

ANÁLISIS DE ALGORITMOS DE CONTROL
PREDICTIVO BASADO EN EL MODELO APLICADO
AL ACCIONAMIENTO HEXAFÁSICO



UNIVERSIDAD NACIONAL
DE ASUNCIÓN
**FACULTAD DE
INGENIERÍA**

TESIS DE MAESTRÍA

UNIVERSIDAD NACIONAL DE ASUNCIÓN
Facultad de Ingeniería
Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control
Maestría en Ingeniería Electrónica
énfasis en Electrónica de Potencia

**ANÁLISIS DE ALGORITMOS DE CONTROL PREDICTIVO BASADO
EN EL MODELO APLICADO AL ACCIONAMIENTO HEXAFÁSICO**

Magno Elias Ayala Silva

Autor

Nombre del Tutor

Raúl Igmar Gregor Recalde

Nombre del cotutor

Jorge Esteban Rodas Benítez

Nombre del cotutor internacional

Jesús Doval-Gandoy

2017

RESUMEN

Las máquinas multifásicas (mayor a tres fases) se han vuelto ampliamente reconocidas como alternativa a los típicos esquemas trifásicos en numerosas aplicaciones en donde se requieren alta fiabilidad y la posibilidad de funcionar en post-falta, como es el caso de los sistemas de tracción para aplicaciones industriales y propulsión de vehículos eléctricos, trenes y navíos, así como sistemas de energía eléctrica, como la eólica. Las estrategias de control aplicadas a máquinas eléctricas, particularmente multifásicas, han evolucionado en los últimos años, desde la extensión de los métodos de control escalar, vectorial y control directo de par, utilizados en las máquinas trifásicas, a métodos más sofisticados, tales como los controles no lineales, como el control predictivo. El concepto del control predictivo se basa en la predicción o cálculo del comportamiento futuro del sistema, pudiéndose utilizar dicha información para obtener los valores óptimos de esfuerzos de control que minimizan una función de costo o reducen el error de una determinada variable del sistema. La ejecución del algoritmo del controlador predictivo se basa en tres pasos: 1) estimación de las variables no medibles por medio de un observador, 2) predicción del comportamiento futuro de los estados del sistema y 3) optimización de las salidas, de acuerdo a las restricciones impuestas como consigna de control. El control predictivo presenta ciertas ventajas en su implementación, como la facilidad de aplicación

a numerosos sistemas, una fácil compensación del tiempo muerto, entre otros. Además, la aplicación del control predictivo a máquinas de inducción asimétricas hexafásicas, por medio de convertidores electrónicos de potencia, tiene un comportamiento en la salida del tipo discreto, por ello se plantea una etapa de modulación para optimizar el comportamiento del sistema, considerando a la distorsión armónica total, la frecuencia de conmutación variable y el error cuadrático medio entre la referencia y la medición de las variables a controlar como puntos a mejorar en el control predictivo.

Esta Tesis realiza dos contribuciones al estado del arte del control predictivo de corriente aplicado a la máquina de inducción asimétrica hexafásica, tomando como punto de partida la estimación de parámetros no medibles, es decir, se centra en la aplicación de estimadores on-line de variables rotóricas (corrientes del rotor) en el control predictivo de corriente en convertidores electrónicos de potencia conectados a máquinas de inducción asimétricas hexafásicas mediante etapas finales de modulación. Teniendo en cuenta esto, se realiza un análisis comparativo de la eficiencia a partir de dos algoritmos de control predictivo de corriente, con un observador de estado basado en el filtro de Kalman y dos técnicas de modulación a las que se denominan M1 y M2 aplicada en la etapa final del controlador, para optimizar el funcionamiento del control predictivo. Los resultados obtenidos, teniendo en cuenta la eficiencia, son comparados entre sí, mediante un análisis cuantitativo.

Una contribución complementaria realizada en la presente Tesis corresponde a un estudio exhaustivo del modelo matemático de la máquina de inducción asimétrica hexafásica como modo generador aplicado a generación eólica. Se realiza un estudio del estado del arte del modelo matemático, teniendo en cuenta las variables físicas de la máquina y se realizan pruebas con distintas situaciones de trabajo para el generador asimétrico hexafásico. Al final, se obtiene un modelo matemático preciso de dicho generador.

Los aportes han sido analizados teóricamente mediante simulaciones para el accionamiento de MIAH. Así mismo, se ha realizado la validación experimental de las técnicas propuestas.

MAGNO ELIAS AYALA SILVA

Agosto, 2017. San Lorenzo, Paraguay.

SUMMARY

Multiphase machines (more than three phases) have become widely recognized as an alternative to typical three phases schemes in numerous applications where it requires high reliability and the possibility to work in post-fault, like the case of traction systems for industrial applications and propulsion for electric vehicles, trains and ships, as well as electrical energy systems, such as wind energy. Control strategies applied to electric machines, particularly multiphase machines, have evolved in the last years, from the extension of methods such as scalar control, vector control and direct torque control, used in three-phase machines, to more sophisticated methods, such as nonlinear controls, like predictive control. The concept of predictive control is based on the prediction or calculation of the future behavior of the system, being able to use that information to obtain some optimal values for control efforts which minimize a cost function or the error of a determined system variable. The execution of the predictive controller algorithm is based on three steps: 1) not measurable variables estimation through an observer, 2) the prediction of the future behavior of the system states and 3) the outputs optimization, considering the restrictions imposed as a control consign. Predictive control presents some advantages in its implementation, such as an easy application to numerous systems, an easy delay compensation and others. Besides, the implementation of the predictive control

to asymmetrical six-phase induction machines, through electronic power converters, has discrete behavior in its output, thus a predictive control with a modulation stage to optimize the system performance is posed, considering the total harmonic distortion, the variable switching frequency and the mean square error between the reference and the measured variable to control as some issues to improve in predictive control.

This Thesis makes two main contributions to the state of art of the predictive current control applied to asymmetrical six-phase induction machines, starting from the not measured parameters estimation, i.e., it is centered in the application of on-line estimators of rotor variables (rotor currents) in the predictive current control with electronic power converters connected to asymmetrical six-phase induction machines with final modulation stages. Considering that, it is performed a comparative analysis of the efficiency of two predictive current control algorithms, with a state observer based on a Kalman filter and two modulation techniques which are called M1 and M2 applied in the final stage of the controller to optimize the predictive control performance. The obtained results, considering the efficiency, are compared between them, through a quantitative analysis.

A secondary contribution is presented from this Thesis corresponding to an exhaustive analysis of the mathematical model of the asymmetrical six-phase induction machine as a generator applied to wind energy generation. A study is made with the state of art of the mathematical model, considering the physical variables of the machine and some tests under different working situations for the asymmetrical six-phase generator are made. At the end, it is obtained a precise mathematical model from this generator.

The contributions have been theoretically analyzed through simulations of the asymmetrical six-phase induction machines drives. Likewise, it has been performed an experimental validation of the proposed techniques.

MAGNO ELIAS AYALA SILVA

August, 2017. San Lorenzo, Paraguay.

AGRADECIMIENTOS

Antes que todo, doy a gracias a Dios, por darme fuerzas para cumplir mis objetivos y ayudarme a llegar hasta este punto, por su apoyo incondicional.

A mis tutores, Raúl Gregor y Jorge Rodas, quienes me han brindado apoyo y me guiaron durante todo el proceso de la Maestría. Aprecio mucho que hayan compartido conmigo sus experiencias y conocimientos, fueron invaluable para mí. A mi tutor internacional, Jesús Doval-Gandoy, por su completa vocación a la docencia e investigación, su apoyo total durante mi estancia en la Universidad de Vigo, su sabiduría y su amistad.

A mis compañeros del LSPyC de la FIUNA y del APET de la Universidad de Vigo, por su amistad y por su apoyo técnico durante la duración de la Maestría y la estancia en la Universidad de Vigo. A los profesores de la Maestría, que solo con sus conocimientos avanzados ya te inspiran a seguir sus ejemplos, particularmente resaltando a Marco Rivera, que es un digno ejemplo de docente-investigador.

En el ámbito personal, a mis padres Magno y Sonia, por los principios y valores que me enseñaron durante toda mi vida, además a mi abuela Angélica por su apoyo incondicional desde siempre. A mis hermanos Martín y Matias, por su apoyo incondicional, además a toda mi familia extendiendo mis agradecimientos.

x SUMMARY

A todos mis amigos y colegas, que me apoyaron en todo momento, especialmente para lidiar con los momentos de mucho esfuerzo y estrés.

Magno Elias Ayala Silva

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) del Paraguay por el apoyo económico a través del proyecto de investigación 14-INV-101, el programa de Maestría 14-POS-031 y del programa de vinculación de científicos y tecnólogos PVCT 16-90.

A la Facultad de Ingeniería y Politécnica de la Universidad Nacional de Asunción (FIUNA-FPUNA) y al Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) por el permiso institucional para realizar estancias de investigación en la Universidad de Vigo, específicamente en el Applied Power Electronics Technology Research Group (APET).

Magno Elias Ayala Silva

*Dedicado a
mis padres, hermanos y
abuelos*

ÍNDICE GENERAL

Resumen	v
Summary	vii
Agradecimientos	ix
Agradecimientos Institucionales	xi
Índice General	xv
Índice de Figuras	xix
Índice de Tablas	xxi
Acrónimos	xxiii
1 Justificación y Metodología	1
1.1 Introducción	1
1.2 Motivación	3
1.3 Objetivos	3
1.4 Organización del documento	4
2 Control de Máquinas de Inducción Asimétricas Hexafásicas	5
	xv

2.1	Modelado del sistema	6
2.1.1	Modelo de máquinas de inducción de bobinados distribuidos	6
2.1.2	Modelo de los convertidores electrónicos de potencia	17
2.2	Control de convertidores multifásicos de potencia	20
2.2.1	Control escalar	21
2.2.2	Control vectorial	23
2.2.3	Control predictivo	26
2.3	Estimadores de estado para control predictivo de corriente	27
2.3.1	Estimador basado en el observador de Luenberger	30
2.3.2	Estimador basado en el filtro de Kalman	30
2.4	Control predictivo a frecuencia fija de conmutación	34
2.4.1	Modulador basado en un patrón de conmutación específico	34
2.4.2	Modulador basado en anchura de pulsos	37
2.5	Control predictivo aplicado a un control speed sensorless	39
2.6	Resumen	40
3	Resultados de Simulación	41
3.1	Descripción del entorno de simulación	41
3.2	Resultados obtenidos	43
3.2.1	Comparación entre M1 y M2	43
3.2.2	Speed sensorless	48
3.3	Resumen	49
4	Validación Experimental	51
4.1	Descripción de la bancada experimental	51
4.2	Resultados obtenidos	52
4.3	Resumen	55
5	Conclusiones y Trabajos Futuros	57
5.1	Conclusiones	57
5.2	Trabajos Futuros	59
APÉNDICE		60
A	Modelo Matemático del Generador de Inducción Hexafásico	61
A.1	Introducción	61
A.2	Modelado del generador de inducción asimétrico hexafásico	62
A.2.1	Descomposición en el espacio vectorial	62
A.2.2	Transformación del sistema estático al dinámico	64

A.3	Condiciones de auto-excitación del generador de inducción	69
A.3.1	Circuito <i>RLC</i>	70
A.3.2	Análisis del proceso de auto-excitación	72
A.4	Análisis de auto-excitación del GIAH con distintas cargas	78
A.4.1	Simulación del GIAH sin saturación y sin carga	81
A.4.2	Simulación del GIAH con saturación y sin carga	83
A.4.3	Simulación del GIAH con saturación y con carga	85
A.5	Topologías de conexión de generadores multifásicos	86
A.5.1	Sistemas de generación conectados a la red	86
A.5.2	Sistemas de generación conectados de forma aislada	88
B	Publicaciones	91
B.1	Artículo 1	93
B.2	Artículo 2	99
B.3	Artículo 3	107
B.4	Artículo 4	112
B.5	Artículo 5	113
B.6	Artículo 6	119
B.7	Artículo 7	124
	Referencias	131

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1	Disposición de las bobinas de la MIAH.	7
2.2	Sistema de referencia estacionario α - β y α' - β' .	13
2.3	Sistema de referencia dinámico d - q .	15
2.4	Diagrama esquemático del VSI de 6 fases y dos niveles.	18
2.5	Proyecciones de los vectores de tensión en los planos α - β y x - y .	21
2.6	Diagrama en bloques del control escalar v/f .	22
2.7	Diagrama en bloques del control vectorial para una MIAH.	26
2.8	Diagrama en bloques del FCS-MPC	28
2.9	Diagrama en bloques de la MIAH en el espacio de estados con KF.	32
2.10	Sectores disponibles para un VSI hexafásico.	35
2.11	Patrón de conmutación seleccionado para los vectores óptimos.	36
2.12	PCC propuesto con M1 para el MIAH.	37

2.13	Proyección de $\hat{i}_s$ en los planos $\alpha\text{-}\beta$ y $x\text{-}y$.	38
2.14	PCC propuesto con M2 para el GIAH.	38
2.15	Diagrama en bloques del control speed sensorless con FCS-MPC.	39
3.1	Análisis de THD de las corrientes de estator medidas $i_{\alpha s}$.	44
3.2	Corrientes de estator en los planos $\alpha\text{-}\beta$ y $x\text{-}y$.	45
3.3	Respuesta de transitorios usando las técnicas M1 y M2.	47
3.4	Minimización de la función de costo de M1 y M2.	47
3.5	Resultados del control speed sensorless a velocidad variable.	48
3.6	Resultados del control speed sensorless a par de torsión variable.	49
4.1	Corrientes de estator en los planos $\alpha\text{-}\beta$ y $x\text{-}y$.	54
4.2	Análisis de THD de las corrientes medidas $i_{\alpha s}$.	54
4.3	Corrientes de estator en el eje q para una respuesta escalón.	55
A.1	Disposición de las bobinas del generador de seis fases.	65
A.2	Circuito equivalente del GIAH en el sub-espacio α .	65
A.3	Circuito equivalente del GIAH en el sub-espacio β .	66
A.4	Circuito equivalente del GIAH los sub-espacios $x\text{-}y\text{-}z_1\text{-}z_2$.	66
A.5	Circuito RLC.	70
A.6	Corriente en el circuito RLC, R positiva.	71
A.7	Corriente en el circuito RLC, R negativa.	72
A.8	Variación de la inductancia de magnetización	78
A.9	Curva velocidad-capacitancia del GIAH.	80
A.10	GIAH sin saturación.	82
A.11	GIAH con saturación.	84
A.12	Voltaje generado en el GIAH con saturación.	85
A.13	Voltaje de salida de un GIAH con carga.	86
A.14	Voltaje de salida de un GIAH con carga RL .	86
A.15	Topología de generación multifásica modular.	88
A.16	Topología de generación multifásica paralela.	88

ÍNDICE DE TABLAS

3.1	Parámetros eléctricos y mecánicos de la MIAH.	42
3.2	Análisis de la corriente de estator en α , MSE, THD.	43
3.3	Análisis de las corrientes de estator x - y , MSE.	44
3.4	Análisis de la corriente de estator, MSE.	46
3.5	Análisis de las corrientes de estator α - β , THD.	46
4.1	Parámetros eléctricos y mecánicos de la MIAH de la bancada.	52
4.2	Análisis de las corrientes de estator α - β , x - y sin modulación a 16 kHz.	52
4.3	Análisis de las corrientes de estator α - β , x - y sin modulación a 20 kHz.	53
4.4	Análisis de las corrientes de estator α - β , x - y con M2 a 16 kHz.	53
4.5	Análisis de las corrientes de estator α - β , x - y con M2 a 20 kHz.	53
5.1	Resumen de los logros obtenidos durante la Tesis.	58
A.1	Parámetros del GIAH jaula de ardilla y su curva de magnetización.	79

A.2	Raíces de la ecuación característica.	80
A.3	Inductancia de magnetización, capacitancia y velocidad del rotor.	81
A.4	Capacitancia y velocidad del rotor.	83

ACRÓNIMOS

AC	Corriente alterna.
BTB	Espalda a espalda.
CCS-MPC	Control predictivo de estado continuo.
DC	Corriente continua.
DRFOC	Control vectorial directo de campo rotórico orientado.
FCS-MPC	Control predictivo de estados finitos.
FOC	Control de campo orientado.
GIAH	Generador de inducción asimétrica hexafásica.
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.

MMF	Campo magnético rotatorio.
MPC	Control predictivo por modelo.
MSE	Error cuadrático medio.
PCC	Control predictivo de corriente.
PI	Proporcional integral.
PMSG	Generador síncrono de imanes permanentes.
PWM	Modulación por ancho de pulsos.
RFOC	Control de campo rotórico orientado.
STA	Algoritmo de torsión super.
THD	Distorsión armónica total.
VSC	Convertidor con fuente de tensión.
VSD	Descomposición de espacio vectorial.
VSI	Inversor con fuente de tensión.

CAPÍTULO 1

JUSTIFICACIÓN Y METODOLOGÍA

1.1 Introducción

Desde el punto de vista de sistemas de generación de energía renovables, las áreas más activas de investigación son las pequeñas centrales hidráulicas, solares fotovoltaicas y las eólicas [1, 2]. En estas centrales se utilizan principalmente generadores trifásicos de inducción por su alta fiabilidad, bajo costo, construcción simple, robustez y bajo mantenimiento [1]. Sin embargo, no es conveniente su aplicación para generación de alta potencia (mayores a 10 MW se utilizan generadores síncronos) ya que no puede operar con fallas de una o más fases en el estator, además produce un alto rizado en el par de torsión con alta amplitud y baja frecuencia y también una alta vibración mecánica [1, 2]. Debido a esto, en los últimos años el interés de las máquinas multifásicas (cantidad de fases > 3) en la comunidad académica e industrial ha incrementado debido a sus características propias como bajo rizado de par de torsión, mejor distribución de potencia por fase y mayor tolerancia a fallos en comparación a las máquinas trifásicas [2, 3]. Otras aplicaciones atractivas para las máquinas multifásicas, además de la generación de energía eléctrica

mediante sistemas eólicos, son los sistemas de tracción en vehículos eléctricos, vehículos híbridos, aeronaves más eléctricas, entre otras.

Entre las máquinas multifásicas más estudiadas en la actualidad se encuentra la asimétrica hexafásica (también conocida como: máquina de seis fases, máquina de doble devanado trifásico o máquina dual trifásica), siendo una de las primeras máquinas multifásicas propuestas [4–9]. La presente Tesis se centra en el estudio de esta máquina particular. En muchas aplicaciones industriales y en las mencionadas anteriormente, las MIAH son operadas bajos regímenes de velocidad variable, por lo que es requerido un convertidor electrónico de potencia [10]. Para poder controlar las variables físicas de la MIAH se propusieron varias estrategias de control aplicadas al convertidor de potencia en las últimas décadas, algunos son el FOC utilizando un control de corriente interno de lazo cerrado, otro es el DTC [11]. Sin embargo, el DTC tiene algunas desventajas como control débil del par de torsión a baja velocidad, pulsaciones notorias de par de torsión y flujo magnético y un comportamiento de frecuencia de conmutación variable [12]. Por otro lado, el IRFOC tiene un buen comportamiento de corriente, pero contiene un lazo externo de velocidad, cuatro lazos internos de corriente, un control de flujo magnético y algunos modelos de transformación para distintos planos espaciales de referencia. Por ello, el costo computacional y la complejidad de la implementación del sistema de control es incrementado [13].

En los últimos años, debido a los avances tecnológicos y la creación de microcontroladores más veloces con capacidad de cálculos complejos, la implementación de sistemas de control no lineales, como control de modo deslizante, control difuso, control adaptativo y el MPC se han vuelto más viables [14, 15]. Particularmente el MPC ha ganado mayor interés, debido a sus distintas propiedades como características de desacoplamiento intrínseco, rápida respuesta dinámica y alto ancho de banda. Comparando con el IRFOC, el MPC es más intuitivo y fácil de implementar [16]. Debido que los convertidores de potencia poseen una posibilidad finita de estados de conmutación, al MPC aplicado a éstos se los conoce también como FCS-MPC. El FCS-MPC posee las ventajas inherentes al controlador MPC, tales como una precisión bastante evidente y una alta velocidad de respuesta dinámica. Aunque se han logrado avances en el diseño del controlador FCS-MPC, aún existen factores, tales como el factor de peso, la estabilidad, el error en estado estable y la frecuencia de conmutación variable, que se pueden optimizar [14, 17]. Este último factor tiene un efecto negativo desde el punto de vista del rizado de corriente, ya que el FCS-MPC produce una alta distorsión debido a un grupo finito de estados posibles [18]. Sin embargo, al incluir un modulador se puede obtener una respuesta a frecuencia fija de conmutación y una disminución del rizado de corriente. Existen varias técnicas de

modulación capaces de obtener un resultado satisfactorio junto con el FCS-MPC [19, 20], y en esta Tesis se proponen dos técnicas, como principal aportación.

Al mismo tiempo, si se analiza desde el punto de vista de aplicación de estas técnicas de control, se puede desarrollar un control del tipo speed sensorless, mediante estas técnicas de FCS-MPC, agregando un estimador de velocidad que posibilitaría la eliminación del sensor de velocidad, mejorando la inmunidad del ruido, un incremento de la viabilidad y una disminución de los requerimientos de mantenimiento y costo de implementación [11, 12, 21].

1.2 Motivación

La principal motivación que ha impulsado esta Tesis es el desarrollo de avances en los métodos de control FCS-MPC aplicado a los accionamientos de inducción multifásicos en los sistemas de generación, específicamente la asimétrica hexafásica, teniendo en cuenta que en las últimas décadas, ha habido grandes avances en el área de máquinas multifásicas, especialmente en aplicaciones de generación eléctrica. Para su correspondiente aplicación, es necesario el uso de convertidores electrónicos de potencia, por ello el estudio de los mismos y sus diversas técnicas de control es un tema muy relevante para el estudio de las máquinas multifásicas, el cual también es abarcado en esta Tesis, por lo cual se definen los siguientes objetivos.

1.3 Objetivos

Estudiar los accionamientos de inducción asimétricos hexafásicos proponiendo nuevos esquemas de control FCS-MPC de altas prestaciones. En concreto, se pueden enumerar los siguientes apartados:

- Diseñar nuevos esquemas de control FCS-MPC aplicados a accionamientos de inducción asimétricos hexafásicos basados en el comportamiento del sistema para el control óptimo de la corriente con estimadores de corriente de rotor, agregando modulaciones en la etapa final del control predictivo para obtener una frecuencia fija de conmutación y un control externo de velocidad.
- Analizar la eficiencia del control FCS-MPC aplicado a un control speed-sensorless en accionamientos de inducción asimétricos hexafásicos.
- Realizar un análisis exhaustivo de la máquina de inducción asimétrica hexafásica como modo generador considerando un modelo matemático en el plano estacionario

con una curva de magnetización aproximada para un análisis preciso, exponiendo la máquina a distintas condiciones de operación y cargas de diversos tipos.

- Realizar aportes científicos a través de la redacción de dos artículos científicos a nivel internacional.

1.4 Organización del documento

En primer lugar, se realiza una presentación del trabajo, sus fundamentos y demás cuestiones preliminares (Capítulo 1). Posteriormente, se describe al estado del arte de los accionamientos multifásicos enfocado en el modelado, y los distintos métodos de control de corriente y velocidad (Capítulo 2). Luego se exponen los resultados de simulación obtenidos en mediante las estrategias de control propuestas en la presente Tesis (Capítulo 3). Primero se detallan los aportes relacionados con las técnicas de control de corriente con distintas técnicas de modulación y luego un con un lazo externo de velocidad del tipo speed sensorless. Posteriormente se presenta la validación experimental de uno de los métodos de control propuesto, utilizando para ello una bancada de ensayos experimentales (Capítulo 4). Finalmente se exponen las conclusiones alcanzadas y se presentan futuros trabajos en la línea de investigación planteada en esta Tesis (Capítulo 5).

El Apéndice se compone, por un lado, del desarrollo detallado del análisis del modelo matemático de la máquina hexafásica en modo generador Y por otro lado, se incluye los artículos publicados basados en ideas originales, desarrollados y publicados durante la realización de la investigación en los accionamientos de MIAH.

Por último, cabe mencionar las actividades realizadas durante la estancia científica en la Universidad de Vigo, donde se pudo realizar la validación experimental de una de las técnicas de control propuestas y se logró una capacitación con el programa ANSYS-MAXWELL que permitirá realizar diseños de máquinas multifásicas de distintos tipos por el método de elementos finitos.

CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE EN EL CONTROL DE MÁQUINAS DE INDUCCIÓN ASIMÉTRICAS HEXAFÁSICAS

Este capítulo se basa en el estudio teórico de técnicas de control con estimadores de estado aplicadas a MIAH. La Sección 2.1 describe el modelo matemático de la MIAH y del VSI a utilizar. Luego, en la Sección 2.2 se describen las técnicas de control más aplicadas a MIAH y al Control Predictivo, que será la técnica de control que se implementará. En la Sección 2.3 se explicarán los estimadores de estado aplicados al PCC. Más adelante, en la Sección 2.4 se analizarán dos técnicas de modulación que serán consideradas como etapas finales para el PCC, teniendo en cuenta las ventajas que aportará al PCC. Por último, en la Sección 2.5 se considerará un caso de aplicación del PCC con KF para una técnica de control speed sensorless para una MIAH.

2.1 Modelado del sistema

2.1.1 Modelo de máquinas de inducción de bobinados distribuidos

Las MI constituyen unos de los dispositivos electromecánicos más utilizados en aplicaciones industriales por sus bajos costos de producción y mantenimiento. La teoría general de máquinas eléctricas y sistemas multifásicos dispone de suficientes herramientas para definir el modelo del sistema, considerando un número arbitrario de fases [22]. La generalización de Fortescue y Clarke son la base para los modelos vectoriales utilizados actualmente. Esta generalización diferencia entre máquinas con un número de fases correspondiente a un múltiplo de tres [13, 20] y máquinas con un número arbitrario par o impar de fases [23–25].

Entre las máquinas multifásicas más estudiadas, desde el punto de vista del modelado matemático, se encuentran las máquinas de cinco y seis fases [13, 20, 23–25], aunque para el caso de las máquinas simétricas son preferibles los diseños con números de fases impar a los pares. Esto se debe a que en los casos de distribución simétrica y con número par de fases se producirá un rizado de par electromagnético idéntico al de una máquina con la mitad del número de fases, perdiéndose una de las principales ventajas que se deriva del uso de un accionamiento multifásico. Cuando el número de fases es múltiplo de tres y par, además de ser asimétrica con neutros aislados se obtiene el mismo número de planos (grado de libertad para el control) que en máquinas simétricas con número de fases menor pero ofreciendo una mejor distribución de la potencia por fase. Particularmente, las máquinas con devanados múltiplos de tres son de mayor interés para aplicaciones de alta potencia [26].

2.1.1.1 Consideraciones para el modelado El proceso de modelado de las máquinas multifásicas está generalmente sujeto a varias consideraciones, las cuales se mencionan a continuación [27, 28].

- Todos los bobinados en el estator de la máquina son iguales, mientras que el rotor es del tipo jaula de ardilla que puede ser modelado como n cargas inductivas interconectadas en paralelo por los anillos que sostienen a las barras que lo conforman.
- El entrehierro de la máquina se considera uniforme y de espesor constante, y su variación debido a las excentricidades del rotor o por las ranuras del estator y del rotor son despreciables.
- La característica de magnetización del material ferromagnético se supone que es lineal. Por lo tanto, los efectos de la saturación magnética no se consideran.

- Las inductancias de fuga y la resistencia de los devanados de estator y rotor se consideran constante. Se ignoran sus variaciones debidas a cambios de frecuencia o temperatura.
- Las variables del rotor se encuentran proyectadas al estator mediante la relación de transformación del acoplamiento estator–rotor.

2.1.1.2 Modelo definido en función de las variables de fase de una MIAH La MIAH está compuesta de dos sistemas trifásicos conectados en estrella y desfasados por 30° entre sí, por lo que también se lo suele denominar dual-trifásico. Esta posee dos neutros independientes (aislados), uno por cada sistema trifásico. La **Figura 2.1** muestra la disposición de las bobinas de los sistemas trifásicos y su correspondiente desfasaje, además de los neutros N y N' .

Debido a que todos los bobinados distribuidos de la máquina de inducción tienen una naturaleza del tipo resistiva-inductiva, la ecuación de equilibrio de tensión de cada fase, tanto del estator como del rotor, sigue esta ecuación:

$$v = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (2.1)$$

donde v , i y ψ son los valores instantáneos de las magnitudes de voltaje, corriente y flujo magnético respectivamente, a la vez que R representa la resistencia del bobinado. La MIAH posee seis fases, tanto en el estator como en el rotor, y la ecuación que representa el equilibrio de tensión por fase puede representarse de forma matricial con las siguientes ecuaciones:

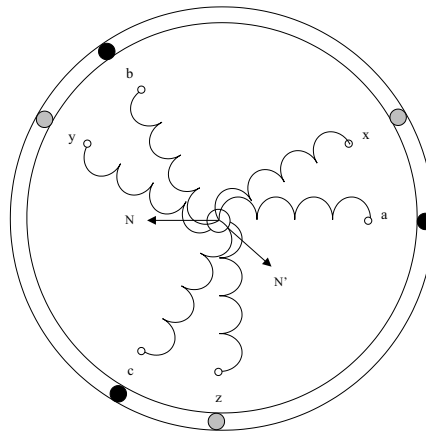


Figura 2.1 Disposición de las bobinas de la MIAH.

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \psi_s \quad (2.2)$$

$$v_r = R_r i_r + \frac{d}{dt} \psi_r \quad (2.3)$$

donde $v_s = [v_{sa}, v_{sx}, v_{sb}, v_{sy}, v_{sc}, v_{sz}]^T$ y $v_r = [v_{ra}, v_{rx}, v_{rb}, v_{ry}, v_{rc}, v_{rz}]^T$ son los vectores columna que representan las tensiones del estator y del rotor, respectivamente, $i_s = [i_{sa}, i_{sx}, i_{sb}, i_{sy}, i_{sc}, i_{sz}]^T$ y $i_r = [i_{ra}, i_{rx}, i_{rb}, i_{ry}, i_{rc}, i_{rz}]^T$ son los vectores que representan las corrientes del estator y del rotor, respectivamente y $\psi_s = [\psi_{sa}, \psi_{sx}, \psi_{sb}, \psi_{sy}, \psi_{sc}, \psi_{sz}]^T$ y $\psi_r = [\psi_{ra}, \psi_{rx}, \psi_{rb}, \psi_{ry}, \psi_{rc}, \psi_{rz}]^T$ son los vectores que representan los flujos del estator y del rotor, respectivamente. Las resistencias del estator y rotor representadas por R_s y R_r son matrices diagonales con sus respectivos valores. Por último, se tiene en cuenta que los bobinados del rotor en la máquina de inducción tipo jaula de ardilla están cortocircuitadas, las tensiones en el rotor en (2.3) son nulas.

