibles estados de conmutación, el FCS-MPC aprovecha esta situación, aplicando un proceso iterativo que evalúa en tiempo real cada estado de conmutación posible con el fin de seleccionar el estado de conmutación óptimo que minimice la función de costo (problema de optimización) [46]. El estado de conmutación seleccionado se aplica entonces directamente sin ningún tipo de modulador. Por otra parte, el CCS-MPC utiliza un modelo linealizado o medio del sistema para proporcionar referencias continuas de tensión de acuerdo al objetivo de control. Posteriormente, las tensiones continuas son moduladas, convencionalmente por una etapa PWM, proporcionando el patrón de conmutación que se aplicará al convertidor de potencia [49]. Las características presentadas exponen importantes ventajas y desventajas de ambos enfoques. La inclusión de un modulador en el CCS-MPC elimina la optimización en tiempo real y fija la frecuencia de conmutación a un valor constante, en contraste con el FCS-MPC en el que la frecuencia de conmutación es variable. Sin embargo, el CCS-MPC ofrece un esquema de control menos flexible y más complejo que el FCS-MPC, como resultado de no tener en cuenta la naturaleza discreta del convertidor de potencia. Por esa razón, la mayor parte de la actividad de investigación en relación con el control MPC de los convertidores multifásicos se centra en la técnica FCS-MPC [57]. Las topologías de máquinas más estudiadas en combinación con el FCS-MPC son las de cinco y seis fases, tanto de inducción como de imanes permanentes [58–61]. No obstante, la extensión de este esquema a un mayor número de fases sigue siendo difícil debido al aumento exponencial del costo computacional que implica.

Así también, la aplicación típicamente utilizada para accionamientos multifásicos, independientemente de la estructura de control predictivo, es su combinación con la

técnica FOC. De esta manera, se mantiene el bucle externo de control de velocidad mientras se sustituye los reguladores internos de corriente por un control de corriente MPC, al cual se le denomina normalmente control predictivo de corriente (PCC, del inglés *predictive current control*) [60, 61]. Como alternativa a la regulación de corriente, es posible cambiar el esquema MPC con el fin de controlar el flujo y el par manteniendo el bucle de control externo de velocidad, por lo que recibe el nombre de control predictivo de par (PTC, del inglés *predictive torque control*) y representa un gran competidor del DTC al proporcionar cierta flexibilidad [62].

Además del alto costo computacional, la aplicación de la técnica MPC a las unidades multifásicas presenta otros inconvenientes importantes, los cuales están siendo abordados en los últimos tiempos. Una de ellas es la frecuencia de conmutación variable ocasionada por la naturaleza del control predictivo el cual produce un grupo de armónicos propagado en el espectro de frecuencia, deteriorando el rendimiento del sistema en términos de calidad de energía [19]. Algunos de esos trabajos proponen nuevos esquemas de FCS-MPC considerando distintos tipos de modulaciones como PWM, modulación por espacio vectorial y aplicación de varios vectores por algún patrón de selección [57, 63].

En este trabajo se hará uso del enfoque FCS-MPC clásico como alternativa al bucle interno de corriente PI de la técnica IRFOC, aplicado a la MIAH alimentada por un VSI de seis fases y dos niveles, cuyo esquema de control se presenta en la **Figura 2.10**. Dicho esquema está conformado por un lazo de control externo de velocidad basado en la técnica FOC y un lazo de control interno de corriente de estator basado en FCS-MPC. De forma que los controladores internos de corrientes sean rápidos y el regulador de velocidad externo más lento con un mayor ancho de banda de control en comparación con la estructura en cascada convencional del FOC [49].

El modelo del sistema, comúnmente llamado modelo predictivo, se utiliza para predecir el futuro comportamiento de las corrientes ($\hat{i}_s$) para un cierto horizonte de predicción. Estas predicciones se calculan para todos los posibles vectores de conmutación (49 para el caso del accionamiento hexafásico, eliminando los redundantes) utilizando los valores medidos de las corrientes del estator (i_s) y la velocidad mecánica del rotor (ω_m).

Como objetivo principal, el controlador trata de obtener el esfuerzo de control necesario para lograr que la variable de predicción $\hat{i}_{s[k+1]}$ obtenida del modelo del MPC se acerque al valor de referencia $i_{s[k+1]}^*$ mediante una función de costo (g) que representa los objetivos de control. La minimización de la función de costo determina, en cada instante de muestreo, el vector de conmutación óptimo S_{opt} que debe ser aplicado al VSI durante todo el periodo de muestreo. Lo mencionado anteriormente denota que el control MPC es una estrategia de control no lineal.

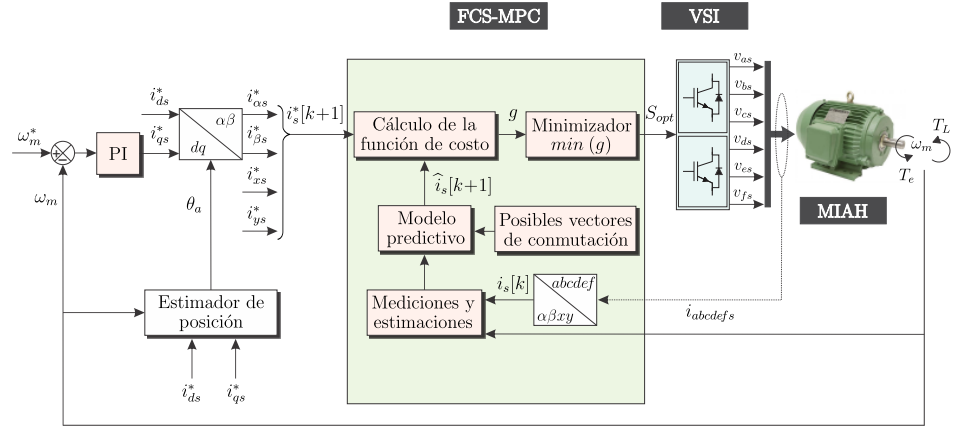


Figura 2.10 Esquema general del IRFOC con bucle interno de control de corriente basado en el FCS-MPC aplicado al control del convertidor de potencia hexafásico.

Modelo de predicción

El modelo predictivo se obtiene de la combinación de las ecuaciones eléctricas de la MIAH expresadas en el marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$) (2.36)-(2.39), y la ecuación de la VSI (2.71). El resultado se representa primeramente como variables de estado y de salida del sistema en tiempo continuo, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} &= \mathbf{A} \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \mathbf{U}(t) \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C} \mathbf{X}(t) \end{aligned} \quad (2.90)$$

donde $\mathbf{X}(t)$ es el vector columna de las variables de estado y está compuesto por las corrientes del estator y del rotor en el marco de referencia estacionario, siendo $\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{x s}, i_{y s}, i_{\alpha r}, i_{\beta r}]^T$, mientras que $\mathbf{U}(t)$ es el vector columna de entrada del sistema y corresponde a las tensiones aplicadas al estator de modo que $\mathbf{U}(t) = [u_1, u_2, u_3, u_4]^T = [v_{\alpha s}, v_{\beta s}, v_{x s}, v_{y s}]^T$. Las variables controladas son las corrientes del estator por lo que $\mathbf{Y}(t) = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{x s}, i_{y s}]^T$. Las matrices $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ y $\mathbf{C}$ definen la dinámica del sistema, que para el conjunto de variables de

estado seleccionadas pueden ser representadas en forma matricial como:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_s c_2 & L_m \omega_r c_4 & 0 & 0 & R_r c_4 & L_r \omega_r c_4 \\ -L_m \omega_r c_4 & -R_s c_2 & 0 & 0 & -L_r \omega_r c_4 & R_r c_4 \\ 0 & 0 & -R_s c_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s c_3 & 0 & 0 \\ R_s c_4 & -L_m \omega_r c_5 & 0 & 0 & -R_r c_5 & -L_r \omega_r c_5 \\ L_m \omega_r c_5 & R_s c_4 & 0 & 0 & L_r \omega_r c_5 & -R_r c_5 \end{bmatrix} \quad (2.91)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} c_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_3 & 0 & 0 \\ -c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

donde sus constantes se definen como:

$$c_1 = L_s L_r - L_m^2, \quad c_2 = \frac{L_r}{c_1}, \quad c_3 = \frac{1}{L_{ls}}, \quad c_4 = \frac{L_m}{c_1}, \quad c_5 = \frac{L_s}{c_1}$$

por lo tanto las matrices $\mathbf{A}$ y $\mathbf{B}$ dependen de los parámetros de la máquina eléctrica y del valor actual de la velocidad del rotor [61].

Las ecuaciones de las variables de estados obtenidas pueden ser representadas de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
\frac{dx_1}{dt} &= -R_s c_2 x_1 + c_4 (L_m \omega_r x_2 + R_r x_5 + L_r \omega_r x_6) + c_2 u_1 \\
\frac{dx_2}{dt} &= -R_s c_2 x_2 + c_4 (-L_m \omega_r x_1 - L_r \omega_r x_5 + R_r x_6) + c_2 u_2 \\
\frac{dx_3}{dt} &= -R_s c_3 x_3 + c_3 u_3 \\
\frac{dx_4}{dt} &= -R_s c_3 x_4 + c_3 u_4 \\
\frac{dx_5}{dt} &= R_s c_4 x_1 + c_5 (-L_m \omega_r x_2 - R_r x_5 - L_r \omega_r x_6) - c_4 u_1 \\
\frac{dx_6}{dt} &= R_s c_4 x_2 + c_5 (L_m \omega_r x_1 + L_r \omega_r x_5 - R_r x_6) - c_4 u_2
\end{aligned} \tag{2.94}$$

Una representación similar se obtiene para cualquier MI polifásica, con la diferencia de ecuaciones adicionales para los planos adicionales.

A continuación, el modelo matemático presentado en (2.90) y (2.94), que varía con el tiempo, se discretiza utilizando un método de discretización adecuado, para adaptarlo a la naturaleza discreta del controlador. Esto puede llevarse a cabo sustituyendo la derivada por una aproximación, siendo la más simple el cociente de incrementos, dando lugar al denominado método de Euler hacia delante. Dicho método sigue siendo frecuentemente utilizado para discretizar los sistemas continuos debido a su simplicidad [28, 49]. En consecuencia, la expresión general del modelo de predicción en tiempo discreto es la siguiente:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{X}}_{[k+1]} &= \overbrace{(\mathbf{I} + \mathbf{A} T_s)}^{\mathbf{A}_d} \mathbf{X}_{[k]} + \overbrace{\mathbf{B} T_s}^{\mathbf{B}_d} \mathbf{U}_{[k]} \\
\hat{\mathbf{Y}}_{[k+1]} &= \mathbf{C} \hat{\mathbf{X}}_{[k+1]}
\end{aligned} \tag{2.95}$$

donde T_s es el tiempo de muestreo utilizado en el proceso de discretización, $[k]$ representa a la muestra actual y $\hat{\mathbf{X}}_{[k+1]}$ corresponde a la predicción de la futura muestra. Se considera que el estado $\mathbf{X}_{[k]}$ no depende del valor actual de la entrada $\mathbf{U}_{[k]}$, lo que equivaldría a una reacción instantánea respecto a la señal de control [22].

En (2.94) que corresponde a la representación en espacio de estado de la MIAH, sólo las corrientes de estator, tensiones y la velocidad mecánica del rotor son medibles. Sin embargo, las corrientes de rotor no pueden ser medidas directamente, por lo cual deben ser

estimadas utilizando alguna técnica de estimación de las corrientes de rotor, estas técnicas son aplicadas en [14, 43, 64].

Función de costo

La función de costo, como se mencionó anteriormente, contempla todos los aspectos que serán optimizados. En el PCC lo más importante es el error del seguimiento de corriente en el estator para el siguiente instante de muestreo.

Mediante (2.95), los valores futuros de las corrientes estatóricas en el instante $[k + 1]$ se calculan utilizando los valores medidos en el instante $[k]$ para cada posible vector de conmutación. Luego, se selecciona y aplica el vector de conmutación que minimiza el objetivo de control, idealmente en el instante $[k]$. Sin embargo, el tiempo necesario para la medición, el cálculo de las predicciones y la selección de la acción de control óptima puede implicar una cantidad apreciable de tiempo, el cual suele ser comparable con al periodo de muestreo (T_s). Esto provoca un importante retraso entre el instante en que se hacen las mediciones y se usan para las predicciones, y el instante en que se ejecuta la siguiente acción de control. Como consecuencia, la acción de control seleccionada no se aplica en el momento correcto produciendo un mal seguimiento de las referencias [49, 61, 65]. Sin embargo, puede corregirse utilizando diferentes métodos, siendo el más común y simple considerar el segundo horizonte de predicción, que consiste en calcular las predicciones para $[k + 2]$ y aplicar el vector de conmutación seleccionado en $[k + 1]$. Teniendo esto en cuenta, el modelo de predicción se itera dos veces y la función de costo seleccionada es definida para el instante $[k + 2]$ de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 g[k+2] &= e_{i\alpha s[k+2]} + e_{i\beta s[k+2]} + K_{xy} (e_{ixs[k+2]} + e_{iys[k+2]}) \\
 e_{i\alpha s[k+2]} &= \| i_{\alpha s[k+2]}^* - \hat{i}_{\alpha s[k+2]} \|^2 \\
 e_{i\beta s[k+2]} &= \| i_{\beta s[k+2]}^* - \hat{i}_{\beta s[k+2]} \|^2 \\
 e_{ixs[k+2]} &= \| i_{xs[k+2]}^* - \hat{i}_{xs[k+2]} \|^2 \\
 e_{iys[k+2]} &= \| i_{ys[k+2]}^* - \hat{i}_{ys[k+2]} \|^2
 \end{aligned} \tag{2.96}$$

donde $g[k+2]$ es la función de costo para el segundo horizonte y esta constituido por el error cuadrático entre las referencias de la corriente del estator y sus predicciones en los planos $(\alpha-\beta)$ y $(x-y)$, mientras que K_{xy} representa el factor de peso o factor de ponderación que permite poner mayor o menor énfasis en el seguimiento de las corrientes del plano $(x-y)$ con el fin de reducir de las pérdidas en la máquina. Otras funciones de costo pueden ser definidas para optimizar el rendimiento del sistema, incluir varias restricciones de control,

minimizar el contenido armónico o las pérdidas de conmutación del VSI en las máquinas de inducción multifásicas como se menciona en [28, 66, 67].

2.4 Resumen

En este capítulo se ha realizado una descripción del estado del arte del control aplicado a las máquinas eléctricas de inducción haciendo énfasis en las de tres y seis fases debido a sus similitudes. Para ello, se ha analizado el modelo matemático de la MIAH, además del modelo del VSI de dos niveles a controlar. Así también se describieron las estrategias de control frecuentemente aplicadas a la MIAH, centrandose en el IRFOC y FCS-MPC.

En el siguiente capítulo se presentarán las distintas técnicas sensorless existentes, aplicadas a la MI trifásica y con posibilidad de ser extrapoladas a la MIAH.

CAPÍTULO 3

TÉCNICAS SENSORLESS

3.1 Generalidades

En cualquier método de control de velocidad es esencial la medida de la velocidad de giro de la máquina para obtener altas prestaciones. Dicha medición, generalmente se realiza utilizando un tacómetro. No obstante, la posición del rotor puede ser medida mediante un codificador electromecánico de eje conocido como encoder, del cual se puede estimar la velocidad (derivando). Sin embargo, la precisión de la medida estará limitada por la resolución del transductor de posición y el periodo de muestreo.

En los últimos años se ha hecho un gran esfuerzo en la estimación de la velocidad mecánica de giro aplicada a las MI con el fin de eliminar la necesidad de incluir dichos sensores. El término sensorless engloba a los controladores de motores que evitan la presencia de alguno de los sensores necesarios para su implementación [20]. Al prescindir de un sensor electromecánico para la medida de la velocidad es posible obtener ciertas ventajas tales como:

- La disminución del costo, debido al precio del sensor y a la necesidad de contar con acoplamientos en el eje del motor para la inclusión del sensor.
- Incremento de la fiabilidad en ambientes industriales al contar con menor sensibilidad al ruido eléctrico.
- Incremento en la robustez mecánica.
- Disminución en los costos de mantenimiento.
- La inercia del sistema no se ve afectada, haciéndola propicia para el un control de altas prestaciones en motores de baja potencia.

3.2 Clasificación de Técnicas Sensorless

En la **Figura 3.1** se presenta una clasificación del denominado control sensorless desde el punto de vista de la variable cuyo sensor se omite [68], haciendo primeramente una clasificación en dos grandes grupos:

- Controladores con estimación de flujo y/o el par. Estos se subdividen en dos tipos de controladores:
 - Control vectorial directo con estimación del flujo.
 - Control directo de par con estimación del flujo del estator y el par.
- Controladores con estimación de la velocidad. En función del modelo de la máquina utilizado para la estimación de la velocidad se subdividen en:
 - Estimadores basados en el modelo estático del motor.
 - Estimadores basados en las ecuaciones de estado. A este grupo pertenecen:
 - * Estimadores de bucle abierto.
 - * Estimadores basados en el modelo de referencia adaptativo.
 - * Estimadores basados en el observador de orden completo tipo Luenberger.
 - * Estimadores basados en el filtro de Kalman extendido.
 - * Estimadores basados en observadores en modo deslizante.
 - Estimadores de velocidad basados en propiedades no lineales de la máquina.
 - Estimadores basados en inteligencia artificial.

En este trabajo se hará énfasis en los controladores con estimación de la velocidad basados en ecuaciones de estado de la máquina, los cuales se describirán en el siguiente

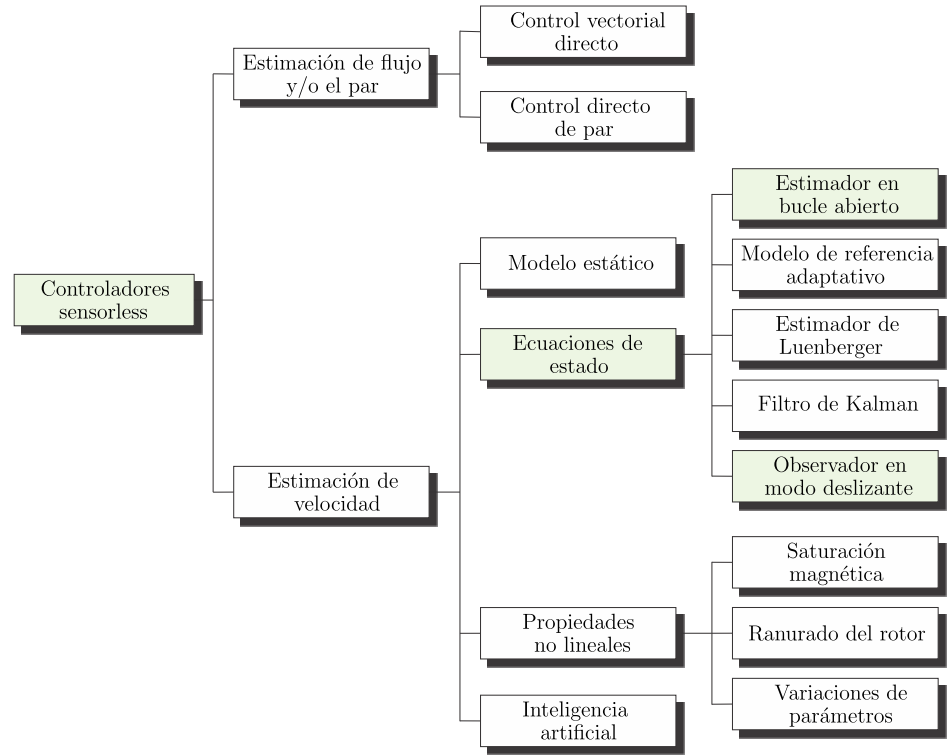


Figura 3.1 Clasificación de controladores sensorless.

apartado. Las estrategias basadas en el modelo de la máquina obtienen información de la velocidad utilizando principalmente las tensiones y corrientes medidas en sus terminales. El rendimiento de este tipo de técnicas depende en gran medida de la precisión de los parámetros usados para el mismo.

3.2.1 Estimación Mediante Ecuaciones de Estado en Bucle Abierto

Se basa en la estimación apropiada de la velocidad de deslizamiento ω_{slip} , utilizando las ecuaciones de la máquina y haciendo uso de la medición de las corrientes y tensiones del estator, además de la ecuación (2.85) [69, 70]. De manera que:

$$\omega_{\text{slip}} = \omega_e - \omega_r = \frac{i_{qs}}{\tau_r |i_m|} \quad (3.1)$$

donde

$$|i_m| = \frac{|\psi_r|}{L_m} \quad (3.2)$$

$$i_{qs} = -i_{\alpha s} \sin(\rho_r) + i_{\beta s} \cos(\rho_r) \quad (3.3)$$

siendo:

$$\sin(\rho_r) = \frac{\psi_{\beta r}}{|\psi_r|}, \quad \cos(\rho_r) = \frac{\psi_{\alpha r}}{|\psi_r|} \quad (3.4)$$

Por lo tanto, la ecuación de la velocidad de deslizamiento, usando los flujos del rotor y las corrientes del estator en el marco de referencia $(\alpha-\beta)$ puede ser reescrita de la siguiente manera:

$$\omega_{\text{slip}} = \frac{L_m}{\tau_r |\psi_r|^2} (-\psi_{\beta r} i_{\alpha s} + \psi_{\alpha r} i_{\beta s}) \quad (3.5)$$

La velocidad del vector espacial del flujo del rotor con respecto estator se obtiene mediante:

$$\omega_e = \frac{d\rho_r}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\tan^{-1} \left(\frac{\psi_{\beta r}}{\psi_{\alpha r}} \right) \right] = \frac{1}{|\psi_r|^2} \left(\psi_{\alpha r} \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \psi_{\beta r} \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} \right) \quad (3.6)$$

Finalmente la expresión para obtener la velocidad del rotor se define como:

$$\omega_r = \omega_e - \omega_{\text{slip}} \quad (3.7)$$

$$\omega_r = \frac{1}{|\psi_r|^2} \left(\psi_{\alpha r} \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \psi_{\beta r} \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} \right) - \frac{L_m}{\tau_r |\psi_r|^2} (-\psi_{\beta r} i_{\alpha s} + \psi_{\alpha r} i_{\beta s}) \quad (3.8)$$

Los flujos del rotor se pueden estimar a partir de las corrientes y flujos del estator:

$$\psi_{\alpha r} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{\alpha s} - \sigma L_s i_{\alpha s}) \quad (3.9)$$

$$\psi_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{\beta s} - \sigma L_s i_{\beta s}) \quad (3.10)$$

Así también los flujos del estator se pueden estimar usando las tensiones y corrientes del estator en el marco de referencia $(\alpha-\beta)$ como sigue:

$$\psi_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \quad (3.11)$$

$$\psi_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (3.12)$$

Teniendo en cuenta (3.9)-(3.12) y reemplazando en (3.8) se obtiene una expresión para la estimación de la velocidad del rotor bastante sencilla. Sin embargo, estos estimadores tienen ciertas limitaciones, especialmente a bajas velocidades debido a que el valor del flujo disminuye, así como también de las corrientes y las tensiones haciendo más difícil su medición, derivando en la reducción de la precisión del estimador de flujo. Otro aspecto importante a considerar es el ruido que puede ser añadido a la estimación utilizando esta técnica, como consecuencia de ligeros desfases en las señales medidas produciendo grandes picos de velocidad.