Las matrices de flujo magnético se encuentran definidas tal como se describe en las siguientes ecuaciones:

$$\psi_s = L_s i_s + L_{sr} i_r \quad (2.4)$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_{rs} i_s \quad (2.5)$$

donde L_s y L_r son las matrices de inductancia del estator y rotor, respectivamente y L_{sr} y L_{rs} son las inductancias mutuas del estator a rotor y rotor a estator, respectivamente. Bajo las consideraciones antes mencionadas, las matrices de inductancia del estator y del rotor sólo poseen coeficientes constantes y son matrices 6×6 :

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

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

donde L_{ls} y L_{lr} son las inductancias de dispersión del estator y rotor respectivamente.

Se considera que todos los devanados individuales de las fases en el estator son iguales y que los devanados se encuentran distribuidos asimétricamente, y además que las inductancias de fase son iguales. La posición relativa de los devanados del rotor con relación a los devanados del estator y viceversa depende directamente del ángulo del rotor θ_r , el cual varía debido a la posición angular del rotor y hace que los coeficientes de las matrices L_{sr} y L_{rs} varíen en el tiempo. La velocidad eléctrica del rotor se obtiene de la siguiente ecuación:

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r dt \quad (2.8)$$

Según las consideraciones hechas al inicio de esta sección, ambos flujos, generados en el estator y en el rotor, son sinusoidales y la matriz L_{sr} es:

$$L_{sr} = M \begin{bmatrix} \cos(\sigma_a) & \cos(\sigma_x) & \cos(\sigma_b) & \cos(\sigma_y) & \cos(\sigma_c) & \cos(\sigma_z) \\ \cos(\sigma_z) & \cos(\sigma_a) & \cos(\sigma_x) & \cos(\sigma_b) & \cos(\sigma_y) & \cos(\sigma_c) \\ \cos(\sigma_c) & \cos(\sigma_z) & \cos(\sigma_a) & \cos(\sigma_x) & \cos(\sigma_b) & \cos(\sigma_y) \\ \cos(\sigma_y) & \cos(\sigma_c) & \cos(\sigma_z) & \cos(\sigma_a) & \cos(\sigma_x) & \cos(\sigma_b) \\ \cos(\sigma_b) & \cos(\sigma_y) & \cos(\sigma_c) & \cos(\sigma_z) & \cos(\sigma_a) & \cos(\sigma_x) \\ \cos(\sigma_x) & \cos(\sigma_b) & \cos(\sigma_y) & \cos(\sigma_c) & \cos(\sigma_z) & \cos(\sigma_a) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

donde M representa la inductancia de magnetización. La inductancia mutua del rotor a estator se obtiene de $L_{rs} = L_{sr}^T$. Los ángulos σ se definen de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \sigma_a &= \theta_r & \sigma_x &= \theta_r + \varphi & \sigma_b &= \theta_r + \frac{2\pi}{3} \\ \sigma_y &= \theta_r + \frac{2\pi}{3} + \varphi & \sigma_c &= \theta_r + \frac{4\pi}{3} & \sigma_z &= \theta_r + \frac{4\pi}{3} + \varphi \end{aligned} \quad (2.10)$$

donde $\varphi = \frac{\pi}{6}$ es el desfase angular entre los dos devanados trifásicos.

Las ecuaciones (2.2) y (2.3) se pueden plantear de la siguiente forma:

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

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

Por medio de (2.2)-(2.12) se describe por completo el comportamiento eléctrico de una MIAH, representada por las variables de fase. A causa de que sólo hay un grado de libertad en el movimiento del rotor, la ecuación que relaciona el par de torsión y los parámetros mecánicos de la máquina con respecto a la velocidad mecánica es:

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

donde T_e representa el par electromagnético generado por la máquina, T_L el par de torsión de la carga mecánica, J_m el coeficiente de inercia, B_m el coeficiente de fricción mecánica y ω_{rm} la velocidad mecánica angular. Al mismo tiempo, se puede relacionar ω_{rm} con la velocidad eléctrica ω_r por esta relación:

$$\omega_r = P \omega_{rm} \quad (2.14)$$

donde P es el número de pares de polos magnéticos de la máquina de inducción hexafásica. De esta manera se obtiene la siguiente ecuación:

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

El par electromagnético generado T_e desarrollado por la máquina, relaciona el sub-sistema electromagnético con el subsistema mecánico y es responsable de la conversión electromecánica de la energía. En general, el par electromagnético viene dado por la siguiente ecuación:

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

Como L_s y L_r no dependen de la posición del rotor ω_r , la ecuación (2.16) se reduce a:

$$T_e = P i_s^T \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} i_r \quad (2.17)$$

Esto equivale a que el par electromagnético creado en la MIAH es dependiente directamente de la interacción entre los bobinados del estator y del rotor. El modelo matemático

completo de la MIAH es representado por medio de las ecuaciones (2.2)-(2.17). Este modelo matemático se compone de trece ecuaciones diferenciales, de los cuales doce representan el equilibrio de tensión en el estator y el rotor, y la última denota la ecuación mecánica de equilibrio. Este es un sistema no lineal basado en ecuaciones diferenciales, con coeficientes variantes en el tiempo debido a la inductancia mutua entre estator a rotor.

Aunque es posible resolver el modelo completo directamente en función de las variables de fase, gracias a los modernos computadores, esto implicaría un costo computacional muy elevado, por tanto, se han propuesto varias transformaciones de las variables de fase para convertir el modelo de variables de fase a otro más simplificado.

2.1.1.3 Transformación de Clarke En el modelo descrito anteriormente, con el enfoque basado en las variables de fase, cada variable eléctrica queda definida en un espacio de dimensión 6. Luego, aplicando la transformación de Clarke, por medio de la matriz cuadrada $\mathbf{C}$ de orden 6, se consigue reemplazar el conjunto de 6 variables en un nuevo conjunto de 6 variables, y al mismo tiempo descompone el vector de espacio de 6 dimensiones en 3 planos bidimensionales. Como los planos y ejes que constituyen el nuevo espacio son ortogonales, el cual constituye la principal propiedad de esta transformación, estos planos estarán completamente desacoplados entre sí, con lo que se consigue una importante simplificación en el modelo de la MIAH. La transformación aplicada se indica en la siguiente ecuación:

$$g_{\alpha\beta} = \mathbf{C}g_{1,2,3,4,5,6} \quad (2.18)$$

donde $g_{\alpha\beta} = [g_\alpha, g_\beta, g_x, g_y, g_{z_1}, g_{z_2}]^T$ representa el vector columna de las magnitudes eléctricas de tensión, corriente o flujo que designan tanto al estator como al rotor luego de la transformación. y $g_{1,2,3,4,5,6} = [g_1, g_2, g_3, g_4, g_5, g_6]^T$ corresponde al vector columna en función a las variables de fase. Como se satisface la condición que $\mathbf{C}^{-1} = \mathbf{C}^T$, se puede asumir que $g_{1,2,3,4,5,6} = \mathbf{C}^T g_{\alpha\beta}$

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

donde $\phi = \frac{\pi}{6}$ y $k = \frac{2}{6}$ que representa a la magnitud encargada de mantener invariante a la amplitud (voltaje-corriente) [29].

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

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

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

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

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

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

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

$$v_{z_1 s} = R_s i_{z_1 s} + \frac{d\psi_{z_1 s}}{dt} = R_s i_{z_1 s} + L_{ls} \frac{di_{z_1 s}}{dt} \quad (2.26)$$

$$v_{z_2 s} = R_s i_{z_2 s} + \frac{d\psi_{z_2 s}}{dt} = R_s i_{z_2 s} + L_{ls} \frac{di_{z_2 s}}{dt} \quad (2.27)$$

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

Entre (2.20)-(2.23) se representan a las componentes del estator y rotor del plano α - β , donde se mapea la componente fundamental del flujo y, por lo tanto, es el plano vinculado a la conversión de energía electromecánica. En los demás planos ortogonales x - y y z_1 - z_2 sólo se encuentran las variables de estator, al considerar el devanado de la MIAH del tipo distribuido. Particularmente, en el plano z_1 - z_2 se representan los componentes homopolares, que de parte del rotor no tendrán en ningún caso corriente ya

que se encuentran cortocircuitadas. Además el modelo de MIAH a estudiar será con los dos neutros aislados entre sí, por lo que la corriente en el estator en este plano será nula.

Luego de la aplicación de la transformación, las variables del rotor y del estator en las ecuaciones (2.20)-(2.23) se encuentran referidas a marcos de referencias distintos, como se aprecia en la **Figura 2.2**. Las variables del estator se encuentran referidas a un marco de referencia estacionario α - β , mientras que las variables del rotor se encuentran referidas a un marco de referencia fijado al rotor α' - β' que se encuentra desfasado del plano α - β por θ y gira a una velocidad ω_r . Se deben representar todas las variables con respecto a un único marco de referencia para simplificar el modelo en estado estacionario. Para ello, es necesario aplicar una transformación a las variables del rotor utilizando la matriz de rotación $\mathbf{R}(\theta)$, que se aprecia en la siguiente ecuación:

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

donde $g_r = [g_{\alpha r}, g_{\beta r}, g_{x r}, g_{y r}, g_{z_1 r}, g_{z_2 r}]^T$ y $g'_r = [g'_{\alpha r}, g'_{\beta r}, g'_{x r}, g'_{y r}, g'_{z_1 r}, g'_{z_2 r}]^T$. La matriz $\mathbf{R}(\theta)$ se denota como:

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

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

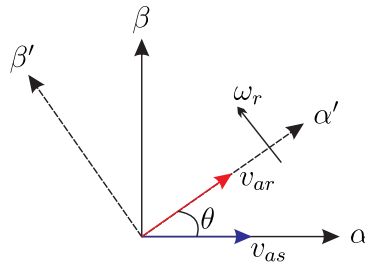


Figura 2.2 Sistema de referencia estacionario α - β y α' - β' .

La aplicación de esta transformación en el rotor sólo afecta a sus componentes en el plano α - β . Finalmente, el modelo de la MIAH en este plano, con todas sus variables referenciadas respecto al marco de referencia estacionario, es descrito por las siguientes ecuaciones:

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

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

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

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

El par electromagnético generado, definido en base a las nuevas variables, se calcula aplicando las transformaciones descritas en (2.18) y (2.28) a (2.17) con lo que se obtiene la siguiente ecuación:

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

donde el factor 3 no aparecerá cuando se aplique una transformación invariante en potencia.

2.1.1.4 Transformada rotacional o de Park Existen otras simplificaciones que pueden ser conseguidas cuando las variables son definidas respecto a otros marcos de referencias dinámicos, seleccionados apropiadamente para el control. Los cambios de marco de referencia se obtienen mediante transformaciones matriciales aplicadas al modelo de desacoplado de Clarke. Como el estator y el rotor se encuentran acoplados sólo en el plano α - β , las transformaciones a marcos de referencia dinámicos sólo afectarán a las variables eléctricas definidas en el mismo. La transformación se define de tal forma que el nuevo conjunto de bobinados del estator y del rotor, los cuales reemplazarán a los bobinados en α - β , giren a la misma velocidad angular, también llamada marco de referencia dinámico d - q . Además, el movimiento relativo entre los bobinados del estator y del rotor queda eliminado, consiguiendo así un conjunto de ecuaciones diferenciales con coeficientes constantes.

Como en una MIAH el entrehierro es constante y todas las inductancias de los bobinados del estator y del rotor también son constantes, la elección de la velocidad de giro del

marco de referencia dinámico es arbitrario. Para el desarrollo del modelo, se denota a la velocidad de giro del marco de referencia dinámico como ω_a , cuya posición instantánea respecto al marco estacionario está definida por la coordenada θ_a , que se relaciona a su vez con la velocidad de la siguiente forma:

$$\theta_a(t) = \int_0^t \omega_a dt \quad (2.36)$$

el cual será utilizada para la transformación rotacional de las variables estatóricas. Del mismo modo, el rotor también se encuentra girando a una velocidad ω_r y su coordenada respecto al marco de referencia estacionario se encuentra dada por la variable θ como se observa en la **Figura 2.3**. Sin embargo, la coordenada del rotor respecto al marco de referencia d - q está definida por la posición ω_r que depende en cada instante de tiempo de la velocidad relativa entre el marco de referencia dinámico y el rotor ω_{sl} (deslizamiento) de acuerdo con la siguiente ecuación:

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

El segundo eje del marco de referencia dinámico, el cual es perpendicular al eje d , es denominado q . Así, la transformación de las variables de estator y rotor se detalla mediante la siguiente ecuación:

$$g_{dq} = \mathbf{D} g_{\alpha\beta} \quad (2.38)$$

donde $g_{dq} = [g_d, g_q, g_x, g_y, g_{z_1}, g_{z_2}]^T$ y $g_{\alpha\beta} = [g_\alpha, g_\beta, g_x, g_y, g_{z_1}, g_{z_2}]^T$.

La matriz $\mathbf{D}$ se denota como:

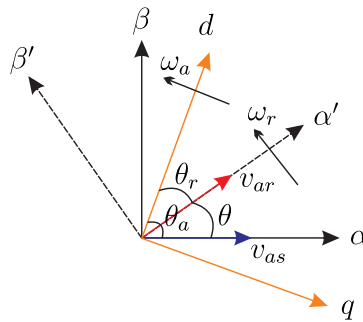


Figura 2.3 Sistema de referencia dinámico d - q .

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

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

siendo $\mathbf{D}_s$ la matriz de transformación para las variables de estator y $\mathbf{D}_r$ la matriz de transformación para las variables de rotor. La transformación de rotación sólo aplica a las ecuaciones en el plano α - β , mientras que las ecuaciones en los sub-espacios x - y y z_1 - z_2 no varían. También se puede afirmar que $g_{\alpha\beta} = \mathbf{D}^T g_{dq}$ ya que se cumple esta condición $\mathbf{D}^{-1} = \mathbf{D}^T$.

El modelo matemático resultante, luego de la aplicación de la transformación propuesta en (2.38)-(2.40) se encuentra definido por el siguiente conjunto de ecuaciones de equilibrio de tensión:

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

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

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

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

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

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

$$v_{z_1s} = R_s i_{z_1s} + L_{ls} \frac{di_{z_1s}}{dt} \quad (2.47)$$

$$v_{z_2s} = R_s i_{z_2s} + L_{ls} \frac{di_{z_2s}}{dt} \quad (2.48)$$

Por último, el par electromagnético generado se define de manera similar al caso anterior (2.35):

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

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

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

2.1.2 Modelo de los convertidores electrónicos de potencia

Existen diferentes topologías de convertidores de potencia multifásicos entre las que se encuentra el convertidor multinivel [30–33]. No obstante, la topología más popular tanto en sistemas trifásicos como multifásicos sigue siendo la de dos niveles y dos etapas AC/DC–DC/AC. Estas etapas consisten por lo general en un rectificador no controlado y un VSI, respectivamente; acoplados eléctricamente por un bus de corriente continua denominada comúnmente DC–link. El sistema descrito posee la capacidad de operar en un amplio rango de frecuencias en su salida y de generar, mediante un adecuado algoritmo de control, una salida con valor medio sinusoidal conjuntamente con una pequeña cantidad de armónicos de bajo orden.

El modelo del VSI es de utilidad para la formulación y extensión de las técnicas de control propuestas en esta Tesis. Inicialmente se obtiene el modelo escalar del VSI, para posteriormente, aplicar las transformaciones descritas en el capítulo anterior para definir el modelo vectorial que resulta de mayor interés para la descripción de las distintas estrategias de control descritas posteriormente.

2.1.2.1 Modelo escalar del VSI de 6 fases asimétrico En la **Figura 2.4** se muestra un esquema del VSI de 6 ramas y dos niveles. Se considera que el DC–link es alimentado con una fuente de tensión V_{dc} de corriente continua con un punto medio o . El convertidor está compuesto de 12 interruptores electrónicos de potencia, un par por cada rama. La

salida del VSI corresponde a cada punto medio (a, x, b, y, c, z) entre estos interruptores. Se asume, por simplicidad, que la salida del VSI alimenta a una carga balanceada en conexión estrella con predominancia inductiva (característica dominante en las máquinas eléctricas). Las tensiones de fase se definen por las variables V_{sk} y $V_{sk'}$ siendo $k = [a, b, c]$ y $k' = [x, y, z]$.

Para el esquema presentado, a fin de evitar cortocircuitos, en cada rama sólo puede ser disparado un interruptor de potencia a la vez. Cuando ambos interruptores de una rama se encuentran apagados no se tiene ningún tipo de control sobre la carga por lo que este estado también debe ser evitado. Las condiciones especificadas se cumplen en el esquema presentado en la **Figura 2.4**, utilizando señales de disparos complementarias para cada par de interruptores en una determinada rama. Así, el estado de cada rama (S_k y $S_{k'}$) puede definirse utilizando la lógica binaria, ($S_k \in [0, 1]$ y $S_{k'} \in [0, 1]$); de manera que $S_k = 1$ implica que el interruptor superior se encuentran encendido y el inferior apagado, mientras que el caso opuesto se verifica cuando $S_k = 0$ (interruptor inferior encendido y superior apagado). Esto permite que en la salida del VSI se disponga de dos niveles de tensión ($\pm \frac{V_{dc}}{2}$ respecto al punto medio del DC-link (o). La función de conmutación del VSI puede definirse utilizando el vector de conmutación $[S_a, S_x, S_b, S_y, S_c, S_z]^T$.

Las tensiones v_{kn} y $v_{k'n}$ respecto al bus negativo del DC-link (n) pueden ser definidas basándose en el estado de conmutación de sus ramas, como se indica en la siguiente ecuación:

$$v_{kn} = V_{dc}S_k \quad v_{k'n} = V_{dc}S_{k'} \quad (2.51)$$

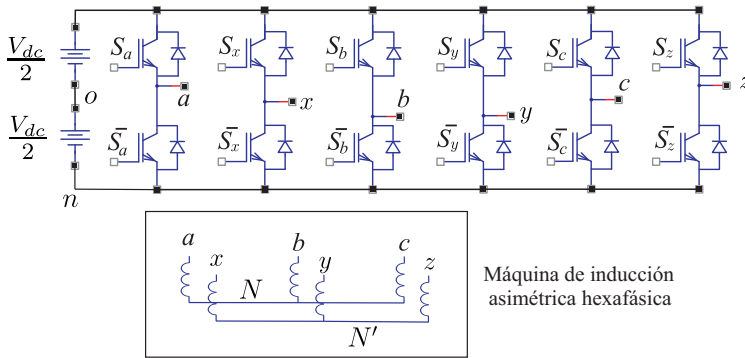


Figura 2.4 Diagrama esquemático del VSI de 6 fases y dos niveles.

Por otra parte, las tensiones v_{kn} y $v_{k'n}$ se encuentran relacionadas con las tensiones de fase (v_{kN} y $v_{kN'}$) y las tensiones entre el bus negativo del DC-link y los puntos comunes del conexionado en estrella (v_{Nn} y $v_{N'n}$), con estas ecuaciones:

$$v_{kn} = v_{kN} + v_{Nn} \quad v_{k'n} = v_{kN'} + v_{N'n} \quad (2.52)$$

Para el caso estudiado con carga balanceada, la suma de las tensiones de fase debe ser igual a cero. Sumando todas las ecuaciones que se obtienen en cada fase con la expresión obtenida en (2.52) en conjunto con (2.51), se llega a que las tensiones v_{Nn} y $v_{N'n}$ pueden definirse a partir de los estados de conmutación de la siguiente forma:

$$v_{Nn} = \frac{1}{3}(v_{an} + v_{bn} + v_{cn}) \quad v_{N'n} = \frac{1}{3}(v_{xn} + v_{yn} + v_{zn}) \quad (2.53)$$

Reemplazando esta igualdad en (2.52), las tensiones quedan determinadas por las siguientes ecuaciones:

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

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 $\frac{V_{dc}}{3}$. Por simplicidad, las tensiones de fase definidas en (2.54) en función de los estados de conmutación pueden expresarse utilizando matrices, como se indica a continuación:

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{xN} \\ v_{bN} \\ v_{yN'} \\ v_{cN'} \\ v_{zN'} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 2 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_x \\ S_b \\ S_y \\ S_c \\ S_z \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Las tensiones en modo común del VSI se definen como la tensión del punto común del conexionado en estrella (N y N') con respecto al punto medio del DC-link (o) y se los puede considerar de la siguiente manera:

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

Estas últimas ecuaciones indican que el VSI de dos niveles con 6 fases asimétrico, y en las condiciones de carga descritas, presenta 4 valores distintos de tensión en modo común comprendidas desde $+\frac{V_{dc}}{2}$ hasta $-\frac{V_{dc}}{2}$ con paso incremental de $\frac{V_{dc}}{3}$. Esto corresponde a 2 niveles de magnitud en tensión.

2.1.2.2 Modelo vectorial del VSI de 6 fases asimétrico Con el fin de facilitar y simplificar el análisis del modelo matemático del convertidor, se utiliza la matriz de transformación de Clarke para un VSI de 6 fases descrita en (2.19).

El vector de dimensión 6 que se encuentra definido por las componentes en variables de fase $[v_{aN}, v_{xN}, v_{bN}, v_{yN'}, v_{cN'}, v_{zN'}]^T$, luego de la transformación, quedará representado por el vector que contiene a las componentes bidimensionales de cada plano y las homopolares $[v_\alpha, v_\beta, v_x, v_y, v_{z1}, v_{z2}]^T$.

Las tensiones obtenidas, luego de aplicar (2.19) en (2.55), se calculan mediante la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_x \\ v_y \\ v_{z1} \\ v_{z2} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 2 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_x \\ S_b \\ S_y \\ S_c \\ S_z \end{bmatrix} = \mathbf{C} V_{dc} \mathbf{M} \begin{bmatrix} S_a \\ S_x \\ S_b \\ S_y \\ S_c \\ S_z \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

El modelo del VSI hexafásico queda caracterizado por $2^6 = 64$ vectores posibles de disparo (60 activos y 4 nulos). Estos vectores son proyectados en los planos α - β y x - y como se muestran en la **Figura 2.5**, donde todos los posibles estados son identificados por dos números octales correspondientes a los números binarios $[S_a S_x S_b]$ y $[S_y S_c S_z]$ respectivamente. Además, para MIAH con neutros aislados, los vectores de tensión en el plano z_1 - z_2 son nulos, por lo que no tienen ninguna influencia en la técnicas de control aplicadas. Los vectores espaciales en los planos α - β y x - y presentan 49 vectores relevantes y 15 repetidos o redundantes, ilustrados en la **Figura 2.5**.

2.2 Control de convertidores multifásicos de potencia

El desarrollo de nuevos métodos de control para accionamientos eléctricos multifásicos se ha convertido en uno de los tópicos que ha ganado mayor interés en los últimos años. La mayoría de las investigaciones se enfocan en la adaptación de los métodos de control de sistemas convencionales, siendo el FOC el más empleado, donde el control sensorless

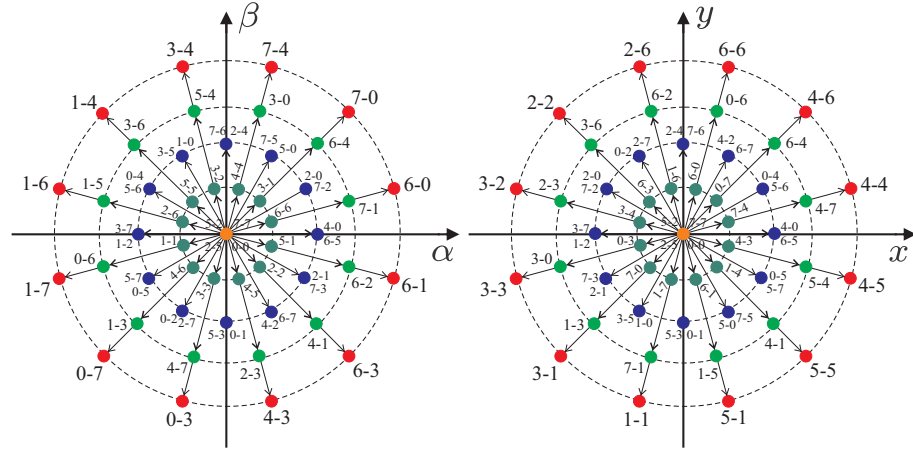


Figura 2.5 Proyecciones de los vectores de tensión en los planos α - β (izq) y x - y (der) para una MIAH con neutros aislados.

ha sido uno de los casos menos estudiados. Desde el punto de vista de los sistemas multifásicos se debe destacar la popularidad de los sistemas formados por MIAHs. Por lo que la mayoría de esfuerzos en la adaptación de los métodos de control convencionales han sido referidos a este tipo de sistemas. Sin embargo, también existen estudios para máquinas con un número mayor de fases o con devanados concentrados que permiten incrementar la producción de par.

En las siguientes unidades se describen los fundamentos de los métodos de control más aplicados. Primeramente se detalla al control escalar v/f , luego el control vectorial o FOC junto con los fundamentos del control predictivo, para luego abordar al control MPC. Luego, se complementa al MPC con estimadores óptimos de estado y dos técnicas de modulación para mejorar el rendimiento del control predictivo. Por último se analiza al control sensorless como aplicación del control predictivo.

2.2.1 Control escalar v/f

Esta es una de las estrategias de control más sencillas y menos costosas para máquinas de inducción eléctricas. Se define como una estrategia de control de velocidad basada en que la velocidad del rotor se encuentra cerca de la velocidad eléctrica de la máquina y en que la ecuación que representa al voltaje de una fase a puede ser expresada como:

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (2.58)$$

Para condiciones de régimen permanente a velocidades intermedias y altas, el término de flujo magnético domina al término resistivo en (2.58), por ello, la magnitud del voltaje aplicado está relacionada a la magnitud del flujo magnético del estator de esta forma:

$$v_s = \omega_r \Lambda_s \quad (2.59)$$

donde se sugiere que para mantener el enlace de flujo constante (para evitar la saturación), la magnitud del voltaje de estator debe ser proporcional a la frecuencia.

La **Figura 2.6** presenta una posible implementación del control escalar v/f . La entrada del sistema es denominada ω_{rm}^* y se lo conecta a un saturador para reducir los transitorios al limitar la tasa de cambio de ω_{rm}^* . La salida del saturador es multiplicada por $\frac{P}{2}$, donde P es el número de polos para obtener la velocidad eléctrica ω_r^* que se encuentra en rad/s. Luego, ω_r^* es multiplicado por el factor de cambio v/f denominado $\frac{v_b}{\omega_b}$, donde v_b es la tasa de cambio de voltaje y ω_b es la tasa de cambio de frecuencia en rad/s con el fin de formar un voltaje rms línea-neutro de comando denominado v_s . El voltaje v_s es multiplicado por $\sqrt{2}$ para obtener la referencia de voltaje en el eje q denominado v_{qs}^* . El voltaje de referencia en el eje d es puesto a 0. Además, la velocidad eléctrica ω_r^* es integrada para obtener la posición del marco de referencia síncrono θ_r . La integración que determina θ_r es reseteada de forma periódica al llegar a un valor múltiplo de 2π para mantener limitado a θ_r . Por último, los comandos en los ejes d y q se utilizan junto a alguna técnica de modulación (PWM siendo la más popular) para obtener una salida deseada en el VSI.

Las ventajas de este control es que es simple y que es relativamente de bajo costo ya 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 [34].

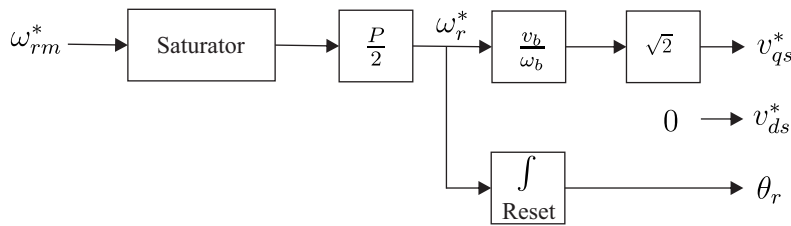


Figura 2.6 Diagrama en bloques del control escalar v/f .

2.2.2 Control vectorial

El FOC es una estrategia de control que ha sido extendida a las MIAHs donde la generación de par y los componentes magnéticos que producen el flujo del estator se controlan por separado (desacoplados). Los principios fundamentales del FOC, el cual permite una conversión matemática de una máquina de inducción hexafásica de AC a su modelo equivalente DC (Transformada de Clarke-Park), fueron establecidos a inicios de la década de 1970 y desde la década de 1980 ha sido objeto de numerosos estudios llegando al día de hoy a su estado de madurez [35].

El esquema de control FOC aplicado a una MIAH se basa en el modelo matemático. El modelo de dicha máquina en jaula de ardilla, con los bobinados del rotor cortocircuitados, está descrito por (2.41)-(2.50).

El marco de referencia en el cual se ejecuta el control corresponde al marco de referencia del flujo del rotor, por tanto, el FOC generalmente se lo conoce como RFOC. El marco de referencia se caracteriza por las siguientes expresiones:

$$\theta_a = \theta_r \quad (2.60)$$

$$\omega_a = \omega_r \quad (2.61)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.62)$$

La orientación necesaria para este control, se consigue alineando el eje d del sistema de referencia síncrono con el vector del flujo rotórico ψ_r . De esta manera se tienen las siguientes ecuaciones:

$$\psi_{dr} = \psi_r \quad (2.63)$$

$$\psi_{qr} = 0 \quad (2.64)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = 0 \quad (2.65)$$

Las ecuaciones de las tensiones del rotor (2.43)-(2.44) en este marco de referencia se describen mediante el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{qr} \quad (2.66)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{dr} \quad (2.67)$$

Las componentes de corriente del rotor en los ejes d - q pueden ser expresados en función del flujo del rotor, considerando la relación de (2.50), de la siguiente manera:

$$i_{dr} = \frac{(\psi_{dr} - L_m i_{ds})}{L_r} \quad (2.68)$$

$$i_{qr} = - \left(\frac{L_m}{L_r} \right) i_{qs} \quad (2.69)$$

Sustituyendo (2.68) en (2.66) y (2.69) en (2.67) completa el modelo del control RFOC:

$$\psi_r + \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_{ds} \quad (2.70)$$

$$\omega_{sl} \psi_r \tau_r = L_m i_{qs} \quad (2.71)$$

$$T_e = P \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \psi_r i_{qs} \quad (2.72)$$

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

El par electromagnético representado por (2.72) muestra que el mismo puede controlarse modificando la corriente de referencia del estator i_{qs} y manteniendo constante el flujo del rotor ψ_r por debajo del sincronismo. Analizando (2.70) se puede afirmar que el flujo del rotor es independiente de la corriente i_{qs} encargada de la producción del par y que el valor del flujo del rotor se determina únicamente mediante la corriente del estator i_{ds} . Habitualmente el valor de referencia de i_{ds} es establecido a su valor nominal (referencia de flujo constante e igual al máximo posible por debajo de la velocidad de sincronismo del accionamiento electromecánico), mientras que i_{qs} es controlada independientemente. Además, como las corrientes del estator rotan en el espacio a la velocidad de sincronismo, estas corrientes i_{qs} e i_{ds} son corrientes DC en estado estacionario, lo que facilita su regulación.