3.2.2 Estimadores Basados en Técnicas MRAS

La estimación de la velocidad basada en técnicas de modelo de referencia del sistema adaptativo (MRAS, del inglés *model reference adaptive system*) consiste en la utilización de un modelo de referencia y un modelo ajustable que tienen diferentes estructuras y entradas, pero que estiman la misma variable de estado ($\mathbf{X}$). El modelo de referencia es independiente de la magnitud a estimar, a diferencia del modelo ajustable que depende de ésta. Mediante la comparación de las salidas de ambos modelos se obtiene la diferencia o error entre ellos, dicho resultado ingresa a un mecanismo de adaptación, cuya salida se utiliza para corregir el modelo ajustable. Con ello se busca minimizar el error, de manera que la velocidad estimada sea lo más cercana posible a la velocidad real.

Usualmente, para determinar la velocidad con esta técnica, el modelo de referencia utiliza las ecuaciones del estator, mientras que el modelo ajustable usa las ecuaciones del rotor. La diferencia entre las distintas técnicas MRAS se encuentra en la variable de salida que se emplea en los modelos de referencia y ajustable.

La variable de salida suele ser el flujo del rotor y como mecanismo de adaptación se hace uso de un controlador PI [21, 68, 71]. Esta técnica presenta menor dependencia a los parámetros y pueden estimar velocidades cercanas a cero dependiendo fundamentalmente de que las medidas de las corrientes y tensiones sean poco ruidosas sin embargo su estructura es compleja con alto costo computacional.

3.2.3 Estimadores Basados en Observadores de Estados

En general un observador se define como un sistema dinámico cuyas variables de estado son estimaciones de un sistema real [68]. En función del tipo de representación usada para describir el sistema real a observar, los observadores pueden ser deterministas o estocásticos. Los más frecuentemente utilizados son el observador de Luenberger o de orden completo, el cual es determinista, y el filtro de Kalman, que se caracteriza por

ser estocástico. En los últimos años se ha estudiado la aplicación de la teoría de control deslizante en estimadores de flujo y la velocidad basados en la estructura de Luenberger. Un observador en modo deslizante puede representar una opción debido a su robustez ante las perturbaciones, ruido del sistema y relativo bajo costo computacional.

El modelo de la máquina utilizado en este tipo de estimadores se representa por medio de variables de estados, frecuentemente en el marco de referencia estacionario $(\alpha-\beta)$ y de la misma manera que (2.90). Sin embargo las variables en esta oportunidad serán las corrientes de estator y los flujo del rotor principalmente, pudiendo agregar la velocidad del rotor como variable de estado adicional. Por lo tanto las ecuaciones de las variables de estados pueden ser representadas de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\frac{dx_1}{dt} &= a_1 i_{\alpha s} + a_2 \psi_{\alpha r} + a_3 \omega_r \psi_{\beta r} + a_6 v_{\alpha s} \\ \frac{dx_2}{dt} &= a_1 i_{\beta s} - a_3 \omega_r \psi_{\alpha r} + a_2 \psi_{\beta r} + a_6 v_{\beta s} \\ \frac{dx_3}{dt} &= a_4 i_{\alpha s} + a_5 \psi_{\alpha r} - \omega_r \psi_{\beta r} \\ \frac{dx_4}{dt} &= a_4 i_{\beta s} + \omega_r \psi_{\alpha r} + a_5 \psi_{\beta r}\end{aligned}\tag{3.13}$$

adicionalmente:

$$\frac{dx_5}{dt} = \frac{P}{J}(T_e - T_L) - B\omega_r\tag{3.14}$$

De acuerdo con (2.90), se tiene que el vector columna de las variables de estado es tal que $\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5]^T = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \psi_{\alpha r}, \psi_{\beta r}, \omega_r]^T$, mientras el vector columna de entrada del sistema de espacio de estado corresponde a las tensiones aplicadas al estátor de modo que $\mathbf{U}(t) = [u_1, u_2]^T = [v_{\alpha s}, v_{\beta s}]^T$. Las matrices $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ y $\mathbf{C}$ definen la dinámica del sistema, cuyos coeficientes para el conjunto de variables de estado seleccionadas están definidas como:

$$\begin{aligned}a_1 &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r \tau_r}\right), & a_2 &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r}, & a_3 &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \\ a_4 &= \frac{L_m}{\tau_r}, & a_5 &= -\frac{1}{\tau_r}, & a_6 &= \frac{1}{\sigma L_s}\end{aligned}$$

donde:

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

El modelo (3.13) se discretiza utilizando el mismo método de discretización visto en (2.95), siendo:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{[k+1]} &= \overbrace{(\mathbf{I} + \mathbf{A} T_s)}^{\mathbf{A}_d} \mathbf{X}_{[k]} + \overbrace{\mathbf{B} T_s}^{\mathbf{B}_d} \mathbf{U}_{[k]} \\ \mathbf{Y}_{[k+1]} &= \mathbf{C} \mathbf{X}_{[k+1]} \end{aligned} \quad (3.15)$$

3.2.3.1 Observadores Adaptativos de Orden Completo El observador de orden completo o de Luenbeger (LO) se basa en las ecuaciones de estado de la máquina y es de tipo determinista. El observador puede representarse mediante la siguiente expresión:

$$\frac{d\hat{\mathbf{X}}}{dt} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B} \mathbf{U} + \mathbf{L} (\mathbf{Y} - \hat{\mathbf{Y}}) \quad (3.16)$$

$$\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{C} \hat{\mathbf{X}} \quad (3.17)$$

donde $\mathbf{L}$ representa la matriz de ganancia del observador, cuyos valores se eligen de manera que sus autovalores sean proporcionales a los autovalores de la máquina, $\hat{\mathbf{X}}$ corresponde a las variables de estado utilizadas para la estimación (corrientes de estator y flujos del rotor) e $\hat{\mathbf{Y}}$ es la salida estimada a partir de ésta. Los parámetros de la máquina presentes en las matrices $\mathbf{A}$ y $\mathbf{B}$ deben ser ajustados adecuadamente para una estimación de flujo y velocidad correcta.

Un estimador de velocidad de altas prestaciones requiere la estimación del flujo y la velocidad de forma conjunta, puesto que el error en la estimación de una de estas variables afecta a la otra al estar interrelacionadas, incrementando el error de forma continua y con la consiguiente pérdida de sintonización del sistema. En respuesta a este problema se utiliza el LO extendido, el cual puede aplicarse a sistemas no lineales y se basa en el observador de orden completo anterior. La diferencia consiste en la incorporación de la ecuación mecánica a las ecuaciones de estado, para poder estimar la velocidad conjuntamente [68]. Sin embargo, esta ecuación contiene el par de carga (T_L) el cual es normalmente desconocido haciendo que la estimación directa de la velocidad sea impracticable. Para ello, existen tres posibles soluciones. La primera es considerar $T_L = 0$, la segunda considerar $T_e = T_L$ y por consiguiente $d\omega_r/dt = 0$, y la tercera considerar $T_L = \text{constante}$ [68]. La más frecuentemente utilizada es la segunda, pudiéndose considerar la velocidad constante. El método LO extendido requiere que los coeficientes del observador sean actualizados en cada iteración, además de la linealización de las ecuaciones (3.13), incrementando el número de operaciones a realizar en cada tiempo de muestreo.

Mediante este observador puede obtenerse mejoras en los resultados en cuanto a ancho de banda y error en la estimación. Sin embargo, la variación de la resistencia del estator

debida a la variación de temperatura durante la operación puede tener gran influencia en la estimación a baja velocidad. Es por ello que su eficacia depende en gran medida de la configuración exacta de los parámetros, y la buena medición del vector de salida. En un sistema real como el de la máquina multifásica, ninguno de estos criterios puede darse por sentado, además en presencia de grandes perturbaciones en la medición, grandes diferencias de parámetros, o de ruidos internos en el sistema, el LO no funcionaría correctamente [25, 72].

3.2.3.2 Observadores Basados en el Filtro de Kalman El filtro de Kalman (KF, del inglés *Kalman filter*) es un estimador estocástico óptimo del estado del sistema, que puede ser utilizado para la estimación de parámetros en sistemas no lineales [67, 68]. Este método tiene en cuenta los errores de modelado y de medida así como perturbaciones con ruido aleatorio en el sistema donde se desea realizar la estimación. Además, asume que el ruido en la medida y el ruido de las perturbaciones están incorrelados.

El KF se basa en un conjunto de ecuaciones matemáticas que implementan un estimador del tipo predictor-corrector óptimo puesto que minimiza la covarianza del error estimado (ruido de medida y ruidos de proceso que se encuentra incluidos en el error en el modelado) [26]. De esta forma que la minimización del error en los estados estimados se realiza en cada instante de muestreo, de acuerdo a los estados estimados y las salidas tanto de la planta como del modelo de predicción.

La utilización del KF para la estimación de la velocidad requiere de un modelo de la máquina representado en variables de estado considerando un proceso gaussiano no correlacionado y ruidos de medición por lo que queda expresada de la siguiente forma:

$$\mathbf{X}_{[k+1]} = \mathbf{A}_d \mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{B}_d \mathbf{U}_{[k]} + \mathbf{H} \mathbf{W}_{[k]} \quad (3.18)$$

$$\mathbf{Y}_{[k]} = \mathbf{C} \mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{V}_{[k]} \quad (3.19)$$

donde $\mathbf{H}$ es la matriz de ponderación de los ruidos, los términos $\mathbf{W}_{[k]}$ y $\mathbf{V}_{[k]}$ representan la matriz de ruido del proceso y la matriz de ruido de la medida, respectivamente. El ruido de proceso ($\mathbf{W}_{[k]}$) se trata como un ruido blanco gaussiano del sistema, que es independiente del vector de estado y con matriz de covarianza $\mathbf{Q}_w$. Mientras que el ruido de medida ($\mathbf{V}_{[k]}$) se trata de un ruido blanco gaussiano, que es independiente de la salida del sistema y con matriz de covarianza $\mathbf{R}_v$.

La estructura del KF es similar al LO descrito anteriormente. La estimación del vector de estado se obtiene de la predicción del mismo, siendo corregidos de forma recursiva mediante un término corrector, el cual es resultado del producto entre la matriz de Kalman ($\mathbf{K}$) y el error entre las variables medidas y el vector de salida [68]. El sistema de ecuaciones por tanto se expresa de la siguiente manera:

Tabla 3.1 Procesos recursivos del algoritmo del observador basado en el KF

Predicción	
Inicialización del vector y matrices de covarianza	$\mathbf{Q}_{w0}, \mathbf{R}_{v0}, \mathbf{P}_0$
Predicción del vector de estado	$\mathbf{X}_{[k+1]}^* = \mathbf{A}_d \mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{B}_d \mathbf{U}_{[k]}$
Predicción de la matriz de covarianza	$\mathbf{P}_{[k+1]}^* = f_{[k+1]} \hat{\mathbf{P}}_{[k]} f_{[k+1]}^T + \mathbf{R}_v$ con $f: f_{[k+1]} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} (\mathbf{A}_d \mathbf{X} + \mathbf{B}_d \mathbf{U}) _{\mathbf{X}=\mathbf{X}_{[k+1]}^*}$
Corrección	
Determinación de la matriz de Kalman	$\mathbf{K}_{[k+1]} = \mathbf{P}_{[k+1]}^* h_{[k+1]}^T \left[h_{[k+1]} \mathbf{P}_{[k+1]}^* h_{[k+1]}^T + \mathbf{Q}_w \right]^{-1}$ con $h: h_{[k+1]} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} (\mathbf{C} \mathbf{X}) _{\mathbf{X}=\mathbf{X}_{[k+1]}^*}$
Estimación del vector de estado	$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1]} = \mathbf{X}_{[k+1]}^* + \mathbf{K}_{[k+1]} \left[\mathbf{Y}_{[k+1]} - \hat{\mathbf{Y}}_{[k+1]} \right]$
Estimación de la matriz de covarianza	$\hat{\mathbf{P}}_{[k+1]} = \mathbf{P}_{[k+1]}^* - \mathbf{K}_{[k+1]} h_{[k+1]} \mathbf{P}_{[k+1]}^*$

$$\frac{d\hat{\mathbf{X}}}{dt} = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B} \mathbf{U} + \mathbf{K} (\mathbf{Y} - \hat{\mathbf{Y}}) \quad (3.20)$$

Los pasos para la implementación del filtro de Kalman se ilustran en la **Tabla 3.1**, la cual consta de una etapa de predicción y otra de filtrado o corrección. La selección adecuada de los coeficientes de la matriz de covarianza $\mathbf{P}$ constituyen un punto crítico, ya que cuanto mayor es el valor de los coeficientes menor es la precisión existente en el estado inicial, por lo que se debe asignar un mayor factor de peso a las nuevas medidas para aumentar la velocidad de convergencia del algoritmo. Así también en la selección de los valores iniciales de los coeficientes de la matriz de covarianza $\mathbf{Q}_w$ y $\mathbf{R}_v$, donde valores iniciales excesivamente altos en los coeficientes de la matriz de covarianza $\mathbf{Q}_w$ originan ruidos en el sistema, mientras que la selección de valores altos en la matriz de covarianza $\mathbf{R}_v$ origina ruidos en las medidas.

La utilización de esta técnica es menos sensible al ruido que los observadores de orden completo descritos anteriormente, los cuales no consideran el ruido presente en las señales

de entrada. Sin embargo, su mayor desventaja es el alto costo computacional, además de su complejidad [68].

3.2.3.3 Observadores en Modo Deslizante El observador en modo deslizante (SMO, del inglés *sliding mode observer*) se caracteriza por su sencillez en la implementación, robustez en cuanto a variaciones de parámetros y relativamente bajo costo computacional. Los observadores en modo deslizante utilizan la velocidad estimada para corregir la observación de la corriente y el flujo; la corrección se basa en una superficie en modo deslizante que combina el error de corriente de estator con la estimación de flujo de rotor [73, 74]. El observador en modo deslizante propuesto por [75], utiliza las ecuaciones (3.13) a fin de estimar simultáneamente el flujo y la velocidad del rotor. Se presenta de la siguiente manera:

$$\frac{d\hat{\psi}_{\alpha r}}{dt} = a_5 \hat{\psi}_{\alpha r} - \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{\beta r} + a_4 i_{\alpha s} \quad (3.21)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_{\beta r}}{dt} = a_5 \hat{\psi}_{\beta r} + \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{\alpha r} + a_4 i_{\beta s} \quad (3.22)$$

$$\frac{d\hat{i}_{\alpha s}}{dt} = a_2 \hat{\psi}_{\alpha r} + a_3 \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{\beta r} + a_1 \hat{i}_{\alpha s} + a_6 v_{\alpha s} \quad (3.23)$$

$$\frac{d\hat{i}_{\beta s}}{dt} = a_2 \hat{\psi}_{\beta r} - a_3 \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{\alpha r} + a_1 \hat{i}_{\beta s} + a_6 v_{\beta s} \quad (3.24)$$

siendo $\hat{i}_{\alpha s}, \hat{i}_{\beta s}$ las corrientes estimadas, $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ las corrientes actuales del estator y $\hat{\psi}_{\alpha r}, \hat{\psi}_{\beta r}$ los flujos de rotor estimados. Basándose en la teoría de Lyapunov [76, 77], se obtiene una función discontinua que permite estimar la velocidad del rotor a partir de las tensiones aplicadas a la máquina $v_{\alpha s}, v_{\beta s}$ y las corrientes de estator medidas $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$. Dicha función se define como:

$$\hat{\omega}_r = K_s \text{sign}(\hat{S}_n) \quad (3.25)$$

donde K_s es la ganancia del observador deslizante y $\text{sign}(\hat{S}_n)$ es la función signo:

$$\text{sign}(\hat{S}_n) = \begin{cases} 1, & \text{si } \hat{S}_n > 0, \\ 0, & \text{si } \hat{S}_n = 0, \\ -1, & \text{si } \hat{S}_n < 0. \end{cases} \quad (3.26)$$

siendo $\hat{S}_n$ la superficie de deslizamiento del observador que se define de la siguiente manera:

$$\hat{S}_n = (\hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s}) \hat{\psi}_{\alpha r} - (\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s}) \hat{\psi}_{\beta r} \quad (3.27)$$

Si K_s es lo suficientemente grande los valores estimados de las corrientes convergerán a sus valores medidos haciendo que la diferencia tienda a cero ($(\hat{i}_s - i_s) \rightarrow 0$), asegurando la convergencia. La ley de control está diseñada de manera a mover los estados hacia la superficie en un tiempo finito, luego el observador hace que los estados permanezcan dentro de los límites de la estructura de control en la posición deseada. Para garantizar la convergencia del observador propuesto, la variable de control (3.25) debe calcularse de la siguiente manera:

$$\hat{\omega}_r = \begin{cases} +K_s & \text{para } \hat{S}_n > 0 \\ -K_s & \text{para } \hat{S}_n < 0 \end{cases} \quad \text{donde } K_s \geq \omega_{r\max} \quad (3.28)$$

La señal estimada $\hat{\omega}_r$ se considera una función de conmutación que incluye componentes de alta y baja frecuencia. La velocidad puede ser extraída del componente de baja frecuencia [78]. Por lo tanto, para obtener la velocidad del motor equivalente ($\hat{\omega}_r^{eq} = \omega_r$) se utiliza a la salida del estimador un filtro paso bajo. Esta técnica posee buenas prestaciones, además de una respuesta dinámica rápida. Sin embargo, presenta oscilaciones en magnitud y frecuencia, denominado frecuentemente *chattering*.

3.3 Dificultades Asociadas a la Estimación Basada en Modelo

A pesar de las numerosas técnicas desarrolladas para la estimación de la velocidad, uno de los principales inconvenientes de los controladores sensorless que utilizan la medida de las corrientes y tensiones de la máquina para estimar, es la precisión de la estimación en un amplio rango de operación de la máquina debido a la dificultad que presentan para estimar a bajas velocidades, trabajando a baja frecuencia y en operaciones a velocidad prácticamente cero como consecuencia de una alta sensibilidad a las variaciones de los parámetros, la presencia de no-linealidades o perturbaciones que no son modeladas, errores en la adquisición de la señal o distorsiones en la tensión debido al convertidor de potencia [68, 71]. Seguidamente se describen los principales problemas asociados a la estimación basada en el modelo de la MI polifásicas.

3.3.1 Distorsión de la Tensión debido a la No-linealidad del Convertidor

La presencia de tiempos muertos en el inversor provoca no-linealidades que requieren una compensación a bajas velocidades con el fin de obtener un buen rendimiento dinámico. Así también, las caídas de tensión de la fuente de alimentación representan otra fuente de no-linealidades. Estas dos características presentes en los inversores pueden llegar a ser significativas a baja frecuencia cuando la magnitud de la tensión es pequeña. Además, el cálculo del vector de tensión del estator a partir de la conmutación del PWM, inicialmente asumido con una relación lineal, se vuelve inexacto. En consecuencia, el cálculo del vector de tensión del estator que se utiliza en la velocidad introducirá un error en la estimación de la velocidad [36, 71].

3.3.2 Error en la Adquisición de Señal

La medición de las variables se realiza utilizando sensores y por medio de procesadores son digitalizadas para ejercer luego un control sobre ellas. En consecuencia, las variables medidas contendrán inevitablemente ruido aportado por los sensores y por el propio ambiente. Pueden introducirse valores de desplazamiento (*offset*) en DC que pueden llegar a saturar los integradores presentes en las estimaciones. El problema se agravará ante una baja tensión a baja frecuencia, provocando una relación señal-ruido pobre [21].

3.3.3 Error en el Modelo de Parámetros

El buen rendimiento del accionamiento y la precisión de la estimación de la velocidad dependen en gran medida de contar con valores precisos de los parámetros de la máquina. Inevitablemente, estos parámetros varían en el tiempo de acuerdo con las condiciones de operación de la máquina, como la temperatura, velocidad, carga mecánica, etc. Particularmente, las resistencias del rotor y del estator, los cuales se utilizan ampliamente en las estimaciones, aumentan con la temperatura. Por otro parte, las inductancias del rotor y del estator varían de sus valores nominales asumidos debido al efecto de saturación magnética. Como consecuencia del desajuste en los parámetros se presentan imprecisiones en las cantidades estimadas y puede incluso causar inestabilidad en el sistema. Esta situación se agrava durante la operación del motor a baja velocidad [31, 71].