Reescribiendo (2.72) en función del deslizamiento y reemplazando i_{qs} por el obtenido de (2.71) se obtiene la siguiente ecuación:

$$T_e = P \left(\frac{\psi_r^2}{R_r} \right) \omega_{sl} \quad (2.73)$$

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 categorías: DRFOC y el IRFOC. En el caso del DRFOC, dicho ángulo es medido mediante sensores de flujo insertados en el accionamiento electromecánico o estimado a partir de la medida directa de las tensiones y las corrientes, mientras que en el IRFOC el ángulo del flujo del rotor se fuerza a partir de la posición angular del rotor ϕ_r integrada de ω_r y del ángulo de deslizamiento ϕ_{sl} impuesto para garantizar el desacople entre la componente de corriente de estator que regula el flujo y el par. Teniendo en cuenta (2.60), (2.61), (2.62) y (2.71) se tiene:

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_m i_{qs}^*}{\tau_r \psi_r^*} \quad (2.74)$$

$$\phi_r = \int \omega_r dt = \int (\omega - \omega_{sl}^*) dt = \phi - \int \omega_{sl}^* dt \quad (2.75)$$

Aunque ambos métodos comparten el mismo principio de funcionamiento, el IRFOC presenta una mayor sencillez, menor dependencia de los parámetros de la máquina, además de requerir un menor número de sensores, lo que ha hecho que sea la opción más popular de control vectorial.

El diagrama en bloque del RFOC para una MIAH se representa en la **Figura 2.7**, donde se resalta tanto el método de control IRFOC como el DRFOC. El esquema de control es prácticamente idéntico al tradicional trifásico, con la diferencia que se consideran las corrientes en el plano x - y . Luego de aplicar una matriz de transformación para obtener los planos desacoplados, se implementan controladores de corriente. Además se puede apreciar en la **Figura 2.7** el esquema de control, el cual se basa en dos bucles de control externos encargados de la regulación de la velocidad mecánica ω_{rm} y del flujo del rotor ψ_r , así como de una serie de bucles internos de control de corriente (comúnmente se utilizan los controladores PI), cuyo número es función del número de fases de la máquina a controlar. Su empleo proporciona al sistema una 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. La salida de los bucles de corriente proporciona los valores de referencia de las tensiones en el sistema de referencia d - q . Para el control del convertidor, por lo general, estas tensiones se suelen transformar al sistema de referencia de fase, aplicándose posteriormente alguna técnica de modulación, siendo la más popular la PWM.

La estrategia de control RFOC es el caso más estudiado en el campo del control de accionamientos multifásicos y los recientes avances en las investigaciones se centran en el control de corriente. La estrategia IRFOC es la más utilizada [36–39], por ser la más sencilla de aplicar ya que requiere de menor cantidad de sensores.

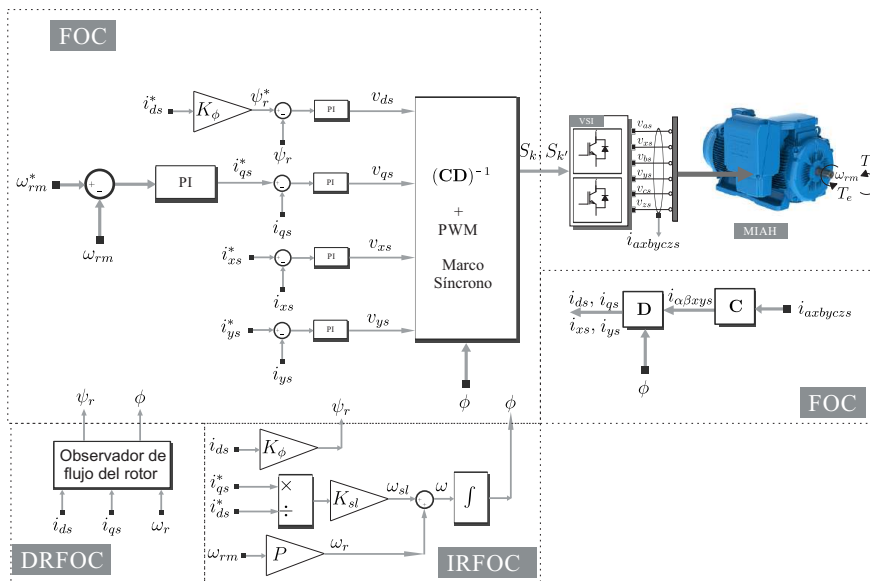


Figura 2.7 Diagrama en bloques del control vectorial para una MIAH.

Como alternativa a los controladores internos de corriente (PI) en el IRFOC se considerarán técnicas de control no lineales tales como el control deslizante [40], control difuso [41], STA [42], control predictivo [17], entre otros. Esta Tesis se concentra en el control predictivo, cuyos conceptos y aplicaciones al control de accionamientos eléctricos convencionales y multifásicos serán abordadas detalladamente en las siguientes secciones.

2.2.3 Control predictivo

El control predictivo cubre una amplia variedad de controladores que pueden encontrar aplicaciones en el control de convertidores de potencia. Existen varios modelos de control predictivo como el control deadbeat, control predictivo basado en histéresis, control predictivo basado en la trayectoria y el MPC [14, 15, 17]. En esta Tesis se estudiará al MPC aplicado a un VSI de dos niveles para controlar una MIAH.

La principal característica del MPC se centra en el uso del modelo matemático del sistema dinámico para predecir el comportamiento futuro de las variables a controlar. A partir de la predicción de la variable controlada, se ejerce un esfuerzo de control basado en la actuación óptima por medio de la minimización de una función de costo. Esta función de costo es el error cuadrático entre la variable controlada medida y su referencia [14]. Esta estructura tiene numerosas ventajas:

- Los conceptos son muy intuitivos y fáciles de entender.
- Puede ser aplicado para una gran variedad de sistemas.
- Se puede considerar un sistema con múltiples variables.
- Los tiempos muertos pueden ser compensados.
- La inclusión de fenómenos no lineales al sistema es sencilla.
- El controlador resultante es fácil de implementar.

Sin embargo, posee algunas desventajas como el alto costo computacional debido a los cálculos que debe realizar el MPC en comparación a un controlador clásico como el FOC. La precisión del modelo matemático influye directamente en la eficiencia del MPC, por ello en caso de modificación de parámetros en el tiempo, es requerido un algoritmo que adapte dichos cambios para mantener la eficiencia del MPC [14].

2.2.3.1 MPC aplicado a la electrónica de potencia El MPC aplicado a la electrónica de potencia se clasifica en dos categorías: CCS-MPC y FCS-MPC [15]. Al considerar la naturaleza discreta de los convertidores de potencia, es posible reducir el problema de optimización, permitiendo una implementación en línea. Teniendo en cuenta el número finito de estados de conmutación del VSI y los procesadores veloces disponibles, el cálculo de la optimización por medio de la evaluación en línea de cada estado de conmutación es factible [14, 15]. Por eso, en esta Tesis se ha optado por el FCS-MPC para el control de la MIAH.

En la **Figura 2.8** se representa el diagrama de bloques simplificado del FCS-MPC, teniendo en cuenta un sistema con una variable $x_{[k|k]}$, siendo k la muestra correspondiente, y un VSI de dos niveles que se conecta a una MIAH. Como objetivo principal, el controlador trata que la variable $\hat{x}_{[k+1|k]}$ obtenida del modelo del MPC se acerque al valor de referencia $x_{[k+1|k]}$, donde el optimizador del MPC seleccionará un estado de conmutación óptimo que cumpla con la premisa predeterminada.

2.3 Estimadores de estado para control predictivo de corriente

Para la aplicación de la técnica FCS-MPC a una MIAH por medio de un VSI de dos niveles, se considerará a la corriente como variable a controlar, es decir, se aplicará un PCC a la MIAH. Primeramente se modelará matemáticamente a la MIAH con una representación en espacio de estado, cuyas variables de estado serán las corrientes de estator y rotor de los planos α - β y x - y . Para ello, se utilizarán las transformaciones de las ecuaciones

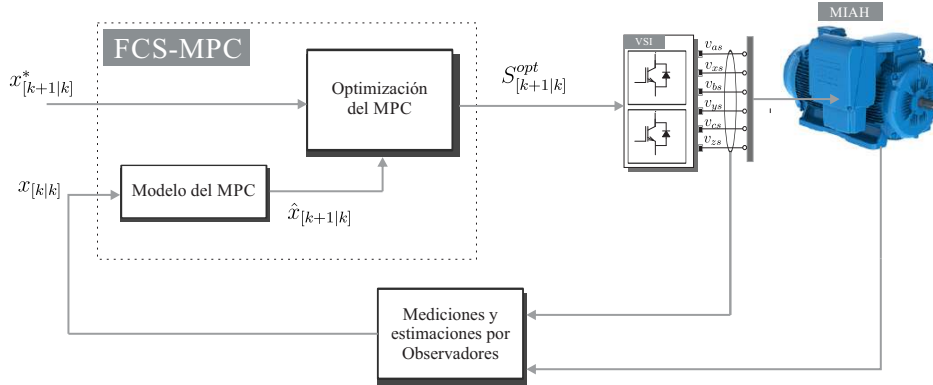


Figura 2.8 Diagrama en bloques del FCS-MPC aplicado al control de convertidores de potencia en variadores multifásicos.

en el marco de referencia general a los planos α - β y x - y descritos en (2.31)-(2.35). En la **Figura 2.4** se puede apreciar la conexión entre la MIAH con el VSI de dos niveles a utilizar. Por otro lado, se consideran los voltajes en el estator de los planos α - β y x - y para la MIAH en la **Figura 2.5**. Estos vectores de voltaje son los posibles estados de conmutación que el PCC debe seleccionar considerando la minimización del error representado en la función de costo.

Teniendo en cuenta a las corrientes del estator en los planos α - β y x - y y a las corrientes del rotor en el plano α - β como variables de estado en el vector columna $\mathbf{X}_{(t)}$ a $x_1 = i_{\alpha s}$, $x_2 = i_{\beta s}$, $x_3 = i_{xs}$, $x_4 = i_{ys}$, $x_5 = i_{\alpha r}$ y $x_6 = i_{\beta r}$, se pueden escribir las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= -R_s c_2 x_1 + c_4 (L_m \omega_r x_2 + R_r x_5 + L_r \omega_r x_6) + c_2 u_1 \\
 \dot{x}_2 &= -R_s c_2 x_2 + c_4 (-L_m \omega_r x_1 - L_r \omega_r x_5 + R_r x_6) + c_2 u_2 \\
 \dot{x}_3 &= -R_s c_3 x_3 + c_3 u_3 \\
 \dot{x}_4 &= -R_s c_3 x_4 + c_3 u_4 \\
 \dot{x}_5 &= R_s c_4 x_1 + c_5 (-L_m \omega_r x_2 - R_r x_5 - L_r \omega_r x_6) - c_4 u_1 \\
 \dot{x}_6 &= R_s c_4 x_2 + c_5 (L_m \omega_r x_1 + L_r \omega_r x_5 - R_r x_6) - c_4 u_2
 \end{aligned} \tag{2.76}$$

donde $R_s, R_r, L_r = L_{lr} + L_m, L_s = L_{ls} + L_m, L_r$ y L_m son los parámetros eléctricos del MIAH.

$$\mathbf{Y}_{(t)} = \mathbf{C}_c \mathbf{X}_{(t)} \tag{2.77}$$

siendo la matriz $\mathbf{C}_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ y el vector $\mathbf{Y}_{(t)}$ la salida del sistema.

Los coeficientes están definidos como $c_1 = L_s L_r - L_m^2$, $c_2 = \frac{L_r}{c_1}$, $c_3 = \frac{1}{L_{ls}}$, $c_4 = \frac{L_m}{c_1}$ y $c_5 = \frac{L_s}{c_1}$, mientras que el vector columna de entrada $\mathbf{U}_{(t)}$ corresponde a los voltajes en el estator $u_1 = v_{\alpha s}$, $u_2 = v_{\beta s}$, $u_3 = v_{xs}$, $u_4 = v_{ys}$ obtenidos de (2.57).

El modelo matemático de la MIAH representado en (2.76) y (2.77) debe ser discretizado para poder ejecutar un PCC. El método de discretización de Euler es seleccionado para mantener un bajo costo computacional. Por ello, las ecuaciones resultantes tendrán el formato de control digital necesario con variables predichas que solo dependerán de sus valores anteriores. Por ende, la predicción de la futura muestra del estado $\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]}$ es expresada como:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]} = \mathbf{X}_{[k]} + f(\mathbf{X}_{[k]}, \mathbf{U}_{[k]}, T_s, \omega_r[k]) \quad (2.78)$$

$$\mathbf{Y}_{[k]} = \mathbf{C}_c \mathbf{X}_{[k]} \quad (2.79)$$

donde T_s es el tiempo de muestreo y k es la muestra correspondiente.

La función de costo puede optimizar varios parámetros importantes tales como las pérdidas de conmutación del VSI, rizado del par de torsión y el contenido de armónicos en la MIAH [43]. En el PCC lo más importante es el error del seguimiento de corrientes en el estator para la siguiente muestra. Por eso, la función de costo seleccionada es:

$$J_{[k+2|k]} = \|i_{\alpha s[k+2]}^* - \hat{i}_{\alpha s[k+2|k]}\|^2 + \|i_{\beta s[k+2]}^* - \hat{i}_{\beta s[k+2|k]}\|^2 + \lambda_{xy} \left(\|i_{xs[k+2]}^* - \hat{i}_{xs[k+2|k]}\|^2 + \|i_{ys[k+2]}^* - \hat{i}_{ys[k+2|k]}\|^2 \right) \quad (2.80)$$

Para esta aplicación es considerado una segundo horizonte de predicción de las corrientes de estator $\hat{i}_{s[k+2|k]}$ para compensar el retardo causado por la ejecución del algoritmo y la variable $i_{s[k+2]}^*$ representa a la referencia que es la trayectoria deseada para las corrientes de estator en los planos α - β y x - y . El parámetro denominado factor de peso λ_{xy} permite la optimización de la reducción de pérdidas en la MIAH [24, 39, 44, 45].

En la representación en espacio de estados de la MIAH (2.76), sólo las corrientes de estator, voltajes y la velocidad mecánica del rotor son medibles. Los voltajes de estator son fácilmente predichos de los comandos de conmutación del VSI. Sin embargo, las corrientes de rotor no se pueden medir directamente. Esto se puede solventar utilizando un observador de estado reducido para estimar sólo las corrientes de rotor.

2.3.1 Estimador basado en el observador de Luenberger

Una de las técnicas de estimación mejor establecida y más estudiada se basa en la teoría de estimadores introducida por David G. Luenberger [46,47]. El LO es aplicado usualmente al FCS-MPC para estimar los desajustes de los parámetros y las incertidumbres del modelo que afectan al desempeño del PCC [29]. El estimador basado en el LO, como observador de las corrientes de rotor, aplicado al PCC del accionamiento de máquinas multifásicas es analizado en [29,39,44]. Fue propuesto un algoritmo basado en la teoría de la estimación de los parámetros, específicamente en el estimador de orden reducido basado en el LO, para estimar la corriente de rotores en el plano $\alpha\text{-}\beta$.

La eficiencia del LO depende principalmente de la configuración exacta de los parámetros de la MIAH, y la medición precisa del vector de salida. En el caso de un sistema real como es el caso de la MIAH, ninguno de estos criterios puede considerarse de manera segura. En el caso que la MIAH posea grandes perturbaciones en la medición, errores en sus parámetros, o presencia de ruidos internos en el sistema, el LO no funcionaría óptimamente, y el KF es la opción ideal para dicho escenario.

2.3.2 Estimador basado en el filtro de Kalman

El KF es una de las herramientas más usadas para la construcción de observadores de estados (y para otro gran número de aplicaciones). El KF es un filtro recursivo eficiente que estima el estado interno de un sistema dinámico a partir de una serie de mediciones ruidosas, y fue introducido por primera vez en [48] por Rudolf Emil Kalman. Las más recientes aplicaciones del KF se centran principalmente en las siguientes áreas: control sensorless de máquinas eléctricas [12], electrónica de potencia [20,25,29], monitoreo de sistemas industriales [49], robótica [50] y control automático [51].

El KF es esencialmente un conjunto de ecuaciones matemáticas que implementan un estimador del tipo predictor-corrector que es óptimo en el sentido de que minimiza la covarianza del error estimado (ruido de medida y ruidos de proceso que se encuentra incluido en el error en el modelado). De esta forma la matriz de realimentación de los estados es recalculada de manera óptima en cada instante de muestreo utilizando parámetros estadísticos. Esta característica resulta entonces atractiva para el PCC, especialmente si no son conocidos los valores exactos de los parámetros internos de la máquina y las mediciones de las variables de estado están afectadas por ruido gaussiano. Por tanto, el KF es un algoritmo recursivo óptimo basado en el concepto de espacios de estado y lo hace adecuado para una implementación en formato discreto.

El algoritmo minimiza la estimación del error de los estados, utilizando el modelo del sistema, y de las mediciones dinámicas, asumiendo las estadísticas de ruido del sistema y de los errores de medición, teniendo también conocimiento de las condiciones iniciales del sistema. Por tanto, considerando un ruidos de proceso y de medición, se pueden extender las ecuaciones (2.78) y (2.79), reescribiéndose de esta forma:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]} = \mathbf{A}_{[k]}\mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{B}_{[k]}\mathbf{U}_{[k]} + \mathbf{H}\mathbf{W}_{[k]} \quad (2.81)$$

$$\mathbf{Y}_{[k]} = \mathbf{C}_c\mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{V}_{[k]} \quad (2.82)$$

donde $\mathbf{A}_{[k]}$ y $\mathbf{B}_{[k]}$ están descritos por (2.81)-(2.82). Cabe notar que $\mathbf{A}_{[k]}$ es también dependiente del valor actual de $\omega_{r[k]}$ y consecuentemente debe ser computado en cada tiempo de muestreo. Además $\mathbf{H}$ es la matriz de ponderación de los ruidos, $\mathbf{W}_{[k]}$ es la matriz de ruido de proceso y $\mathbf{V}_{[k]}$ es la matriz de ruido de las mediciones.

$$\mathbf{A}_{[k]} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & 0 & 0 & A_{15} & A_{16} \\ A_{21} & A_{22} & 0 & 0 & A_{25} & A_{26} \\ 0 & 0 & A_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{44} & 0 & 0 \\ A_{51} & A_{52} & 0 & 0 & A_{55} & A_{56} \\ A_{61} & A_{62} & 0 & 0 & A_{65} & A_{66} \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

donde

$$\begin{aligned} A_{11} &= A_{22} = 1 - T_s c_2 R_s \\ A_{12} &= -A_{21} = T_s c_4 L_m \omega_{r[k]} \\ A_{15} &= A_{26} = T_s c_4 R_r \\ A_{16} &= -A_{25} = T_s c_4 L_r \omega_{r[k]} \\ A_{33} &= A_{44} = 1 - T_s c_3 R_s \\ A_{51} &= A_{62} = T_s c_4 R_s \\ A_{52} &= -A_{61} = -T_s c_5 L_m \omega_{r[k]} \\ A_{55} &= A_{66} = 1 - T_s c_5 R_r \\ A_{56} &= -A_{65} = -c_5 \omega_{r[k]} T_s L_r \end{aligned} \quad (2.84)$$

$$\mathbf{B}_{[k]} = \begin{bmatrix} B_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & B_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & B_{66} \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

donde

$$\begin{aligned} B_{11} &= B_{22} = T_s c_2 \\ B_{33} &= B_{44} = T_s c_3 \\ B_{55} &= B_{66} = -T_s c_4 \end{aligned} \quad (2.86)$$

Considerando que los ruidos tienen una distribución de probabilidad normal, con media cero, se define las matrices de covarianza $\mathbf{Q}_W$ y $\mathbf{R}_V$ de estos ruidos en función del valor esperado $E\{\cdot\}$ tal como se indica a continuación:

$$\text{cov}(\mathbf{W}_{[k]}) = E\{\mathbf{W}_{[k]} \mathbf{W}_{[k]}^T\} = \mathbf{Q}_W \quad (2.87)$$

$$\text{cov}(\mathbf{V}_{[k]}) = E\{\mathbf{V}_{[k]} \mathbf{V}_{[k]}^T\} = \mathbf{R}_V \quad (2.88)$$

La **Figura 2.9** representa al sistema con el KF como observador de orden completo.

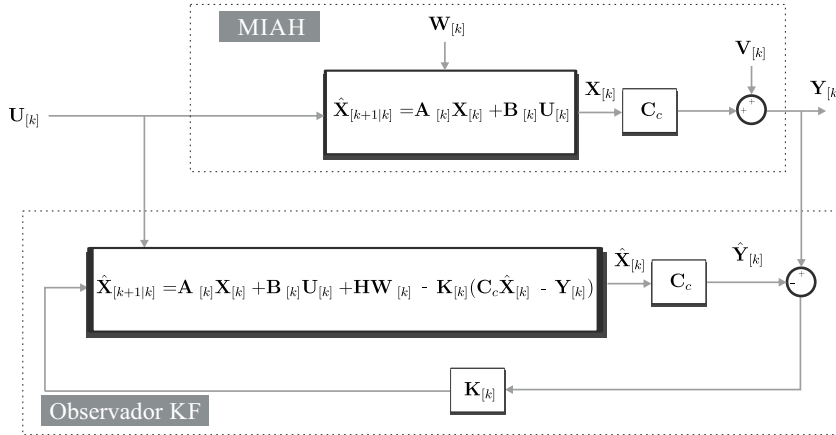


Figura 2.9 Diagrama en bloques del MIAH representado en el espacio de estados utilizando el KF como observador.

Para la implementación del KF se considera del tipo observador de estados reducido, puesto que sólo se requiere estimar las variables relacionadas a las corrientes de rotor. El observador de estado reducido se puede denotar de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \hat{x}_{5[k+1|k]} \\ \hat{x}_{6[k+1|k]} \end{bmatrix} &= \left(\begin{bmatrix} A_{55} & A_{56} \\ A_{65} & A_{66} \end{bmatrix} - \mathbf{K}_{[k]} \begin{bmatrix} A_{15} & A_{16} \\ A_{25} & A_{26} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \hat{x}_{5[k]} \\ \hat{x}_{6[k]} \end{bmatrix} + \mathbf{K}_{[k]} \begin{bmatrix} x_{1[k+1]} \\ x_{2[k+1]} \end{bmatrix} \\
 &+ \left(\begin{bmatrix} A_{51} & A_{52} \\ A_{61} & A_{62} \end{bmatrix} - \mathbf{K}_{[k]} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} x_{1[k]} \\ x_{2[k]} \end{bmatrix} \\
 &+ \left(\begin{bmatrix} B_{55} & 0 \\ 0 & B_{66} \end{bmatrix} - \mathbf{K}_{[k]} \begin{bmatrix} B_{11} & 0 \\ 0 & B_{22} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} u_{1[k]} \\ u_{2[k]} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.89}$$

donde $\mathbf{K}_{[k]}$ es la matriz de ganancia del KF y se calcula en función de la covarianza del ruido [29, 52]. La matriz de ganancia del KF es recalculada de manera recursiva para cada muestra de la siguiente manera:

$$\mathbf{K}_{[k]} = \mathbf{P}_{[k]} \mathbf{C}_c^T \mathbf{R}_V^{-1} \tag{2.90}$$

donde $\mathbf{P}_{[k]}$ es la matriz de covarianza de la nueva estimación y está en función de la matriz de covarianza estimada anterior $\mathbf{\Gamma}_{[k]}$, como se describe a continuación:

$$\mathbf{P}_{[k]} = \mathbf{\Gamma}_{[k]} - \mathbf{\Gamma}_{[k]} \mathbf{C}_c^T (\mathbf{C}_c \mathbf{\Gamma}_{[k]} \mathbf{C}_c^T + \mathbf{R}_V)^{-1} \mathbf{C}_c \mathbf{\Gamma}_{[k]} \tag{2.91}$$

De la ecuación de estado (2.81) en la cual se incluye el ruido de proceso, es posible obtener la corrección de la covarianza del estado estimado:

$$\mathbf{\Gamma}_{[k+1]} = \mathbf{A}_{[k]} \mathbf{P}_{[k]} \mathbf{A}_{[k]}^T + \mathbf{H} \mathbf{Q}_W \mathbf{H}^T \tag{2.92}$$

Con esta última ecuación se completan las variables requeridas para la estimación del estado reducido basado en el KF. Por tanto, $\mathbf{K}_{[k]}$ provee un mínimo error de estimación si se conocen la magnitudes del ruido de proceso $\mathbf{Q}_W$, del ruido de medida $\mathbf{R}_V$ y del valor inicial de la covarianza $\mathbf{\Gamma}_{[0]}$ [29, 52].

2.4 Control predictivo a frecuencia fija de conmutación

El control predictivo presenta ventajas en cuánto a la naturaleza discreta del VSI, si se considera de la categoría de FCS-MPC. Por lo tanto, la principal ventaja del FCS-MPC es la limitada cantidad de estados de conmutación optimizando el algoritmo en términos de costo computacional y simplicidad, evitando el uso de un modulador. Sin embargo, el problema es que justamente solo se puede seleccionar un número finito de estados de conmutación, generando distorsión y grandes rizados de voltaje y corriente para un alto tiempo de muestreo (baja frecuencia de muestreo). La frecuencia de conmutación variable ocasionada por la naturaleza del control predictivo produce un grupo de armónicos propagado en el espectro de frecuencia, condicionando el rendimiento del sistema en término de calidad de la energía [53].

En [19], es propuesto un FCS-MPC con un esquema de modulación denominado M1 incluido con la minimización de la función de costo del algoritmo predictivo. Este método es aplicado a un VSI de dos niveles, donde de un número seleccionado de estados de conmutación se generan unos ciclos de trabajo a través de la aplicación de dos vectores activos y dos vectores nulos, el cual son aplicados al VSI utilizando un patrón de conmutación para obtener una dinámica del sistema eficiente. Un método alternativo es propuesto en [43], donde el método de frecuencia fija del control predictivo es aplicado a un motor de inducción pentafásico. En este caso, un esquema PWM es combinado con el control predictivo, y un voltaje de referencia es impuesto para asegurar una salida de tipo senoidal en la región de modulación lineal.

2.4.1 Modulador basado en un patrón de conmutación específico (M1)

Es factible determinar cada voltaje de vector en los planos $\alpha\text{-}\beta$ y $x\text{-}y$, como se aprecia en la **Figura 2.5**, el cual define 64 sectores (48 diferentes), el cual se forman por dos vectores adyacentes, siendo el primer sector el que se encuentra entre los vectores V_{6-0} y V_{6-2} , como se muestra en la **Figura 2.10**. La técnica propuesta evalúa la predicción del vector nulo y de dos vectores activos, que conforman un sector, a cada tiempo de muestreo y evalúa la función de costo de manera separada para cada predicción [54]. Cada predicción es evaluada basada en el modelo matemático de la MIAH (2.76) y el único cambio es con respecto al cálculo del voltaje de entrada $U_{[k]}$ [19]. La función de costo, definida en (2.80), es evaluada en cada caso y es la misma considerada en el PCC con frecuencia variable. Los ciclos de trabajo, para el vector nulo d_0 y los dos vectores activos d_1 y d_2 , son calculados al resolver las siguientes ecuaciones:

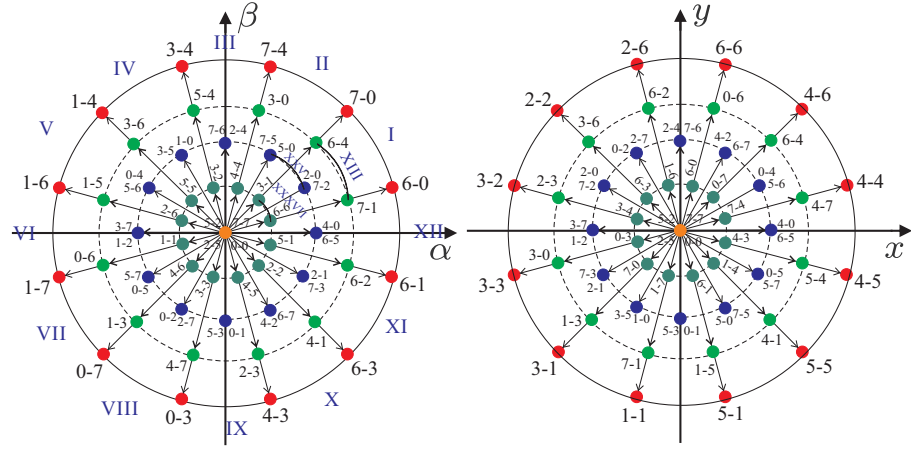


Figura 2.10 Sectores disponibles para un VSI hexafásico.

$$d_0 = \frac{\sigma}{J_{0[k+2|k]}} \quad (2.93)$$

$$d_1 = \frac{\sigma}{J_{1[k+2|k]}} \quad (2.94)$$

$$d_2 = \frac{\sigma}{J_{2[k+2|k]}} \quad (2.95)$$

$$d_0 + d_1 + d_2 = T_s \quad (2.96)$$

donde d_0 corresponde al ciclo de trabajo del vector nulo. Al resolver (2.93)-(2.96), es posible obtener la expresión para σ y los ciclos de trabajo para cada vector es dado como:

$$J_{d[k+2|k]} = J_{0[k+2|k]} J_{1[k+2|k]} + J_{1[k+2|k]} J_{2[k+2|k]} + J_{0[k+2|k]} J_{2[k+2|k]} \quad (2.97)$$

$$d_0 = \frac{T_s J_{1[k+2|k]} J_{2[k+2|k]}}{J_{d[k+2|k]}} \quad (2.98)$$

$$d_1 = \frac{T_s J_{0[k+2|k]} J_{2[k+2|k]}}{J_{d[k+2|k]}} \quad (2.99)$$

$$d_2 = \frac{T_s J_{0[k+2|k]} J_{1[k+2|k]}}{J_{d[k+2|k]}} \quad (2.100)$$

Considerando las siguientes expresiones, la nueva función de costo, que es evaluada a cada tiempo de muestreo, es definida de la siguiente forma:

$$G_{[k+2|k]} = d_1 J_{1[k+2|k]} + d_2 J_{2[k+2|k]} \quad (2.101)$$

Los dos vectores que minimizan (2.101) son aplicados para el VSI en cada tiempo de muestreo. Un modelo matemático de la MIAH, es usado para predecir su salida. Esta predicción es realizada para cada posible sector del VSI hexafásico para determinar cuál es el que minimiza una función de costo representada por (2.101). Por ello, el modelo matemático del sistema real debe ser usado teniendo en cuenta todos los posibles sectores de voltaje en los planos $\alpha\text{-}\beta$ y $x\text{-}y$. Finalmente, luego de obtener los ciclos de trabajo y de seleccionar los vectores óptimos a ser aplicados, un patrón de conmutación, mostrado en la **Figura 2.11**, es adoptado con el fin de aplicar los dos vectores activos ($v_1 - v_2$) y dos vectores nulos (v_0) [55], considerando:

$$T_0 = d_0 \text{ step} \quad (2.102)$$

$$T_1 = d_1 \text{ step} \quad (2.103)$$

$$T_2 = d_2 \text{ step} \quad (2.104)$$

donde *step* es el número de pasos en el tiempo de muestreo, siendo que el periodo de reloj del modulador es T_s/step . Un diagrama en bloques con la técnica M1 para la MIAH es proveído en la **Figura 2.12**.

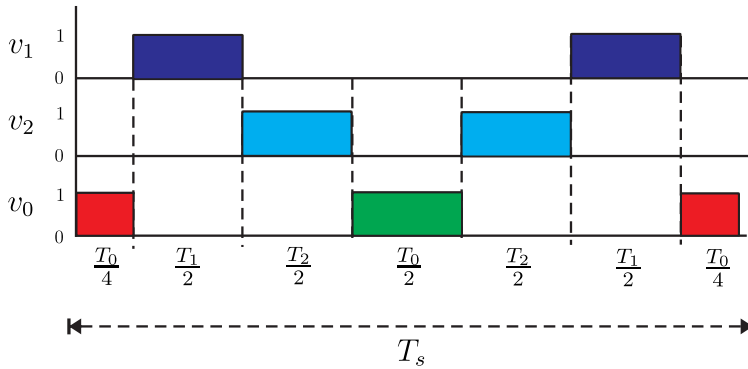


Figura 2.11 Patrón de conmutación seleccionado para los vectores óptimos (M1).

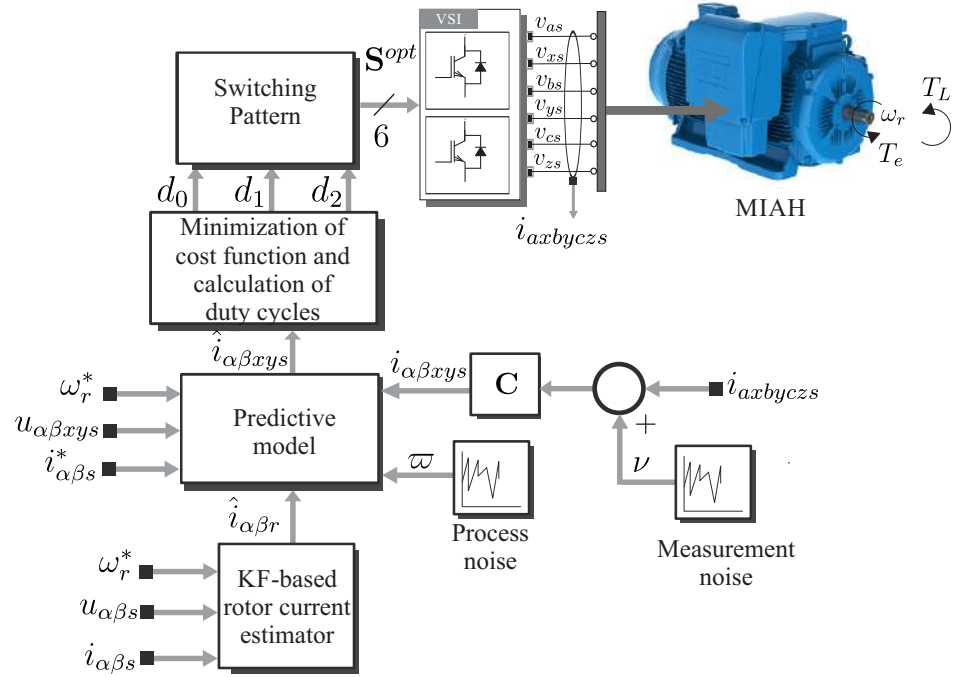


Figura 2.12 PCC propuesto con M1 para el MIAH.

2.4.2 Modulador basado en anchura de pulsos (M2)

El PCC selecciona un vector óptimo S^{opt} obtenido de la minimización de la función de costo en (2.80). En lugar de aplicar el voltaje del vector seleccionado a la MIAH durante todo el tiempo de muestreo, el cual corresponde al procedimiento de una FCS-MPC típico, el método M2 usa un vector óptimo en combinación con la teoría basada en el VSD para calcular los ciclos de trabajos [43, 56] de la siguiente manera:

$$\tau = \frac{1}{2} + \frac{3}{4}M_{[S^{opt}]} \quad (2.105)$$

donde $\tau = [\tau_a \ \tau_x \ \tau_b \ \tau_y \ \tau_c \ \tau_z]^T$ y $M_{[S^{opt}]}$ es el modelo del VSI hexafásico ideal con el vector óptimo seleccionado. Los ciclos de trabajo, representados como τ , están asociados con las fases del VSI y están normalizados entre 0 y 1. El cómputo del periodo de la submodulación es planteado como un problema de optimización apuntado para la minimización del error de predicción en las corrientes de estator. Este procedimiento puede ser interpretado como una aplicación sistemática en un periodo de muestreo como

la combinación de varios vectores (49 posibles) óptimos para minimizar el error en las corrientes de estator en los planos α - β y x - y y es representado en la **Figura 2.13** [43, 56]. Un diagrama en bloques con la técnica M2 para la MIAH es proveído en la **Figura 2.14**.

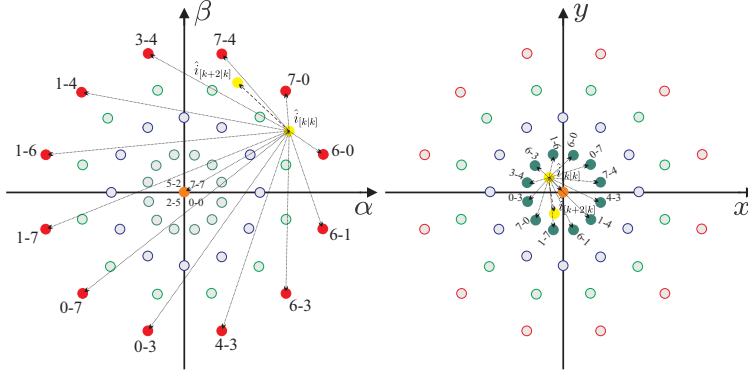


Figura 2.13 Proyección de $\hat{i}_s$ en los planos α - β y x - y .

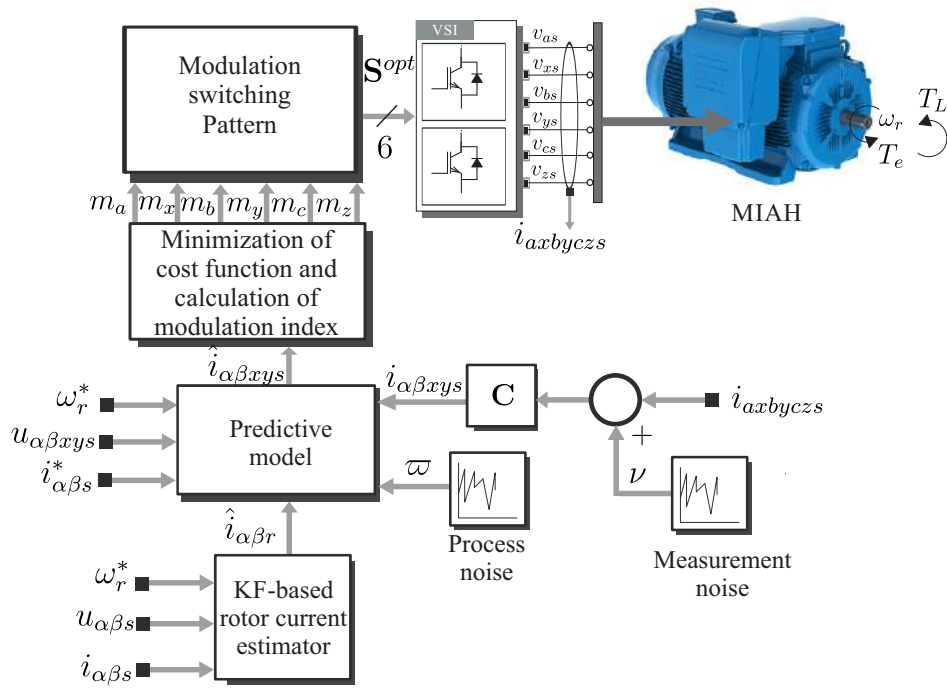


Figura 2.14 PCC propuesto con M2 para el MIAH.

2.5 Control predictivo aplicado a un control speed sensorless

En el control sensorless se evita el uso del sensor que mide la velocidad mecánica del rotor de la MIAH. Controlar a la MIAH sin sensor de velocidad permite la eliminación del cable del sensor, una mayor inmunidad al ruido para el sistema, reducción de la complejidad del hardware, una mayor confiabilidad y menor requerimiento de mantenimiento [11, 12, 21].

Aunque la aplicación del control sensorless en sistemas convencionales trifásicos está bien establecida en la literatura [57], [58], mientras que las investigaciones y aportaciones del control sensorless aplicadas en sistemas multifásicos es escasa [59].

En [11, 13] se plantea un FCS-MPC con un observador de estado para controlar las corrientes de estator de la MIAH. Como estimador de velocidad se plantea a partir de la ecuación dinámica el cual se define con la sección mecánica de la MIAH 2.15 y 2.49 y el método de discretización de Euler hacia adelante.

$$\hat{\omega}_r[k+1] = \frac{T_s P}{J_i} (T_e[k] - T_L[k]) + (1 - \frac{T_m B_i}{J_i}) \hat{\omega}_r[k] \quad (2.106)$$

donde se considera a $\omega_r[0] = 0$, $T_L[0] = 0$ y las corrientes de rotor $i_{\alpha\beta r}[0] = 0$.

La **Figura 2.15** representa al diagrama en bloques del control speed sensorless basado en FCS-MPC para una MIAH.

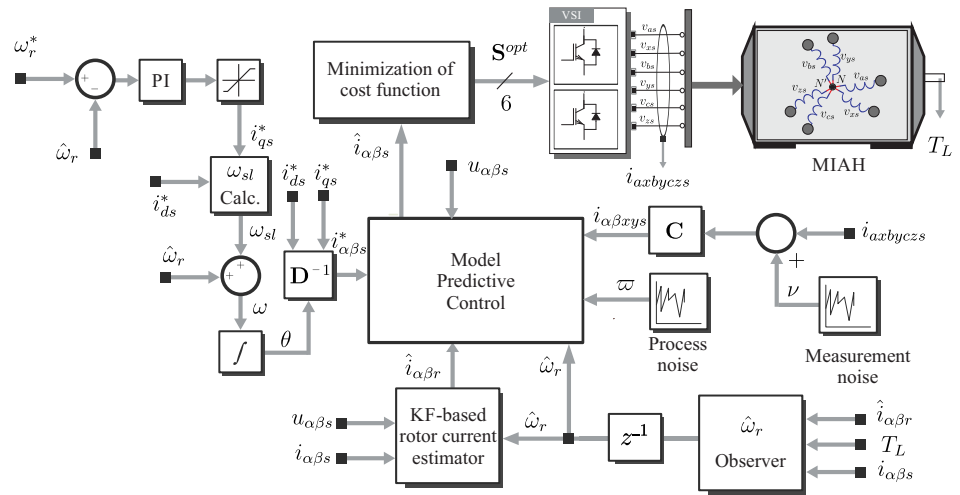


Figura 2.15 Diagrama en bloques del control speed sensorless con FCS-MPC para una MIAH.

2.6 Resumen

En este capítulo se realizó una descripción del estado del arte del control aplicado a la MIAH. Para lograr eso, se analizó el modelo matemático de la MIAH y el VSI a controlar, luego se explicaron las técnicas de control más aplicadas a la MIAH, enfocándose en el PCC. Luego se prosiguió a analizar algunos estimadores de estado y técnicas de modulación que se complementarán con el PCC para obtener un rendimiento óptimo en la MIAH. Además se consideró un caso de aplicación del PCC con KF para un control del tipo speed sensorless para la MIAH. En el siguiente capítulo, se procederá a realizar un estudio teórico basado en simulaciones con el fin de validar el PCC con las diversas variantes que posee.

CAPÍTULO 3

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En este capítulo, se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones que representan al estudio teórico realizado para comprobar el rendimiento del PCC con estimador de estado, particularmente utilizando el KF y dos técnicas de modulación (M1-M2) descritas en el capítulo anterior. Se procede a realizar un análisis comparativo de ambas técnicas para verificar el comportamiento con la MIAH a controlar. Además se realizan simulaciones para validar la aplicación del PCC con KF en un control del tipo speed sensorless.

3.1 Descripción del entorno de simulación

Un entorno de simulación, con el programa MATLAB/Simulink, ha sido diseñado para simular el comportamiento dinámico de la MIAH conectada a un VSI hexafásico. Los resultados de simulación han sido analizados para comparar al PCC con las técnicas M1 y M2 de modulación. La integración numérica por el método de Euler de primer orden ha sido aplicado como método de discretización para computar la evolución de las variables

Tesis de Maestría.

Por Magno Elias Ayala Silva.

de espacio de estados en el dominio del tiempo. La **Tabla 3.1** muestra los parámetros eléctricos y mecánicos de la MIAH utilizada. El MSE es obtenido de la siguiente forma:

$$\text{MSE}(i_{\phi s}) = \sqrt{\frac{1}{Q} \sum_{j=1}^Q (i_{\phi s} - i_{\phi s}^*)^2} \quad (3.1)$$

donde Q es el número de muestras, $i_{\phi s}$ las corrientes de estator medidas, $i_{\phi s}^*$ las corrientes de estator de referencia y $\phi \in \{\alpha, \beta, x, y\}$. Mientras que el THD es computado de la siguiente manera:

$$\text{THD}(i_s) = \sqrt{\frac{1}{i_{s1}^2} \sum_{j=2}^Q (i_{sj})^2} \quad (3.2)$$

donde i_{sj} son las corrientes de estator incluyendo los armónicos y i_{s1} son las corrientes fundamentales de estator. La función de costo definida en (2.80) con $\lambda_{xy} = 0.01$, fue seleccionada para evaluar el comportamiento dinámico de las técnicas PCC con modulación propuestas, priorizando al seguimiento de las corrientes de estator en el plano α - β . Los valores del ruido de proceso y medición pueden ser determinados al usar el método propuesto en [24], siendo $\mathbf{Q}_W = 0.0022$ y $\mathbf{R}_V = 0.0022$. En todos los casos, se ha evaluado la eficiencia de las técnicas M1 y M2 bajo condiciones de carga de par de 2 N·m, V_{dc} es puesto a 300 V, las corrientes de estator de referencia en el plano x - y son puestas a cero ($i_{xs}^* = i_{ys}^* = 0$), la frecuencia de muestreo 10 kHz y 100 al número de pasos por tiempo de muestreo utilizado, obteniendo un tiempo equivalente a 1 μ s para el periodo del reloj de los moduladores.

Tabla 3.1 Parámetros eléctricos y mecánicos de la MIAH.

PARÁMETRO	VALOR	UNIDAD
R_r	0.63	Ω
R_s	0.62	Ω
L_{ls}	6.4	mH
L_m	199.8	mH
L_r	203.3	mH
P	3	-
P_w	15	kW
J_i	0.27	kg.m ²
B_i	0.012	kg.m ² /s

3.2 Resultados obtenidos

En esta sección se analizan los resultados de las dos técnicas de modulación y además, se presentan los resultados de un control speed sensorless basado en un PCC con KF.

3.2.1 Comparación entre M1 y M2

La comparación entre ambos métodos es primeramente analizada bajos condiciones de régimen permanente a diferentes frecuencias de referencia eléctrica (f_e), mostrados en las **Tablas 3.2** y **3.3** y la **Figura 3.1**, respectivamente. Para esta prueba, las corrientes de referencia ($i_{\alpha\beta s}^*$) en el plano α - β son puestas a 2 A. El THD obtenido para las corrientes de estator en el flujo fundamental y la producción de par de torsión α - β es reducida en más del 30 % al utilizar M1 en todos los casos comparando con M2. M1 también reduce considerablemente las pérdidas eléctricas (ver **Tabla 3.3**) desde un 60 % a un 87 % en relación a M2, mientras que ambas técnicas ofrecen prácticamente el mismo comportamiento en el seguimiento de las corrientes de estator del plano α - β . La **Figura 3.1** (arriba) muestra los voltajes conmutados en el VSI hexafásico en un periodo de tiempo, mostrando el patrón de conmutación de ambas técnicas de modulación y también el THD de las corrientes de estator medidas, ambas a $f_e = 50$ Hz. El contenido de armónicos en el dominio de la frecuencia para ambas técnicas M1 y M2 son mostrados en la **Figura 3.1** (abajo), donde se puede notar una mayor distribución de magnitud de armónicos en M1 sobre M2. En ambos casos, se puede notar a la magnitud sobresaliente del armónico de la frecuencia de conmutación de 10 kHz.

Tabla 3.2 Análisis de comportamiento de la corriente de estator en α , MSE [A], THD [%].

f_e (Hz)	MSE-M1 $_{\alpha}$	MSE-M2 $_{\alpha}$	THD-M1 $_{\alpha}$	THD-M2 $_{\alpha}$
5	0.0858	0.0900	2.54	3.80
10	0.0856	0.0910	2.57	3.80
15	0.0866	0.0908	2.56	3.82
20	0.0855	0.0899	2.52	3.80
25	0.0864	0.0919	2.50	3.81
30	0.0861	0.0919	2.58	3.80
35	0.0851	0.0887	2.58	3.80
40	0.0868	0.0912	2.55	3.83
45	0.0865	0.0900	2.57	3.80
50	0.0865	0.0916	2.55	3.80

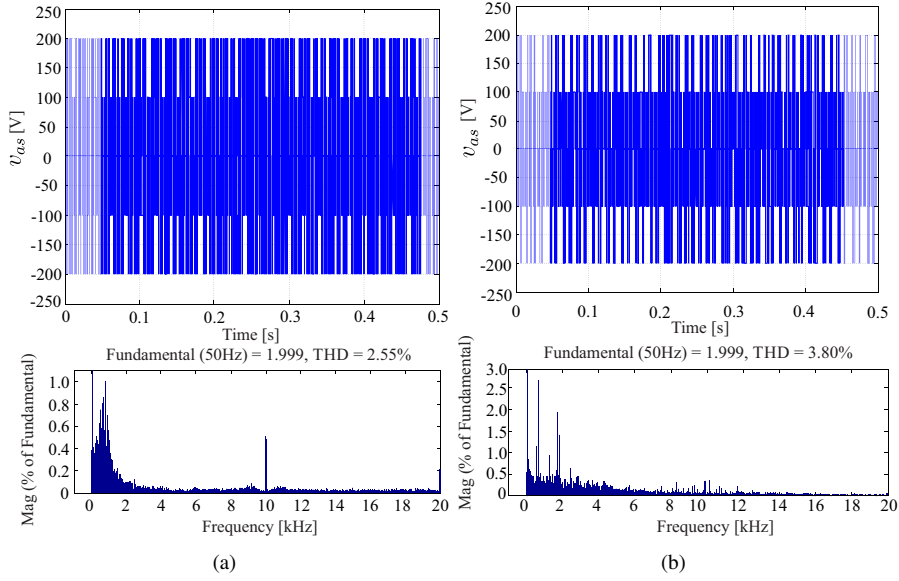


Figura 3.1 Análisis de THD de las corrientes de estator medidas $i_{\alpha s}$. Los resultados de simulación para amplitud de corriente de 2 A y una frecuencia de 50 Hz: (a) M1; (b) M2.

Tabla 3.3 Análisis de comportamiento de las corrientes de estator x - y , MSE [A].

f_e (Hz)	MSE-M1 _{x}	MSE-M2 _{x}	MSE-M1 _{y}	MSE-M2 _{y}
5	0.2390	0.9985	0.1541	1.0814
10	0.2157	1.0208	0.2144	1.0426
15	0.2271	1.0211	0.2278	0.9914
20	0.2446	1.1093	0.2183	1.1479
25	0.2631	0.9340	0.2184	1.0609
30	0.2729	1.0655	0.2245	1.0736
35	0.2684	0.8996	0.2485	0.9445
40	0.2712	0.8571	0.2543	0.8699
45	0.2817	0.8754	0.2746	0.8682
50	0.3260	0.8332	0.3190	0.8723

Las **Tablas 3.4** y **3.5** muestran un análisis de MSE y THD en las corrientes de estator en los planos α - β y x - y a $f_e = 50$ Hz para ambas técnicas en un pequeño periodo de tiempo. Los resultados en β y el eje y son virtualmente las mismas que en α y x , respectivamente, y no se incluyeron por un motivo de simplicidad. Para pequeños valores de $i_{\alpha\beta s}^*$ M1 tiene

un rendimiento aceptable en el eje x sobre M2 (aproximadamente 80 %) y su diferencia es reducida a medida que la corriente de referencia aumenta (la menor diferencia es aproximadamente 29 %). Los resultados obtenidos en la **Tabla 3.5** muestra una mejora sobre de M1 (aproximadamente 45 % para pequeños valores de $i_{\alpha\beta s}^*$ sobre M2 respecta al THD en el plano $\alpha\beta$. Sin embargo, con altos valores de $i_{\alpha\beta s}^*$ se puede apreciar que M2 tiene el mismo comportamiento que M1, incluso mejor en algunos valores. La **Figura 3.2** muestra las trayectorias de las corrientes de estator medidas en los planos $\alpha\beta$ y $x\text{-}y$ para $f_e = 50$ Hz, $i_{\alpha\beta s}^*$ valores de 2, 4 y 6 A, y $i_{xs}^* = i_{ys}^* = 0$ A. Un mejor rendimiento de M1 se puede apreciar en esta figura respecto a la minimización de las corrientes en el plano $x\text{-}y$, que representan las pérdidas de energía.

Luego, ambas técnicas fueron comparadas bajo condiciones de referencia transitoria que son observados en la **Figura 3.3**. En este caso $i_{\alpha\beta s}^*$ es variado de 2 a 4 A y un cambio de fase de $\frac{\pi}{2}$ rad a los $t = 0.1$ s. Ambas técnicas tienen casi el mismo comportamiento en condiciones de transitorio, resaltando M2 sobre M1 en términos de bajo pico de corriente.

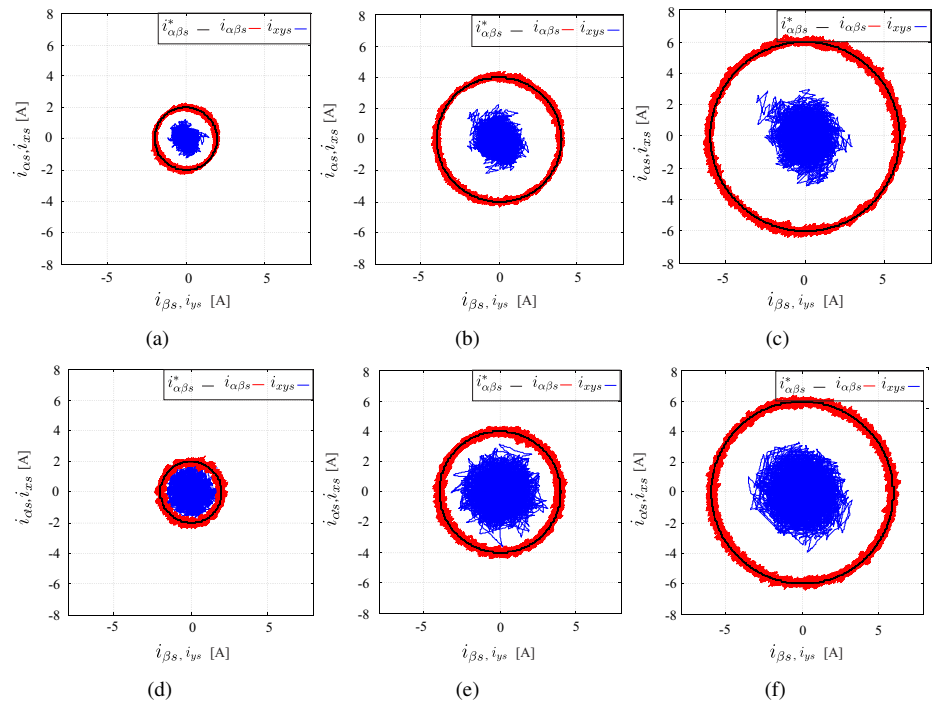


Figura 3.2 Corrientes de estator en los planos $\alpha\beta$ y $x\text{-}y$ para una frecuencia de 50 Hz: (a) Amplitud de 2 A para M1; (b) Amplitud de 4 A para M1; (c) Amplitud de 6 A para M1; (d) Amplitud de 2 A para M2; (e) Amplitud de 4 A para M2; (f) Amplitud de 6 A para M2.

Tabla 3.4 Análisis de comportamiento de la corriente de estator, MSE [A].

$i_{\alpha\beta s}^*$ (A)	MSE-M1 _x	MSE-M2 _x	MSE-M1 _α	MSE-M2 _α
1.0	0.1961	0.8983	0.0812	0.0900
2.0	0.2580	0.9048	0.0865	0.0916
3.0	0.3775	1.0176	0.1490	0.1456
4.0	0.5281	1.0120	0.1791	0.1556
5.0	0.6719	1.0779	0.2252	0.1680
6.0	0.6691	1.0600	0.2682	0.1733
7.0	0.7052	1.0869	0.2934	0.1743
8.0	0.7837	1.1002	0.3294	0.1858

Tabla 3.5 Análisis de comportamiento de las corrientes de estator α - β , THD [%].

$i_{\alpha\beta s}^*$ (A)	THD-M1 _α	THD-M2 _α	THD-M1 _β	THD-M2 _β
1.0	4.01	7.01	3.88	7.24
2.0	2.55	3.80	2.57	3.81
3.0	2.29	3.36	1.99	3.25
4.0	1.83	2.54	1.78	2.54
5.0	1.64	1.85	1.59	1.71
6.0	1.52	1.63	1.71	1.46
7.0	1.34	1.18	1.38	1.19
8.0	1.09	1.12	1.11	1.12

Finalmente, es analizada la minimización de la función de costo, en la **Figura 3.4** para M1 (azul) y M2 (negro), mostrando un mejor reducción de la función de costo para M1 sobre M2. Al analizar el costo computacional, es notoria la cantidad de cálculo necesario para M1 por encima de M2, porque necesita computar tres funciones de costo en un tiempo muestreo, mostrando una desventaja en términos de implementación en tiempo real.

Se ha demostrado que tanto M1 como M2 son poderosas alternativas para aplicar un control de corriente a una MIAH. Aunque en en análisis transitorio, ambas técnicas tienen resultados similares, en régimen permanente, M1 tiene una reducción mayor de las pérdidas eléctricas en comparación a M2. La técnica M1 también tiene un mejor comportamiento que M2, analizando el MSE en el plano α - β (aproximadamente 5.6 % de reducción) y el THD (aproximadamente 32.9 % de reducción) obtenidas con diferentes referencias de frecuencia. Por otra parte, M2 demuestra tener un gran comportamiento

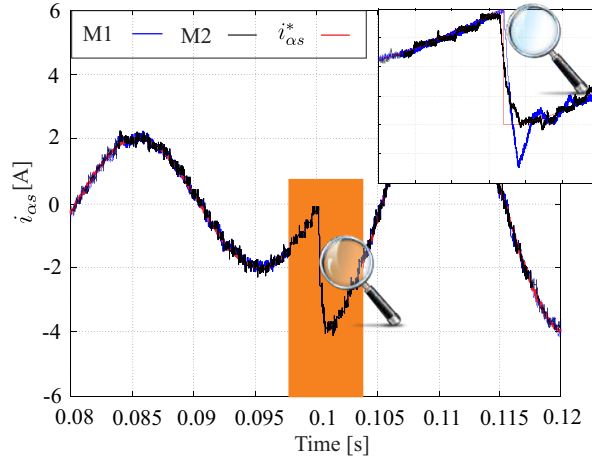


Figura 3.3 Respuesta de transitorios usando las técnicas M1 y M2.

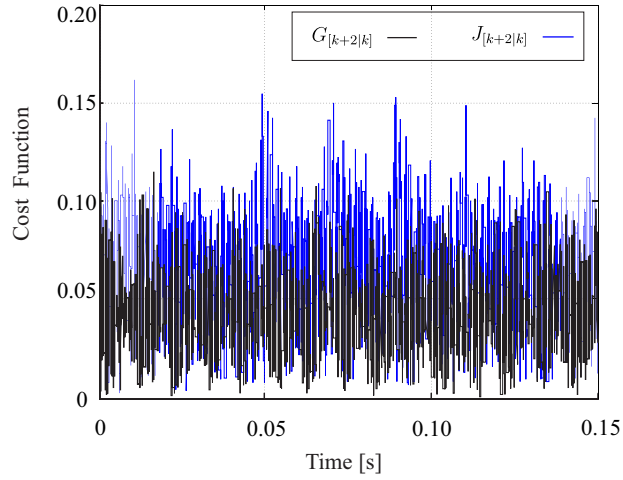


Figura 3.4 Minimización de la función de costo de M1 y M2.

con altas amplitudes de corriente de referencia, incluso mejor que M1 en el plano α - β en cuanto a seguimiento de corriente (aproximadamente 45 % de reducción sobre M1). Desde el punto de vista de costo computacional, se considera que M2 tendrá un menor costo computacional que M1 por el hecho que para M2 se necesita computar una función de costo como un PCC convencional, mientras que para M1 se requiere computar tres. Por último, cabe mencionar que es posible obtener una eficiencia equivalente con un PCC sin modulador, pero se requerirá disminuir significativamente el tiempo de muestreo (alrededor de 5 veces).