3.4 Resumen

En este capítulo se ha presentado una clasificación de las técnicas de estimación de velocidad del rotor en MI, pudiendo ser aún más amplia atendiendo el extenso campo del

control sensorless basados en efectos muy diversos y técnicas de estimación que cubre amplios campos de investigación por sí solas. En este contexto, se ha hecho énfasis en la descripción de aquellas técnicas de estimación basadas en el modelo. Posteriormente, en el siguiente capítulo, se abordará un estudio teórico mediante simulaciones del control de la MIAH haciendo uso de dos técnicas de control de corriente y de estimadores de velocidad, anteriormente descritos.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos por medio de simulaciones, los cuales representan un estudio teórico comparativo de dos métodos de control basados en el enfoque IRFOC uno de ellos considerado controladores PI en el lazo interno de control de corriente y el otro considerando la técnica FCS-MPC, junto con los siguientes métodos de estimación de la velocidad del rotor: estimación en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento y estimación por observador en modo deslizante descritas en el capítulo anterior con el fin de comparar el rendimiento de estas últimas aplicadas a la MIAH.

4.1 Entorno de Simulación

Se utiliza el entorno de simulación basado en la herramienta MATLAB/Simulink, en el cual se ha diseñado el modelo de la MIAH, que a su vez se encuentra conectado a un VSI hexafásico de dos niveles, de manera a simular su comportamiento dinámico. La **Tabla 4.1** detalla los parámetros eléctricos y mecánicos de la MIAH utilizada en las simulaciones,

Trabajo Final de Maestría.

Por Silvia Larizza Delorme Diarte

Tabla 4.1 Parámetros eléctricos y mecánicos de la MIAH

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_s	0.62Ω	P	3
R_r	0.63Ω	B	$0.012 \text{ kg.m}^2/\text{s}$
L_{ls}	6.4 mH	J	0.27 kg.m^2
L_{lr}	3.5 mH	Velocidad nominal	970 rpm
L_s	206.2 mH	Potencia nominal	15 kW
L_r	203.3 mH	Frecuencia nominal	50 Hz
L_m	199.8 mH		

los cuales corresponden a los valores de la bancada de ensayo del Laboratorio de Sistemas Potencia y Control (LSPyC) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción. Dichos parámetros fueron obtenidos mediante métodos propuestos en [79,80].

Todas las pruebas se han realizado considerando que el VSI es alimentado por una tensión V_{dc} a 300 V en el DC-link y las corrientes de referencia de estator en el plano (x - y) son puestas a cero ($i_{xs}^* = i_{ys}^* = 0$). Además, se ha aplicado la integración numérica por el método de Euler de primer orden para calcular la evolución de las variables de espacio de estados en el dominio del tiempo. La frecuencia de muestreo es de 10 kHz con una cantidad de 10 pasos por cada periodo de muestreo.

El lazo externo de control de velocidad consiste en un controlador PI con una etapa de saturación a un valor de 22 A. La salida de este controlador es utilizada como referencia de corriente dinámica i_{qs}^* . Cabe mencionar que la frecuencia de deslizamiento ω_{slip} es obtenida según (2.88), a partir de las referencias de corriente i_{qs}^* e i_{ds}^* en el marco de referencia dinámico y los parámetros eléctricos de la MIAH. El valor de la corriente de referencia i_{ds}^* es establecido a 1 A. Este lazo externo de control de velocidad es aplicado en ambas técnicas de control de corriente propuesto.

En el control cuyo lazo interno de corriente cuenta con cuatro controladores PI, denominado de ahora en más PI+PWM, los cuales se encuentran dispuestos como se observa en la **Figura 2.7**, las entradas del controlador corriente son las corrientes del estator medidas y sus referencias, donde i_{qs}^* es la salida del controlador de velocidad. Posteriormente, las referencias de tensión obtenidas a partir de los controladores PI de corriente se transforman utilizando la transformada inversa de Park y Clarke para expresarlas en variables de fase, los cuales son modulados con la estrategia denominada CBPWM utilizando una frecuencia de portadora de 10 kHz que fija la frecuencia de conmutación.

En el caso del control con lazo interno de corriente basado en FCS-MPC clásico, el cual se ha propuesto como alternativa debido a su respuesta dinámica rápida y la capacidad de incorporar varios requisitos de control por medio de una función de costo, cuya disposición se presenta en la **Figura 2.10**. En tal sentido, para minimizar la magnitud del error de seguimiento en la predicción de la corriente de estátor para el siguiente tiempo de muestra, se emplea la función de costo definida en (2.96), donde K_{xy} se ajusta a un valor de 0.1, con el objetivo de priorizar la producción de par y flujo, junto con el seguimiento de la corriente en el plano $(\alpha-\beta)$ sobre las pérdidas. Como se mencionó anteriormente, en la **Sección 2.3.4**, esta técnica se caracteriza por una frecuencia de conmutación variable, puesto que un estado del convertidor (el óptimo) es aplicado para todo el intervalo de muestreo, sin utilizar ninguna técnica de modulación. En la **Figura 2.5** se muestran los 64 vectores posibles, de los cuales 49 vectores son diferentes (48 vectores activos + 1 nulo) en los sub-espacios $(\alpha-\beta)$ y $(x-y)$. Además, se ha utilizado el estimador con tiempo de retardo (TDE, del inglés *time delay estimation*), presentado en [43], para estimar las corrientes del rotor dentro del control FCS-MPC.

Para la estimación en lazo abierto se han utilizado las ecuaciones presentadas en la **Sección 3.2.1**, esta técnica se propone debido a su simplicidad. Por otra parte para la estimación basada en el observador de modo deslizante se han utilizado las ecuaciones de la **Sección 3.2.3.3** donde el valor de la ganancia del observador es configurada a $K_s = 350$ siguiendo el criterio presentado en [75] para asegurar la convergencia con bajas oscilaciones. La realimentación de este estimador se realiza por medio de un filtro paso bajo de primer orden con una frecuencia de corte de 10 Hz. Este estimador se presenta como alternativa debido a sus ventajas tales como su bajo costo computacional y su simplicidad.

De manera a comparar cuantitativamente el uso de los estimadores de velocidad propuestos junto con los controladores de corriente mencionados anteriormente se evalúa el error cuadrático medio (RMSE, del inglés *root mean squared error*) de la velocidad, definida de la siguiente manera:

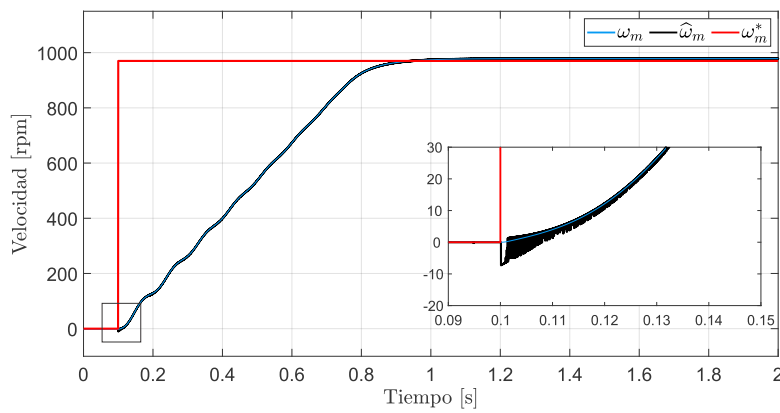
$$\text{RMSE}(\omega_m) = \sqrt{\frac{1}{Q} \sum_{j=1}^Q (\omega_m - \hat{\omega}_m)^2} \quad (4.1)$$

donde Q corresponde al número de muestras, ω_m representa la velocidad del rotor medida, mientras que $\hat{\omega}_m$ representa la velocidad del rotor estimada. A continuación se presentan los resultados de simulación obtenidos.

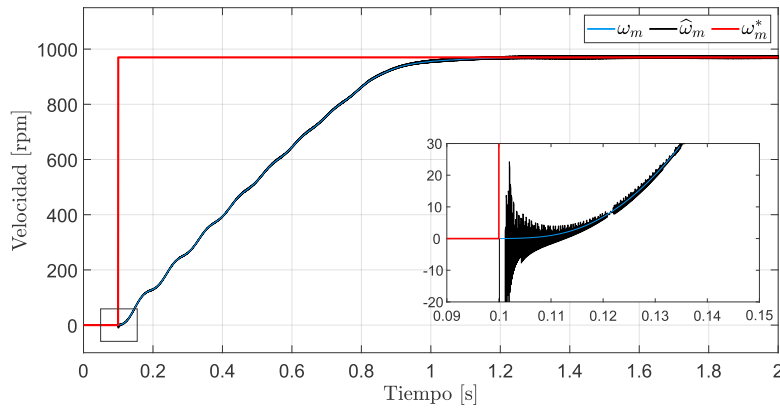
4.2 Resultados Obtenidos

4.2.1 Resultados Obtenidos con el Estimador en Lazo Abierto

En la **Figura 4.1** se aprecia la comparación entre la velocidad medida y la velocidad estimada utilizando el estimador en lazo abierto a velocidad nominal (970 rpm), durante el arranque en vacío. Tanto el PI+PWM como el FCS-MPC presentan comportamientos similares en cuanto al seguimiento de la velocidad. Además, se observa un alto contenido de ruido durante el proceso de arranque de la máquina. Sin embargo, la técnica FCS-MPC se presenta un contenido de ruido superior al PI+PWM debido a la naturaleza misma del



(a)



(b)

Figura 4.1 Estimación de la velocidad en lazo abierto a velocidad nominal; (a) utilizando PI+PWM, (b) utilizando FCS-MPC

control FCS-MPC en el cual, como se mencionó produce armónicos de corriente que se suman a la sensibilidad del estimador de lazo abierto.

En la **Figura 4.2** se presentan los resultados de simulación ante múltiples referencias de velocidad [150, 250, -250, -150] rpm, en vacío. Se observa la comparación entre la velocidad medida y la velocidad estimada con un buen seguimiento de la velocidad. Además se aprecia la presencia de ruido durante el transitorio en ambos casos, el cual tiende a disminuir a medida que aumenta la velocidad hasta llegar al régimen permanente.

La técnica de estimación de la velocidad en lazo abierto basada en la estimación de la velocidad de deslizamiento, es sensible a los desfases de las variables medidas, lo cual puede provocar picos en la estimación, obligando a la implementación de filtros

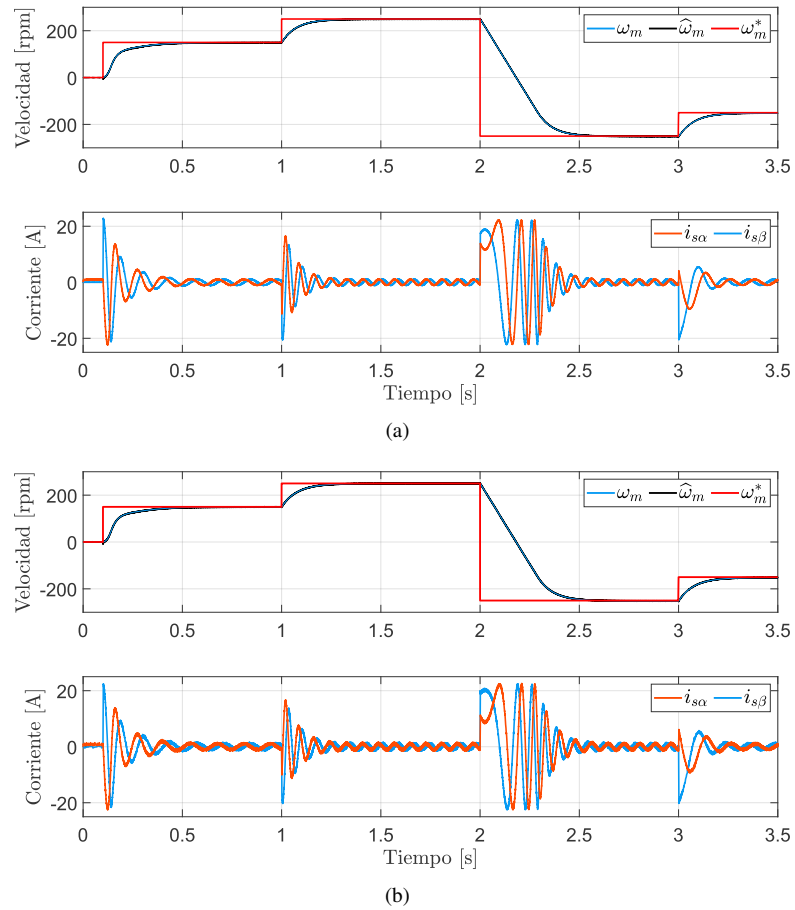


Figura 4.2 Estimación de la velocidad en lazo abierto ante múltiples referencias de velocidad; (a) utilizando PI+PWM, (b) utilizando FCS-MPC

Tabla 4.2 Análisis del $\text{RMSE}(\omega_m)$ en régimen permanente ante una referencia de tipo escalón a diferentes velocidades de referencia [rpm], sin par de carga y utilizando el estimador en lazo abierto.

ω_m^*	PI+PWM	FCS-MPC
125	0.2790	3.9147
250	0.3986	2.8097
500	0.5687	2.0988
970	0.7831	1.6125

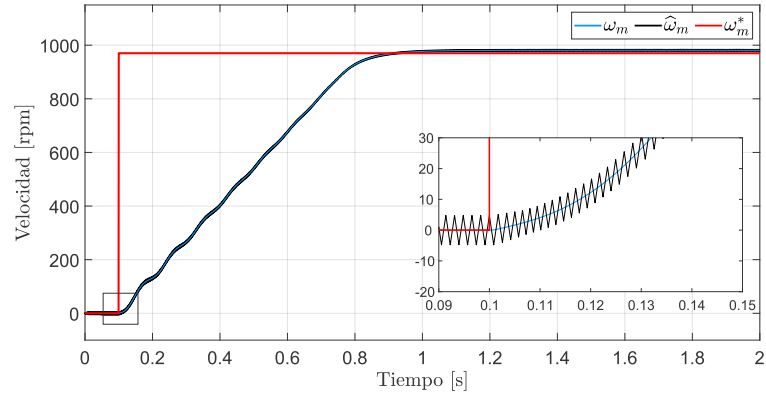
para mejorar su respuesta. Otro aspecto importante a tener en cuenta es el ajuste de los controladores de velocidad, el cual afecta a la estimación, debido a las oscilaciones que podrían presentarse en régimen permanente, reduciendo su precisión. Sin embargo, la estructura de estos estimadores es bastante sencilla en comparación con las técnicas de estimación más avanzadas.

En la **Tabla 4.2** se muestra el $\text{RMSE}(\omega_m)$ en régimen permanente comparando ambas técnicas de control de lazo interno de corriente junto con el estimador en lazo abierto a diferentes velocidades de referencia, expresadas en [rpm]. De acuerdo a los resultados obtenidos, la técnica FCS-MPC presenta un error cuadrático mayor a bajas velocidades a diferencia del PI+PWM debido a que en esta última los controladores PI de corriente ayudan a mejorar la dinámica a bajas velocidades.

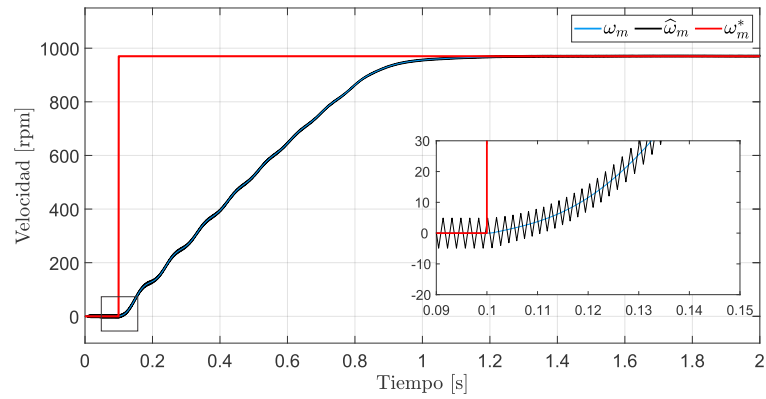
4.2.2 Resultados Obtenidos con el Estimador en Modo Deslizante

A continuación se presentan los resultados de simulación teniendo en cuenta las mismas pruebas del caso anterior, utilizando el observador en modo deslizante para estimar la velocidad del rotor. En la **Figura 4.3** se aprecia la comparación entre la velocidad medida y la velocidad estimada utilizando el estimador en modo deslizante a velocidad nominal (970 rpm), durante el proceso de arranque en vacío. En ambos casos se observa un comportamiento similar junto con el efecto *chattering* el cual se mantiene tanto en régimen transitorio como en régimen permanente.

En la **Tabla 4.3** se muestra el $\text{RMSE}(\omega_m)$ en régimen permanente mediante la comparación de ambas técnicas de control de lazo interno de corriente junto con el estimador en modo deslizante a diferentes velocidades de referencia, expresadas en [rpm], cabe mencionar que no se presentan diferencias significativas de error de velocidad entre ambas técnicas de control de lazo interno de corriente. Por otra parte, se observa que el error decrece al aumentar la velocidad.



(a)



(b)

Figura 4.3 Estimación de la velocidad en modo deslizante a velocidad nominal; (a) utilizando PI+PWM, (b) utilizando FCS-MPC

Tabla 4.3 Análisis del $RMSE(\omega_m)$ en régimen permanente ante una referencia de tipo escalón a diferentes velocidades de referencia [rpm], sin par de carga y utilizando el observador en modo deslizante

ω_m^*	PI+PWM	FCS-MPC
125	3.0886	2.9845
250	3.0296	2.9539
500	2.7537	2.6911
970	1.4548	1.41817

Por otra parte, en la **Figura 4.4** se aprecia los resultados de simulación del comportamiento del estimador considerando la velocidad medida y la velocidad estimada ante múltiples referencias de velocidad [150, 250, -250, -150] rpm, en vacío. En la figura se observa un buen seguimiento pero con un aumento del *chattering* a bajas velocidades para ambos casos, lo que demuestra que la ganancia K_s del estimador en modo deslizante representa una variable crítica para la buena estimación a bajas velocidades. Es decir, una ganancia muy grande puede provocar inestabilidad del observador y una ganancia pequeña impedirá que el error sea llevado a cero por lo cual las estimaciones del flujo de rotor y corriente de estator no convergerán a sus valores reales en un tiempo finito.

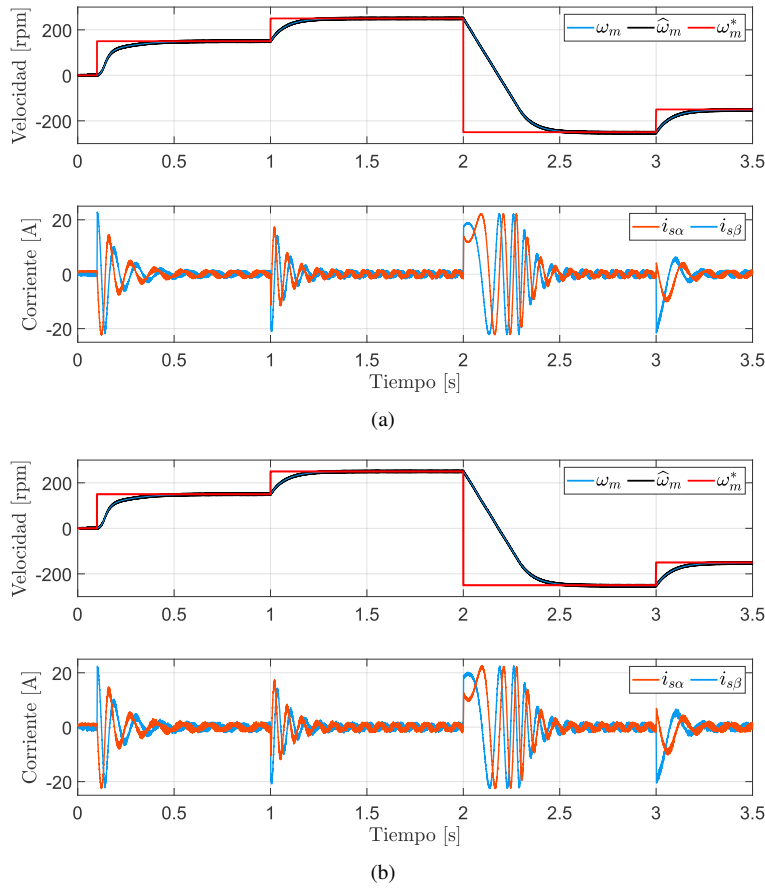


Figura 4.4 Estimación de la velocidad en modo deslizante ante múltiples referencias de velocidad; (a) utilizando PI+PWM, (b) utilizando FCS-MPC

Tabla 4.4 Impacto de estimador en modo deslizante sobre las corrientes de estator en términos del $\text{RMSE}(i_s)$ utilizando el FCS-MPC

	RMSE ($i_{\alpha s}$) [A]	RMSE ($i_{\beta s}$) [A]
ω_m	0.6481	0.6557
$\hat{\omega}_m$	0.7340	0.7307

A fin de conocer el impacto de la incorporación del estimador propuesto al sistema en términos del error cuadrático medio de las corrientes de estator en $(\alpha-\beta)$ a una velocidad de 250 rpm y teniendo en cuenta sólo el control FCS-MPC debido a las similitudes con los resultados obtenidos para el caso del control PI+PWM se han realizado comparaciones de las corrientes medidas con sus referencias primeramente sin el estimador y luego en presencia de la misma. Dichos resultados se presentan en la **Tabla 4.4**. En ella se puede observar que no se presenta un impacto significativo en las corrientes de estator con la inclusión de este estimador en la simulación en términos del RMSE sin embargo estará presente el efecto *chattering*.