3.2.2 Speed sensorless

La eficiencia del FCS-MPC con una técnica speed sensorless es probada en una simulación del software MATLAB/Simulink para una MIAH, bajo condiciones de carga de par de torsión. Para todos los casos, ha sido seleccionado una frecuencia de muestreo de 10 kHz. En la **Figura 3.5** se muestran los resultados obtenidos para una prueba de referencia de frecuencia variable [180, 220, -220, -180] rpm, considerando una corriente de referencia fija ($i_{ds}^* = 1$ A). La velocidad estimada es realimentada en un lazo externo de control con un controlador PI como se muestra en la **Figura 2.15**. Además, se puede apreciar en la **Figura 3.5** (zoom), los cambios de fase en las corrientes de estator en el plano α - β , causado por la inversión de giro de la MIAH. Bajo estas condiciones, el MSE en el seguimiento de corriente y velocidad son 9 mA, 11.6 mA y 0.53 rpm, respectivamente.

En la **Figura 3.6** se demuestra la respuesta del sistema bajo régimen de par de torsión de carga variable [15, 30, -30, -15] Nm, y de las corrientes de rotor (medidas en la simulación y estimadas) en el plano α - β . También se puede apreciar el cambio de amplitud de las corrientes de rotor a medida que varía el par de la carga T_L aplicado a la MIAH. Los valores de las corrientes de rotor se encuentran muy cerca de las variables reales en estas condiciones de prueba, considerando que el MSE es 98 mA y 99 mA para $i_{\alpha r}$ y $i_{\beta r}$, respectivamente.

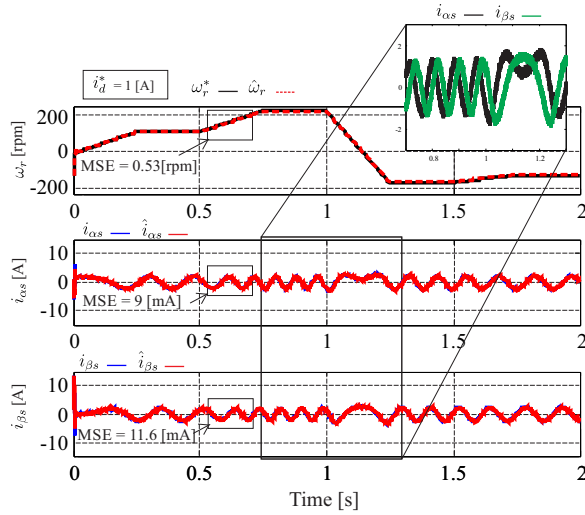


Figura 3.5 Resultados de simulación del control speed sensorless bajo regímenes de velocidad variable.

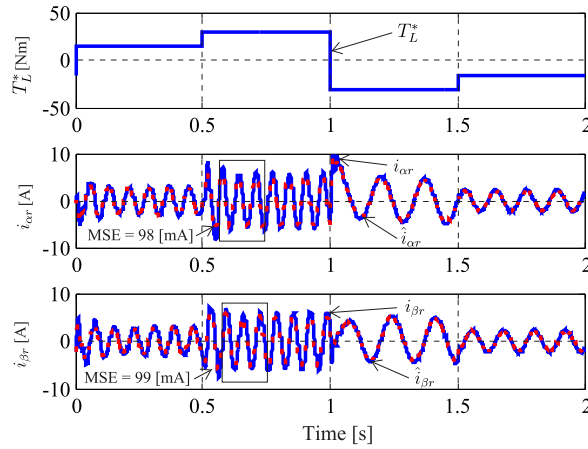


Figura 3.6 Resultados de simulación del control speed sensorless bajo regímenes de par de torsión variable.

Teniendo en cuenta las pruebas realizadas, se puede concluir que el KF aplicado al FCS-MPC con una técnica de control del tipo speed sensorless aplicada a una MIAH tiene resultados interesantes, teniendo en cuenta la eficiencia del observador y del seguimiento de las corrientes de estator. Para una implementación real del control speed sensorless será necesario agregar al sistema un observador de par de torsión para evitar el uso de un sensor de par, que es más costoso y volvería inviable al controlador.

3.3 Resumen

Este capítulo se enfocó en la validación teórica a través de simulaciones de las técnicas de control estudiadas en el Capítulo 2. Se realizó un análisis comparativo de las dos técnicas de modulación aplicadas en la etapa final del PCC con KF como estimador de estado. Se puede observar que, por medio de los resultados de simulación obtenidos, ambas técnicas de modulación son válidas para aplicar a un PCC con KF, ya que ambas presentan un buen rendimiento en el comportamiento del sistema, resaltando a la técnica de control M1 por sobre M2. Entre las características obtenidas por las modulaciones, la que más resalta es la obtención de una frecuencia fija de conmutación que se le agregó al PCC. Además, se validó teóricamente la aplicación del PCC con KF a un control del tipo speed sensorless para una MIAH.

Los resultados teóricos obtenidos en las simulaciones serán validados en el siguiente capítulo donde se prueban el PCC con KF y con una etapa final de modulación.

CAPÍTULO 4

VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

Este capítulo presenta una validación experimental de las técnicas de PCC mencionadas en el capítulo anterior. La validación se centró en la técnica PCC con el KF como observador de estado y la misma PCC con KF y una etapa de modulación M2. La bancada utilizada para las pruebas experimentales se encuentra en el laboratorio del grupo de investigación APET de la Universidad de Vigo.

4.1 Descripción de la bancada experimental

Para la validación experimental se ha utilizado una MIAH cuyos parámetros son detallados en la **Tabla 4.1**. Como controlador se utilizó a la plataforma DSPACE DS1401 y el programa MATLAB/Simulink para la interfaz.

Los parámetros del PCC fueron definidos como en las simulaciones. En la función de costo se consideró un valor de $\lambda_{xy} = 0.01$. Los valores del ruido de proceso y medición fueron considerados como en las simulaciones, siendo $\mathbf{Q}_W = 0.0022$ y $\mathbf{R}_V = 0.0022$. Se ha conectado el VSI con una fuente V_{dc} de 400 V, las corrientes de estator de referencia

Tabla 4.1 Parámetros eléctricos y mecánicos de la MIAH de la bancada experimental.

PARÁMETRO	VALOR	PARÁMETRO	VALOR
R_r (Ω)	6.9	L_s (mH)	654.4
R_s (Ω)	6.7	P	1
L_{ls} (mH)	5.26	P_w (kW)	2
L_m (mH)	614	J_i (kg.m ²)	0.07
L_r (mH)	626.8	B_i (kg.m ² /s)	0.0004

en el plano x - y son puestas a cero ($i_{xs}^* = i_{ys}^* = 0$), además se prueba a dos frecuencias de muestreo (16 y 20 kHz) y un freno de corrientes parásitas de 5 CV. Se considera a la corriente $i_{ds} = 1$ A y se agrega un lazo externo de control para la velocidad del rotor ω_r con un controlador PI de dos grados de libertad desarrollado en [60].

4.2 Resultados obtenidos

Las **Tablas 4.2, 4.3, 4.4 y 4.5** muestran los resultados obtenidos por la MIAH a distintas velocidades ω_r de referencia y distintas frecuencias de muestreo. Se puede observar el rendimiento del PCC a través de los valores de MSE y THD obtenidos para las corrientes de estator en los planos α - β y x - y . Al implementar el PCC con el KF para estimar las corrientes rotóricas se obtiene un comportamiento óptimo del sistema. Además al incluir M2 como técnica de modulación se puede comprobar una reducción de las corrientes en el plano x - y de aproximadamente un 22 %, mientras que las corrientes en el plano α - β se observa un crecimiento en el MSE del 14 % y el THD del 10 %. Al mismo tiempo, se puede observar las diferencias del rendimiento del PCC a distintas frecuencias de muestreo, donde al aumentar la frecuencia el PCC con KF mejora su rendimiento en cuanto al MSE y al THD obtenidos de las corrientes en estator. Sin embargo, para el PCC con KF y M2

Tabla 4.2 Análisis de comportamiento de las corrientes de estator α - β , x - y , MSE [A], THD [%] sin modulación con una frecuencia de muestreo de 16 kHz.

ω_r^* (rpm)	MSE $_{\alpha}$	MSE $_{\beta}$	MSE $_x$	MSE $_y$	THD $_{\alpha}$	THD $_{\beta}$
500	0.0717	0.0730	0.4707	0.4747	8.9044	8.9615
1000	0.0853	0.0855	0.5505	0.5538	6.1956	6.1703
1500	0.0783	0.0790	0.5736	0.5710	4.4041	4.4777

Tabla 4.3 Análisis de comportamiento de las corrientes de estator α - β , x - y , MSE [A], THD [%] sin modulación con una frecuencia de muestreo de 20 kHz.

ω_r^* (rpm)	MSE $_{\alpha}$	MSE $_{\beta}$	MSE $_x$	MSE $_y$	THD $_{\alpha}$	THD $_{\beta}$
500	0.0641	0.0661	0.4137	0.4103	6.4833	7.1390
1000	0.0745	0.0791	0.4764	0.4813	5.4602	5.8339
1500	0.0726	0.0737	0.4701	0.4649	4.0989	4.3228

Tabla 4.4 Análisis de comportamiento de las corrientes de estator α - β , x - y , MSE [A], THD [%] con modulación M2 con una frecuencia de muestreo de 16 kHz.

ω_r^* (rpm)	MSE $_{\alpha}$	MSE $_{\beta}$	MSE $_x$	MSE $_y$	THD $_{\alpha}$	THD $_{\beta}$
500	0.0827	0.0807	0.3801	0.3652	9.8252	9.3829
1000	0.0927	0.0886	0.4086	0.4058	6.7514	6.5256
1500	0.1102	0.1075	0.4685	0.4627	5.2311	5.3378

Tabla 4.5 Análisis de comportamiento de las corrientes de estator α - β , x - y , MSE [A], THD [%] con modulación M2 con una frecuencia de muestreo de 20 kHz.

ω_r^* (rpm)	MSE $_{\alpha}$	MSE $_{\beta}$	MSE $_x$	MSE $_y$	THD $_{\alpha}$	THD $_{\beta}$
500	0.0944	0.0877	0.3262	0.3139	10.7465	10.2255
1000	0.1072	0.1025	0.3566	0.3677	7.5919	7.0918
1500	0.1114	0.1096	0.4202	0.4271	5.7400	5.6312

como etapa de modulación final, se obtiene un rendimiento menor en las corrientes de estator del plano α - β , aproximadamente del 11 %, pero considerando el plano x - y de las corrientes de estator se puede observar una reducción notable del 14 %.

En la **Figura 4.1** se puede ver una representación gráfica de las corrientes de estator en el plano α - β y x - y . Se puede comprobar una reducción notable de las corrientes en el plano x - y asociadas a las pérdidas de energía. Por último se puede observar en la **Figura 4.2** un análisis de THD de las corrientes $i_{\alpha s}$ medidas con la implementación del PCC con KF sin modulación y con modulación M2. Se puede comprobar que la distribución de las amplitudes de los armónicos generados son muy similares, resaltando a la modulación M2 por generar con un aumento mínimo de amplitud, siendo ambos del orden de 0.01 % de la amplitud de la armónica fundamental.

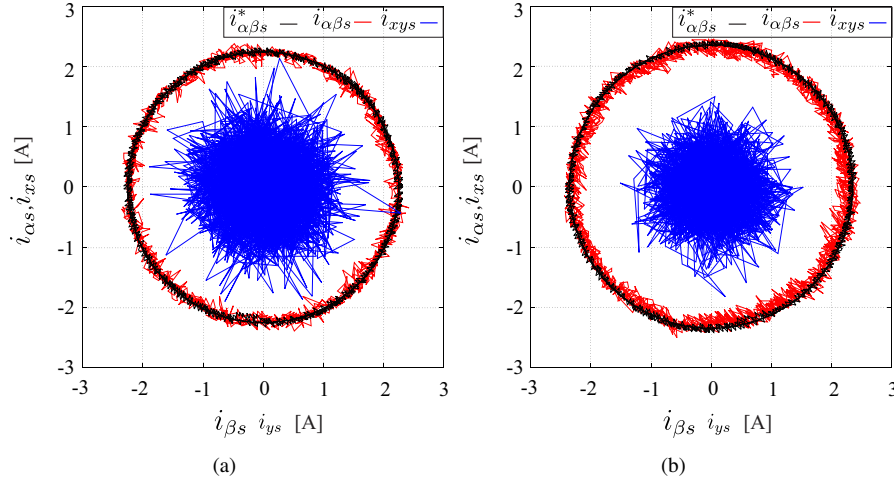


Figura 4.1 Corrientes de estator en los planos α - β y x - y para una frecuencia de 25 Hz y una ω_r de 1500 rpm: (a) Sin modulación; (b) Con modulación M2.

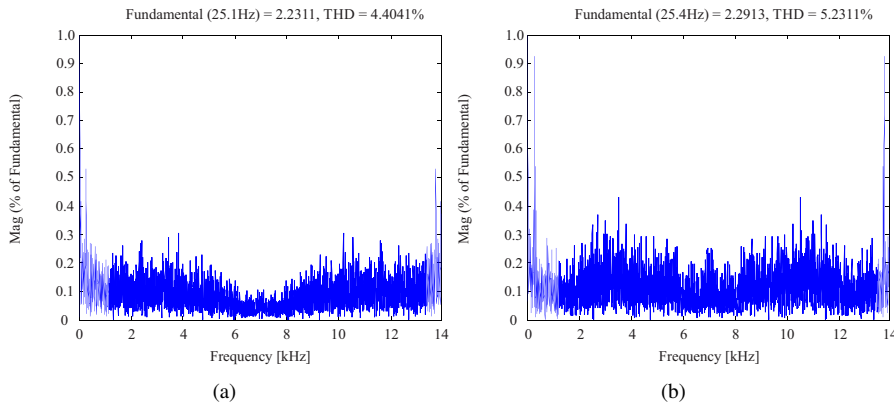


Figura 4.2 Análisis de THD de las corrientes medidas $i_{\alpha s}$ para una frecuencia de 25 Hz y una ω_r de 1500 rpm: (a) Sin modulación; (b) Con modulación M2.

Por último, se puede verificar el comportamiento de la respuesta transitoria a una respuesta escalón de velocidad (500 a -500 rpm) de las dos técnicas PCC con KF sin modulación y con M2 como etapa final. En las **Figuras 4.3-a** y **4.3-b** se puede observar el comportamiento de la corriente i_{qs} que responde a la modificación de la velocidad de referencia. En ambos casos se presenta un comportamiento muy similar.

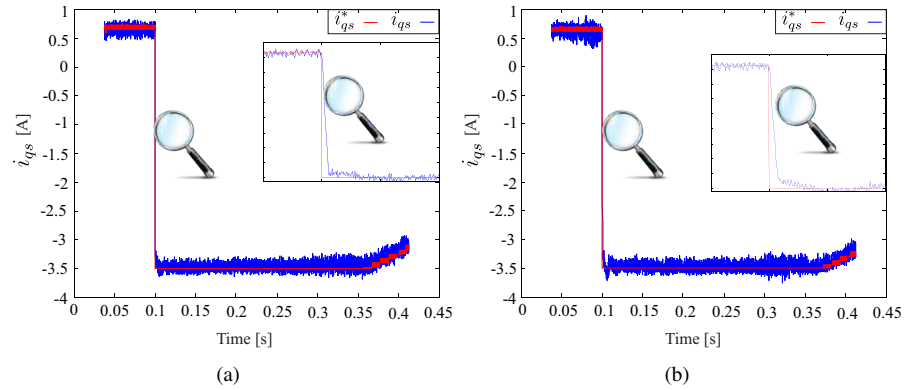


Figura 4.3 Corrientes de estator en el eje q para una respuesta escalón de velocidad de 500 a -500 rpm: (a) Sin modulación; (b) Con modulación M2.

4.3 Resumen

En el presente capítulo se han validado las técnicas PCC con KF sin modulación y con la modulación M2. A través de los valores obtenidos de MSE y THD en las corrientes de estator en los planos α - β y x - y , se puede concluir que ambas técnicas son válidas para implementarse en un control de una MIAH, resaltando a la técnica con modulación M2 por su reducción notable de corrientes de estator en el plano x - y . Los resultados obtenidos darán lugar a la redacción de artículos científicos que se enviarán a revistas internacionales de alto factor de impacto.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

5.1 Conclusiones

Esta Tesis ha abordado el estudio de algoritmos de control predictivo basado en el modelo aplicado a MIAH y un estudio teórico exhaustivo del modelo matemático del GIAH detallado en el apéndice. Las principales contribuciones y conclusiones se resumen a continuación:

- Se analizó la influencia de estimadores de estado en los procesos de estimación de las corrientes rotóricas y se ha aplicado su uso en la mejora de las prestaciones del PCC de MIAH. Se ha utilizado el KF como observador.
- Se analizaron dos técnicas de modulación (M1-M2) como etapa final del PCC con KF como observador de las corrientes rotóricas. Se obtuvieron múltiples resultados de eficiencia de ambas técnicas de modulación con el PCC. Dichos resultados fueron comparados considerando al MSE, la THD y el costo computacional como figuras de mérito.

- Según los resultados teóricos presentados por simulaciones y resultados experimentales, se concluyó que ambas técnicas de modulación son viables para optimizar el PCC con KF como observador de las corrientes rotóricas, ya que presentan buenos resultados en cuanto a las figuras de mérito. Entre ambas técnicas, presentan mejores resultados en distintas pruebas comparándose entre las mismas, resaltando a M1 por encima de M2 en la mayoría de los casos considerando el MSE y THD de las corrientes de estator en los distintos planos ortogonales. Sin embargo, M1 presenta un mayor costo computacional por la necesidad de calcular tres funciones de costo en un tiempo de muestreo, mientras que M2 solo debe calcular una. Ya dependería de la aplicación o las prestaciones del hardware a utilizar para implementar cualquiera de las dos técnicas de modulación.
- Se propuso una técnica de control speed sensorless con un PCC, con KF como observador de las corrientes rotóricas, como base del algoritmo. Se realizaron pruebas en simulación para verificar el rendimiento del algoritmo de control.
- Se ha podido realizar un análisis exhaustivo de la MIAH como generador. Se realizó un estudio teórico del modelo matemático del generador en el marco de referencia estacionario, además se tuvo en cuenta la importancia de obtener un modelo aproximado de la curva de magnetización de la máquina. Se realizaron simulaciones para considerar los parámetros críticos del generador conectado a cargas aisladas, obteniendo un modelo bastante aproximado al real.
- Los resultados obtenidos han dado como resultado varios artículos en conferencias internacionales y nacionales. La **Tabla 5.1** contiene un resumen de los artículos.

Tabla 5.1 Resumen de los logros obtenidos durante la Tesis.

Producción/Actividad	Número
Artículos de conferencia internacional como autor principal	4
Artículos de conferencia nacional como autor principal	3
Artículos de conferencia internacional/nacional como coautor	6
Participación en proyectos de I+D	1
Revisión de artículos científicos	4

5.2 Trabajos Futuros

El uso de estimadores de variables rotóricas en el PCC con etapa final de modulación aplicado a los accionamientos de máquinas de inducción asimétricas hexafásicas es un tema de investigación que ha sido escasamente abordado en la literatura. Por dicho motivo existen varios tópicos que pueden profundizarse dentro de esta línea, entre los que se citan los más relevantes a juicio de este masterando:

- Extender el estudio a otro tipo de máquina multifásica, como las síncronas de imanes permanentes, considerando la misma topología de devanado y luego extender a otros tipos de devanados.
- Extender el estudio del PCC con KF, con y sin modulaciones, desde el punto de vista de la estabilidad considerando distintos métodos, como la función descriptiva y la función de Lyapunov, entre otros.
- Extender el estudio del PCC con KF, con y sin modulaciones, desde el punto de vista de la robustez considerando el modelo dinámico de la máquina eléctrica.
- Extender el estudio teórico y experimental del generador de imanes permanentes asimétrico hexafásico.
- Extender el estudio teórico y experimental del PCC con distintas técnicas de modulación del tipo speed sensorless en máquinas multifásicas aplicadas a vehículos eléctricos.

APÉNDICE A

MODELO MATEMÁTICO DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN HEXAFÁSICO

A.1 Introducción

En un generador eléctrico la salida es una variación de la energía eléctrica, producida por la variación de energía mecánica en la entrada. Sin embargo, para que se produzca esta conversión electromecánica de energía, es imprescindible que exista campo magnético [61].

Un generador de corriente alterna asíncrono está formado por un estator y un rotor. En el estator se instala el inductor, alimentado por una red monofásica o trifásica. La corriente que circula por uno de los devanados (generalmente en el rotor) se debe a la fuerza electromotriz inducida por la acción del flujo del otro, por esta razón también se suelen denominar máquinas de inducción. También reciben el nombre de máquinas asíncronas ya que la velocidad de giro del rotor no es la del sincronismo impuesto por la frecuencia de la red [62].

El generador estudiado se compone de seis bobinas, conectados como dos circuitos en estrella independientes entre sí. Este estudio tiene como finalidad proveer energía eléctrica por medio de energía eólica. La producción de energía eléctrica mediante el uso de generadores eólicos, se basa el mismo principio que los molinos de viento: aprovechar la energía el viento para hacer girar una turbina, la cual está acoplada al generador eléctrico [61]. Existen diversas turbinas con diseños y tamaños adecuados para diferentes perfiles de viento, entre ellos se encuentran los aerogeneradores con velocidad fija, velocidad variable, modelos bi-pala, tri-pala, etc. Actualmente existen granjas eólicas operando en forma independiente o conectadas a la red eléctrica [61, 62].

A.2 Modelado del generador de inducción asimétrico hexafásico

En esta sección se describirá al GIAH bajo los distintos planos de referencia. Además se tendrá en cuenta el proceso de auto-excitación del mismo y se realizarán pruebas bajo distintas condiciones de operación.

A.2.1 Descomposición en el espacio vectorial

Es bien conocido que el plano de referencia $\alpha\text{-}\beta\text{-}n$ ha sido utilizado de manera exitosa en el análisis y control de máquinas eléctricas de tres fases. En esta tecnología, el vector espacial original de tres dimensiones es descompuesto en la suma directa de un sub-espacio $\alpha\text{-}\beta$ y un sub-espacio de secuencia cero, el cual es ortogonal al plano $\alpha\text{-}\beta$. En virtud a esta descomposición, los componentes el cual producen el MMF y los componentes de la secuencia cero son desacoplados, y por ende, el análisis y control de la máquina es simplificada [63].

Como el flujo de corrientes hexafásico, un sistema dual trifásico, es básicamente un sistema de seis dimensiones. Por lo tanto, los problemas de modelado y control de dichos sistemas deben ser direccionados desde un punto de vista de espacio de seis dimensiones. El concepto de descomposición está extendido a un caso multifásico, es desarrollada una técnica de control denominada VSD. Esto se refiere, a que los vectores de corriente y voltaje de la máquina en el espacio vectorial original de seis dimensiones son mapeados en tres sub-espacios ortogonales de dos dimensiones. Como resultado, el modelo de la máquina puede ser descrito por tres grupos de ecuaciones desacopladas [63].

En la MIAH, los voltajes y corrientes pueden ser caracterizados, por el siguiente vector:

$$S_k(wt) = \begin{bmatrix} \cos k(wt) & \sin k(wt - \theta) & \cos k(wt - 4\theta) \\ \sin k(wt - 5\theta) & \cos k(wt - 8\theta) & \sin k(wt - 9\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

donde $\theta = 30^\circ$, y $k = 0,1,3,5\dots$, el cual denota el orden de los armónicos. Como los componentes de los vectores son funciones de tiempo, cada vector abarca una superficie, o sub-espacio, en el espacio original de seis dimensiones. Pueden ser comprobados que los sub-espacios correspondientes a $k = 1,3,5$ son ortogonales entre sí, eso es:

$$S_1 \bullet S_3^T = S_1 \bullet S_5^T = S_3 \bullet S_5^T = 0 \leftrightarrow (0 \leq wt \leq 2\pi) \quad (\text{A.2})$$

Por lo tanto, el espacio original de seis dimensiones puede ser expresado como la suma directa de estos tres sub-espacios ortogonales:

$$S = S_1 \oplus S_3 \oplus S_5 \quad (\text{A.3})$$

Además, dos vectores ortogonales pueden ser seleccionados para cada uno de los tres sub-espacios, como está indicado debajo, seleccionado a $wt = 0$ y $\pi/2$:

$$\begin{aligned} k = 1 \\ \alpha : & [1 \quad \cos \theta \quad \cos 4\theta \quad \cos 5\theta \quad \cos 8\theta \quad \cos 9\theta] \\ \beta : & [0 \quad \sin \theta \quad \sin 4\theta \quad \sin 5\theta \quad \sin 8\theta \quad \sin 9\theta] \\ k = 5 \\ x : & [1 \quad \cos 5\theta \quad \cos 8\theta \quad \cos \theta \quad \cos 4\theta \quad \cos 9\theta] \\ y : & [0 \quad \sin 5\theta \quad \sin 8\theta \quad \sin \theta \quad \sin 4\theta \quad \sin 9\theta] \\ k = 3 \\ z_1 : & [1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0] \\ z_2 : & [0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1] \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Con los vectores utilizados para la nueva base del espacio de seis dimensiones, la siguiente matriz de transformación (Clarke) normalizada resulta en:

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{6}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta & \cos 4\theta & \cos 5\theta & \cos 8\theta & \cos 9\theta \\ 0 & \sin \theta & \sin 4\theta & \sin 5\theta & \sin 8\theta & \sin 9\theta \\ 1 & \cos 5\theta & \cos 8\theta & \cos \theta & \cos 4\theta & \cos 9\theta \\ 0 & \sin 5\theta & \sin 8\theta & \sin \theta & \sin 4\theta & \sin 9\theta \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Siendo el valor constante $\sqrt{\frac{2}{6}}$ la invariante de potencia hexafásico.

La transformación posee las siguientes propiedades:

1. El componente fundamental de las variables de las máquinas y el k -ésimo orden de los armónicos con $k = 12m \pm 5$, ($m = 1, 2, 3, \dots$) son transformados en el sub-espacio α - β . Cabe mencionar que los ejes α - β fueron seleccionados de manera que estos coincidan con los ejes del flujo de entre-hierro. Por lo tanto, estas variables producirán campo magnético rotatorio (mmf) en el entre-hierro de la máquina, y por ende, la relación con la conversión a energía electromagnética [63].
2. Los armónicos con $k = 12m \pm 5$, ($m = 0, 1, 2, 3, \dots$) son mapeados en el sub-espacio x - y . Como el sub-espacio x - y es ortogonal al sub-espacio α - β , es esperado que las variables de este sub-espacio no generación ningún campo magnético rotatorio (mmf) en el entre-hierro y por ello no habrá relación con la conversión a energía electromagnética relacionada [63].
3. Armónicos de secuencia cero, los cuales no tienen relación con la conversión a energía electromagnética, son mapeados en el sub-espacio z_1 - z_2 [63].

Usando la matriz de transformación, se puede representar en varios sub-espacios ortogonales entre sí de dos dimensiones, en el marco de referencia estacionaria. Para realizar una representación en el marco de referencia dinámico, se debe aplicar una matriz de rotación [64].

A.2.2 Transformación del sistema de referencia estático α - β al sistema dinámico d - q

Una vez expresadas las variables en el sistema de referencia estacionario es necesario aplicar la transformada de Park para expresarlas en el sistema de referencia dinámico. La transformada de Park puede ser aplicada por separado a las componentes α - β y x - y ya que éstas se encuentran desacopladas. Además, en el caso de las componentes x - y , resulta beneficioso expresar las componentes en un sistema de referencia anti-síncrono a través de la matriz de transformación Park invertida [65]:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_r & \sin \delta_r \\ -\sin \delta_r & \cos \delta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_r & -\sin \delta_r \\ \sin \delta_r & \cos \delta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

donde δ_r es la posición angular del rotor con referencia al estator, como se puede apreciar en la **Figura A.1**.

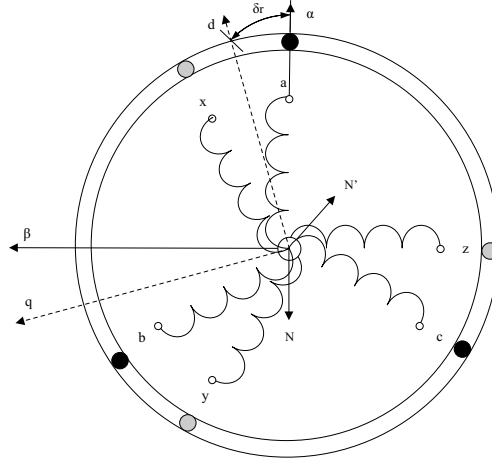


Figura A.1 Disposición de las bobinas del generador de seis fases.

Para una configuración de neutros aislados, tanto las corrientes en (z_1-z_2) no fluyen, así que los componentes en (z_1-z_2) pueden ser ignorados [5].

El modelo del GIAH es muy similar al modelo del MIAH, con las diferencias de que el GIAH tiene un banco de capacitores conectado a sus terminales, los cuales deben ser considerados en el modelo, y que en este caso la velocidad del rotor, proporcionada por la turbina, se considera como una entrada y no como una salida, como en el caso del motor [66]. El modelo de la MIAH en el marco de referencia estacionario, nos proporciona la respuesta transitoria y en estado estacionario de la MIAH, por lo cual fue este el modelo que se eligió para representar al GIAH. El circuito por fase que representa al generador, considerando el banco de capacitores conectado a sus terminales, en el marco de referencia estacionario, se presentan en las **Figuras A.2 y A.3** [66].

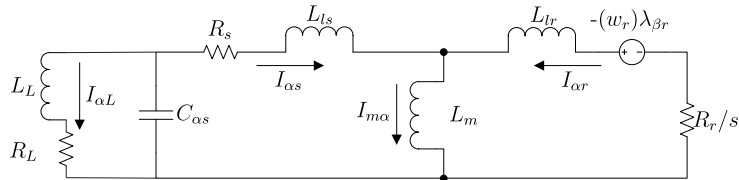


Figura A.2 Circuito equivalente del GIAH en el sub-espacio α .

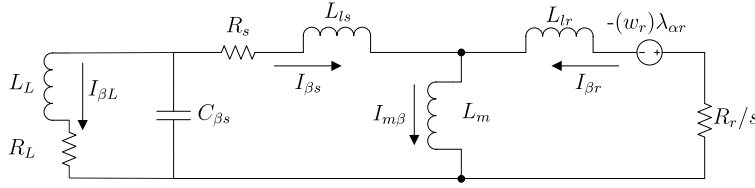


Figura A.3 Circuito equivalente del GIAH en el sub-espacio β .

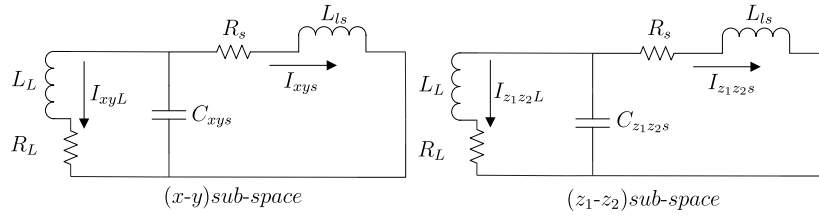


Figura A.4 Circuito equivalente del GIAH los sub-espacios x - y - z_1 - z_2 .

donde

$C_{\alpha s}$ y $C_{\beta s} \rightarrow$ capacitancias de los ejes α y β .

R_s y $R_r \rightarrow$ resistencias del estator y rotor.

L_{ls} y $L_{lr} \rightarrow$ inductancias de dispersión del estator y rotor.

$L_m \rightarrow$ inductancia de magnetización.

$\omega_r \rightarrow$ velocidad eléctrica del motor.

$\lambda_{\alpha r}$ y $\lambda_{\beta r} \rightarrow$ enlace de flujo del rotor del eje α y β .

$I_{\alpha s}$ y $I_{\alpha r} \rightarrow$ corriente del eje α del estator y rotor.

$I_{\beta s}$ y $I_{\beta r} \rightarrow$ corriente del eje β del estator y rotor.

$I_{m\alpha}$ y $I_{m\beta} \rightarrow$ corriente de magnetización del eje α y β .

Las ecuaciones que describen a los circuitos que representan al generador de inducción están dadas por:

$$\begin{aligned} V_{c\alpha s} + R_s I_{\alpha s} + p \lambda_{\alpha s} &= 0 & R_r I_{\alpha r} - \omega_r \lambda_{\beta r} + p \lambda_{\alpha r} &= 0 \\ V_{c\beta s} + R_s I_{\beta s} + p \lambda_{\beta s} &= 0 & R_r I_{\beta r} + \omega_r \lambda_{\alpha r} + p \lambda_{\beta r} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

donde p es el operador diferencial d/dt . Los voltajes de los capacitores, $V_{c\alpha s}$ y $V_{c\beta s}$, están dados por:

$$\begin{aligned} V_{c\alpha s} &= \frac{1}{C_{\alpha s}} \int I_{\alpha s} dt + V_{c\alpha s0} \\ V_{c\beta s} &= \frac{1}{C_{\beta s}} \int I_{\beta s} dt + V_{c\beta s0} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

donde $V_{c\alpha s0} = V_{c\alpha s}|_{t=0}$ y $V_{c\beta s0} = V_{c\beta s}|_{t=0}$, son los voltajes iniciales en los capacitores: $V_{c\alpha s0}$ y $V_{c\beta s0}$ son los voltajes de los capacitores conectados al estator del eje α y β , respectivamente.

Los enlaces de flujo devanados del estator están dados por:

$$\begin{aligned}\lambda_{\alpha s} &= L_s I_{\alpha s} + L_m I_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta s} &= L_s I_{\beta s} + L_m I_{\beta r}\end{aligned}\tag{A.10}$$

Y los enlaces de flujo para los devanados del rotor son:

$$\begin{aligned}\lambda_{\alpha r} &= L_r I_{\alpha r} + L_m I_{\alpha s} + \lambda_{\alpha r0} \\ \lambda_{\beta r} &= L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s} + \lambda_{\beta r0}\end{aligned}\tag{A.11}$$

donde $\lambda_{\alpha r0}$ y $\lambda_{\beta r0}$ son los enlaces de flujo residuales en el eje α y β , respectivamente y se consideran como un valor constante; L_s y L_r son las inductancias de los devanados del estator y rotor, respectivamente, y están dados por:

$$\begin{aligned}L_s &= L_{ls} + L_m \\ L_r &= L_{lr} + L_m\end{aligned}\tag{A.12}$$

La velocidad eléctrica del rotor y los enlaces de flujo producen un voltaje rotacional, así, el voltaje rotacional en el rotor está dado como:

$$\begin{aligned}\omega_r \lambda_{\alpha r} &= \omega_r (L_r I_{\alpha r} + L_m I_{\alpha s} + \lambda_{\alpha r0}) \\ \omega_r \lambda_{\alpha r} &= \omega_r (L_r I_{\alpha r} + L_m I_{\alpha s} + K_{\beta r}) \\ \omega_r \lambda_{\beta r} &= \omega_r (L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s} + \lambda_{\beta r0}) \\ \omega_r \lambda_{\beta r} &= \omega_r (L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s} + K_{\alpha r})\end{aligned}\tag{A.13}$$

donde $K_{\alpha r}$ y $K_{\beta r}$ son voltajes iniciales inducidos debidos al flujo magnético residual del eje α y β , respectivamente, y son valores constantes.

Sustituyendo las ecuaciones (A.10), (A.13) en (A.8), se obtienen las ecuaciones que describen al generador de inducción en el marco de referencia estacionario. De esta manera se tiene:

$$\begin{aligned}
V_{\alpha s} + R_s I_{\alpha s} + L_s p I_{\alpha s} + L_m p I_{\alpha r} &= 0 \\
V_{\beta s} + R_s I_{\beta s} + L_s p I_{\beta s} + L_m p I_{\beta r} &= 0 \\
-K_{\alpha r} - \omega_r L_m I_{\beta s} + R_r I_{\alpha r} - \omega_r L_r I_{\beta r} + L_m p I_{\alpha s} + L_r p I_{\alpha r} &= 0 \\
K_{\beta r} + \omega_r L_m I_{\alpha s} + R_r I_{\beta r} + \omega_r L_r I_{\alpha r} + L_m p I_{\beta s} + L_r p I_{\beta r} &= 0
\end{aligned} \tag{A.14}$$

La ecuación (A.14) se puede expresar de forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r L_m & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha s} \\ V_{c\beta s} \\ -K_{\alpha r} \\ K_{\beta r} \end{bmatrix} \tag{A.15}$$

De (A.15), despejando las derivadas de las corrientes se obtiene el modelo de simulación del GIAH. De esta manera se tiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{I}_{\alpha s} \\ \dot{I}_{\beta s} \\ \dot{I}_{\alpha r} \\ \dot{I}_{\beta r} \end{bmatrix} &= \frac{1}{LL} \begin{bmatrix} L_s & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \left\{ \right. \\
&- \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r L_m & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_{c\alpha s} \\ -V_{c\beta s} \\ K_{\alpha r} \\ -K_{\beta r} \end{bmatrix} \left. \right\} \\
LL &= L_s L_r - L_m^2
\end{aligned} \tag{A.16}$$

$$LL = L_s L_r - L_m^2 \tag{A.17}$$

Para una carga resistiva inductiva (RL), los componentes de las ecuaciones con el diferencial de voltaje pueden ser escritas como:

$$\begin{aligned}\frac{dV_{\alpha L}}{dt} &= \frac{1}{C_{\alpha s}} I_{\alpha C_{\alpha s}} \\ \frac{dV_{\beta L}}{dt} &= \frac{1}{C_{\beta s}} I_{\beta C_{\beta s}}\end{aligned}\quad (\text{A.18})$$

donde $I_{\alpha C_{\alpha s}} = I_{\alpha s} - I_{\alpha L}$ y $I_{\beta C_{\beta s}} = I_{\beta s} - I_{\beta L}$.

Los componentes de las ecuaciones con diferencial de corriente de la carga pueden ser escritas como:

$$\begin{aligned}\frac{dI_{\alpha L}}{dt} &= \frac{1}{L_L} (V_{\alpha L} - R_L I_{\alpha L}) \\ \frac{dI_{\beta L}}{dt} &= \frac{1}{L_L} (V_{\beta L} - R_L I_{\beta L})\end{aligned}\quad (\text{A.19})$$

La parte mecánica del GIAH puede ser descrita con las siguientes ecuaciones:

$$T_g = 3P (\lambda_{\alpha s} I_{\beta s} - \lambda_{\beta s} I_{\alpha s}) \quad (\text{A.20})$$

$$J \frac{d}{dt} \omega_r + B \omega_r = P (T_i - T_g) \quad (\text{A.21})$$

donde T_i denota el par de torsión de entrada, T_g es el par de torsión generado, J el coeficiente de inercia, P el número de par de polos y B el coeficiente de fricción.

Las ecuaciones en el sub-espacio x - y no se conectan con el lado del rotor y consecuentemente no contribuyen en el flujo de aire, sin embargo, estos son una importante fuente de pérdidas de energía. Estas ecuaciones pueden ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} V_{cxs} \\ V_{cys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 \\ 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{cxs} \\ I_{cys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cxs} \\ I_{cys} \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Como se mencionó anteriormente, (A.16)-(A.17)-(A.18)-(A.19)-(A.20)-(A.21)-(A.22) representan el modelo del GIAH, pero para comprender el funcionamiento del GIAH es importante estudiar el proceso de auto-excitación que ocurre en éste.

A.3 Análisis de condiciones de auto-excitación del generador de inducción

Debido a la complejidad de las ecuaciones en el GIAH, el principio del proceso de auto-excitación se explicará con el uso de un circuito RLC , debido a que el comportamiento del GIAH es similar a un circuito de este tipo.

A.3.1 Circuito RLC

Se considera el circuito RLC de la **Figura A.5**.

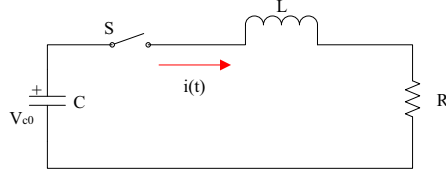


Figura A.5 Circuito RLC .

El signo más se debe a la polaridad del voltaje inicial del capacitor. Se sabe tanto que la bobina como el capacitor pueden almacenar energía, la resistencia no es capaz de almacenar energía. Por lo tanto en $t = 0^-$, pueden existir dos condiciones iguales:

- Puede haber flujo de corriente en la bobina (si la bobina forma parte de otro circuito, lo cual no se muestra en la **Figura A.5**).
- Puede existir un voltaje inicial en el capacitor.

Si las dos condiciones iniciales son cero, no ocurrirá ninguna transitorio o flujo de corriente de estado estable.

Suponga que s se cierra en $t = 0$. En este instante la corriente en el circuito es cero y el voltaje en el capacitor es $V_c = -V_{c0}$. La ecuación de voltaje en el circuito es:

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt - V_{c0} = 0 \quad (\text{A.23})$$

Derivando respecto al tiempo se obtiene:

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0 \Rightarrow Li'' + Ri' + \frac{1}{C} i = 0 \quad (\text{A.24})$$

Por el método de los factores integrantes la ecuación característica asociada con (A.24) es:

$$Lr^2 + Rr + \frac{1}{C} = 0 \quad (\text{A.25})$$

En términos de los parámetros del circuito RLC , las raíces de la ecuación característica, (A.25), son:

$$r_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (\text{A.26})$$

La naturaleza de las soluciones de (A.24) dependen de los valores de las raíces r_1 y r_2 , que a su vez dependen de los coeficientes o parámetros de la ecuación diferencial. Para conocer la naturaleza de las raíces se debe analizar el discriminante de (A.26), es decir que $\Delta = (R/2L)^2 - (1/LC)$.

En particular para el proceso de auto-excitación, es de interés obtener la parte real de las raíces complejas conjugadas, Estas se obtienen de la condición $\Delta < 0$, siendo las raíces $r_1 = \sigma + j\omega$ y $r_2 = \sigma - j\omega$.

En circuitos pasivos, como el circuito RLC de la **Figura A.5**, todas las soluciones asociadas con raíces que tienen parte real negativa, lo cual es posible si R es positiva, significa que el transitorio disminuirá, conforme el tiempo aumente, hasta que finalmente caiga a cero, **Figura A.6**. En este caso σ , la parte real, es la razón a la cual disminuye el transitorio y ω , la parte imaginaria, representa la frecuencia de oscilación.

En el caso contrario, si en la solución la raíz tiene parte real positiva, lo cual es posible si R es negativa, la corriente en el transitorio crecerá indefinidamente, en teoría hasta el infinito, conforme el tiempo aumente, **Figura A.7**. Este caso es el que ocurre en el generador de inducción, cuya fuente de potencia es el pri-motor.

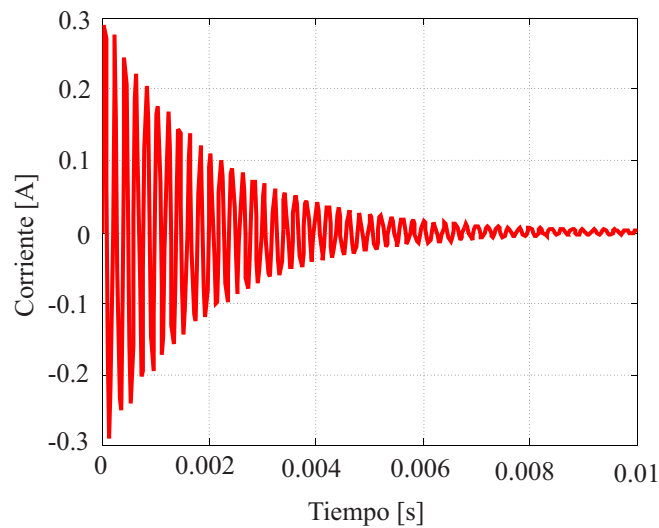


Figura A.6 Corriente en el circuito RLC, R positiva.

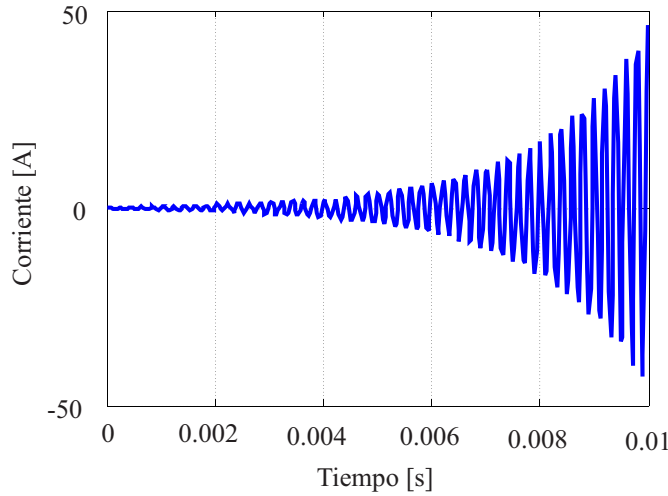


Figura A.7 Corriente en el circuito RLC, R negativa.

A.3.2 Análisis del proceso de auto-excitación

Básicamente una MIAH se modela con el uso de un circuito RLC . La auto-excitación en un GIAH es el crecimiento de corriente y, por lo tanto, el crecimiento asociado del voltaje a través de los capacitores conectados a las terminales de estator del generador, sin un sistema de excitación externo [66].

El proceso de auto-excitación, el cual sucede cuando una de las raíces de la ecuación característica del sistema tiene parte real positiva, solamente puede ocurrir si hay una fuente de energía externa que sea capaz de suministrar todas las pérdidas de potencia asociadas con el crecimiento de la corriente. En este caso, el generador de inducción es capaz de tener un crecimiento en la corriente debido a la fuente de energía mecánica externa (turbina eólica). La fuente de energía, necesaria para este tipo de transitorio inusual, es proveer la energía cinética del rotor. Si el rotor se maneja mediante una fuente externa, se mantiene la energía cinética del rotor y la auto-excitación y la transferencia de energía continúa permanente [66, 67].

El proceso de aumento del voltaje continúa hasta que el núcleo magnético de la máquina de inducción se satura y el voltaje se estabiliza. La saturación magnética de la máquina modifica la inductancia de magnetización L_m , de tal manera que la parte real de la raíz se convierte en cero y, de esta manera, el transitorio ya no aumenta ni decrece y se convierte en una cantidad en estado estacionario, dando una auto-excitación continua [66, 68].

Por lo tanto, determinar las raíces de la ecuación característica de las corrientes en el generador de inducción, es la clave para saber si habrá auto-excitación o no [66, 69].

La auto-excitación en el GIAH puede o no ocurrir, incluso conectados los capacitores a las terminales del estator y haciendo girar al rotor. El proceso de auto-excitación se encuentra condicionado bajo ciertos factores, estos son [69]:

1. Parámetros de la máquina. Estos se encuentran determinados por el tipo de material de los devanados del estator y el rotor, tipo de rotor, clase de diseño, etc.
2. Inductancia de magnetización. Es el factor principal en el aumento y la estabilización del voltaje en condiciones de vacío y carga, está determinado por el grado de saturación del material magnético.
3. Velocidad del pri-motor. La velocidad de giro del rotor debe de ser la adecuada para poder llevarse a cabo el proceso de auto-excitación.
4. Banco de capacitores. El tamaño del banco de capacitores es uno de los factores que se puede variar para obtener el voltaje requerido en condiciones de vacío y con carga.

A.3.2.1 Condiciones para la auto-excitación Como se mencionó anteriormente, el proceso de auto-excitación se producirá en el GIAH si al menos una de las raíces de la ecuación característica tiene parte real positiva. Las raíces dependen de los parámetros de la máquina, el capacitor conectado al estator y la velocidad del rotor. Por lo tanto, un paso importante para saber si ocurrirá la auto-excitación es determinar las raíces de la ecuación característica de las corrientes del GIAH [68]. Combinando las ecuaciones (A.9) y (A.15), en forma simplificada se obtiene:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p + \frac{1}{C_{\alpha s} p} & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p + \frac{1}{C_{\beta s} p} & 0 & L_m p \\ L_m p & -\omega_r L_m & R_r + L_r p & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & L_m p & \omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha s} \\ V_{c\beta s} \\ -K_{\alpha r} \\ K_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.27})$$

La ecuación (A.27) se puede representar como:

$$ZI = -V \quad (\text{A.28})$$

donde Z es la matriz de coeficientes del sistema.

Si se resuelve (A.28) para las corrientes del GIAH mediante el uso de la regla de Cramer se obtiene:

$$I_i = \frac{\det Z_i}{\det Z} \quad (\text{A.29})$$

donde $i \in \{\alpha s, \beta s, \alpha r, \beta r\}$; V es el vector de voltajes; Z es la matriz formada por los parámetros de la máquina, la velocidad del rotor y la capacitancia; Z_i es la matriz formada al sustituir el término homogéneo en la i -ésima columna de la matriz Z y p es el operador diferencial d/dt .

Como las matrices Z y Z_i están en función de la indeterminada p , el determinante de éstas resulta ser un polinomio con indeterminada p . De esta manera, de (A.29) se obtiene:

$$I_i = \frac{N_i(p)}{D(p)} \quad (\text{A.30})$$

donde $N_i(p)$ es el polinomio del numerador que resulta de $\det(Z_i)$ y $D(p)$ es el denominador que resulta de $\det(Z)$. Por las características del método, el determinante de Z , $\det(Z)$, es el denominador común para todas las corrientes. Por lo tanto, para obtener las raíces del polinomio $D(p)$ se resuelve:

$$\det(Z) = D(p) = 0 \quad (\text{A.31})$$

a la que también se le denomina ecuación característica.

Las corrientes del eje α y eje β , respectivamente se pueden representar como:

$$I_{\alpha s} = \frac{\det(Z)_{\alpha s}}{\det(Z)} \quad I_{\beta s} = \frac{\det(Z)_{\beta s}}{\det(Z)} \quad (\text{A.32})$$

donde:

$$Z_{\alpha s} = \begin{bmatrix} -V_{c\alpha s} & 0 & L_m p & 0 \\ -V_{c\beta s} & R_s + L_s p + \frac{1}{C_{\beta s p}} & 0 & L_m p \\ K_{\alpha r} & -\omega_r L_m & R_r + L_r p & -\omega_r L_r \\ -K_{\beta r} & L_m p & \omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \quad (\text{A.33})$$

$$Z_{\beta s} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p + \frac{1}{C_{\alpha s p}} & -V_{c\alpha s} & L_m p & 0 \\ 0 & -V_{c\beta s} & 0 & L_m p \\ L_m p & K_{\alpha r} & R_r + L_r p & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & -K_{\beta r} & \omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \quad (\text{A.34})$$

Usando (A.31) y (A.33) para $i = \alpha s$, se tiene:

$$I_{\alpha s} = \frac{U}{D_6 p^6 + D_5 p^5 + D_4 p^4 + D_3 p^3 + D_2 p^2 + D_1 p + D_0} \quad (\text{A.35})$$

donde:

$$\begin{aligned} U &= \frac{(N_4 p^4 + N_3 p^3 + N_2 p^2 + N_1 p + N_0)}{p} \\ D_0 &= \omega_r^2 L_r^2 + R_r^2 \\ D_1 &= 2R_s C(\omega_r^2 L_r^2 + R_r^2) + 2R_r L_r \\ D_2 &= 2L_s C\omega_r^2 L_r^2 + 2L_s C R_r^2 + L_r^2 + R_s^2 C^2 \omega_r^2 L_r^2 + R_s^2 C^2 R_r^2 - 2\omega_r^2 L_m^2 L_r C \\ &\quad + 4R_s C R_r L_r \\ D_3 &= 2C^2 R_s^2 R_r L_r + 2C^2 R_s L_s \omega_r^2 L_r^2 - 2C^2 R_s \omega_r^2 L_m^2 L_r + 2C^2 R_s L_s R_r^2 \\ &\quad + 2C(-L_m^2 R_r^+ R_s L_r^2 + 2L_s R_r L_r) \\ D_4 &= C^2 L_s^2 (\omega_r^2 L_r^2 + R_r^2) + C^2 \omega_r^2 L_m^4 - 2C^2 L_s \omega_r^2 L_m^2 L_r - 2C^2 R_s L_m^2 R_r \\ &\quad + C^2 R_s^2 L_r^2 + 4C^2 R_s L_s R_r L_r + 2C(-L_m^2 L_r + L_s L_r^2) \\ D_5 &= 2C^2 (-R_s L_m^2 L_r - L_s L_m^2 R_r + R_s L_s L_r^2 + L_s^2 R_r L_r) \\ D_6 &= C^2 (L_m^4 - 2L_s L_m^2 L_r + L_s^2 L_r^2) \end{aligned} \quad (\text{A.36})$$

El término U está compuesto por los parámetros del GIAH, los voltajes iniciales de los capacitores, el voltaje inicial debido al flujo remanente, la capacitancia y la velocidad del rotor. Este término solo afecta la magnitud de la corriente pero no afecta su comportamiento. Igualando el denominador de (A.35) a cero se obtienen las raíces con las que es posible saber si ocurrirá la auto-excitación o no. Esto es:

$$Dp = D_6 p^6 + D_5 p^5 + D_4 p^4 + D_3 p^3 + D_2 p^2 + D_1 p + D_0 = 0 \quad (\text{A.37})$$

Como A.37 es un polinomio de sexto orden, en términos generales se puede escribir como:

$$\begin{aligned} Dp &= (r_1 - \sigma_1 + j\omega_1)(r_2 - \sigma_1 - j\omega_1)(r_3 - \sigma_2 + j\omega_2) \\ &\quad (r_4 - \sigma_2 - j\omega_2)(r_5 - \sigma_3 + j\omega_3)(r_6 - \sigma_3 - j\omega_3) = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.38})$$

Si cualquiera de las raíces en (A.38) tiene parte real positiva, entonces la corriente en el transitorio será creciente, lo cual indica que ocurrirá la auto-excitación para ese punto

de operación específico. Si no hay raíces con parte real positiva, entonces no ocurrirá la auto-excitación.

A.3.2.2 Velocidad y capacitancia mínima para la auto-excitación Cuando la MIAH se trabaja como GIAH, se requiere de cierto valor mínimo de la velocidad de la turbina y de cierto valor mínimo de la capacitancia conectada a las terminales del estator de la máquina.

Para conocer los valores de estas variables es necesario encontrar las raíces del polinomio de sexto orden dado por (A.37), y así, conocer los valores que nos permiten obtener las raíces con parte real positiva, esto se puede realizar mediante dos métodos:

1. Para un valor de capacitancia dada, se varía el valor de la velocidad del rotor y se obtienen las raíces de (A.37). En el valor de la velocidad en el cual una de las partes reales de las raíces cambia de negativa a positiva, ese será el valor de la velocidad mínima para que ocurra el proceso de auto-excitación.

2. Para un valor de velocidad de rotor dado, se varía el valor de la capacitancia y el valor de la capacitancia que hace la parte real de una de las raíces positiva, es el valor mínimo de capacitancia necesaria para que ocurra el proceso de auto-excitación.

Con cualquiera de los dos procedimientos mencionados, podemos saber a partir de qué punto de operación es posible obtener el proceso de auto-excitación en el generador de inducción.

Una manera de calcular el valor de la capacitancia mínima para el proceso de auto-excitación es por medio de la siguiente fórmula [68]:

$$C_{min} = \frac{1}{N_p^2 \omega_{rm}^2 L_m} \quad (A.39)$$

donde ω_{rm} es la velocidad mecánica del rotor en rad/s; N_p es el número de pares de polos y L_m es la inductancia de magnetización a voltaje promedio.

A.3.2.3 Inductancia de magnetización en la máquina de inducción En el modelado de la MIAH cuando se hace trabajar como motor, es importante determinar la inductancia de magnetización L_m , a voltaje promedio. Sin embargo, cuando la máquina de inducción se hace trabajar como GIAH L_m es un factor importante para el funcionamiento del generador. De hecho, la variación de L_m es el factor principal en la dinámica del aumento y estabilización del voltaje.

Si se utiliza el modelo del GIAH dado por (A.16) y (A.17), junto con L_m a voltaje promedio, el GIAH trabajaría en su zona lineal, lo cual haría el voltaje generado tendiera al infinito, hecho que es imposible de obtener con cualquier máquina real. Por ello es importante tomar en cuenta la variación de L_m y el efecto de saturación magnética del GIAH, para poder limitar el voltaje generado del GIAH.

A.3.2.4 Aproximación de la inductancia de magnetización La variación de L_m es muy importante en el funcionamiento del GIAH. Ésta se puede determinar al hacer trabajar al GIAH como motor en vacío, es decir, cercana a la velocidad síncrona y variando el voltaje de alimentación desde cero hasta 120% de su valor nominal. Mediante un voltímetro y un amperímetro se mide la corriente que circula por los devanados del estator de la misma, con estos datos medidos y almacenados se obtiene la curva de magnetización correspondiente del GIAH.

Con los datos medidos en la prueba realizada a la máquina, se procede a calcular a L_m . Esta se obtiene dividiendo el valor medido del voltaje entre la corriente en cada punto, con lo cual se obtiene una reactancia dada en ohms. Después se le resta la reactancia del estator y con ello se obtiene la reactancia de magnetización X_m . La inductancia de magnetización finalmente se obtiene, dividiendo la reactancia de magnetización obtenida entre $2\pi f$, donde f representa la frecuencia a la cual se realizó la prueba. Los valores de L_m obtenidos se grafican en función de la corriente de magnetización. Para realizar la simulación del GIAH en forma correcta, es necesario incluir la saturación magnética de la máquina. Esto se puede realizar al incluir la variación de L_m en el modelo del GIAH.

L_m se puede aproximar de distintas formas. Una de ellas es a través de la función de la corriente rms de magnetización mediante un polinomio de la siguiente forma [67]:

$$L_m = a_n I_m^n + \dots + a_2 I_m^2 + a_1 I_m + a_0 \quad (A.40)$$

La corriente rms de magnetización se encuentra obteniendo, primeramente, la corriente de magnetización de cada eje $q-d$ de la forma:

$$I_{m\alpha} = I_{\alpha s} + I_{\alpha r} \quad I_{m\beta} = I_{\beta s} + I_{\beta r} \quad (A.41)$$

y la corriente rms de magnetización:

$$I_m = \frac{\sqrt{I_{m\alpha}^2 + I_{m\beta}^2}}{\sqrt{2}} \quad (A.42)$$

A.3.2.5 Inductancia de magnetización y su efecto en la estabilización del voltaje generado La inductancia de magnetización varía como se muestra en la **Figura A.8**. Al comienzo de la auto-excitación L_m se encuentra en el punto A, una vez que la auto-excitación comienza el voltaje generado aumenta y L_m también aumenta hasta el punto B; un incremento en L_m significa un incremento en la parte real positiva de la raíz de la ecuación característica y por lo tanto, un crecimiento más rápido del voltaje generado. Del punto B hasta el punto C, L_m disminuye mientras el voltaje sigue aumentando hasta que

alcanza su valor en estado estacionario determinado por el valor de L_m , la capacitancia y la velocidad del rotor.

En la **Figura A.8**, la región comprendida entre los punto A y B, es la región inestable, si el generador de inducción genera voltaje en esta región, una pequeña disminución de la velocidad produciría una disminución en el voltaje generado y una disminución en L_m , la cual a su vez disminuiría el voltaje y finalmente el voltaje caería a cero.

Entre los puntos B y C se encuentra la región estable. Si la velocidad del pri-motor, disminuye el voltaje disminuirá y L_m aumentará permitiendo la auto-excitación de la máquina para seguir operando. Un incremento en L_m significa un incremento en la parte real de las raíces de la ecuación característica, lo cual es bueno para la operación estable del generador de inducción.

A.4 Análisis de auto-excitación del GIAH con distintas cargas

Los parámetros utilizados en la simulación del GIAH se presentan en la **Tabla A.1**.