Adicionalmente a las pruebas en vacío presentadas anteriormente, se ha realizado una prueba a velocidad de referencia de 250 rpm, al cual se aplica repentinamente un escalón de par de carga de 5 Nm a partir del tiempo $t = 1$ s. Dicha prueba se ha realizado solamente para el caso del FCS-MPC puesto que el comportamiento del PI+PWM es muy similar. El resultado se presenta en la **Figura 4.5**, donde se observa un descenso de la velocidad debido a la carga, así también la respuesta de las corrientes de estator en el marco de referencia $(\alpha-\beta)$ las cuales aumentan con el propósito de mantener la velocidad de referencia. Por otra parte, las oscilaciones en la velocidad estimada se encuentran entre ± 5.4 rpm en régimen permanente.

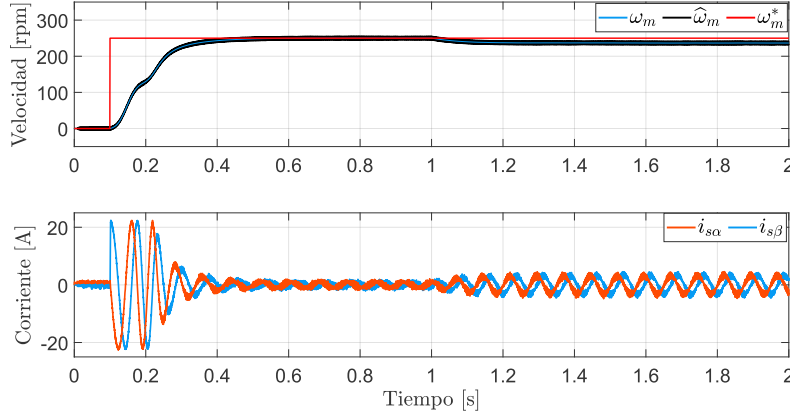


Figura 4.5 Estimación de la velocidad en modo deslizante a $\omega_m^* = 250$ rpm, con $T_L = 5$ Nm en $t = 1$ s, utilizando FCS-MPC

De acuerdo a los resultados presentados, el estimador propuesto basado en el observador en modo deslizante ha demostrado resultados interesantes incluso cuando la máquina se encuentra funcionando bajo distintos regímenes de velocidades y carga. Sin embargo el efecto *chattering* debe ser tenido en cuenta para su implementación real.

4.3 Resumen

En este capítulo se ha abordado el estudio y análisis mediante simulaciones de dos técnicas de estimación de velocidad aplicadas a la MIAH. El primero basado en estimadores de velocidad en lazo abierto, que por su sencillez se ha considerado válida, no obstante al ser el lazo abierto sus prestaciones se ven reducidas a aplicaciones en las que no se necesita un conocimiento preciso de la velocidad. En el segundo caso se ha considerado un estimador basado en observador en modo deslizante el cual presenta características interesantes en el control sensorless debido a su buen rendimiento en el comportamiento del sistema en lazo cerrado considerando las dos técnicas de control del lazo interno de corriente utilizadas para las pruebas de simulación.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

5.1 Conclusiones

El presente Trabajo Final de Maestría ha abordado el estudio teórico de las técnicas de control sensorless aplicado a las MI trifásicas con posibilidad de extrapolarlas a la MIAH. Las principales conclusiones se resumen a continuación:

- Se modeló y simuló dos esquemas de control de corriente para la MIAH de neutros aislados basado en la técnica IRFOC. Por un lado utilizando como lazo interno de control de corriente controladores PI y por el otro utilizando el FCS-MPC como PCC.
- Se analizó y comparó de forma teórica las técnicas de estimación aplicadas a la MI trifásica para luego extrapolarlas a la hexafásica. De todas ellas se optó por utilizar la estimación de la velocidad en lazo abierto basada en la estimación de la velocidad de deslizamiento y la estimación basada en un observador en modo deslizante debido a su simplicidad y menor costo computacional.
- Se analizaron ambas técnicas de estimación de la velocidad del rotor mediante simulaciones bajo distintas condiciones de operación: a velocidad nominal, baja velocidad, en vacío y bajo carga. En tal sentido, los resultados a distintas velocidades

se presentaron en término del error cuadrático medio entre la velocidad medida y la estimada. Además se observó que el estimador basado en el observador en modo deslizante se constituye en una alternativa válida para la MIAH de neutros aislados.

- El proceso de investigación en el área de motores eléctricos de inducción polifásicos ha dado como resultado varios artículos publicados en conferencias internacionales, los cuales pueden ser consultados en el **Apéndice B** de este libro. La **Tabla 5.1** presenta un resumen de los logros y actividades realizadas.

Tabla 5.1 Resumen de logros obtenidos durante la Maestría

Producción/Actividad	Número
Artículos de conferencia internacional como autora principal	1
Artículos de conferencia internacional como co-autora	2
Conferencias/Charlas como expositora	2

5.2 Trabajos Futuros

La utilización de estimadores de velocidad aplicado a accionamientos multifásicos es un tema de investigación que ha sido escasamente abordado y aún no ha llegado a su etapa de madurez atendiendo el extenso campo del control sensorless basados en efectos muy diversos y técnicas de estimación que cubren amplios campos de investigación por sí solas.

Por tal motivo existen varios tópicos que pueden profundizarse dentro de esta línea, entre los que se citan:

- Estudiar el efecto de la utilización de otras superficies de deslizamiento para la estimación de la velocidad.
- Analizar la posibilidad de incluir ganancias adaptativas en los estimadores en modo deslizante durante el funcionamiento de la máquina a bajas velocidades que permitan disminuir el efecto *chattering*.
- Estudiar los efectos de las variaciones de los parámetros de la máquina que pueden llevar a un estado de inestabilidad al estimador.
- Extender el estudio de técnicas sensorless a otras máquinas polifásicas, considerando la misma topología de devanado, incluso con cantidad de fases diferente.
- Validar experimentalmente las técnicas propuestas en el presente Trabajo Final de Maestría y realizar un análisis práctico.

REFERENCIAS

- [1] F. Barrero and M. J. Duran, “Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—Part I,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, 2016.
- [2] W. N. W. A. Munim, M. J. Duran, H. S. Che, M. Bermúdez, I. González-Prieto, and N. A. Rahim, “A unified analysis of the fault tolerance capability in six-phase induction motor drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7824–7836, 2017.
- [3] C. C. Chan, “The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 704–718, 2007.
- [4] A. S. Nanoty and A. R. Chudasama, “Design of multiphase induction motor for electric ship propulsion,” in *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2011, pp. 283–287.
- [5] M. J. Duran, S. Kouro, B. Wu, E. Levi, F. Barrero, and S. Alepuz, “Six-phase PMSG wind energy conversion system based on medium-voltage multilevel converter,” in *14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, pp. 1–10.
- [6] A. S. Abdel-Khalik, A. S. Morsy, S. Ahmed, and A. M. Massoud, “Effect of stator winding connection on performance of five-phase induction machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 3–19, 2014.

- [7] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezzoug, "On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for VSI fed AC machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 506–515, 2004.
- [8] R. Gregor, J. Rodas, D. Gregor, and F. Barrero, "Reduced-order observer analysis in MBPC techniques applied to the six-phase induction motor drives," *Induction Motors-Applications, Control and Fault Diagnostics, Cap. 13*, pp. 357–381, 2015.
- [9] H. S. Che and W. P. Hew, "Dual three-phase operation of single neutral symmetrical six-phase machine for improved performance," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015, pp. 001 176–001 181.
- [10] H. S. Che, M. J. Duran, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, and N. A. Rahim, "Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5406–5416, 2014.
- [11] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives—a technology status review," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007.
- [12] H. Guzman, M. J. Duran, F. Barrero, B. Bogado, and S. Toral, "Speed control of five-phase induction motors with integrated open-phase fault operation using model-based predictive current control techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4474–4484, 2014.
- [13] L. Zheng, J. E. Fletcher, B. W. Williams, and X. He, "A novel direct torque control scheme for a sensorless five-phase induction motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 503–513, 2011.
- [14] M. Ayala, O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, Y. Kali, and P. Wheeler, "Comparative study of non-linear controllers applied to a six-phase induction machine," in *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 2018, pp. 1–6.
- [15] Y. Kali, M. Saad, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, and K. Benjelloun, "Discrete sliding mode control based on exponential reaching law and time delay estimation for an asymmetrical six-phase induction machine drive," *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 11, pp. 1660–1671, 2019.
- [16] M. J. Duran, I. G. Prieto, M. Bermudez, F. Barrero, H. Guzman, and M. R. Arahal, "Optimal fault-tolerant control of six-phase induction motor drives with parallel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 629–640, 2016.
- [17] I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, H. Che, E. Levi, M. Bermúdez, and F. Barrero, "Fault-tolerant operation of six-phase energy conversion systems with parallel machine-side converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 3068–3079, 2016.
- [18] R. Rinkevičienė, B. Mitkienė, and D. Udris, "Modelling of six-phase electric drive with fuzzy controller," in *2019 Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream)*, 2019, pp. 1–6.

- [19] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, Ltd, 2012. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119941446.fmatter>
- [20] K. Rajashekara, A. Kawamura, and K. Matsuse, *Sensorless Control of AC Motor Drives: Speed and Position Sensorless Operation*, ser. A selected reprint series. IEEE Press, 1996.
- [21] F. A. Barrero Herrera, *Análisis de técnicas de control sensorless aplicadas a la estimación de velocidad en máquinas asíncronas*. Tesis de Maestría, Universidad de Alcalá - España, 2016.
- [22] R. Gregor, *Aportaciones al control de corriente de máquina de inducción de seis fases con doble devanado trifásico independiente y asimétrico*. Tesis Doctoral, Universidad de Sevilla - España, 2009.
- [23] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008.
- [24] C. L. Fortescue, "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 37, no. 2, pp. 1027–1140, 1918.
- [25] 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 *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles - International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, 2016, pp. 1–6.
- [26] M. Ayala, *Análisis de algoritmos de control predictivo basado en el modelo aplicado al accionamiento hexafásico*. Tesis de Maestría, Universidad Nacional de Asunción - Paraguay, 2017.
- [27] B. Wilamowski and J. Irwin, *Power Electronics and Motor Drives*, ser. The industrial electronics handbook. CRC Press, 2011. [Online]. Available: <http://www.crcnetbase.com/isbn/9781439802854>
- [28] J. Rodas, *Aplicación de estimadores on-line de variables rotóricas para la mejora de las prestaciones en variadores de velocidad multifásicos*. Tesis Doctoral, Universidad de Sevilla - España, 2016.
- [29] R. H. Nelson and P. C. Krause, "Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, no. 3, pp. 841–848, 1974.
- [30] E. Levi, D. Dujic, M. Jones, and G. Grandi, "Analytical determination of dc-bus utilization limits in multiphase vsi supplied ac drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 2, pp. 433–443, 2008.
- [31] J. Riveros, "Aportaciones en el control de máquinas multifásicas," Ph.D. dissertation, Universidad de Sevilla, 2013.

- [32] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [33] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, ser. IEEE Press series on power engineering. Wiley-IEEE Press, 2013.
- [34] O. Lopez, J. Álvarez, 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.
- [35] S. Toledo, M. Rivera, R. Gregor, J. Rodas, and L. Comparatore, "Predictive current control with reactive power minimization in six-phase wind energy generator using multi-modular direct matrix converter," in *2016 IEEE ANDESCON*, 2016, pp. 1–4.
- [36] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Electrónica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño*. McGraw Hill, 2009.
- [37] J. Guzinski and H. Abu-Rub, "Speed sensorless induction motor drive with predictive current controller," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 699–709, 2013.
- [38] R. Bojoi, F. Farina, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, "Analysis of the asymmetrical operation of dual three-phase induction machines," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, vol. 1, 2003, pp. 429–435.
- [39] A. G. Yepes, A. Vidal, J. Malvar, O. López, and J. Doval-Gandoy, "Tuning method aimed at optimized settling time and overshoot for synchronous proportional-integral current control in electric machines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 3041–3054, 2014.
- [40] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W. Hew, and N. A. Rahim, "Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 407–417, 2014.
- [41] J. W. Kelly, E. G. Strangas, and J. M. Miller, "Multiphase space vector pulse width modulation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 259–264, 2003.
- [42] J. Prieto, F. Barrero, M. Jones, and E. Levi, "A modified continuous pwm technique for asymmetrical six-phase induction machines," in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2010, pp. 1489–1494.
- [43] Y. Kali, M. Ayala, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, R. Gregor, and K. Benjelloun, "Current control of a six-phase induction machine drive based on discrete-time sliding mode with time delay estimation," *Energies*, vol. 12, no. 1, 2019.
- [44] Y. Kali, M. Ayala, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, R. Gregor, and K. Benjelloun, "Time delay estimation based discrete-time super-twisting current control for a six-phase induction motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [45] A. Boulkroune, S. Issaoui, and H. Chekireb, *Adaptive Neuro-Fuzzy Controller of Induction Machine Drive with Nonlinear Friction*. Springer International Publishing, 2016.

- [46] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2017.
- [47] G. S. Buja and M. P. 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.
- [48] 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.
- [49] C. Martín Torres, *Lead pursuit control of multiphase drives*. Tesis Doctoral, Universidad de Sevilla - España, 2020.
- [50] K. Hatua and V. T. Ranganathan, "Direct torque control schemes for split-phase induction machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1243–1254, 2005.
- [51] Z. Zhang, R. Tang, B. Bai, and D. Xie, "Novel direct torque control based on space vector modulation with adaptive stator flux observer for induction motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 3133–3136, 2010.
- [52] D. Stando and M. P. Kazmierkowski, "Novel speed sensorless dtc-svm scheme for induction motor drives," *2013 International Conference-Workshop Compatibility And Power Electronics*, pp. 225–230, 2013.
- [53] R. Bojoi, F. Farina, G. Griva, F. Profumo, and A. Tenconi, "Direct torque control for dual three-phase induction motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1627–1636, 2005.
- [54] A. Taheri, R. Abdolreza, and S. Kaboli, "Comparison of efficiency for different switching tables in six-phase induction motor dtc drive," *Journal of Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 128–135, 2012.
- [55] M. Bermúdez Guzmán, *Novel Control Techniques in Multiphase Drives: Direct Control Methods (DTC and MPC) Under Limit Situations*. Tesis Doctoral, Universidad de Sevilla - España, 2018.
- [56] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodríguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [57] 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.
- [58] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [59] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.

- [60] F. Barrero, M. R. Arahall, R. Gregor, S. Toral, and M. J. Durán, "A proof of concept study of predictive current control for VSI-driven asymmetrical dual three-phase AC machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1937–1954, 2009.
- [61] M. Arahall, F. Barrero, S. Toral, M. Duran, and R. Gregor, "Multi-phase current control using finite-state model-predictive control," *Control Engineering Practice*, vol. 17, no. 5, pp. 579–587, 2009.
- [62] H. Miranda, P. Cortes, J. I. Yuz, and J. Rodriguez, "Predictive torque control of induction machines based on state-space models," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, 2009.
- [63] O. González, M. Ayala, C. Romero, J. Rodas, R. Gregor, L. Delorme, I. González-Prieto, M. J. Durán, and M. Rivera, "Comparative assessment of model predictive current control strategies applied to six-phase induction machines," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2020, pp. 1037–1043.
- [64] M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, O. Gonzalez, and R. Gregor, "Current control designed with model based predictive control for six-phase motor drives," *ISA transactions*, 2019.
- [65] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, 2012.
- [66] R. Gregor, J. Rodas, J. Munoz, M. Ayala, O. Gonzalez, and D. Gregor, "Predictive-fixed switching frequency technique for 5-phase induction motor drives," in *Proc. IEEE SPEEDAM*, Capri, 2016.
- [67] M. Ayala, O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, and M. Rivera, "Predictive control at fixed switching frequency for a dual three-phase induction machine with Kalman filter-based rotor estimator," in *Proc. ICA-ACCA*, Curico, pp. 1–6, 2016.
- [68] J. L. Mora Jiménez, *Aportaciones al control vectorial sin sensores de motores de inducción su realización integrada*. Tesis Doctoral, Universidad de Sevilla - España, 2001.
- [69] R. Joetten and G. Maeder, "Control methods for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltage as measured quantities," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-19, no. 3, pp. 356–363, 1983.
- [70] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford Univ. Press, 1998.
- [71] I. M. Alsofyani and N. R. N. Idris, "A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficient variable frequency drives of induction motors," *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 24, pp. 111–121, 2013.
- [72] R. Gregor and J. Rodas, "Speed sensorless control of dual three-phase induction machine based on a Luenberger observer for rotor current estimation," in *Proc. IECON*. IEEE, Montreal, Canada, pp. 3653–3658, 2012.

- [73] M. A. Mossa, H. Echeikh, A. Iqbal, T. Duc Do, and A. S. Al-Sumaiti, "A novel sensorless control for multiphase induction motor drives based on singularly perturbed sliding mode observer-experimental validation," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 8, p. 2776, 2020.
- [74] A. B. Proca and A. Keyhani, "Sliding-mode flux observer with online rotor parameter estimation for induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 716–723, 2007.
- [75] S. Xepapas, A. Kaletsanos, F. Xepapas, and S. Manias, "Sliding-mode observer for speed-sensorless induction motor drives," *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, vol. 150, no. 6, pp. 611–617, 2003.
- [76] V. Utkin, J. Guldner, and M. Shijun, *Sliding mode control in electro-mechanical systems*. CRC press, 1999, vol. 34.
- [77] H. Brandtstädter, *Sliding mode control of electromechanical systems*. Tesis Doctoral, Technische Universität München, 2009.
- [78] Amuliu Bogdan Proca, A. Keyhani, and J. M. Miller, "Sensorless sliding-mode control of induction motors using operating condition dependent models," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 205–212, 2003.
- [79] A. G. Yepes, J. A. Riveros, J. Doval-Gandoy, F. Barrero, O. López, B. Bogado, M. Jones, and E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings Part 1: Sinusoidal excitation methods," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 27, no. 4, pp. 1056–1066, 2012.
- [80] J. A. Riveros, A. G. Yepes, F. Barrero, J. Doval-Gandoy, B. Bogado, O. Lopez, M. Jones, and E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings Part 2: Time-domain techniques," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 27, no. 4, pp. 1067–1077, 2012.

APÉNDICE A

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este apéndice se presentan los resultados experimentales preliminares obtenidos durante el proceso de investigación de este trabajo en el cual se implementaron dos técnicas de control en la bancada de ensayos del LSPyC.

Dicha bancada cuenta con un motor de inducción asimétrico hexáfase de neutros aislados cuyos parámetros fueron presentados en la **Tabla 4.1**, alimentado por dos módulos VSI trifásicos conectados al mismo DC-link como se observa en la **Figura A.1**. La velocidad de giro de la máquina se obtiene a partir de un sensor óptico incremental que se encuentra acoplado directamente al eje de la máquina. Por otra parte, cuenta con una placa de control basada en el DSP TMS320F28335 *Texas Instruments* y el entorno de desarrollo MCK28335 de la empresa *Technosoft*. Las condiciones de prueba de ambos controles fueron definidos de forma similar a las simulaciones. Cabe mencionar que las pruebas se realizaron en vacío puesto que aún no se cuenta con una carga mecánica que pueda ser aplicada a la bancada de ensayos.



Figura A.1 Fotografía de la bancada de ensayos experimentales del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC)

La implementación preliminar de los controles IRFOC tanto con el lazo interno de corriente basado en controladores PI como con el basado en FCS-MPC han aportado experiencias muy importantes en cuanto a las dificultades y las distancias existentes entre el estudio teórico y la implementación práctica, revelando un gran número de problemas adicionales que no se encuentran contempladas a la hora de realizar la simulación.

En la **Figura A.2** se muestran los resultados experimentales del control IRFOC con lazo interno de corriente basado en controladores PI ante una referencia de velocidad de 250 rpm, en vacío y con la velocidad medida por medio del sensor acoplado a la máquina.

De la misma manera en la **Figura A.3** se presentan los resultados experimentales del control IRFOC con lazo interno de corriente basado en FCS-MPC ante una referencia de velocidad de 250 rpm, en vacío y con la velocidad medida por medio del sensor acoplado a la máquina.

Estos resultados fueron obtenidos de manera preliminar con la intención de ser optimizados con miras a la incorporación de técnicas sensorless como trabajo futuro.