Para poder llevar a cabo las simulaciones del GIAH, el primer paso es conocer los valores mínimos de la velocidad de la turbina y de la capacitancia. Esto se puede realizar mediante dos formas:

1. Utilizando la forma dada por (A.39).
2. Encontrar las raíces del polinomio dado por (A.37).

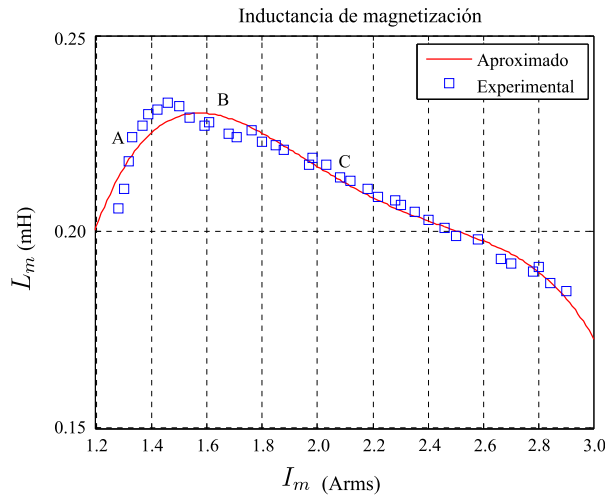


Figura A.8 Variación de la inductancia de magnetización con respecto a la corriente de magnetización.

$$\omega_{rm} = \frac{120f}{2p} \cdot \frac{2\pi}{60} = \frac{120 \cdot 50}{2 \cdot 3} \cdot \frac{2\pi}{60} \quad (\text{A.43})$$

Si se propone como velocidad de rotación $\omega_{rm} = 104,7 \text{ rad/s}$ según (A.43) y se utiliza la fórmula dada por (A.39). La capacitancia mínima necesaria para que ocurra la auto-excitación es:

$$C_{min} = \frac{1}{N_p^2 \omega_{rm}^2 L_m} = \frac{1}{9 \cdot 104,7^2 \cdot 0,1998} = 50,73 \mu F \quad (\text{A.44})$$

Con este primer análisis se obtuvo un valor aproximado para la capacitancia mínima requerida para la auto-excitación. Ahora se analizará un valor más preciso, calculando las raíces del polinomio (A.37) con el software MATLAB/Simulink.

En primer lugar, se propuso una velocidad de rotación, $\omega_{rm} = 104,7 \text{ rad/s}$. Partiendo del valor mínimo hallado con la ecuación (A.44), se seleccionan varios valores de capacitancia para analizar los valores de las raíces del polinomio característico (A.44). Así se detectará el valor de capacitancia en el cual una de las raíces del polinomio se vuelve positivo, ese será el valor mínimo de capacitancia para la auto-excitación.

En la **Tabla A.2** se presentan los valores de las raíces obtenidas con los diversos valores de capacitancia. La auto-excitación en el GIAH ocurrirá con un valor mínimo de $50,73 \mu F$.

En la **Figura A.9** se muestra la relación entre la velocidad de rotación y la capacitancia del GIAH. En ella se puede corroborar el valor que se obtiene de la capacitancia mínima necesaria para que ocurra la auto-excitación.

A continuación se presentarán las simulaciones correspondientes al GIAH, utilizando el programa MATLAB/Simulink. En primer lugar se presentan las simulaciones que representan al GIAH sin tener en cuenta la saturación magnética de la MIAH, es decir,

Tabla A.1 Parámetros del GIAH jaula de ardilla y su curva de magnetización.

PARÁMETRO	VALOR	PARÁMETRO	VALOR
R_s	$0,62 \Omega$	R_r	$0,63 \Omega$
L_{ls}	$0,0064 \text{ H}$	L_{lr}	$0,0035 \text{ H}$
J	$0,27 \text{ kg.m}^2$	B	$0,012 \text{ kg.m}^2/\text{s}$
Par de polos (N_p)	3	f_e	50 Hz
L_m	$0,1998 \text{ H}$	V_φ	220 V
Potencia eléctrica (P_w)	15 kW	a_4	-0,0667
a_3	0,5901	a_2	-1,93
a_1	2,7304	a_0	-1,1774

se considera una inductancia de magnetización L_m constante. Se toman en cuenta tres valores de capacitancia para analizar el comportamiento del GIAH y ver si se lleva a cabo el proceso de auto-excitación.

Después se procede a mostrar las simulaciones en donde se considera la saturación magnética de la MIAH, es decir en el modelo de simulación se incluye la variación de L_m respecto a la corriente de magnetización I_m . Aquí se observa, la limitación del voltaje generado, la influencia del valor de la capacitancia del banco de capacitores en el voltaje generado y cómo el valor real de las raíces de la ecuación característica influye en el proceso de auto-excitación, es decir, si es lento o rápido.

Por último se presentan las simulaciones que representan al GIAH cuando existe variación en la velocidad del pri-motor y cómo varía el voltaje generado.

Tabla A.2 Raíces de la ecuación característica.

$C = 37\mu F$	$C = 50.73\mu F$	$C = 67\mu F$
$r_1 = -69.7 + 1656.1i$	$r_1 = -71.3 + 1414.1i$	$r_1 = -73 + 1230.1i$
$r_2 = -69.7 - 1656.1i$	$r_2 = -71.3 - 1414.1i$	$r_2 = -73 - 1230.1i$
$r_3 = -57.5 + 1656.1i$	$r_3 = -56.8 + 1414.0i$	$r_3 = -56.1 + 1230.0i$
$r_4 = -57.5 - 1656.1i$	$r_4 = -56.8 - 1414.0i$	$r_4 = -56.1 - 1230.0i$
$r_5 = -0.80 + 314.20i$	$r_5 = 0.10 + 314.10i$	$r_5 = 1.20 + 314.10i$
$r_6 = -0.80 - 314.20i$	$r_6 = 0.10 - 314.10i$	$r_6 = 1.20 - 314.10i$

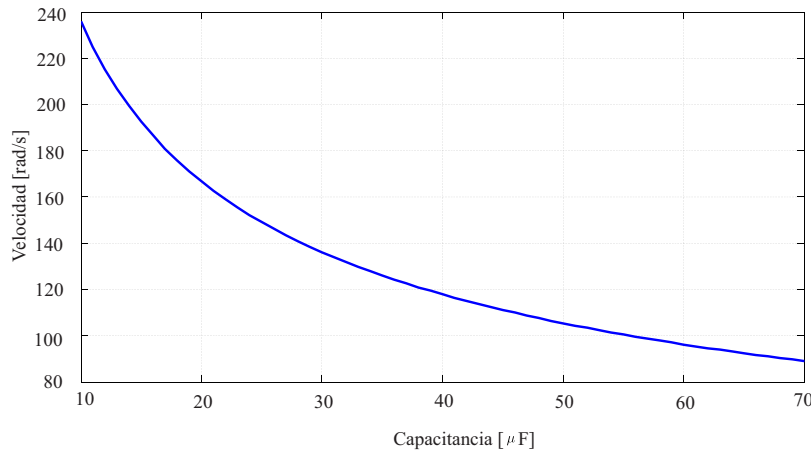


Figura A.9 Curva velocidad-capacitancia del GIAH.

A.4.1 Simulación del GIAH sin considerar la saturación de la máquina y sin carga

El objetivo de esta simulación es mostrar cómo afectan los diferentes valores de capacitancia al proceso de auto-excitación. Una capacitancia de $37\mu F$, no es suficiente para que ocurra el proceso de auto-excitación, debido a que este valor no satisface la condición de que al menos una de las raíces tenga parte real positiva (**Tabla A.2**). Sin embargo, con una capacitancia de $50.73\mu F$, en las raíces de la ecuación característica se obtiene, al menos, una raíz con parte real positiva, lo cual indica que ocurrirá el proceso de auto-excitación (**Tabla A.2**).

En caso de aumentar la capacitancia, por encima del valor mínimo para la auto-excitación, se obtendrán raíces reales positivas de mayor valor, permitiendo que la auto-excitación sea en menor tiempo y genere mayor voltaje.

En la **Figura A.10**, se presenta la simulación del GIAH sólo considerando el modelo dado por (A.9), (A.16), (A.17) y L_m constante, a voltaje promedio. Los valores utilizados para esta simulación se presentan en la **Tabla A.3**.

En la **Figura A.10** (a)-(b), se observa que el voltaje que se genera disminuye. Esto se debe a que no ocurre el proceso de auto-excitación en el GIAH.

Si en el modelo del GIAH no se incluye la saturación magnética, el voltaje generado crecerá sin límite, es decir, en ningún momento alcanzará el estado estacionario. Este fenómeno se ilustra en la **Figura A.10** (c)-(d)-(e)-(f), donde puede observarse que el voltaje crece sin llegar a un punto de operación estable.

En (e)-(f), el voltaje generado por la máquina es mucho mayor que en (c)-(d), a causa de tener una raíz real más positiva.

Todos los casos definidos anteriormente han sido analizados sin ninguna carga conectada al GIAH, considerándose un estudio en vacío del GIAH sin considerar la saturación magnética.

Tabla A.3 Inductancia de magnetización, capacitancia y velocidad del rotor.

PARÁMETRO	VALOR
ω_{rm}	104.7 rad/s
$C = C_{\alpha s} = C_{\beta s}$ (Prueba 1)	$37\mu F$
$C = C_{\alpha s} = C_{\beta s}$ (Prueba 2)	$50.73\mu F$
$C = C_{\alpha s} = C_{\beta s}$ (Prueba 3)	$67\mu F$
L_m	0.1998 H

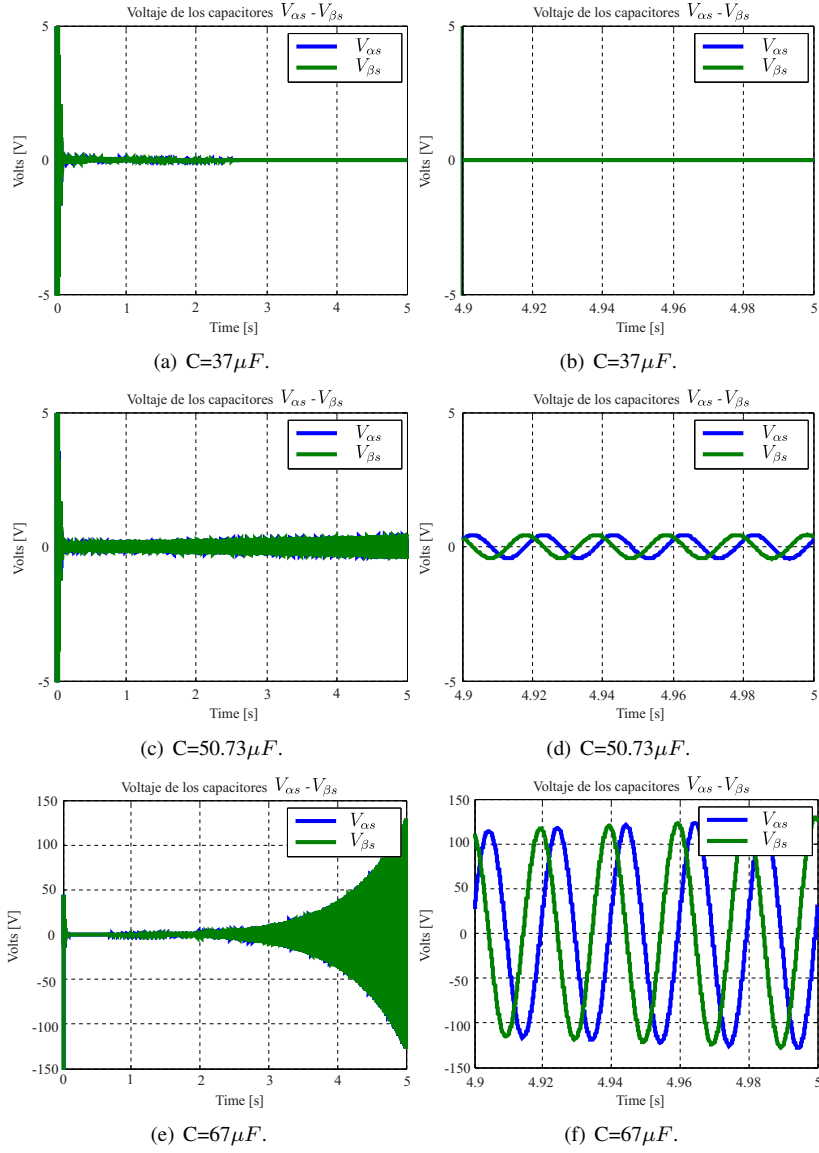


Figura A.10 GIAH sin saturación.

A.4.2 Simulación del GIAH considerando la saturación de la máquina y sin carga

Esta simulación se realiza con el objetivo de mostrar el comportamiento del voltaje y de la corriente que se generan cuando se incluye la saturación de la MIAH, ya que esta es la responsable de que el voltaje en terminales alcance un valor limitado. Si se usa una capacitancia de $50.73\mu F$, el proceso de auto-excitación es de una forma lenta. Por otro lado, cuando se utiliza una capacitancia de $67\mu F$, se espera que el nivel de voltaje estabilizado sea mayor. Además el proceso será más rápido.

La respuesta del generador de inducción incluyendo la saturación magnética se presenta en la **Figura A.11**, donde se incluye (A.40), (A.41) y (A.42) en el modelo de simulación del generador. Los datos utilizados en la simulación se proporcionan en la **Tabla A.4**.

En la **Figura A.11** se puede observar el efecto de la inclusión de L_m variable dependiente de la corriente I_m , el voltaje inducido está limitado por la saturación magnética del generador. Durante el proceso de auto-excitación, L_m varia hasta estabilizarse en un valor constante, representando de esta manera a la saturación magnética.

En la **Figura A.11**-(a) se puede observar que el proceso de auto-excitación es más lento. El voltaje tarda más en estabilizarse en comparación a (b). Además el voltaje final en (a) es de magnitud menor al de (b). También se puede apreciar el comportamiento de la inductancia de magnetización durante el periodo de auto-excitación en ambos casos, donde termina convergiendo en un valor aproximado al valor constante promedio. El voltaje generado en las seis fases del GIAH se puede apreciar en la **Figura A.12**.

Con el agregado de la saturación magnética, se puede observar un comportamiento más real del GIAH bajo condiciones distintas de trabajo. Ahora se realizarán pruebas con distintos tipos de carga conectadas al GIAH para analizar su rendimiento.

Tabla A.4 Capacitancia y velocidad del rotor.

PARÁMETRO	VALOR
ω_{rm}	104.7 rad/s
$C = C_{\alpha s} = C_{\beta s}$ (Prueba 1)	$50.73\mu F$
$C = C_{\alpha s} = C_{\beta s}$ (Prueba 2)	$67\mu F$

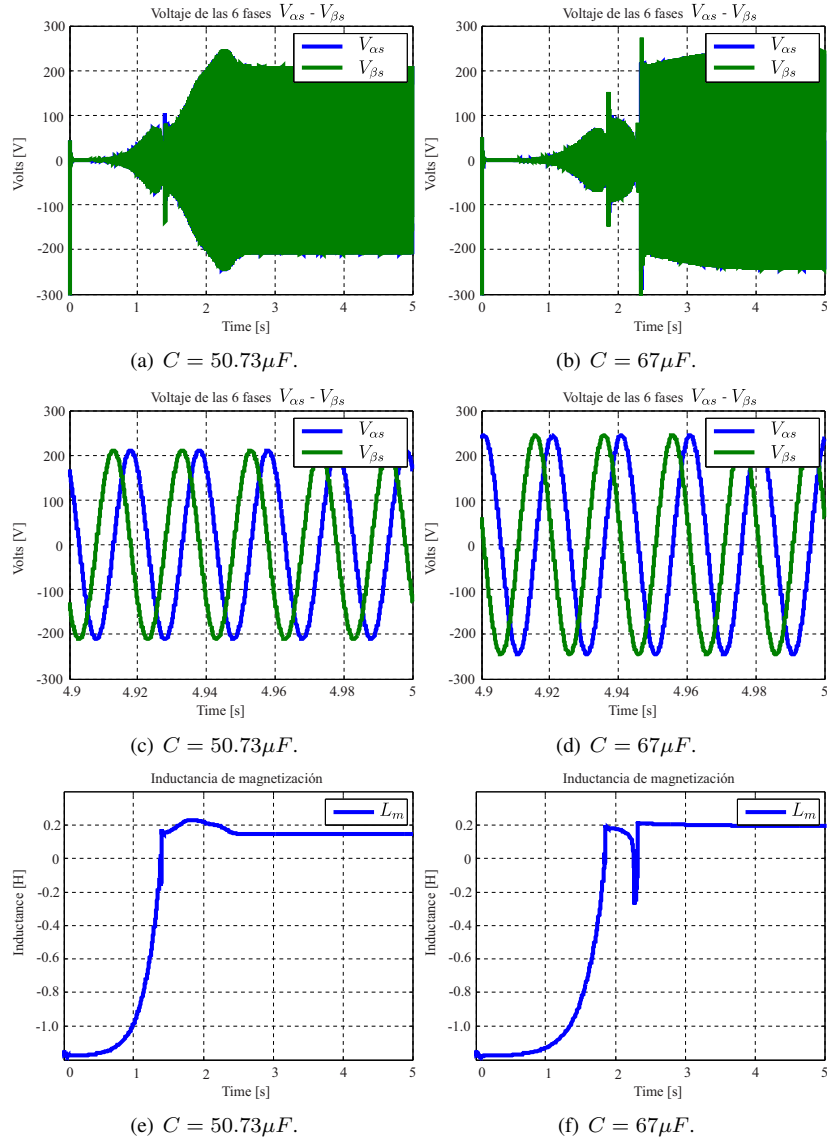


Figura A.11 GIAH con saturación.

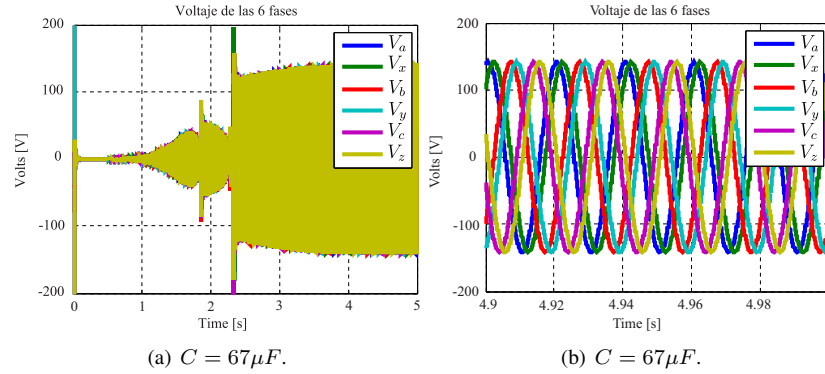


Figura A.12 Voltaje generado en el GIAH con saturación.

A.4.3 Simulación del GIAH considerando la saturación de la máquina y con carga

En la **Figura A.13**-(a) puede observarse que la carga R , conectada a los $t = 2.5$ segundos, no permitió obtener la auto-excitación. Esto es debido a la corriente generada para la carga, la cantidad necesaria para el GIAH de seis fases asimétrico no puede mantener dicha generación de corriente. Sin embargo, en la **Figura A.13**-(b), la carga R conectada al GIAH requiere menos corriente, por lo que la auto-excitación es posible.

La **Figura A.14**-(a) muestra el proceso de generación de voltaje a través de una carga RL , conectada a los $t = 2.5$ segundos, particularmente para una carga $R_L = 6.7 \Omega$ y $L_L = 654.4$ mH. Puede observarse que la auto-excitación es exitosa. Y para la **Figura A.14**-(b), la prueba consistió en reducir la velocidad mecánica del rotor (ω_{rm}) a un 90 % a los $t = 3$ segundos, y se puede concluir que la auto-excitación para esta carga particular insuficiente. Entonces (ω_{rm}) es aumentado a su valor nominal de 104.7 rad/s a los $t = 5.5$ segundos, y la auto-excitación es estabilizada. Además de considerar a la capacitancia del banco de condensadores y la velocidad mecánica de la máquina, es relevante considerar la carga eléctrica conectada al generador luego de obtener una auto-excitación exitosa, ya que el GIAH podría no generar suficiente potencia reactiva para mantener la auto-excitación debido a la alta demanda de corriente exigida por la carga.

Por medio de un convertidor electrónico de potencia es posible conectar el generador de seis fases asimétrico a cargas DC, o a través de un inversor de fuente de voltaje para cargas AC multifásicas con un número distinto de fases, como motores de cinco fases, mostrados en [23–25] o por medio de un convertidor matricial para distintas cargas AC en [70].

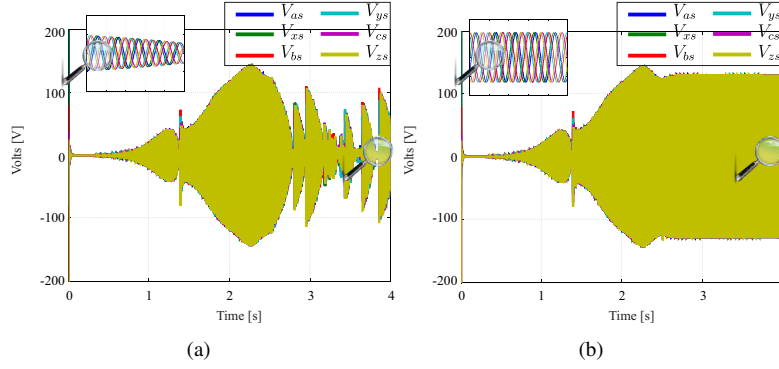


Figura A.13 Voltaje de salida de un GIAH con carga, (a) $R_L = 10 \Omega$; (b) $R_L = 50 \Omega$.

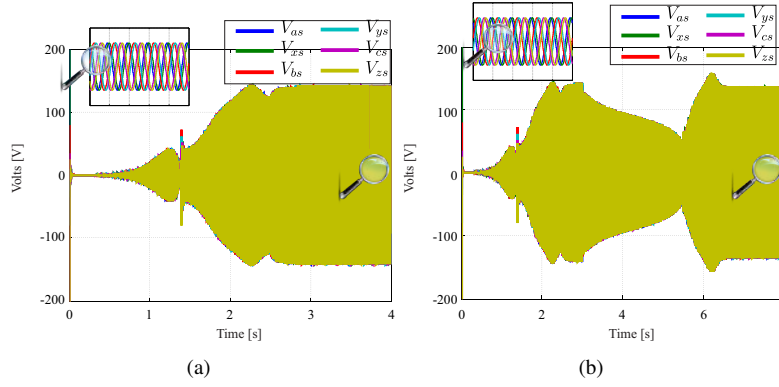


Figura A.14 Voltaje de salida de un GIAH con carga R_L , (a) ω_{rm} constante; (b) ω_{rm} variable.

A.5 Topologías de conexión de generadores multifásicos

En esta sección se describen las distintas topologías de conexión de generadores multifásicos a redes eléctricas, ya sea un sistema complejo o una red eléctrica aislada.

A.5.1 Sistemas de generación conectados a la red

Durante unos años la industria de la generación eólica de alta potencia ha sido dominada por los generadores doblemente alimentados (con el devanado del estator directamente conectado a la red). Sin embargo, el incremento del nivel de potencia de estos sistemas (hasta 10 MW) así como la capacidad para operar ante huecos de tensión exigida por la

normativa, han hecho que se algunos fabricantes opten por sustituir estos sistemas por los que ofrecen un control total de la potencia [65].

El desacoplamiento que produce el DC-link permite que se incorporen las topologías con generadores multifásicos a la generación eólica. Además, las turbinas eólicas de gran potencia típicamente utilizan generadores de baja tensión, lo que supone en consecuencia altas corrientes (> 2000 A) y w conjuntos de convertidores trifásicos conectados en paralelo para así alcanzar los megavatios requeridos. Si estos VSCs en paralelo están conectados a un generador convencional trifásico, es necesario usar inductancias de acoplamiento, no existiendo tolerancia al fallo de la máquina. Además, se debe prestar especial cuidado para evitar que no circulen corrientes de secuencia negativa entre los w conjuntos de VSCs [65].

Alternativamente, si los sistemas de alta potencia y baja tensión requieren inevitablemente w conjuntos trifásicos de VSCs, la utilización de una máquina de n -fases con w conjuntos de devanados trifásicos ($n=3w$) aparece como una solución natural. Si los múltiples devanados trifásicos están espacialmente distribuidos, los armónicos del par y de la fuerza magnetomotriz se verán reducidos con respecto al caso de un generador trifásico, evitándose además la circulación de corriente de secuencia negativa si los neutros de cada conjunto trifásico están aislados. Las inductancias de acoplamiento ya no son necesarias, aunque se pueden encontrar en el lado del generador para que actúen como filtros y eliminen los picos de tensión de la máquina [65].

La extensión más natural de la bien desarrollada tecnología trifásica es el uso de w conjuntos independientes de convertidores BTB trifásicos que alimenten un generador de $3w$ -fases. El generador puede ser de inducción o síncrono, aunque la utilización de PMSGs con un diseño específico [71] se ha hecho muy popular recientemente. Esta opción se ha implementado industrialmente en una PMSG de media velocidad y doce fases, utilizando cuatro conjuntos de convertidores BTB de 1.25 MW para alcanzar los 5 MW [72].

En [71]- [72] las máquinas de $3w$ -fases están configuradas siempre con w neutros aislados, eliminando así las corrientes de secuencia cero y maximizando la utilización de la tensión del DC-link. La configuración mostrada en la **Figura A.15** con múltiples conjuntos de BTB trifásicos es capaz de tolerar faltas en el DC-link debido a su estructura modular, pero si se produce una falta en el inversor es necesario desactivar el conjunto trifásico completo. Por lo tanto, esto implica una reducción del $(100/w)\%$ de la capacidad de corriente del sistema de generación de $3w$ -fases.

Otra posibilidad es el uso de un DC-link en común y una conexión en paralelo de los VSCs [6] que se puede apreciar en la **Figura A.16** (S_3 cerrado). Otra opción sería conectar en cascada los generadores del lado de los VSCs en serie para elevar el voltaje del DC-link [7], [73] (S_1 cerrado). La principal ventaja de la conexión en serie es la

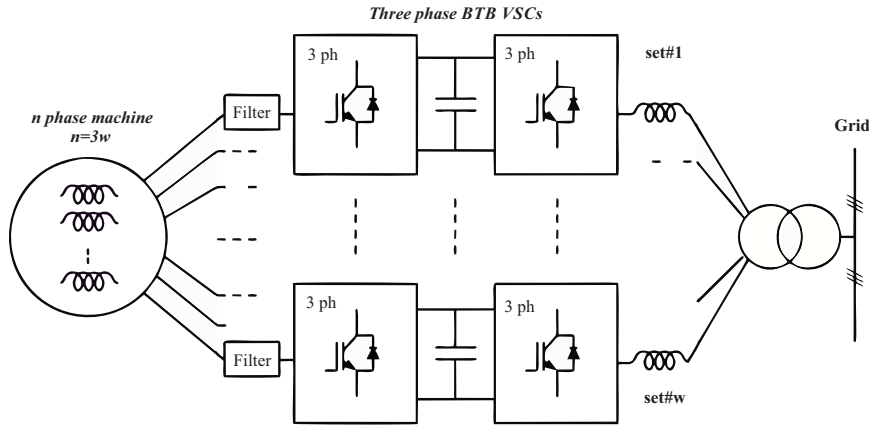


Figura A.15 Topología de generación multifásica modular.

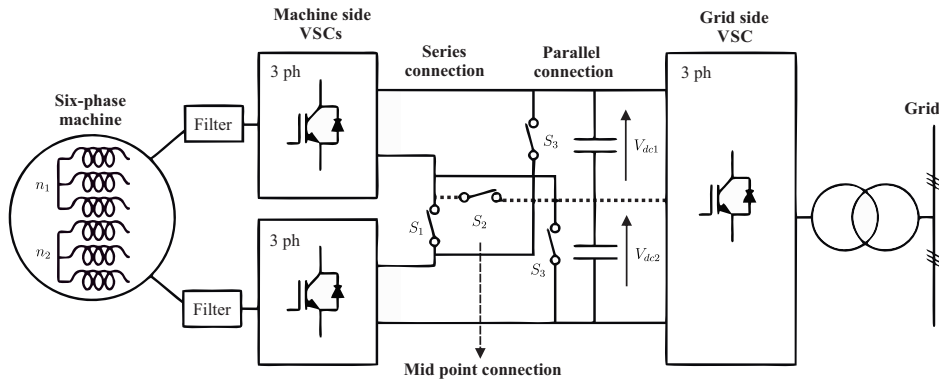


Figura A.16 Topología de generación multifásica paralela.

posibilidad del uso de voltaje medio para conectar a la red eléctrica y eliminar el uso del transformador voluminoso para elevar el voltaje. Sin embargo, la conexión en serie, reduce bastante la capacidad de tolerancia a fallas y requiere un balance apropiado del voltaje medio del DC-link.

A.5.2 Sistemas de generación conectados de forma aislada

Las máquinas multifásicas son también consideradas una buena opción para generación renovable (principalmente eólico e hidráulico) de baja potencia auto-excitada de forma aislada. Una salida generada hexafásica es utilizada para cargar una fuente de voltaje DC (usando un puente rectificador de 6 fases) en [74, 75], dos cargas aisladas trifásicas

en [8], o una sola carga trifásica (usando un transformador de 6 a 3 fases) en [9]. En el caso de los GIAHs, dicha excitación puede ser obtenida de un banco de capacitores fijo [9], pero se obtiene un mejor rendimiento utilizando un grupo de devanados trifásicos con una excitación estática controlado por una técnica v/f [76, 77]. En [74, 77], la salida de potencia es en realidad trifásica, pero el control secundario del devanado hace que la máquina sea de tipo doble devanado estatórico.

El uso de generadores multifásicos en barcos y aeronaves ha mostrado un gran progreso recientemente [78]. Un sistema de voltaje DC integrado de 2.15 MVA de potencia ha sido presentado por la Naviera Italiana en [79]. El voltaje es generado por un generador síncrono asimétrico hexafásico y rectificado usando dos puentes de diodo trifásicos en cascada para alcanzar un DC-link de 3000 V. El concepto es más extendido en [80] para un sistema de generación de imanes permanentes asimétrico de 12 fases con cuatro rectificadores pasivos en cascada. Mientras que el control de voltaje del generador es realizado en [79] a través de la excitación, convertidores DC/DC son utilizados para regular el voltaje del generador de imanes permanentes.

APÉNDICE B

PUBLICACIONES

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

1. **Magno Ayala**, Osvaldo Gonzalez, Jorge Rodas, Raul Gregor and Marco Rivera, "Predictive Control at Fixed Switching Frequency for a Dual Three-Phase Induction Machine with Kalman Filter-Based Rotor Estimator", Proc. ICA/ACCA, Curicó, Chile, pp. 1-6, DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2016.7778449, 2016.
2. **Magno Ayala**, Jorge Rodas, Raul Gregor, Jesus Doval-Gandoy, Osvaldo Gonzalez, Maarouf Saad and Marco Rivera, "Comparative Study of Predictive Control Strategies at Fixed Switching Frequency for an Asymmetrical Six-Phase Induction Motor Drive", Proc. IEMDC, Miami, US, pp. 1-8, 2017.
3. Jorge Rodas, Raul Gregor, **Magno Ayala** and Osvaldo Gonzalez, "Predictive-Fixed Switching Frequency Technique for Six-Phase Wind Energy Conversion Systems", Proc. WMSCI, Orlando, US, 2017.