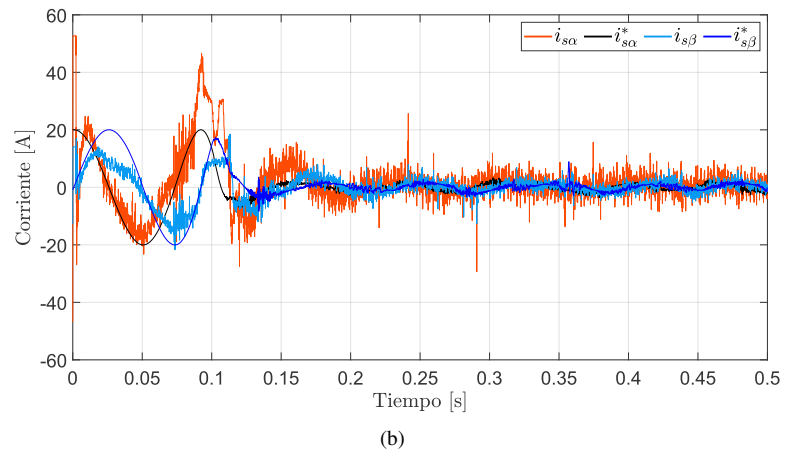
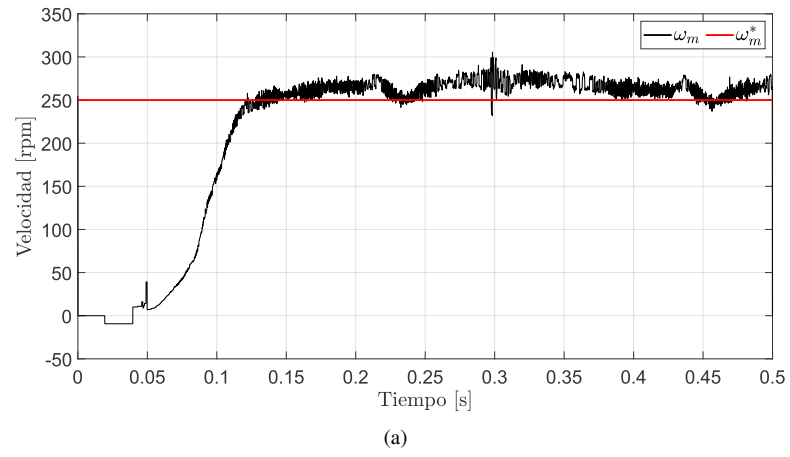


Figura A.2 Resultado experimental preliminar del control lineal con referencia de velocidad de 250 rpm; (a) velocidad, (b) corrientes en el marco de referencia (α - β)

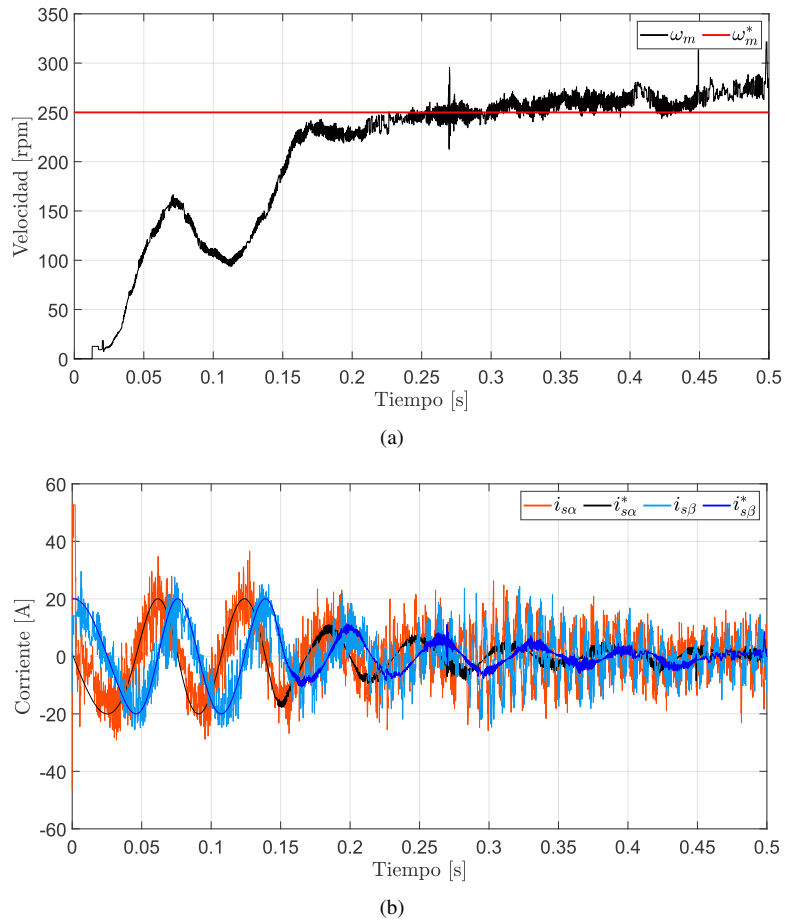


Figura A.3 Resultado experimental preliminar del control predictivo con referencia de velocidad de 250 rpm; (a) velocidad, (b) corrientes en el marco de referencia (α - β)

APÉNDICE B

ARTÍCULOS PUBLICADOS

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

1. **L. Delorme**, M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, O. Gonzalez and J. Doval-Gandoy, "Comparison of the Effects on Stator Currents Between Continuous Model and Discrete Model of the Three-phase Induction Motor in the Presence of Electrical Parameter Variations," 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Buenos Aires, Argentina, 2020, pp. 151-156.
DOI: 10.1109/ICIT45562.2020.9067265.
2. O. González, M. Ayala, C. Romero, J. Rodas, R. Gregor, **L. Delorme**, I. González-Prieto, M. Durán and M. Rivera, "Comparative Assessment of Model Predictive Current Control Strategies applied to Six-Phase Induction Machine", 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Buenos Aires, Argentina, 2020, pp. 1037-1043.
DOI: 10.1109/ICIT45562.2020.9067279.
3. E. Paiva, **L. Delorme**, M. Gomez-Redondo, E. Cristaldo, J. Rodas, Y. Kali, R. Gregor, "Sliding Mode Current Control with Luenberger Observer applied to a Three Phase Induction Motor", The 5th International Conference on Renewable Energy in Developing Countries REDEC 2020, Marrakech, Morocco, 2020

B.1 Artículo 1

Comparison of the Effects on Stator Currents Between Continuous Model and Discrete Model of the Three-phase Induction Motor in the Presence of Electrical Parameter Variations

1st Larizza Delorme 

Master Student in Electronic Engineering
Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)
 Asuncion, Paraguay
 laridelorme@gmail.com

2nd Magno Ayala 

Laboratory of Power and Control Systems (LSPyC)
Universidad Nacional de Asunción
 Luque, Paraguay
 mayala@ing.una.py

3th Jorge Rodas 

Laboratory of Power and Control Systems (LSPyC)
Universidad Nacional de Asunción
 Luque, Paraguay
 jrodas@ing.una.py

4th Raul Gregor 

Laboratory of Power and Control Systems (LSPyC)
Universidad Nacional de Asunción
 Luque, Paraguay
 rgregor@ing.una.py

5th Osvaldo Gonzalez 

Laboratory of Power and Control Systems (LSPyC)
Universidad Nacional de Asunción
 Luque, Paraguay
 ogonzalez@ing.una.py

6th Jesus Doval-Gandoy 

Applied Power Electronics Technology Research Group (APET)
Universidad de Vigo
 Vigo, Spain
 jdoval@uvigo.es

Abstract—Three-phase induction motors are the most widely used electrical energy conversion machines due to their low cost, robustness, and ease of maintenance. Hence, the mathematical model analysis is fundamental to comprehend the behavior of the machine in order to implement a certain type of control. This article presents a comparison between the effects on the current, in steady-state, of electrical parameter variations of a three-phase induction motor model based on discrete-time with a continuous model by considering electrical parameters fixed in nominal values. Side by side comparisons between the application of pure sinusoidal waveforms and PWM waveforms generated by a voltage source inverter to the induction motor are presented. Simulation results are provided to show the parameter with the most significant impact over the machine when varying values.

Index Terms—Induction motors, magnetization inductance, predictive discretized model.

I. INTRODUCTION

Historically, one of the most used drives in industrial applications have been the induction machines due to some specific characteristics such as low cost, robustness and ease of maintenance [1]. As a consequence, the interest in the use of induction motor (IM) drives has allowed the development of well-established control techniques as field oriented control, direct torque control and, more recently, model predictive control (MPC) [2]–[5]. However, to apply control techniques, it is important to have a finished model to describe the

properties of the physical system precisely in order to be controlled optimally [6]. In the design of the mathematical model of IMs, it is necessary to know the electrical and mechanical parameters. Some of these can be provided by the manufacturer or can be obtained through standardized tests [7], but in operation, these values, which are assumed as nominal in the equivalent circuit, vary according to different load conditions and effects such as temperature, magnetic saturation, skin effect, harmonics and rotor movement [1], [7], [8].

A precise knowledge of the parameter values is essential to determine a suitable model. When vector control or non-linear control techniques are used [9]–[11], such as the MPC, the control efficiency depends on the model to predict the states and to produce the desired performance [12]. For instance, in accurate speed estimation for the operation of speed-sensorless using machine model-based approaches [13]–[15]. In previous works, parameter identification processes are presented to obtain values focused on the magnetization inductance as in [1], [16]–[18] or focused on rotor and stator resistances as in [16], [19]. In other works, mathematical models are proposed considering magnetic saturation as in [20], [21].

Generally, parameters like stator and rotor resistance as well as magnetization inductance are considered constant in the model for simplicity without knowing how much this affects

the performance of the electric drive. This paper aims to present a quantitative analysis of the impact on the currents of the electrical parameter variations in the discrete model concerning the continuous model with nominal values of the IM, in terms of the Mean Square Error (MSE). Variations are applied by taking into account several values in a range and comparisons of the effect between an operation of the IM with pure sinusoidal waveforms and voltage source inverter are presented.

The rest of this paper is organized as follows. The IM mathematical model in continuous time is presented in Section II. Then, in Section III, the model of the IM in discrete-time is described. In order to compare the effects of the variations, two types of power supply are exposed in Section IV. In Section V, simulation tests are described, and the results of the parameter variations is examined. Finally, conclusions are presented in the last section.

II. IM MATHEMATICAL MODEL

The dynamic model of the three-phase IM can be expressed in the stationary reference frame α - β such as:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s}{dt} \\ 0 &= R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r}{dt} - j\omega_r \boldsymbol{\lambda}_r \\ \boldsymbol{\lambda}_s &= L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \\ \boldsymbol{\lambda}_r &= L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \end{aligned} \quad (1)$$

where R_s and R_r are the stator and rotor resistances, respectively, L_m is the magnetizing inductance, L_s and L_r are the stator and rotor inductances, $\mathbf{v}_s$, $\mathbf{i}_s$, $\mathbf{i}_r$, are the stator voltage vector, the stator current and the rotor current vectors, $\boldsymbol{\lambda}_s$ and $\boldsymbol{\lambda}_r$ are the stator and rotor flux vectors. All electrical variables mentioned in (1) are two-dimensional complex space vector where the real and imaginary part denotes the components in the α - β plane. A general block diagram is represented in Fig. 1.

The electromagnetic torque can be expressed by:

$$T_e = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \text{Im} \{ \bar{\boldsymbol{\lambda}}_r \mathbf{i}_s \} \quad (2)$$

where p_p is the number of pole pairs and $\bar{\boldsymbol{\lambda}}_r$ is the complex conjugate of the rotor flux vector. In order to describe the behavior of the mechanical speed ω_m and the electric rotor speed ω_r according to the electromagnetic torque T_e and load torque T_l , the mechanical equation is given by:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m = T_e - T_l \quad (3)$$

where J is the inertia of the mechanical shaft and B the friction coefficient. The mechanical speed in terms of electrical rotor speed is defined as:

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{p_p} \quad (4)$$

The continuous model (1)-(4) can be represented using the state-space representation as follows:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

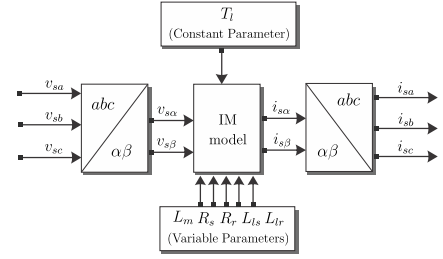


Fig. 1. Block diagram of the IM model.

where: $\mathbf{x}(t) = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}]^T$ represent the state vector considering the stator current and the rotor flux variables, $\mathbf{u}(t) = [v_{s\alpha}, v_{s\beta}]^T$ are the voltage input applied to the stator, and $\mathbf{y}(t)$ denotes the output vector. The superscript (T) is used to denote the transposed matrix and to define the dynamic of the electrical drive are used the matrices $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ and $\mathbf{C}$. Then:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & c_2 & c_3\omega_r \\ 0 & c_1 & -c_3\omega_r & c_2 \\ c_5 & 0 & c_6 & -\omega_r \\ 0 & c_5 & \omega_r & c_6 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} c_4 & 0 \\ 0 & c_4 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

where:

$$\begin{aligned} c_1 &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r \tau_r}\right) & c_2 &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & c_3 &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \\ c_4 &= \frac{1}{\sigma L_s} & c_5 &= \frac{L_m}{\tau_r} & c_6 &= -\frac{1}{\tau_r} \\ \sigma &= 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} & \tau_r &= \frac{L_r}{R_r} \end{aligned}$$

III. DISCRETE-TIME IM MODEL

The first order Euler approximation is applied in order to predict the state variables in the next sampling time and to keep computing cost low. The derived approximation is given by:

$$\dot{\mathbf{x}} \simeq \frac{\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k)}{T_s} \quad (9)$$

where $\mathbf{x}$ is the state variable, T_s is the sampling time and k represent the current sample.

Using (9) and (5), can be rewritten as:

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}T_s\mathbf{u}(k) \quad (10)$$

where $\mathbf{x}(k) = [i_{s\alpha}(k) i_{s\beta}(k) \lambda_{r\alpha}(k) \lambda_{r\beta}(k)]^T$, $\mathbf{I}$ is the identity matrix and $\mathbf{u}(k) = [v_{s\alpha}(k) v_{s\beta}(k)]^T$.

IV. TYPES OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR POWER SUPPLIES

In this section, two types of three-phase IM power supplies are described. These are considered in the analysis of impact of parameter variations.

A. Pure Sinusoidal Waveforms

This method consists of the direct connection of the stator windings to three-phase voltages sinusoidal, which have a 120 degree phase shift between each other, with the amplitude and frequency adjusted to the IM nominal voltage values.

B. Three-phase voltage source inverter

One of the most used configurations of power electronic converters consists of an uncontrolled rectifier connected to a voltage source inverter (VSI) through a DC-Link. Fig. 2 shows the three-phase inverter which has three legs, each consisting of two electronic switches. The output of the VSI corresponds to each midpoint between these switches. A three-phase VSI with pulse width modulation (PWM) allows the control of the three-phase output voltages in amplitude and frequency through three sinusoidal reference voltages of controlled amplitude. In the PWM technique, each reference voltage is compared to a triangular waveform, the comparator's output defines the switching states used to drive the inverter switches.

The triangular waveform has a switching frequency that sets the frequency at which the switches will operate. On the other hand, the sinusoidal reference signal has the desired fundamental frequency of the inverter voltage output.

The output voltages of the inverter v_{zN} with respect to the negative bus of the DC-link N , are defined by the switching states S_z in each leg as follow:

$$v_{zN} = V_{dc}S_z \quad (11)$$

where the phases are represented by $z = [a, b, c]$.

Considering balanced operating conditions, the relationship between the phase voltages of the VSI output v_{zN} with the phase voltages v_{zn} and the negative DC-link bus voltages v_{nN} is expressed by:

$$\begin{aligned} v_{zn} &= v_{zN} - v_{nN} \\ &= V_{dc}S_z - \frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) \end{aligned} \quad (12)$$

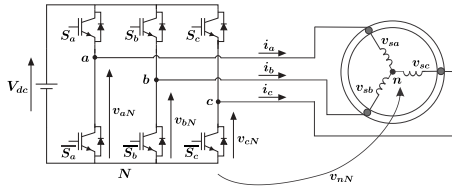


Fig. 2. VSI scheme connected to a 3-phase IM.

TABLE I
MECHANICAL AND ELECTRICAL PARAMETERS OF IM

Parameter	Value	Parameter	Value
R_s	0.7384 Ω	p_p	2
R_r	0.7402 Ω	B	0.000503 kg.m ² /s
L_{ls}^*	3.045 mH	J	0.0343 kg.m ²
L_{lr}^*	3.045 mH	Nominal speed	1440 rpm
L_s	127.1 mH	Nominal power	7.5 kW
L_r	127.1 mH	Voltage (line-line)	400 V
L_m	124.1 mH	Nominal frequency	50 Hz

* Are the leakage inductances. $L_s = L_{ls} + L_m$ and $L_r = L_{lr} + L_m$

where v_{zn} are the voltages on IM stator windings with star connection, v_{sa} , v_{sb} and v_{sc} .

The output voltages provided by the VSI are not purely sinusoidal, since it provides discrete output voltages which contain components of higher frequencies multiples of the fundamental frequency [22], [23].

V. ANALYSIS METHOD AND SIMULATIONS

The simulations of the three-phase IM in open loop, for both mentioned models, are implemented using MATLAB/Simulink software. Table I presents the mechanical and electrical parameters of the IM under study. In all cases, constant load conditions of 25% of the nominal value is applied. Sampling time of 10 μ s is considered.

Initially, a balanced set of three-phase, fundamental harmonic voltages, adjusted at the nominal voltage of the machine, are applied to the IM continuous model and the output currents in steady-state are obtained, disregarding the magnetic saturation effect, and by considering L_m , R_s , R_r , L_{ls} , and L_{lr} , constant in their nominal values.

The same power supply is applied to the discrete model and a single parameter is varied, measured and compared at once. The variation of the electrical parameters values are realized taking 13 points in a range of $\pm 30\%$ of their nominal values. Obtained results for the stator currents $i_{s\alpha}$ in steady-state applied to the IM discrete model, are shown in Fig. 3 and Fig. 4.

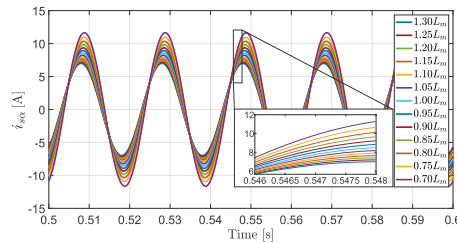


Fig. 3. Results of the current $i_{s\alpha}$ in steady-state, varying L_m parameter value and by applying three-phase sinusoidal waveforms at the IM discrete model.

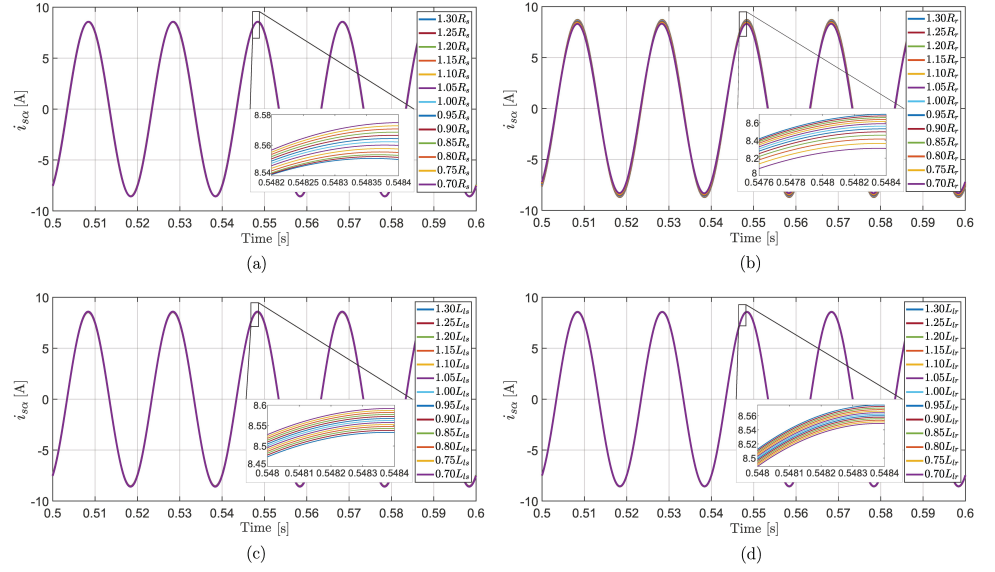


Fig. 4. Results of the current $i_{s\alpha}$ in steady-state, varying the parameter values: (a) R_s ; (b) R_r ; (c) L_{ls} ; (d) L_{lr} , and by applying three-phase sinusoidal waveforms at the IM discrete model.

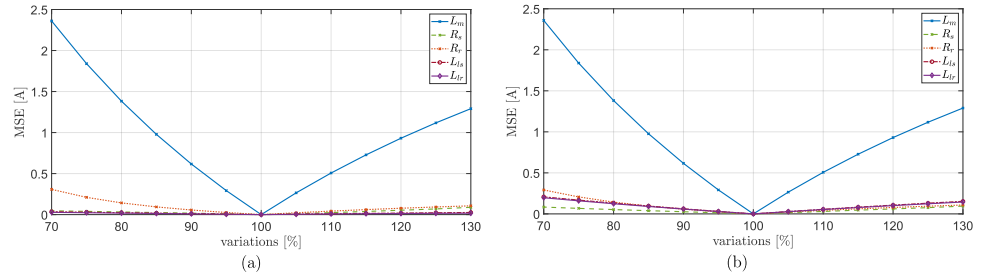


Fig. 5. MSE by considering the parameters variations in an IM model: (a) applying pure sinusoidal waveforms; (b) applying three-phase VSI.

The quantitative indicator, used to represent differences between the discrete model and the continuous model, is obtained by analyzing the results of the currents in steady-state of both models and by calculating the MSE between the stator currents obtained in continuous model $i_s^*(k)$ with electrical parameters fixed at the nominal values and the stator currents obtained in discrete model $i_s(k)$ considering the range of parameter variations above mentioned. MSE is given by:

$$\text{MSE} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=m+1}^{m+n} (i_s^*(k) - i_s(k))^2} \quad (13)$$

where n is the total number of samples taken in an interval, and m is the number taken as a starting point in steady-state. Both are represented by integer numbers.

By calculating the MSE for the stator currents $i_{s\alpha}$ and comparing, taking into account 13 variation points of each parameter, the results can be seen in Fig. 5(a). The curve that corresponds to the variation of the magnetization inductance represents the variable with the most significant impact on the MSE of the stator currents between the discrete model and continuous model, being L_m present in practically all the equations of the three-phase IM mathematical model. Table II

TABLE II
STEADY STATE ANALYSIS OF MSE OF THE STATOR CURRENTS IN α - β PLANE AT DIFFERENT VALUES OF THE ELECTRICAL PARAMETERS BY APPLYING THREE PURE SINUSOIDAL VOLTAGE

%	L_m [H]	MSE [A]	R_s [Ω]	MSE [A]	R_r [Ω]	MSE [A]	L_{ls} [H]	MSE [A]	L_{lr} [H]	MSE [A]
70	0.0869	2.3600	0.5169	0.0470	0.5181	0.3075	0.0021	0.0355	0.0021	0.0277
75	0.0931	1.8398	0.5538	0.0397	0.5552	0.2103	0.0023	0.0291	0.0023	0.0228
80	0.0993	1.3826	0.5907	0.0323	0.5922	0.1428	0.0024	0.0233	0.0024	0.0184
85	0.1055	0.9777	0.6276	0.0250	0.6292	0.0938	0.0026	0.0176	0.0026	0.0140
90	0.1117	0.6166	0.6646	0.0176	0.6662	0.0562	0.0027	0.0116	0.0027	0.0094
95	0.1179	0.2925	0.7015	0.0094	0.7032	0.0258	0.0029	0.0057	0.0029	0.0046
100	0.1241	0.0000	0.7384	0.0000	0.7402	0.0000	0.0030	0.0000	0.0030	0.0000
105	0.1303	0.2653	0.7753	0.0112	0.7772	0.0226	0.0032	0.0053	0.0032	0.0043
110	0.1365	0.5069	0.8122	0.0243	0.8142	0.0428	0.0033	0.0102	0.0033	0.0080
115	0.1427	0.7281	0.8492	0.0384	0.8512	0.0610	0.0035	0.0146	0.0035	0.0110
120	0.1489	0.9311	0.8861	0.0532	0.8882	0.0777	0.0037	0.0187	0.0037	0.0135
125	0.1551	1.1182	0.9230	0.0693	0.9253	0.0930	0.0038	0.0224	0.0038	0.0155
130	0.1631	1.2913	0.9599	0.0890	0.9623	0.1072	0.0040	0.0260	0.0040	0.0171

TABLE III
COMPARATIVE OF MSE OF THE STATOR CURRENTS IN α - β PLANE BY APPLYING THREE PURE SINUSOIDAL VOLTAGE RESPECT TO MSE USING THREE-PHASE VSI ON THE IM AT DIFFERENT VALUES OF THE L_m AND R_r

%	L_m [H]	MSE [A]	VSI-MSE [A]	R_r [Ω]	MSE [A]	VSI-MSE [A]
70	0.0869	2.3600	2.3578	0.5181	0.3075	0.2915
75	0.0931	1.8398	1.8381	0.5552	0.2103	0.2070
80	0.0993	1.3826	1.3814	0.5922	0.1428	0.1436
85	0.1055	0.9777	0.9768	0.6292	0.0938	0.0950
90	0.1117	0.6166	0.6160	0.6662	0.0562	0.0570
95	0.1179	0.2925	0.2922	0.7032	0.0258	0.0261
100	0.1241	0.0000	0.0000	0.7402	0.0000	0.0000
105	0.1303	0.2653	0.2650	0.7772	0.0226	0.0228
110	0.1365	0.5069	0.5065	0.8142	0.0428	0.0431
115	0.1427	0.7281	0.7274	0.8512	0.0610	0.0615
120	0.1489	0.9311	0.9303	0.8882	0.0777	0.0784
125	0.1551	1.1182	1.1172	0.9253	0.0930	0.0939
130	0.1631	1.2913	1.2901	0.9623	0.1072	0.1083

exposes the values of the MSE for each parameter variation under study. As can be seen, L_m reaches the highest MSE in magnetic saturation condition (low L_m). The next parameter that has a significant effect is R_r which shows a higher effect on stator currents MSE at low values. Still the MSE effect is approximately of 13% of L_m effect. The other parameters show an impact of approximately between 1% to 2% of L_m effect, being considered insignificant compared to L_m and R_r variations.

The same procedures described for evaluating the effect of parameter variations by applying three-phase pure sinusoidal voltage are performed using the three-phase VSI with carrier-based sinusoidal PWM, on both models. In Fig. 5(b), it can be noticed the magnetization inductance continues to have a greater impact than the other parameters on the stator current error. However, the impact of the rotor resistance represents approximately 12.3%, stator resistance 3.5% and the leakage

inductances about 8.8%, at low values, with respect to the L_m effect.

Table III shows the comparison between the two types of IM power supplies in terms of the MSE of the stator current in steady-state and the variations of the L_m and R_r values.

VI. CONCLUSION

In this paper, a discrete model of an IM with electrical parameter variations is compared with a continuous model where the electrical parameters are fixed in nominal values. In order to determine the effects on the stator current in a steady-state, the variations of the parameters are made in a range of 70% to 130% of nominal values and the errors are represented in terms of the MSE. The results of the analysis of the MSE of stator currents, in steady-state, with the variations of the parameters such as magnetization inductance, stator resistance, rotor resistance, leakage inductance of the stator and rotor, show that variations of the leakage inductances and

stator resistance have an insignificant impact on the current. However, the variation of the rotor resistance is more notorious and the magnetization inductance has the greatest impact in the IM powered by three-phase sinusoidal sources and with a three-phase VSI. Taking these conclusions into account, an analysis of the effects of variations of the electrical parameters on a closed-loop system by implementing a model-based control will be presented in future work.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the financial support from the Paraguayan Science and Technology National Council (CONACYT) through Grant Number POSG17-69.

REFERENCES

- [1] M. Matsushita, F. Ishibashi, and S. Mizuno, "Calculation of magnetizing inductance and magnetizing current of squirrel cage induction motor," in *19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, November 2016, pp. 1–5.
- [2] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodriguez, and R. M. Kennel, "Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of PTC and PCC methods," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671–681, June 2015.
- [3] A. Favato, P. G. Carlet, F. Toso, and S. Bolognani, "A novel formulation of continuous control set mpc for induction motor drives," in *IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, May 2019, pp. 2196–2202.
- [4] M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, O. Gonzalez, and R. Gregor, "Current control designed with model based predictive control for six-phase motor drives," *ISA Transactions*, 2019.
- [5] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, G. Rivas, and J. Doval-Gandoy, "Variable-speed control of a six-phase induction machine using predictive-fixed switching frequency current control techniques," in *9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, June 2018, pp. 1–6.
- [6] E. Levi, "Impact of iron loss on behavior of vector controlled induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1287–1296, 1995.
- [7] M. Kral and R. Gono, "Dynamic model of asynchronous machine," in *18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, May 2017, pp. 1–4.
- [8] S. A. A. Maksoud and T. V. Chestyunina, "Simulation and experimental increased temperature effect on induction motor parameters," in *XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE)*, October 2018, pp. 258–263.
- [9] Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, and R. Gregor, "Nonlinear backstepping with time delay estimation for six-phase induction machine," in *IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, May 2019, pp. 1798–1804.
- [10] Y. Kali, M. Saad, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, and K. Benjelloun, "Discrete sliding mode control based on exponential reaching law and time delay estimation for an asymmetrical six-phase induction machine drive," *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 11, pp. 1660–1671, 2019.
- [11] Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, R. Gregor, K. Benjelloun, J. Doval-Gandoy, and G. Goodwin, "Speed control of a five-phase induction motor drive using modified super-twisting algorithm," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, June 2018, pp. 938–943.
- [12] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 40.
- [13] A. Taheri and M. Mohammadbeigi, "Speed sensor-less estimation and predictive control of six-phase induction motor using extended Kalman filter," in *The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, February 2014, pp. 13–18.
- [14] 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 *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, November 2016, pp. 1–6.
- [15] E. Zerdali and M. Barut, "The comparisons of optimized extended kalman filters for speed-sensorless control of induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 6, pp. 4340–4351, June 2017.
- [16] H. A. Toliyat, E. Levi, and M. Raina, "A review of RFO induction motor parameter estimation techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 271–283, June 2003.
- [17] M. S. Zaky, M. M. Khater, H. Yasin, and S. S. Shokralla, "Magnetizing inductance identification algorithm for operation of speed-sensorless induction motor drives in the field weakening region," in *12th International Middle-East Power System Conference (MEPCON)*, March 2008, pp. 103–108.
- [18] L. Liu, Y. Guo, and J. Wang, "Online identification of mutual inductance of induction motor without magnetizing curve," in *Annual American Control Conference (ACC)*, June 2018, pp. 3293–3297.
- [19] B. M. Chandra and S. T. Kalyani, "Online estimation of stator resistance in vector control of induction motor drive," in *IEEE Fifth India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, December 2012, pp. 1–5.
- [20] O. Kiselychuk, M. Bodson, and J. Wang, "Comparison of two magnetic saturation models of induction machines and experimental validation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 81–90, January 2017.
- [21] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham, "On-line rotor resistance identification for induction motor drive with artificial neural networks supported by a simple pi stator resistance estimator," in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, vol. 1, November 2003, pp. 433–438 Vol.1.
- [22] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [23] Keliang Zhou and Danwei Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186–196, February 2002.

B.2 Artículo 2

Comparative Assessment of Model Predictive Current Control Strategies applied to Six-Phase Induction Machines

O. González , M. Ayala , C. Romero , J. Rodas , R. Gregor  L. Delorme 
 Lab. of Power and Control Systems Universidad del Cono Sur de las Américas
 Universidad Nacional de Asunción Asunción, Paraguay
 Luque, Paraguay laridelorme@gmail.com
 {ogonzalez, mayala, cromero, jrodas, rgregor}@ing.una.py

I. González-Prieto , M.J. Durán  M. Rivera 
 Dept. of Electrical Engineering Lab. of Energy Conversion and Power Electronics
 Universidad de Málaga Universidad de Talca
 Málaga, Spain Curicó, Chile
 ignaciogp87@gmail.com, mjduran@uma.es marcoriv@utalca.cl

Abstract—Nowadays, model predictive current control strategy has become a viable alternative because of its fast response for high-reliability systems, such as multiphase machines. In that regard, this paper proposes a comparative assessment of four current controllers based on the model using different approaches as virtual vectors, modulation techniques and further, combining these strategies in order to deal at the same time with the regulation of the main and secondary currents components, known as $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$, respectively, applied to six-phase induction machines. Simulation results are presented so as to show the effectiveness of the four model predictive current controllers, taking into account the mean squared error and the total harmonic distortion of the stator currents in both steady and dynamic conditions.

Index Terms—Multiphase machines, predictive current control, six-phase induction machine, virtual vectors.

NOMENCLATURE

KF	Kalman filter.
MPC	Model predictive control.
MPCCS	Model predictive current control strategy.
MSE	Mean squared error.
PFSCCS	Predictive fixed-switching current control strategy.
SPIM	Six-phase induction machine.
THD	Total harmonic distortion.
VSD	Vector space decomposition.
VSI	Voltage source inverter.
VV	Virtual vector.

I. INTRODUCTION

Recently, the attention of the research community has been focused on multiphase induction machines due to their advantages over the three-phase induction machines, such as, better power split per phase, lower current harmonic content, less torque ripple production and fault tolerance capabilities [1]–[3]. However, the $(x-y)$ secondary current components present

in multiphase machines need special consideration due to their relationship with the stator copper losses. Different control strategies over the years have been proposed for multiphase [4]–[11], one of them with promising features is MPC, described in [12]–[16], but they all present a high harmonic content in the stator currents compared to other approaches.

The PFSCCS adds a modulation stage to MPC strategy, in order to use three vectors in each sampling period. Consisting of two active vectors and the null vector, its advantages are: 1. Applying more than one vector in the sampling period helps to obtain voltages in $(\alpha-\beta)$ sub-spaces closer to the reference and avoids large voltages at low sampling rates that would be obtained by applying a single vector throughout the sampling period. 2. The selected active vectors are the largest, thus decreasing their components in the $(x-y)$ sub-spaces. 3. A fixed switching pattern is applied so that the frequency spectrum of harmonics is reduced [17]–[19].

Another control technique that uses modulation in combination with MPC is proposed in [20]. This technique cancels the components in the $(x-y)$ sub-space by combining two pairs of vectors. Each vector is composed by one large medium and one large vector in the $(\alpha-\beta)$ sub-space, with the same common direction, and opposite in the secondary sub-space, to form a vector called VV [20], [21]. The application of the VV ensures zero production of average voltage $(x-y)$, and the combination of two VVs provides greater accuracy in the voltage supply. Although, the tracking in the main sub-space may still be improved, for example by increasing the amount of vectors to be used taking advantage of the computational capabilities left over from the digital controllers, such as digital signal processors.

Two predictive control models are proposed in this article. The first one, is a variant of the PFSCCS control model called

5V-PFCCS. It uses 5 vectors to obtain the desired voltage in the $(\alpha-\beta)$ sub-spaces while trying to reduce the voltage in the $(x-y)$ sub-spaces through their strategic selection. The second predictive control model called PFSCCS-VVs is a variant of the VV-MPC. This control method hopes to take advantage of the voltage cancellation in the $(x-y)$ sub-space and at the same time increase the voltage accuracy in the main sub-space. In this context, the main contribution of this paper is the comparative assessment of four model predictive control strategies by employing modulation techniques through simulation results applied to SPIM taking into account the main and secondary plane, termed as, $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$, from now on, respectively. The effectiveness of the four current controllers is analyzed by means of the MSE and the THD so as to compare the advantages and limitations of each current control strategy. The four current controllers are examined at different speeds in steady state operation. Further, each strategy has been tested under transient operation to prove the system behavior.

This paper is structured as follows. Modeling of the SPIM including the two-level six-phase VSI employed in this study is analyzed in Section II. The comparative assessment of current controllers based on the laws of the MPC to the presented system is described in Section III. Section IV presents the proposed predictive currents controllers, explaining the behavior of the modulation strategies used in the predictive control. Simulations results of each MPCCS in both steady and dynamic operations are depicted in Section V in order to present their benefits and limitations. Finally, the conclusions are summarized and discussed in Section VI.

II. MODELING OF THE SPIM AND VSI

In this section the main characteristics of the used SPIM drive are presented. The SPIM employed in this comparative assessment is fed by a two-level six-phase VSI. A simplified topology is presented in Fig. 1. Each switching configuration of the VSI is represented by S_p , where S_p can take two possible values that belong to 0 or 1, i.e., $S_p = 1$ if the upper switch is up and the lower switch is down and the opposite takes place if $S_p = 0$. Hence, it is feasible to represent the switching configurations per leg of the two-level six-phase VSI like a vector: $[S_p] = [S_a, S_b, S_c, S_d, S_e, S_f]$, which produces 64 valid switching configurations that include 48 active non redundant vectors and one zero vector.

In this context, stator voltages of the considered VSI can be calculated by the DC-link voltage, known as, (V_{dc}) and the S_p vector, as shown in (1).

$$VSI_{[M]} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} S_p^T \quad (1)$$

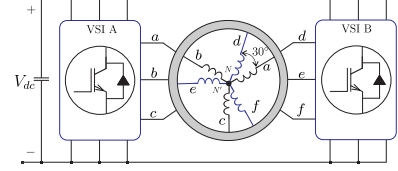


Fig. 1. SPIM fed by two-level six-phase VSI.

Afterwards, by combining the VSD strategy [22] and employing an invariant amplitude transformation matrix criterion [14], depicted in (2), the six-phase stator voltages of the SPIM are mapped into three-two orthogonal stationary sub-spaces, which are $(\alpha-\beta)$, $(x-y)$ and (z_1-z_2) . The $(\alpha-\beta)$ sub-space is related to the torque and flux contribution. The $(x-y)$ sub-space is associated with the copper losses. The (z_1-z_2) sub-space is not taken into account because of the isolated neutral points topology considered.

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ x \\ y \\ z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Therefore, the sixty-four switching configurations in the $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ sub-spaces are represented in Fig. 2. Further, the SPIM mathematical model can be expressed by means of state-space approach, which is established by:

$$\dot{X}'_{(t)} = A_{(t)} X_{(t)} + B_{(t)} U_{(t)} + H n_{p(t)} \quad (3)$$

where the input vector of the considered state-space model is represented by $U_{(t)}$, the mentioned state vector is $X_{(t)}$ and the electrical parameters of the SPIM are represented through the matrices $A_{(t)}$ and $B_{(t)}$. While the process noise is established as $n_{p(t)}$ and the noise weight matrix by H .

According to the equation (3), which expresses the state-space model of the SPIM, and choosing the $(\alpha-\beta)$, $(x-y)$ stator currents and $(\alpha-\beta)$ rotor currents as state vectors ($x_1 = i_{\alpha s}$, $x_2 = i_{\beta s}$, $x_3 = i_{xs}$, $x_4 = i_{ys}$, $x_5 = i_{\alpha r}$ and $x_6 = i_{\beta r}$), the SPIM equations can be represented in the next way:

$$\begin{aligned} \dot{x}'_1 &= -R_s q_2 x_1 + q_4 (L_m \omega_r x_2 + R_r x_5 + L_r \omega_r x_6) + q_2 u_1 \\ \dot{x}'_2 &= -R_s q_2 x_2 + q_4 (-L_m \omega_r x_1 - L_r \omega_r x_5 + R_r x_6) + q_2 u_2 \\ \dot{x}'_3 &= -R_s q_3 x_3 + q_3 u_3 \\ \dot{x}'_4 &= -R_s q_3 x_4 + q_3 u_4 \\ \dot{x}'_5 &= R_s q_4 x_1 + q_5 (-L_m \omega_r x_2 - R_r x_5 - L_r \omega_r x_6) - q_4 u_1 \\ \dot{x}'_6 &= R_s q_4 x_2 + q_5 (L_m \omega_r x_1 + L_r \omega_r x_5 - R_r x_6) - q_4 u_2 \end{aligned} \quad (4)$$

where the coefficients are defined as follows:

$$q_1 = L_s L_r - L_m^2, \quad q_2 = \frac{L_r}{q_1} \quad (5)$$

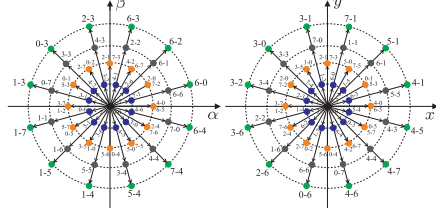


Fig. 2. Space vector representations in the $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ sub-spaces for a SPIM.

$$q_3 = \frac{1}{L_{ls}}, q_4 = \frac{L_m}{q_1}, q_5 = \frac{L_s}{q_1} \quad (6)$$

being $R_s, R_r, L_m, L_r = L_{lr} + L_m$ and $L_s = L_{ls} + L_m$ the electrical parameters of the SPIM. The input vector is composed of the applied stator voltages, which are $u_1 = v_{\alpha s}, u_2 = v_{\beta s}, u_3 = v_{xs}$ and $u_4 = v_{ys}$. Further, the SPIM equations contain the rotor electrical speed ω_r .

Since the drive of the SPIM is also composed of the VSI model, it is achievable to convert the gating signals into stator voltages which can be mapped to $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ sub-spaces represented in the vector $U(t) = [u_1, u_2, u_3, u_4]^T$ and calculated through the next expressions:

$$U(t) = V_{dc} T VSI_{[M]} \quad (7)$$

$$Y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} X(t) + n_m(t) \quad (8)$$

where the output vector is expressed by $Y(t)$ and the measurement noise through $n_m(t)$.

Finally, the mechanical expressions of the SPIM are:

$$T_e = 3P(\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (9)$$

$$J_i \omega'_m + B_i \omega_m = (T_e - T_L) \quad (10)$$

where the variables $B_i, J_i, T_e, T_L, \omega_m, \omega_r, \psi_{\alpha s}, \psi_{\beta s}$ and P are, the friction coefficient, the inertia coefficient, the generated torque, the load torque, the rotor mechanical speed, the rotor electrical speed, the stator fluxes and the number of pole pairs, respectively.

III. ASSESSMENT OF CURRENT CONTROLLERS

A. Classic MPCCS

The MPCCS for the SPIM control and the VSI drive in the paper have been developed. A comprehensive block diagram of the strategy is shown in Fig. 3. In order to follow the reference stator current it employs a discrete mathematical model of the SPIM to predict the future action of the considered output variables using the measurable variables, which are the stator currents, stator voltages and the rotor mechanical speed.

$$\hat{X}_{(k+1|k)} = X_{(k)} + T_s f(X_{(k)}, U_{(k)}, \omega_{r(k)}) \quad (11)$$

Taking into account the state-space model represented in the equation (11), the rotor currents are not directly measured. A reduced order estimator has been employed to estimate the unmeasured variables (rotor currents) of the state vector. This strategy has been proposed in [23], [24], which is based on KF. Hence, the SPIM mathematical model can be expressed by the equations (12) and (13), respectively, using uncorrelated process and zero-mean Gaussian measurement noises.

$$\hat{X}_{(k+1|k)} = A_{(k)} X_{(k)} + B_{(k)} U_{(k)} + H n_{p(k)} \quad (12)$$

$$Y_{(k+1|k)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} X_{(k+1)} + n_{m(k+1)} \quad (13)$$

It is worth noting that $A_{(k)}$ and $B_{(k)}$ constitute the discretized matrices from (4), where $A_{(k)}$ depends on the present value of the rotor electrical speed. Therefore, the matrix $A_{(k)}$ must be actualized at each sampling period considering the measured rotor electrical speed.

Moreover, in the MPCCS an optimization control process at every sampling period is carried out to minimize an established cost function J . This process is done by evaluating all possible control signals (64 stator voltages for SPIM) and then selecting the one that reduces the cost function to be applied in the next sampling period. Since this work deals with the current control, the tracking error (e) in the $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ sub-spaces between the reference stator currents ($i_{s(k+2)}^*$) and their predicted values ($\hat{i}_{s(k+2)}$) is considered. The tracking error is computed by the second-step ahead prediction for delay compensation, as shown in the next equations:

$$J = (e_{\alpha s})^2 + (e_{\beta s})^2 + \lambda_{xy}[(e_{xs})^2 + (e_{ys})^2] \quad (14)$$

where

$$\begin{aligned} e_{\alpha s} &= i_{\alpha s(k+2)}^* - \hat{i}_{\alpha s(k+2)} \\ e_{\beta s} &= i_{\beta s(k+2)}^* - \hat{i}_{\beta s(k+2)} \\ e_{xs} &= i_{xs(k+2)}^* - \hat{i}_{xs(k+2)} \\ e_{ys} &= i_{ys(k+2)}^* - \hat{i}_{ys(k+2)}. \end{aligned} \quad (15)$$

Also, the tuning parameter (λ_{xy}) has been included that provides more weight on $(\alpha-\beta)$ or $(x-y)$ sub-spaces according to the optimization control [25]–[27].

B. PFSCCS

This current control method is based on the selected sector defined by the two-level six-phase VSI in the $(\alpha-\beta)$ sub-space, which are formed by the outer 12 vectors, as depicted in Fig. 4. The current strategy computes the prediction of the two adjacent vectors that compose the considered sector at every sampling period and performs the cost function (J) individually for every prediction [17]. The performed prediction is based on (11). Nevertheless, they differ in the computation of the input vector $U_{(k)}$ [18]. The duty cycles for

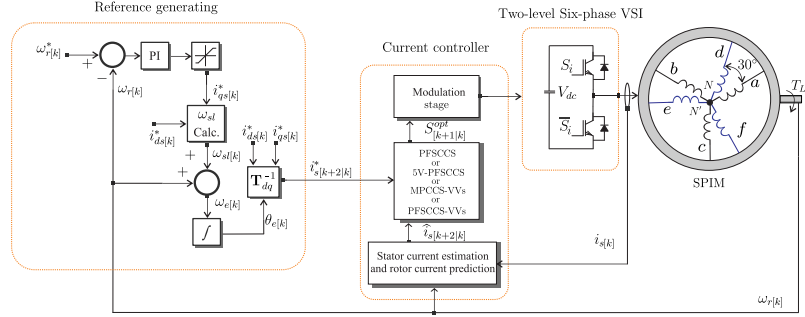


Fig. 3. Scheme of the MPCCS applied to SPIM.

the adjacent vectors, d_1 and d_2 , respectively, are obtained by solving the following equations:

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

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

where d_0 corresponds to the duty cycle of a zero vector. Then, it is possible to obtain the expression for σ and the duty cycles for each vector given as:

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

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

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

Analyzing the above mathematical expressions, a new cost function, which is evaluated at every sampling period, is defined as:

$$J_{n(k+2)} = d_1 \sqrt{J_1} + d_2 \sqrt{J_2} \quad (21)$$

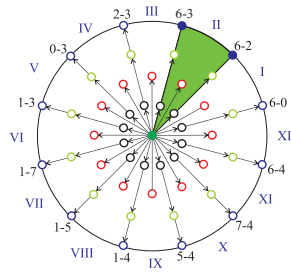
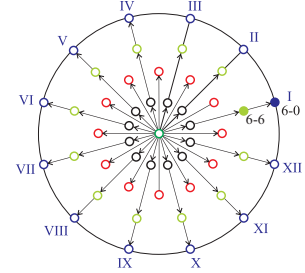
The two vectors which minimize $J_{n(k+2)}$ are selected and applied to the VSI at the next sampling period. After computing the duty cycles and selecting the optimal two vectors to be applied, a switching pattern diagram, detailed in [14], [18], is adopted with the aim of applying the active vectors ($v_1 - v_2$) and zero vector (v_0), considering the calculated duty cycles achieving a fixed-switching frequency.

C. MPCCS-VVs

The implementation of MPCCS-VVs consists on the use of two active voltage vectors, one is the large vector and another is the mid-large vector as shown in Fig. 5, in every sampling time. This virtual vector is applied as follows:

$$VV = d_1 V_{large} + d_2 V_{mid-large} \quad (22)$$

where $d_1 = 0.73T_s$ and $d_2 = 0.27T_s$ which generate approximately 93% of the actual value of the large vector in $(\alpha-\beta)$ sub-space but it also obtains zero average value of the $(x-y)$ currents due to the fact that those two vectors are opposite in $(x-y)$ sub-space [21].

Fig. 4. Space sectors in the $(\alpha-\beta)$ sub-space for PFSCCS.Fig. 5. Space sectors in the $(\alpha-\beta)$ sub-space for MPCCS-VVs.

IV. PROPOSED PREDICTIVE CURRENT CONTROLLERS

A. 5V-PFSCCS

This technique is based on PFSCCS, so the duty cycles are calculated in the same way, with the difference that this technique has five vectors per sector, as shown in Fig. 6.

The duty cycles, for the five vectors d_0, d_1, d_2, d_3 and d_4 , are obtained by solving the following equations:

$$d_i = \frac{\sigma}{\sqrt{J_i}} \quad (23)$$

$$d_0 + d_1 + d_2 + d_3 + d_4 = T_s \quad (24)$$

where $i = \{0, 1, 2, 3, 4\}$ and J_i are the corresponding cost functions (14) for the vectors in the selected sector. As PFSCCS, it is possible to obtain the expression for σ and the duty cycles for each vector given as:

$$J_{T0} = \sqrt{J_1} \sqrt{J_2} \sqrt{J_3} \sqrt{J_4} \quad (25)$$

$$J_{T1} = \sqrt{J_0} \sqrt{J_2} \sqrt{J_3} \sqrt{J_4} + \sqrt{J_0} \sqrt{J_1} \sqrt{J_3} \sqrt{J_4} \quad (26)$$

$$J_{T2} = \sqrt{J_0} \sqrt{J_1} \sqrt{J_2} \sqrt{J_4} + \sqrt{J_0} \sqrt{J_1} \sqrt{J_2} \sqrt{J_3} \quad (27)$$

$$d_1 = \frac{T_s \sqrt{J_0} \sqrt{J_2} \sqrt{J_3} \sqrt{J_4}}{J_{T0} + J_{T1} + J_{T2}} \quad (28)$$

$$d_2 = \frac{T_s \sqrt{J_0} \sqrt{J_1} \sqrt{J_3} \sqrt{J_4}}{J_{T0} + J_{T1} + J_{T2}} \quad (29)$$

$$d_3 = \frac{T_s \sqrt{J_0} \sqrt{J_1} \sqrt{J_2} \sqrt{J_4}}{J_{T0} + J_{T1} + J_{T2}} \quad (30)$$

$$d_4 = \frac{T_s \sqrt{J_0} \sqrt{J_1} \sqrt{J_2} \sqrt{J_3}}{J_{T0} + J_{T1} + J_{T2}} \quad (31)$$

$$d_0 = T_s - d_1 - d_2 - d_3 - d_4 \quad (32)$$

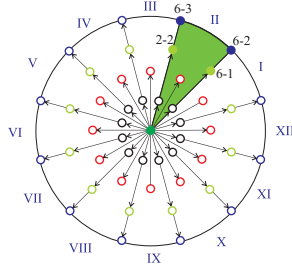


Fig. 6. Space sectors in the $(\alpha-\beta)$ sub-space for 5V-PFSCCS.

B. PFSCCS-VVs

In this strategy a combination between PFSCCS and MPCCS-VVs has been proposed so as to improve the current tracking in the $(\alpha-\beta)$ sub-space and also reducing the $(x-y)$ currents. Hence, to reduce the $(x-y)$ currents, the equation presented in (22) has been employed. While for $(\alpha-\beta)$ currents tracking, the V_1, V_2 and V_0 vectors, which in turn are composed by (v_1^a, v_1^b) and (v_2^a, v_2^b) for the active vectors, respectively, and according to the selected sector, the duty cycles for these vectors are computed as (18), (19) and (20). Finally, once the vectors are selected and before they are applied to the two-level six-phase VSI, a modulation diagram depicted in Fig. 7 is performed to guarantee a fixed-switching frequency at every sampling period.

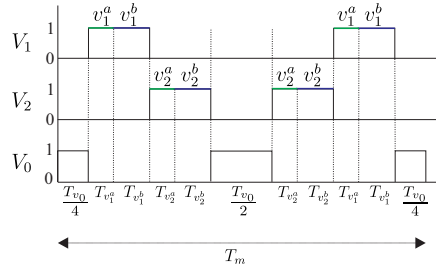


Fig. 7. Switching diagram of each selected sector in the $(\alpha-\beta)$ sub-space for PFSCCS-VVs.

V. SIMULATION RESULTS

The SPIM is powered by two-level six-phase VSI, using a constant DC voltage of 200 V. The simulation results are analyzed and processed through MATLAB R2014a employing the electrical and mechanical parameters of the SPIM (Table I). The performance of each current controller is evaluated through the MSE between the reference and measured stator currents in the $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ sub-spaces. Further, the THD analysis has been presented, where the MSE and THD, respectively, are calculated as follows:

$$\text{MSE}(i_{\delta s}) = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{l=1}^m (i_{\delta s} - i_{\delta s}^*)^2} \quad (33)$$

considering m as the total analyzed samples, $i_{\delta s}^*$ as the reference stator current and $i_{\delta s}$ as the measured stator currents where $\delta \in (\alpha, \beta, x, y)$.

$$\text{THD}(i_s) = \sqrt{\frac{1}{i_{s1}^2} \sum_{f=2}^m (i_{sf})^2} \quad (34)$$

where i_{s1} represents the fundamental stator current and the harmonic stator currents are represented by i_{sf} .

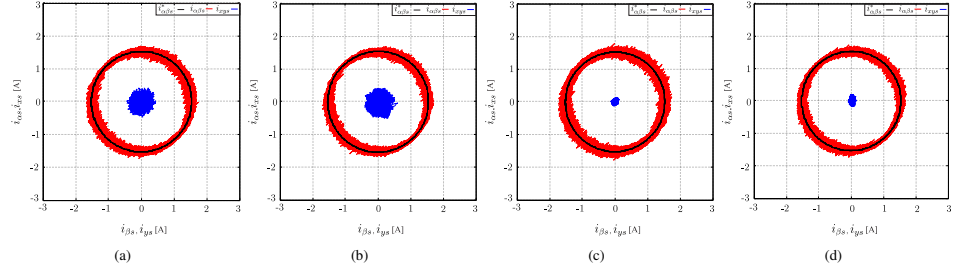


Fig. 8. Comparative performance of stator currents in $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ sub-spaces for a rotor speed of 500 [rpm] at 10 [kHz] of sampling frequency: (a) PFSCCS; (b) 5V-PFSCCS; (c) MPCCS-VVs and (d) PFSCCS-VVs.

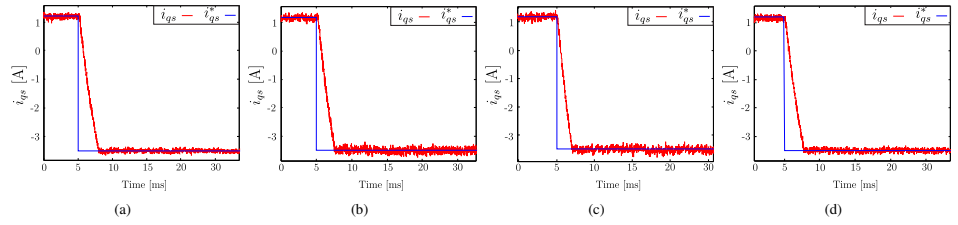


Fig. 9. Dynamic response in q -axis of stator current for a rotor speed change from 500 [rpm] to -500 [rpm] and a sampling frequency of 10 [kHz]: (a) PFSCCS; (b) 5V-PFSCCS; (c) MPCCS-VVs and (d) PFSCCS-VVs.

In Table II, Table III, Table IV and Table V, a steady state analysis for stator currents under different rotor speed references (ω_m^*), are shown with PFSCCS, 5V-PFSCCS, MPCCS-VVs and PFSCCS-VVs, respectively. The MSE for $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ stator currents as well as the THD for (α) stator currents are included.

TABLE I
ELECTRICAL AND MECHANICAL CHARACTERISTICS OF THE SPIM

$\bar{R}_r$	6.9 Ω	L_s	654.4 mH
R_s	6.7 Ω	P	1
L_{ls}	5.3 mH	P_w	2 kW
L_{lr}	12.8 mH	J_i	0.07 kg.m ²
L_m	614 mH	B_i	0.0004 kg.m ² /s
L_r	626.8 mH	ω_{r-nom}	3000 rpm

TABLE II
ASSESSMENT OF STATOR CURRENTS IN $(\alpha-\beta)$ AND $(x-y)$ SUB-SPACES, CONSIDERING MSE [A] AND THD [%] FOR PFSCCS AT 500 [RPM] AND 1000 [RPM].

	at $f_s = 10$ [kHz]				
ω_m^*	MSE $_{\alpha}$	MSE $_{\beta}$	MSE $_x$	MSE $_y$	THD $_{\alpha}$
500	0.0628	0.0602	0.0999	0.1013	5.58
1000	0.0982	0.0966	0.1438	0.1403	5.41

TABLE III
ASSESSMENT OF STATOR CURRENTS IN $(\alpha-\beta)$ AND $(x-y)$ SUB-SPACES, CONSIDERING MSE [A] AND THD [%] FOR 5V-PFSCCS AT 500 [RPM] AND 1000 [RPM].

	at $f_s = 10$ [kHz]				
ω_m^*	MSE $_{\alpha}$	MSE $_{\beta}$	MSE $_x$	MSE $_y$	THD $_{\alpha}$
500	0.0571	0.0544	0.1151	0.1194	4.68
1000	0.0999	0.0954	0.1558	0.1554	5.14

TABLE IV
ASSESSMENT OF STATOR CURRENTS IN $(\alpha-\beta)$ AND $(x-y)$ SUB-SPACES, CONSIDERING MSE [A] AND THD [%] FOR MPCCS-VVs AT 500 [RPM] AND 1000 [RPM].

	at $f_s = 10$ [kHz]				
ω_m^*	MSE $_{\alpha}$	MSE $_{\beta}$	MSE $_x$	MSE $_y$	THD $_{\alpha}$
500	0.0662	0.0616	0.0381	0.0395	6.14
1000	0.0772	0.0676	0.0455	0.0488	6.41

Fig. 8 exposes the $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ stator currents tracking, for PFSCCS, 5V-PFSCCS, MPCCS-VVs and PFSCCS-VVs, in steady state for a rotor speed of 500 rpm and a sampling frequency of 10 kHz. Fig. 9 shows the transient response for q stator current in a reversal test (speed reference changes from 500 [rpm] to -500 [rpm]) where PFSCCS, 5V-PFSCCS, MPCCS-VVs and PFSCCS-VVs show similar response speed which are denoted on Table VI.

TABLE V
ASSESSMENT OF STATOR CURRENTS IN $(\alpha-\beta)$ AND $(x-y)$ SUB-SPACES,
CONSIDERING MSE [A] AND THD [%] FOR PFSCCS-VVs AT 500 [RPM]
AND 1000 [RPM].

ω_m	PFSCCS-VVs at $f_s = 10$ [kHz]				
	MSE $_{\alpha}$	MSE $_{\beta}$	MSE $_x$	MSE $_y$	THD $_{\alpha}$
500	0.0594	0.0529	0.0372	0.0776	5.04
1000	0.0690	0.0630	0.0331	0.0405	5.94

TABLE VI
RESPONSE ANALYSIS OF PFSCCS, 5V-PFSCCS, MPCCS-VVs AND
PFSCCS-VVs, CONSIDERING OVERSHOOT (%) AND SETTLING TIME (MS)
IN A REVERSAL TEST (500 [RPM] TO -500 [RPM]).

MPCCS	Overshoot	Settling time
PFSCCS	4.85 %	3 ms
5V-PFSCCS	4.8 %	3.2 ms
MPCCS-VVs	3.3 %	2.7 ms
PFSCCS-VVs	4.9 %	3 ms

VI. CONCLUSION

In this paper a comparative assessment of four model predictive current control strategies applied to SPIM are presented. The simulation results show a good performance on the four analyzed techniques, highlighting MPCCS-VVs and PFSCCS-VVs for its $(x-y)$ currents reduction. At the same time, PFSCCS-VVs presents better $(\alpha-\beta)$ stator currents tracking and a better THD, presenting an excellent performance as a predictive current controller.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the financial support from the Paraguayan Science and Technology National Council (CONACYT) through programs POSG16-5 and POS17-69.

REFERENCES

- [1] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - A technology status review," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007.
- [2] F. Barrero and M. J. Duran, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines: Part I," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, 2016.
- [3] M. J. Duran and F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines: Part II," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.
- [4] Y. Kali, M. Ayala, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, R. Gregor, and K. Benjelloun, "Current control of a six-phase induction machine drive based on discrete-time sliding mode with time delay estimation," *Energies*, vol. 1, no. 1, p. 170, 2019.
- [5] Y. Kali, M. Saad, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, and K. Benjelloun, "Discrete sliding mode control based on exponential reaching law and time delay estimation for an asymmetrical six-phase induction machine drive," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 13, pp. 1660–1671, 2019.
- [6] Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, and R. Gregor, "Non-linear backstepping with time delay estimation for six-phase induction machine," in *Proc. IEMDC*, May 2019, pp. 1798–1804.
- [7] Y. Kali, J. Rodas, M. Ayala, M. Saad, R. Gregor, K. Benjelloun, J. Doval-Gandoy, and G. Goodwin, "Discrete-time sliding mode with time delay estimation of a six-phase induction motor drive," in *Proc. IECON*, 2018, pp. 5807–5812.
- [8] Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, R. Gregor, K. Benjelloun, J. Doval-Gandoy, and G. Goodwin, "Speed control of a five-phase induction motor drive using modified super-twisting algorithm," in *Proc. SPEEDAM*, 2018, pp. 938–943.
- [9] Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, R. Gregor, K. Benjelloun, and J. Doval-Gandoy, "Current control based on super-twisting algorithm with time delay estimation for a five-phase induction motor drive," in *Proc. IEMDC*, 2017, pp. 1–8.
- [10] O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, M. Ayala, and M. Rivera, "Speed sensorless predictive current control of a five-phase induction machine," in *Proc. ICIEA*, 2017, pp. 343–348.
- [11] O. Gonzalez, J. Rodas, M. Ayala, R. Gregor, M. Rivera, M. J. Duran, and I. Gonzalez-Prieto, "Predictive current control with kalman filter observer for a five-phase induction machine operating at fixed switching frequency," in *Proc. ICIEA*, 2017, pp. 349–354.
- [12] R. Gregor, J. Rodas, J. Muoz, M. Ayala, O. Gonzalez, and D. Gregor, "Predictive-fixed switching frequency technique for 5-phase induction motor drives," in *Proc. SPEEDAM*, 2016, pp. 761–767.
- [13] C. S. Lim, E. Levi, M. Jones, N. A. Rahim, and W. P. Hew, "FCS-MPC-Based Current Control of a Five-Phase Induction Motor and its Comparison with PI-PWM Control," *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 149–163, 2014.
- [14] 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 *Proc. IEMDC*, 2017, pp. 1–8.
- [15] 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 *Proc. ESARS-ITEC*, 2016, pp. 1–6.
- [16] M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, O. Gonzalez, and R. Gregor, "Current control designed with model based predictive control for six-phase motor drives," *ISA Trans.*, 2019.
- [17] M. Ayala, O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, and M. Rivera, "Predictive control at fixed switching frequency for a dual three-phase induction machine with Kalman filter-based rotor estimator," in *Proc. ICA-ACCA*, 2016, pp. 1–6.
- [18] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, R. Gregor, and M. Rivera, "Predictive-fixed switching current control strategy applied to six-phase induction machine," *Energies*, vol. 12, no. 12, p. 2294, 2019.
- [19] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, G. Rivas, and J. Doval-Gandoy, "Variable-speed control of a six-phase induction machine using predictive-fixed switching frequency current control techniques," in *Proc. PEDG*, 2018, pp. 1–6.
- [20] J. J. Aciego, I. G. Prieto, and M. J. Duran, "Model predictive control of six-phase induction motor drives using two virtual voltage vectors," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 321–330, 2018.
- [21] 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 Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 1, pp. 27–37, 2017.
- [22] Y. Zhao and T. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [23] J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahal, C. Martin, and R. Gregor, "On-line estimation of rotor variables in predictive current controllers: A case study using five-phase induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 9, pp. 5348–5356, 2016.
- [24] J. Rodas, C. Martin, M. R. Arahal, F. Barrero, and R. Gregor, "Influence of covariance-based ALS methods in the performance of predictive controllers with rotor current estimation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 4, pp. 2602–2607, 2017.
- [25] C. S. Lim, E. Levi, M. Jones, N. A. Rahim, and W. P. Hew, "FCS-MPC-based current control of a five-phase induction motor and its comparison with PI-PWM control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 149–163, 2013.
- [26] M. Novak, T. Dragicevic, and F. Blaabjerg, "Weighting factor design based on Artificial Neural Network for Finite Set MPC operated 3L-NPC converter," in *Proc. APEC*, 2019, pp. 77–82.
- [27] B. Majmunović, T. Dragičević, and F. Blaabjerg, "Multi objective modulated model predictive control of stand-alone voltage source converters," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 2019.

B.3 Artículo 3

Sliding Mode Current Control with Luenberger Observer applied to a Three Phase Induction Motor

1 st Enrique Paiva <i>Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)</i> Asunción, Paraguay enpaiva93@gmail.com	2 nd Larizza Delorme <i>Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)</i> Asunción, Paraguay laridelorme@gmail.com	3 rd Marcos Gomez-Redondo <i>Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)</i> Asunción, Paraguay gomezredondomarcos@gmail.com	4 th Esteban Cristaldo <i>Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)</i> Asunción, Paraguay e.cristaldo27@gmail.com
5 th Jorge Rodas <i>Universidad Nacional de Asunción</i> Luque, Paraguay jrodas@ing.una.py	6 th Yassine Kali <i>École de Technologie Supérieure</i> Montreal, Canada y.kali88@gmail.com	7 th Raul Gregor <i>Universidad Nacional de Asunción</i> Luque, Paraguay rgregor@ing.una.py	

Abstract—In this paper, the problem of controlling three-phase induction motors with unmeasurable states is tackled. To that end, a finite-time robust nonlinear current control is applied. The controller employed is the first order sliding mode with exponential reaching law variant. Moreover, in order to estimate some variables that are not measurable, such as the rotor current, a state observer based on Luenberger observer is implemented. Simulation results show a good tracking of the desired reference, given that there exist some dynamics which were not modeled and there are fast changes in the reference.

Index Terms—Current control, induction motor drives, sliding mode control.

NOMENCLATURE

ERL	Exponential reaching law.
IM	Induction motor.
PI	Proportional-integral.
SMC	Sliding mode control.
VSI	Voltage source inverter.

I. INTRODUCTION

Induction Motors (IMs) have been widely applied in industrial applications due to its merits of low cost, simple and robust construction and ease of maintenance [1]. Currently, the focus of the study of new control techniques is oriented towards multi-phase IMs with more than three phases, which are gaining terrain in high power applications [2]–[6]. However, in low to medium power requirement applications, three-phase IMs keep its validity, being the preferred choice of the industrial complex for the mechanical propulsion of the machinery of the various processes. Although there is over a century of experience with three-phase IMs, developing precise control systems is still a challenge, considering that these machines are modeled as multi-variable systems and not all variables are available for measurement, in addition of having the aggravating factor of being related non-linearly to each other which leads to inaccuracies in the estimations and control of variables when classic control methods are applied to simplified and linear models of IMs [7]–[9].

The traditional method for controlling a three-phase machine is the field-oriented control with Proportional-Integral (PI) controller [10]. For the mitigation of harmonic currents, one PI and multiple resonant controllers can be implemented in just one rotating frame at the fundamental frequency, so as to reduce the computation required when using multiple synchronous frames [11]. Other popular techniques are the direct torque control and the current control using the model predictive control, in which the main advantage is that no modulator is needed [12], [13]. Among various control methods of IMs, sliding mode control (SMC) is gaining more and more attention in both academic and industrial communities [14], [15]. Compared to the conventional vector control using linear controller plus modulation, SMC is a fast and robust alternative for nonlinear systems, when the response with the traditional PI has not enough quality [16].

Within the range of control algorithms related to the sliding mode, the Exponential Reaching Law (ERL) [17], [18] provides an adaptation of the gains depending on the sliding surface, this allows to reduce the chattering phenomenon during the sliding phase and with the appropriate parameters the convergence can be increased during the reach phase. These characteristics are suitable to implement in three-phase induction motors. Therefore, it is proposed to simulate this algorithm for the current control of these motors. In general, the speed or the torque is controlled in an outer loop and the current controller in the inner loop can be replaced in order to get a better response [19]. This work aims to improve the current control of the inner loop, so only the current control is considered.

The present paper is divided into five sections as follows. In the following section, the full mathematical models of the three-phase induction motor and the rearranging of these equations for the sliding mode controller mathematical structure are presented. In Section III, the sliding mode controller with ERL is developed. In Section IV, numerical simulations of IM studied to show the performance of the

proposed controller. The conclusion is in the last section.

II. MATHEMATICAL MODEL

The dynamical model of the IM depicted in Fig. 1 is modeled as an electromechanical system that transforms electrical energy into mechanical defined by a set of differential equations. In order to reduce the complexity and apply control techniques over the machine, the equations are presented in stationary reference frame.

A. IM model in stationary reference frame ($\alpha - \beta$)

The IM model considering a stationary reference frame $\alpha - \beta$ for describe the dynamic of the machine, is given by:

$$\begin{aligned} v_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \dot{\lambda}_{\alpha s} \\ v_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \dot{\lambda}_{\beta s} \\ \lambda_{\alpha s} &= L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta s} &= L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \\ v_{\alpha r} &= 0 = R_r i_{\alpha r} + \dot{\lambda}_{\alpha r} + w_r \lambda_{\beta r} \\ v_{\beta r} &= 0 = R_r i_{\beta r} + \dot{\lambda}_{\beta r} - w_r \lambda_{\alpha r} \\ \lambda_{\alpha r} &= L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta r} &= L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \end{aligned} \quad (1)$$

where L_s , L_r , L_{ls} , L_{lr} and L_m are the stator and rotor inductance, estator and rotor leakage inductance and the magnetization inductance respectively. The resistances for estator and rotor are R_s and R_r . Voltages, currents and flux in $\alpha - \beta$ plane are represented by v , i and λ respectively. The electromagnetic torque T_e is given in terms of the rotor and stator current as:

$$T_e = \frac{3}{2} P L_m (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r}), \quad (2)$$

being P the pole pairs of the IM. The relationship between the electrical variables of the machine and the load T_L in terms of the rotor speed, is given by:

$$J \dot{w}_r = -B w_r + P (T_e - T_L), \quad (3)$$

where J represents the moment of inertia while B is the friction coefficient. The rotor speed w_r which is related to the mechanical speed by the number of pole pairs by:

$$w_r = w_m P. \quad (4)$$

B. IM model in state variables

The model of the IM in state variables is obtained from (1)-(3), and is represented by:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{g} \mathbf{u}(t) \quad (5)$$

where $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^5$ is a five-dimensional vector of state variables and $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^2$ is a two-dimensional vector of inputs.

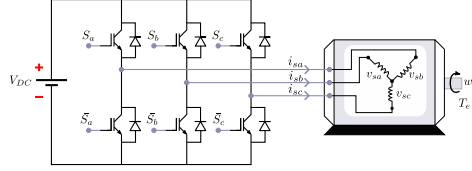


Fig. 1. 3-phase 2-level VSI scheme connected to a IM.

By considering flux equations, their derivatives are represented by:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{\alpha s} \\ \dot{\lambda}_{\beta s} \\ \dot{\lambda}_{\alpha r} \\ \dot{\lambda}_{\beta r} \\ \dot{w}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \\ \dot{w}_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

with:

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_{\alpha s} &= -R_s i_{\alpha s} + v_{\alpha s} \\ \dot{\lambda}_{\beta s} &= -R_s i_{\beta s} + v_{\beta s} \\ \dot{\lambda}_{\alpha r} &= -R_r i_{\alpha r} - w_r (L_m i_{\beta s} + L_r i_{\beta r}) \\ \dot{\lambda}_{\beta r} &= -R_r i_{\beta r} - w_r (L_m i_{\alpha s} + L_r i_{\alpha r}) \\ \dot{w}_r &= -\frac{B}{J} w_r + \frac{3}{2} P^2 \frac{L_m}{J} (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) - \frac{P}{J} T_L \end{aligned} \quad (7)$$

Then, by rearranging (6) and (7) the following equivalences are given:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r} \ w_r]^T \\ \mathbf{L} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) &= \mathbf{L}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s i_{\alpha s} \\ -R_s i_{\beta s} \\ -R_r i_{\alpha r} - w_r (L_m i_{\beta s} + L_r i_{\beta r}) \\ -R_r i_{\beta r} + w_r (L_m i_{\alpha s} + L_r i_{\alpha r}) \\ \frac{3}{2} P^2 \frac{L_m}{J} (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) - \frac{B}{J} w_r - \frac{P}{J} T_L \end{bmatrix} \\ \mathbf{g} &= \mathbf{L}^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{u}(t) = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s}]^T \end{aligned}$$

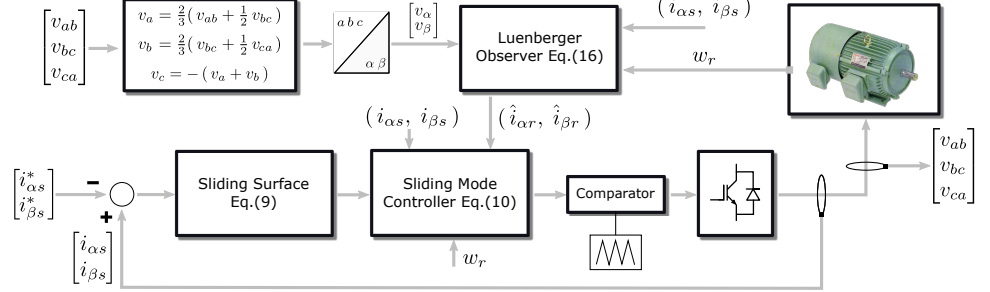


Fig. 2. Block diagram of the closed-loop IM.

III. PROPOSED SMC-BASED CURRENT REGULATOR

The proposed controller (Fig. 2) consists of a first-order SMC with ERL that will force the output vector $\chi = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}]^T$ to converge to the desired reference currents $\chi^* = [i_{\alpha s}^*, i_{\beta s}^*]^T$. For this purpose, the matrix $\mathbf{C}$ is:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Hence, the sliding surface selected here is a PI surface that has the following expression:

$$S = (\chi - \chi^*) + K_i \int_0^t (\chi - \chi^*) dt. \quad (9)$$

where K_i is a positive constant. Otherwise, the SMC with ERL is described by the following equation:

$$\dot{S} = -K_1 S - K_2(S) \text{sign}(S) \quad (10)$$

where K_1 is a definite positive diagonal matrix and $K_2(S)$ is defined by:

$$K_2(S) = \begin{bmatrix} \frac{k_{21}}{N(S_1)} & 0 \\ 0 & \frac{k_{22}}{N(S_2)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

where $N(S_i) = \delta_0 + (1 - \delta_0) e^{-a |S_i|^p}$ for $i = 1, 2$ with $0 < \delta_0 < 1$ and $a, p > 0$ [18]. The constants k_{21} and k_{22} are positive constants and $\text{sign}(S) = [\text{sign}(S_1), \text{sign}(S_2)]^T$ is the signum vector with:

$$\text{sign}(S_i) = \begin{cases} 1, & \text{if } S_i > 0, \\ 0, & \text{if } S_i = 0, \\ -1, & \text{if } S_i < 0. \end{cases} \text{ for } i = 1, 2 \quad (12)$$

The law control equation is obtained by applying the first derivative of (9) and adding the equations (5) - (10):

$$\dot{S} = (\dot{\chi} - \dot{\chi}^*) + K_i (\chi - \chi^*) \quad (13)$$

$$-K_1 S - K_2(S) \text{sign}(S) = (\dot{\chi} - \dot{\chi}^*) + K_i (\chi - \chi^*) \quad (14)$$

$$-K_1 S - K_2(S) \text{sign}(S) = \mathbf{C} \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{C} \mathbf{g} \mathbf{u}(t) \dots - \dot{\chi}^* + K_i (\chi - \chi^*) \quad (15)$$

Isolate the variable $\mathbf{u}(t)$ of the expression (15) gives the following control law:

$$\mathbf{u}(t) = (\mathbf{C} \mathbf{g})^{-1} (-K_1 S - K_2(S) \text{sign}(S) - \mathbf{C} \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) \dots + \dot{\chi}^* - K_i (\chi - \chi^*)) \quad (16)$$

The stability analysis of the closed-loop system can be found in [20].

A. Luenberger-Based Rotor Current Estimation

Since the rotor currents in the three-phase induction motor cannot be measured in practice, an estimator based on the Luenberger observer is used [21]–[23]. The equations of this observer are shown in the following expression:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\zeta}} &= \mathcal{A}(w_r) \hat{\zeta} + \mathcal{B} U + \mathcal{L} (\chi - \mathcal{C} \hat{\zeta}) \\ \mathcal{Y} &= \mathcal{C} \hat{\zeta} \end{aligned} \quad (17)$$

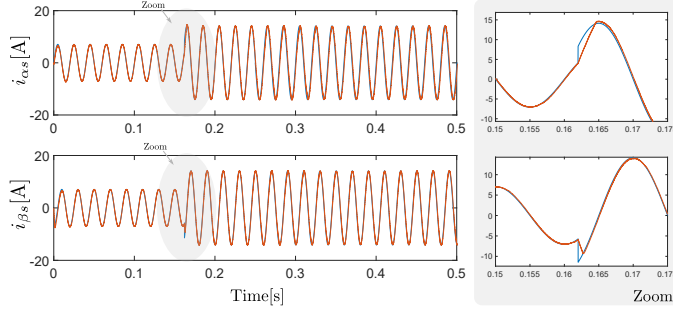
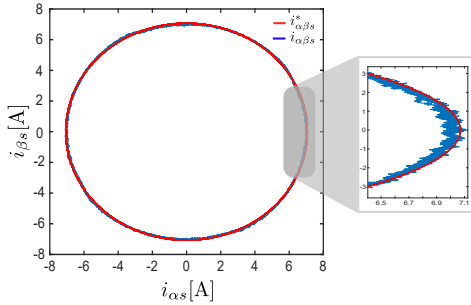
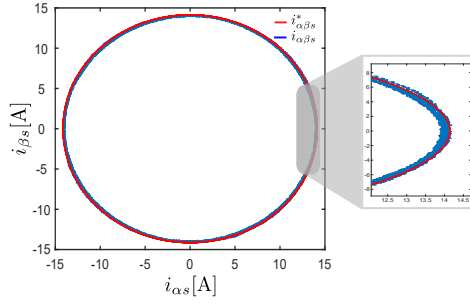
where $\hat{\zeta} = [\hat{i}_{\alpha s}, \hat{i}_{\beta s}, \hat{i}_{\alpha r}, \hat{i}_{\beta r}]^T$ with $\hat{i}_{xx}$ as the estimated stator and rotor currents in $\alpha - \beta$, and $U = [v_{\alpha}, v_{\beta}]^T$ (Fig. 2). The matrices associated with Luenberger observer are:

$$\mathcal{A}_A = \begin{bmatrix} R_s L_r & -L_m^2 w_r & -R_r L_m & -L_r L_m w_r \\ L_m^2 w_r & R_s L_r & L_r L_m w_r & -R_r L_m \\ -R_s L_m & L_s L_m w_r & R_r L_s & L_r L_s w_r \\ -L_s L_m w_r & -R_s L_m & -L_r L_s w_r & R_r L_s \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{A}(w_r) = \frac{1}{D1} \mathcal{A}_A$$

$$\mathcal{B} = \frac{1}{D1} \begin{bmatrix} -L_r & 0 \\ 0 & -L_r \\ L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \quad \mathcal{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

where $D1 = L_m^2 - L_s L_r$.

Fig. 3. Stator currents in $\alpha - \beta$ sub-space for transient and steady-state.Fig. 4. Stator currents in the $\alpha - \beta$ planes for a desired AC currents ($i_{\alpha s}^*$, $i_{\beta s}^*$) of: 5[A] (RMS).Fig. 5. Stator currents in the $\alpha - \beta$ planes for a desired AC currents ($i_{\alpha s}^*$, $i_{\beta s}^*$) of: 10 A (RMS).

IV. THEORETICAL ANALYSIS BY SIMULATIONS

By applying the equations that define the dynamics of the three-phase IM in simulations through MATLAB/Simulink software, the operation of the designed controller is evaluated. The mechanical and electrical parameters of the IM are shown in Table I.

TABLE I
PARAMETERS OF THREE-PHASE IM

R_s	0.7384 Ω	L_m	124.1 mH
R_r	0.7402 Ω	P	2
L_{ls}	3.045 mH	B	0.000503 kg.m ² /s
L_{lr}	3.045 mH	J	0.0343 kg.m ²
L_s	127.1 mH	Nominal speed	1500 rpm
L_r	127.1 mH	Nominal power	7.5 kW

Three-phase voltage source inverter (VSI) with $V_{DC} = 620$ [V] and Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) with 15[kHz] switching frequency are used to power the IM.

The stator currents and mechanical speed of rotor are measured, and rotor currents are estimated using (17).

L matrix coefficients (18) and SMC's gains in Table II were found heuristically.

$$L = \begin{bmatrix} 5726.60 & 0 \\ 0 & 5726.60 \\ -5712.55 & 0 \\ 0 & -5712.55 \end{bmatrix} \quad (18)$$

The simulation consists in the current control of a three-phase induction motor using the $\alpha - \beta$ reference frame (Fig. 3) with a constant load $T_L = 1$ N m, initially the desired AC currents ($i_{\alpha s}^*$, $i_{\beta s}^*$) have a RMS current value of 5 A, then at the instant 0.162 s with a step changes to an RMS current value of 10 A. As an uncertainty parameter, the mutual inductance L_m was varied, increasing its value to $L_m = 170$ mH, for the controller and the observer the L_m value is shown in the Table II and with this the results of Fig. 3, Fig. 4 and Fig. 5 were obtained.

TABLE II
SMC GAINS.

Gains	Values	Gains	Values
k_{11}	1000	K_i	100
k_{12}	1000	p	1
k_{21}	1000	a	20
k_{22}	1000	$\hat{d}_0$	0.01

V. CONCLUSIONS

In this work, a first-order sliding mode controller was simulated with exponential reaching law for three-phase motor induction, under uncertain conditions the controller performs well and can be improved by optimizing the controller's gains. The application of the proposed controller has been tested on simulations where the results obtained showed good reference tracking performance.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the financial support through CONACYT by the Master in Electronic Engineering (POSG17-69). Also, we want to thank to Prof. Maarouf Saad for his teaching in nonlinear control in the Master's course in Paraguay.

REFERENCES

- [1] M. Kral and R. Gono, "Dynamic model of asynchronous machine," in *Proc. EPE*, pp. 1–4, May 2017.
- [2] M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, O. Gonzalez, and R. Gregor, "Current control designed with model based predictive control for six-phase motor drives," *ISA Transactions*, 2019.
- [3] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, G. Rivas, and J. Doval-Gandoy, "Variable-speed control of a six-phase induction machine using predictive-fixed switching frequency current control techniques," in *Proc. PEDG*, pp. 1–6, June 2018.
- [4] 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 *Proc. IEMDC*, pp. 1–8, Miami, FL, 2017.
- [5] J. Rodas, C. Martin, M. R. Arahah, F. Barrero, and R. Gregor, "Influence of covariance-based ALS methods in the performance of predictive controllers with rotor current estimation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 4, pp. 2602–2607, 2017.
- [6] J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahah, C. Martin, and R. Gregor, "On-line estimation of rotor variables in predictive current controllers: A case study using five-phase induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 9, pp. 5348–5356, 2016.
- [7] F. Wang, Z. Zhang, X. Mei, J. Rodríguez, and R. Kennel, "Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control," *Energies*, vol. 11, no. 1, p. 120, 2018.
- [8] J. Pedra, I. Candela, and L. Sainz, "Modelling of squirrel-cage induction motors for electromagnetic transient programs," *IET Electr. Power App.*, vol. 3, pp. 111–122, March 2009.
- [9] S. D. Sudhoff, D. C. Aliprantis, B. T. Kuhn, and P. L. Chapman, "Experimental characterization procedure for use with an advanced induction machine model," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 18, pp. 48–56, March 2003.
- [10] D. G. Taylor, "Nonlinear control of electric machines: an overview," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 14, pp. 41–51, Dec 1994.
- [11] M. Hasoun, M. Khafallah, et al., "Field oriented control of dual three-phase pmsm based vector space decomposition for electric ship propulsion," in *Proc. ICCSRE*, pp. 1–6, IEEE, 2019.
- [12] A. G. Yepes, J. Malvar, A. Vidal, O. López, and J. Doval-Gandoy, "Current harmonics compensation based on multiresonant control in synchronous frames for symmetrical n -phase machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 2708–2720, 2014.
- [13] X. Wang, Z. Wang, and Z. Xu, "A hybrid direct torque control scheme for dual three-phase pmsm drives with improved operation performance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, pp. 1622–1634, Feb 2019.
- [14] Y. Kali, M. Saad, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, and B. Khalid, "Discrete sliding mode control based on exponential reaching law and time delay estimation for an asymmetrical six-phase induction machine drive," *IET Electr. Power App.*, 09 2019.
- [15] Y. Kali, M. Ayala, J. Rodas Bentez, M. Saad, J. Doval-Gandoy, R. Gregor, and K. Benjelloun, "Current control of a six-phase induction machine drive based on discrete-time sliding mode with time delay estimation," *Energies*, vol. 12, 01 2019.
- [16] E. El-Gendy, A. F. Ibrahim, S. F. Saraya, and F. F. Areed, "A sliding mode controller for a three phase induction motor," *International Journal of Computer Applications*, vol. 64, no. 11, 2013.
- [17] Y. Kali, M. Saad, and K. Benjelloun, *Control of Robot Manipulators Using Modified Backstepping Sliding Mode*, pp. 107–136. Singapore: Springer Singapore, 2019.
- [18] C. Fallaha, M. Saad, and H. Kanaan, "Sliding mode control with exponential reaching law applied on a 3 dof modular robot arm," in *Proc. ECC*, pp. 4925–4931, July 2007.
- [19] Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, R. Gregor, K. Benjelloun, J. Doval-Gandoy, and G. Goodwin, "Speed control of a five-phase induction motor drive using modified super-twisting algorithm," in *Proc. SPEEDAM*, pp. 938–943, IEEE, 2018.
- [20] C. J. Fallaha, M. Saad, H. Y. Kanaan, and K. Al-Haddad, "Sliding-mode robot control with exponential reaching law," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, pp. 600–610, Feb 2011.
- [21] R. Gregor and J. Rodas, "Speed sensorless control of dual three-phase induction machine based on a Luenberger observer for rotor current estimation," in *Proc. IECON*, pp. 3653–3658, Oct 2012.
- [22] J. Rodas, R. Gregor, M. Rivera, Y. Takase, and M. Arzamendia, "Efficiency analysis of reduced-order observers applied to the predictive current control of asymmetrical dual three-phase induction machines," in *Proc. SLED/PRECEDE*, pp. 1–7, Oct 2013.
- [23] R. Gregor, J. Rodas, D. Gregor, and F. Barrero, "Reduced-order observer analysis in MBPC techniques applied to the six-phase induction motor drives," in *Induction Motors*, ch. 13, Rijeka: IntechOpen, 2015.