Tesis de Maestría.

Por Magno Elias Ayala Silva.

4. Jorge Rodas, **Magno Ayala**, Raúl Gregor, Osvaldo González and Marco Rivera, "Predictive-Fixed Switching Control Technique for a Six-Phase Induction Motor Drives", Proc. UPEC, Crete, Greece, 2017. (aceptado para presentación)
5. **Magno Ayala**, Osvaldo Gonzalez, Jorge Rodas, Raul Gregor and Jesus Doval-Gandoy, "A Speed-Sensorless Predictive Current Control of Multiphase Induction Machines Using a Kalman Filter for Rotor Current Estimator", Proc. ESARS/ITEC, Toulouse, France, pp. 1-6, DOI: 10.1109/ESARS-ITEC.2016.7841385, 2016.
6. **M. Ayala**, O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, L. Comparatore and D. Caballero, "Modeling and Analysis of Dual Three-Phase Self-Excited Induction Generator", Proc. Aranducon, Asunción, Paraguay, pp. 1-5, 2016.
7. **M. Ayala**, O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, J. Doval-Gandoy and Marco Rivera, "Modeling and Analysis of Dual Three-Phase Self-Excited Induction Generator for Wind Energy Conversion Systems", Proc. SPEC, Puerto Varas, Chile, pp. 1-6, 2017. (en evaluación)

Los dos primeros se concentran en dos técnicas de PCC con dos modulaciones para obtener una frecuencia fija de conmutación en la salida del inversor, un análisis y distintos resultados de comportamiento de los mismos. El tercer y cuarto artículo se basa en un control externo de velocidad aplicado a MIAH teniendo un lazo interno de control de corriente predictivo con frecuencia fija de conmutación y sus respectivos resultados. El quinto artículo se basa en una aplicación para vehículos eléctricos utilizando un lazo interno de PCC con un lazo externo de velocidad estimada (speed sensorless) y sus respectivos resultados de actuación. El sexto y séptimo artículo muestran el enfoque de MIAH en modo generador, analizando exhaustivamente el modelado matemático del generador y su análisis con distintas condiciones de operación y distintos tipos de carga.

Predictive Control at Fixed Switching Frequency for a Dual Three-Phase Induction Machine with Kalman Filter-Based Rotor Estimator

Magno Ayala, Osvaldo Gonzalez, Jorge Rodas, *Member, IEEE*, Raul Gregor, *Member, IEEE*, and Marco Rivera, *Member, IEEE*

Abstract—Classic finite-set model predictive control techniques are distinguished by a variable switching frequency which causes noise, large voltage and current ripple. This paper presents an enhanced predictive current control technique with fixed switching frequency applied to the six-phase drives and a Kalman Filter estimator. Simulation results are provided to show the efficiency of the current control algorithm using the mean square error and total harmonic distortion as a figures of merit, thus concluding that the system can work properly with this enhanced technique.

Index Terms—Multiphase machine, predictive current control, fixed switching frequency, Kalman filter.

I. INTRODUCTION

RECENTLY, the interest in multiphase machines has risen due to intrinsic features such as lower torque ripple, power splitting or better fault tolerance than three-phase machines. Current research works and developments support the prospect of future more widespread applications of multiphase machines [1]. In industrial applications, any multiphase machine would be operated under variable-speed conditions, meaning that a multiphase power electronic converter is required [2].

Due to technological advances and the emergence of faster microcontrollers with capability of more powerful calculations, the implementation of nonlinear and complex control techniques, such as sliding mode control, fuzzy control, adaptive control, and predictive control, has become more promising [3]. In the last years, predictive control has gained greater interest because of some distinct properties such as intrinsic decoupling characteristics, fast dynamic response and high bandwidth [4]. Model predictive control (MPC) is very intuitive and easy to implement, however, this control strategy provides a variable switching frequency. A main obstacle of the MPC methods is that the control can only select from a finite number of valid switching states because of the absence of a modulator. This generates distortion as well as large current and voltage ripples. On the other hand, the variable switching frequency produces a spread spectrum, decreasing

the performance of the system in terms of power quality [5]. Finite State (FS)-MPC uses a suitable modulation scheme in the cost function minimization of the predictive algorithm for a selected number of switching states to generate the duty cycles for two active vectors and two zero vectors which are applied to the converter using a given switching pattern in order to obtain an efficient dynamic of the system [6].

This paper proposes a predictive-fixed switching frequency technique for current control of a dual three-phase induction machine (DTPIM) and a reduced order estimator based on a Kalman filter (KF) to estimate the rotor current. The efficiency of the proposed algorithm is analyzed by using the mean square error (MSE) and the total harmonic distortion (THD) as a figures of merit. The proposed technique is tested for different current reference frequencies.

This paper is organized as follows. Section II describes the DTPIM drive and presents the mathematical model of the DTPIM. Section III details the predictive model with the current control with rotor current estimator based on KF and presents the proposed FS-MPC method for the DTPIM. Simulation results are provided in Section IV, showing the efficiency obtained by the current tracking. The conclusions are summarized in the last section.

II. THE DUAL THREE-PHASE INDUCTION MACHINE DRIVE

The system under study consists of a DTPIM fed by a six-phase voltage source inverter (VSI) and a dc-link. A detailed scheme of the drive is provided in Fig. 1.

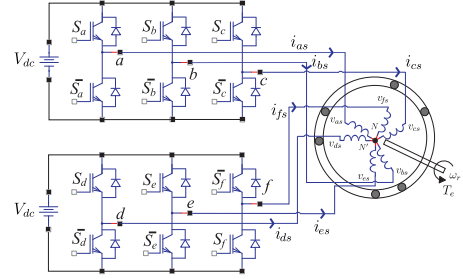


Fig. 1. A general scheme of a dual three-phase induction machine.

M. Ayala, O. Gonzalez, J. Rodas and R. Gregor are with the Laboratory of Power and Control Systems, Faculty of Engineering, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay e-mail: mayala, ogonzalez, jrodas & rgregor @ing.una.py (see <http://www.dspyc.com.py/>).

M. Rivera is with the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Universidad de Talca, Curicó, PB, 3341717 Chile e-mail: marcoriv@utalca.cl (see <https://marcorivera.cl/>).

9781509011476/16/\$31.00©2016IEEE

This DTPIM is a continuous system which can be described by a set of differential equations. The model of the system can be simplified by means of the vector space decomposition (VSD). By applying this technique, the original six-dimensional space of the machine is transformed into three two-dimensional orthogonal subspaces in the stationary reference frame $(\alpha-\beta)$, $(x-y)$ and (z_1-z_2) . This transformation is obtained by means of 6 x 6 transformation matrix:

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

where an amplitude invariant criterion was used.

The VSI has a discrete nature, it has a total number of $2^6 = 64$ different switching states defined by six switching functions corresponding to the six inverter legs $[S_a, S_b, S_c, S_d, S_e, S_f]$, where $S_i \in \{0, 1\}$. The different switching states and the voltage of the dc-link (V_{dc}) define the phase voltages which can in turn be mapped to the $(\alpha-\beta)-(x-y)$ space according to the VSD approach [7].

As it is shown in Fig. 2 the 64 possibilities lead to only 49 different vectors in the $(\alpha-\beta)-(x-y)$ subspace.

The machine can be modeled by using an state-space representation, based on the VSD approach and the dynamic reference transformation. This model is given by:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\mathbf{X}_{\alpha\beta xy}) &= \mathbf{A}\mathbf{X}_{\alpha\beta xy} + \mathbf{B}\mathbf{U}_{\alpha\beta xy} \\ \mathbf{Y}_{\alpha\beta xy} &= \mathbf{C}\mathbf{X}_{\alpha\beta xy} \end{aligned} \quad (2)$$

where:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{\alpha\beta xy} &= [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ u_{xs} \ u_{ys} \ 0 \ 0]^T \\ \mathbf{X}_{\alpha\beta xy} &= [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{xs} \ i_{ys} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T \\ \mathbf{Y}_{\alpha\beta xy} &= [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{xs} \ i_{ys} \ 0 \ 0]^T \end{aligned} \quad (3)$$

being $\mathbf{U}_{\alpha\beta xy}$ the input vector of the system, $\mathbf{X}_{\alpha\beta xy}$ the state vector, $\mathbf{Y}_{\alpha\beta xy}$ indicates the output vector, the superscript (T) indicates the transposed matrix and $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ and $\mathbf{C}$ are matrices that define the dynamics of the electrical drive.

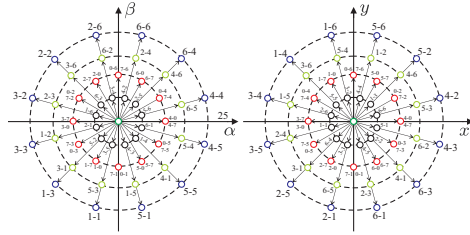


Fig. 2. Voltage space vectors and switching states in the $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ subspaces for a dual three-phase VSI.

The mechanical part of the electrical drive is given by the following equations:

$$T_e = 3P(\psi_{\alpha s}i_{\beta s} - \psi_{\beta s}i_{\alpha s}) \quad (4)$$

$$J_i \frac{d}{dt}\omega_r + B_i\omega_r = P(T_e - T_L) \quad (5)$$

where T_L denotes the load torque, T_e is the generated torque, J_i the inertia coefficient, P the number of pairs of poles, $\psi_{\alpha s}$ and $\psi_{\beta s}$ the stator flux, B_i the friction coefficient and ω_r is the rotor angular speed.

III. PROPOSED PREDICTIVE CONTROL METHOD

Assuming the mathematical model expressed by (2) and using the state variables defined by the vector $\mathbf{X}_{\alpha\beta xy}$, we can define the following set of equations:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(x_1) &= -R_s c_2 x_1 + c_4 (L_m \omega_r x_2 + R_r x_5 + L_r \omega_r x_6) \\ &\quad + c_2 u_1 \\ \frac{d}{dt}(x_2) &= -R_s c_2 x_2 + c_4 (-L_m \omega_r x_1 - L_r \omega_r x_5 + R_r x_6) \\ &\quad + c_2 u_2 \\ \frac{d}{dt}(x_3) &= -R_s c_3 x_3 + c_3 u_3 \\ \frac{d}{dt}(x_4) &= -R_s c_3 x_4 + c_3 u_4 \\ \frac{d}{dt}(x_5) &= -R_s c_4 x_1 + c_5 (-L_m \omega_r x_2 - R_r x_5 - L_r \omega_r x_6) \\ &\quad - c_4 u_1 \\ \frac{d}{dt}(x_6) &= -R_s c_4 x_2 + c_5 (L_m \omega_r x_1 + L_r \omega_r x_5 - R_r x_6) \\ &\quad - c_4 u_2 \end{aligned} \quad (6)$$

where $R_s, L_s = L_{ls} + L_m, R_r, L_r = L_{lr} + L_m$ and L_m are the electrical parameters of the machine. The coefficients c_i for $i = 1, \dots, 5$, are defined as $c_1 = L_s L_r - L_m^2$, $c_2 = \frac{L_r}{c_1}$, $c_3 = \frac{1}{L_{ls}}$, $c_4 = \frac{L_m}{c_1}$ and $c_5 = \frac{L_r}{c_1}$, while the input vector corresponds to the voltages applied to the stator $u_1 = v_{\alpha s}$, $u_2 = v_{\beta s}$, $u_3 = v_{xs}$, $u_4 = v_{ys}$ and the state vector corresponds to the DPTIM currents $x_1 = i_{\alpha s}$, $x_2 = i_{\beta s}$, $x_3 = i_{xs}$, $x_4 = i_{ys}$, $x_5 = i_{\alpha r}$ and $x_6 = i_{\beta r}$.

Stator voltages are related to the input control signals through the inverter model. In this case, the simplest model has been considered for the sake of speeding up the optimization process. Then if the gating signals are arranged in the vector $\mathbf{S} = [S_a, S_b, S_c, S_d, S_e, S_f]$, where the stator voltages can be obtained from:

$$\mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{S}^T \quad (7)$$

An ideal inverter converts gating signals into stator voltages that can be projected to $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces and gathered in a row vector $\mathbf{U}_{\alpha\beta xy s}$ computed as:

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta xy s} = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ u_{xs} \ u_{ys} \ 0 \ 0]^T = V_{dc} \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{M} \quad (8)$$

By combining (6)-(8) a nonlinear set of equations arises that can be written in state-space form:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\mathbf{X}(t)) &= f[\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t)] \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

with state vector $\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T$, input vector $\mathbf{U}(t) = [u_1, u_2, u_3, u_4]$, and $\mathbf{Y}(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$ as the output vector. The components of the vectorial function f and the matrix $\mathbf{C}$ are obtained in a straightforward manner from (6) and the definitions of state and output vector. Model (9) must be discretized in order to be used for the predictive controller. A forward-Euler method is used to keep a low computational cost. Due to this fact, the resulting equations will have the required digital control form, with predicted variables depending just on past values and not on present values of the variables. Thus, a prediction of the future next-sample state $\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]}$ is expressed as:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]} = \mathbf{X}_{[k]} + T_m f(\mathbf{X}_{[k]}, \mathbf{U}_{[k]}, \omega_r[k]) \quad (10)$$

where k is the current sample and T_m the sampling time.

A. Reduced order estimators

In the state-space description (9) only stator currents, voltages and mechanical speed are measured. Stator voltages are easily predicted from the gating commands issued to the VSI, rotor current, however, cannot be directly measured. This difficulty can be overcome by means of estimating the rotor current using the concept of reduced order estimators.

The reduced order estimators provide an estimate for only the unmeasured part of the state vector, then, the evolution of states can be written as:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{X}}_{a[k+1|k]} \\ \hat{\mathbf{X}}_{b[k+1|k]} \\ \hat{\mathbf{X}}_{c[k+1|k]} \end{bmatrix}}_{[\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]}]} = \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{11} & \bar{\mathbf{A}}_{12} & \bar{\mathbf{A}}_{13} \\ \bar{\mathbf{A}}_{21} & \bar{\mathbf{A}}_{22} & \bar{\mathbf{A}}_{23} \\ \bar{\mathbf{A}}_{31} & \bar{\mathbf{A}}_{32} & \bar{\mathbf{A}}_{33} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{A}]} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{X}_{a[k]} \\ \mathbf{X}_{b[k]} \\ \mathbf{X}_{c[k]} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{X}_{[k]}]} \quad (11)$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_2 \\ \bar{\mathbf{B}}_3 \end{bmatrix}}_{[\mathbf{B}]}^T \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{\alpha\beta s} \\ \mathbf{U}_{xy s} \\ \mathbf{U}_{\alpha\beta s} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{U}_{[k]}]} \\ \mathbf{Y}_{[k]} = \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}} & \bar{\mathbf{I}} & \bar{\mathbf{0}} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{C}]} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{X}_{a[k]} \\ \mathbf{X}_{b[k]} \\ \mathbf{X}_{c[k]} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{X}_{[k]}]} \quad (12)$$

where $\mathbf{X}_a = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$, $\mathbf{X}_b = [i_{xs} \ i_{ys}]^T$, $\mathbf{X}_c = [i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T$, $\mathbf{U}_{\alpha\beta s} = [U_{\alpha s} \ U_{\beta s}]^T$, $\mathbf{U}_{xy s} = [U_{xs} \ U_{ys}]^T$.

B. Rotor state estimation based on Kalman filters

The rotor currents's estimation is a complex problem that has been recently solved using different methods [8], [9], being KF-based estimator the best choice, which considers uncorrelated process and zero-mean Gaussian measurement noises, thus the systems equations can be written as:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]} = \mathbf{A}\mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{B}\mathbf{U}_{[k]} + \mathbf{H}\varpi_{[k]} \quad (13)$$

$$\mathbf{Y}_{[k+1|k]} = \mathbf{C}\mathbf{X}_{[k+1]} + \nu_{[k+1]} \quad (14)$$

where $\varpi_{[k]}$ is the process noise, $\mathbf{H}$ is the noise weight matrix and $\nu_{[k+1]}$ is the measurement noise.

The dynamics of the KF can be written as shown in [8] and has not been included for the sake of conciseness.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_{c[k+1|k]} &= (\mathbf{A}_{33} - \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{A}_{13})\hat{\mathbf{X}}_{c[k]} + \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{Y}_{[k+1]} + \\ &(\mathbf{A}_{31} - \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{A}_{11})\mathbf{Y}_{[k]} + (\mathbf{B}_3 - \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{B}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s[k]} \end{aligned} \quad (15)$$

where $\mathbf{K}$ is the KF gain matrix which is calculated from the covariance of the noises at each sampling time.

C. Cost function

The cost function should include all terms to be optimized. In current control the most important figure is the tracking error in the predicted stator currents for the next sample. To minimize its magnitude for each sample k it suffices to use a simple expression such as:

$$\begin{aligned} J_{[k+2|k]} &= \hat{e}_{i_{\alpha s}[k+2]} + \hat{e}_{i_{\beta s}[k+2]} + \lambda_{xy} (\hat{e}_{i_{xs}[k+2]} + \hat{e}_{i_{ys}[k+2]}) \\ \hat{e}_{i_{\alpha s}[k+2]} &= \| \hat{i}_{\alpha s}^*[k+2] - \hat{i}_{\alpha s}[k+2] \|^2 \\ \hat{e}_{i_{\beta s}[k+2]} &= \| \hat{i}_{\beta s}^*[k+2] - \hat{i}_{\beta s}[k+2] \|^2 \\ \hat{e}_{i_{xs}[k+2]} &= \| \hat{i}_{xs}^*[k+2] - \hat{i}_{xs}[k+2] \|^2 \\ \hat{e}_{i_{ys}[k+2]} &= \| \hat{i}_{ys}^*[k+2] - \hat{i}_{ys}[k+2] \|^2 \end{aligned} \quad (16)$$

where $\| \cdot \|$ denotes vector magnitude, λ_{xy} is a tuning parameter which gives more redundancy to $(\alpha - \beta)$ subspace, $\hat{i}_s^*[k+2]$ is a vector containing the reference for the stator currents and $\hat{i}_s[k+2]$ is a vector containing the predictions based on the next state (including the delay compensation).

D. Proposed predictive control technique

It is feasible to determine each available vector for the VSI in the $(\alpha - \beta)$ plane, which defines 64 sectors (48 different), which are given by two adjacent vectors, as shown in Fig. 3.

The proposed technique evaluates the prediction of the two active vectors that conform each sector at every sampling time and evaluates the cost function separately for each prediction [6]. The cost function, defined by (16), is evaluated for each case and is the same as the one considered for the variable frequency predictive method. For example, for sector I, the first prediction and cost function J_1 is evaluated for vector V_{4-4} and the second prediction and cost function J_2 is evaluated for vector V_{6-4} . Each prediction is evaluated based on (6) and the only change is in respect to the calculation of

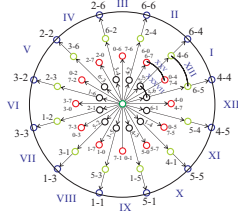


Fig. 3. Available sectors for the VSI.

the input vector $\mathbf{U}$. The duty cycles, for the two active vectors, are calculated by solving the following equations:

$$d_0 = \frac{\delta}{J_0} \quad d_1 = \frac{\delta}{J_1} \quad d_2 = \frac{\delta}{J_2} \quad (17)$$

$$d_0 + d_1 + d_2 = T_m \quad (18)$$

where d_0 correspond to the duty cycle of a zero vector which is evaluated only one time. By solving (17)-(18) is possible to obtain the expression for δ and the expressions for the duty cycles for each vector are given as:

$$d_0 = \frac{T_m J_1 J_2}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (19)$$

$$d_1 = \frac{T_m J_0 J_2}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (20)$$

$$d_2 = \frac{T_m J_0 J_1}{J_0 J_1 + J_1 J_2 + J_0 J_2} \quad (21)$$

Considering these expressions, the new cost function, which is evaluated at every sampling time, is defined as:

$$G_{[k+2|k]} = d_1 J_1 + d_2 J_2 \quad (22)$$

The two vectors that minimize (22) are selected and applied to the VSI at the next sampling time. Thus, the proposed control technique selects the control actions by solving an optimization problem for each sampling period. A model of the DTPIM, is used to predict its output. This prediction is carried out for each possible sector of the six-phase inverter to determine which one minimizes a defined cost function represented by (22). Therefore, the model of the real system, also called predictive model, must be used considering all possible voltage sectors in the six-phase inverter. Finally, after obtaining the duty cycles and selecting the optimal two vectors to be applied, a switching pattern procedure, shown in Fig. 4, is adopted with the goal of applying the two active vectors ($v_1 - v_2$) and two zero vectors (v_0) [10], considering:

$$\begin{aligned} T_0 &= d_0 \cdot \text{step} \\ T_1 &= d_1 \cdot \text{step} \\ T_2 &= d_2 \cdot \text{step} \end{aligned} \quad (23)$$

where step is the number of steps in a sample time.

A detailed block diagram of the predictive current control (PCC) technique for the DTPIM drive is provided in Fig. 5.

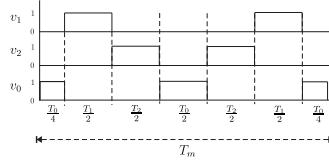


Fig. 4. Switching pattern for the optimal vectors.

IV. SIMULATION RESULTS

A MATLAB/Simulink simulation environment has been designed for the VSI-fed DTPIM. Simulation tests have been performed to show the efficiency of the PCC technique. Numerical integration using first order Euler's method has been applied to compute the evolution of the state variables in the time domain. Table I shows the parameters for the DTPIM.

TABLE I
PARAMETERS OF THE DTPIM

PARAMETER	SYMBOL	VALUE	UNIT
Stator resistance	R_s	0.62	Ω
Rotor resistance	R_r	0.63	Ω
Stator inductance	L_s	206.2	mH
Rotor inductance	L_r	203.3	mH
Magnetizing inductance	L_m	199.8	mH
System inertia	J_s	0.27	kg.m ²
Pairs of poles	P	3	—
Friction coefficient	B_s	0.012	kg.m ² /s

The cost function defined in (16) with $\lambda_{xy} = 0.001$, was used to evaluate the dynamic performance of the PCC and the estimated noise covariances for $\omega[k]$ and $\nu[k+1]$ were 0.0022. The efficiency of the PCC has been evaluated, under load condition of 2 N.m. In all cases, are considered a sampling frequency of 50 kHz and the number of steps of 20, giving a total of 1000 kps. Fig. 6 shows the simulation results for a current reference with different frequencies, with a fixed reference current amplitude of 2 A. It is shown the switching in the VSI, showing the pattern of the modulation technique and the THD of the measured stator current in different

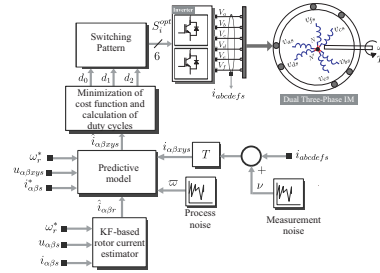


Fig. 5. Proposed predictive current control technique for the DTPIM.

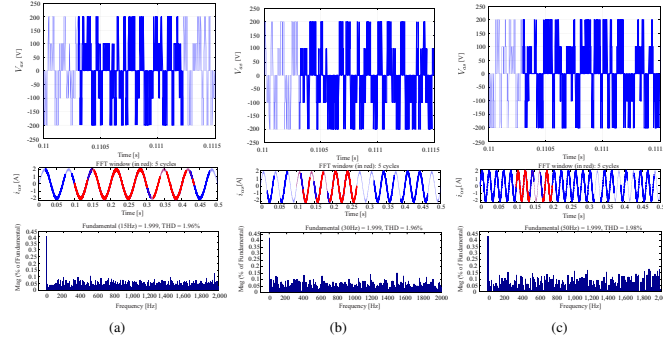


Fig. 6. THD analysis of the measured current $i_{\alpha.s}$. Simulation results for current frequency of: (a) 15 Hz; (b) 30 Hz; (c) 50 Hz.

frequencies. Fig. 7 shows the current response with reference changes. Under these test conditions, MSE and THD in the current tracking (in steady state) are indicated on Table II.

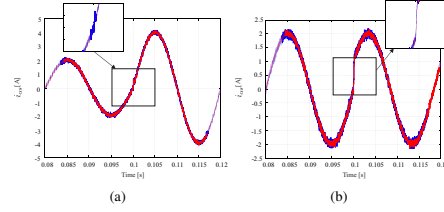


Fig. 7. Predictive-fixed switching frequency response with modified reference at 0.1 s. (a) Step change from 2 A to 4 A; (b) Phase 30°.

TABLE II
PERFORMANCE ANALYSIS

f_e (Hz)	MSE_{α}	MSE_{β}	THD_{α} (%)	THD_{β} (%)
5	0.082	0.09	1.97	2.17
10	0.082	0.091	2.01	2.19
15	0.083	0.094	1.96	2.19
20	0.081	0.091	2.00	2.16
25	0.082	0.091	1.99	2.18
30	0.082	0.092	1.96	2.18
35	0.081	0.09	1.94	2.15
40	0.081	0.09	2.04	2.20
45	0.082	0.091	1.96	2.15
50	0.082	0.092	1.98	2.16

V. CONCLUSION

In this paper, a predictive-fixed switching frequency technique for current control in a DTPIM is proposed. The MPC is designed through a state-space representation, where the rotor and stator current are the state variables. The theoretical development of the predictive-fixed switching controller has been validated through simulation results, which demonstrate

that this is a viable alternative to obtain a great performance in both steady and transient conditions with a good current tracking, a reduced ripple and a symmetric use of the switches.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the economical support provided by means of a CONACYT grant project 14-INV-101 and also to the financial support of FONDECYT into Research Regular 1160690.

REFERENCES

- [1] 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.
- [2] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 433–448, 2016.
- [3] 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 Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [4] M. Rivera, M. Perez, V. Yaramasu, B. Wu, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Modulated model predictive control (m2pc) with fixed switching frequency for an npc converter," in *Proc. POWERENG*, 2015, pp. 623–628.
- [5] M. Vijayagopal, P. Zanchetta, L. Empringham, L. De Lillo, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Modulated model predictive current control for direct matrix converter with fixed switching frequency," in *Proc. EPE*, 2015, pp. 1–10.
- [6] M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Munoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter," in *Proc. ICIT*, 2015, pp. 2224–2229.
- [7] R. Gregor, J. Rodas, D. Gregor, and F. Barrero, *Reduced-order observer analysis in MBPC techniques applied to the six-phase induction motor drives*. INTECH Open Science, 2015.
- [8] 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. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [9] C. Martin, M. Arahal, F. Barrero, and M. Duran, "Five-phase induction motor rotor current observer for finite control set model predictive control of stator current," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [10] S. Vazquez, A. Marquez, R. Aguilera, D. Quevedo, J. I. Leon, and L. G. Franquelo, "Predictive optimal switching sequence direct power control for grid-connected power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 4, pp. 2010–2020, 2015.



Paraguay for his MSc. studies.

Magno Ayala received the B.Eng. degree in electronic engineering from the Universidad Nacional de Asunción (UNA), Paraguay, in 2014. He joined the Laboratory of Power and Control System at the UNA, in 2015, working as a Research Assistant, and since 2015, he's working toward the MSc. degree in Power Electronics. He is currently a Associated Researcher in the Laboratory of Power and Control System, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay. Mr. Ayala is a recipient of the training program for university lecturers from the CONACYT of



Since 2013 is with the Energy Conversion and Power Electronics Research Group at the Universidad de Talca. He is currently an Associate Professor with the Department of Electrical Engineering at the Universidad de Talca, Curicó, Chile. His main research areas are digital control applied to power electronics, matrix converters, predictive control and control of power converters for renewable energy applications.

Prof. Rivera was recipient of the Best PhD Thesis Award 2012, award given by the Chilean Academy of Science for PhD thesis developed in 2011 by national and foreign students in any Exact or Nature Sciences Program in Chile. In August 2015, Prof. Rivera was awarded with the Outstanding Engineer 2015 Award of the Electrical-Electronics Industry Association and the IEEE-Chile Section and also he received the Second Prize Paper Award in the 2015 IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.

Marco Rivera (S'09-M'11) was born in Talca, Chile, in 1982. He received the B.Sc. degree in electronics engineering and the M.Sc. degree in electrical engineering from the Universidad de Concepción, Concepción, Chile, in 2007 and 2008, respectively, and the Ph.D. degree from the Department of Electronics Engineering, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, in 2011.



Osvaldo Gonzalez was born in Paraguay in 1987. B.Eng. degree in electronic engineering from the Universidad Nacional de Asunción (UNA), in 2014, where he is currently working toward the MSc. degree in Power Electronics. His research interests include the area of control of multiphase motors. Mr. Gonzalez is a recipient of the training program for university lecturers from the CONACYT of Paraguay for his MSc. studies.



Associate Professor. His main research areas are predictive control, multiphase drives, matrix converters and control of power converters for renewable energy applications.

Jorge Rodas (S'08-M'12) was born in Asunción, Paraguay in 1984. He received his B.Eng. degree in Electronic Engineering from the Universidad Nacional de Asunción (UNA), Paraguay, in 2009. He received his M.Sc. degrees from the Universidad de Vigo, Spain, in 2012 and from the Universidad de Sevilla, Spain, in 2013, and his joint-university Ph.D. degree between the Universidad Nacional de Asunción and the Universidad de Sevilla in 2016.

In 2011, he joined the Laboratory of Power and Control System at the UNA, where he is currently an



Paraguay.

Prof. Gregor has authored or coauthored about 40 technical papers in the field of power electronics and control systems, six of which have been published in high impact factor journals. He obtained the Best Paper Award from the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Industrial Electronics Society, in 2010, and the Best Paper Award from the IET ELECTRIC POWER APPLICATIONS, in 2012. His research interests include; Multiphase Drives, Advanced Control of Power Converters Topologies, Quality of Electrical Power, Renewable Energy, Modelling, Simulation, Optimization and Control of Power Systems, Smart Metering & Smart Grids and Predictive Control.

Raúl Gregor was born in Asunción, Paraguay, in 1979. He received the Bachelor Degree in Electronic Engineering from the Catholic University of Asunción, Paraguay, in 2005. He received the M.Sc. and Ph.D. degrees in Electronic, Signal Processing and Communications from the Higher Technical School of Engineering (ETSI), University of Seville, Spain, in 2008 and 2010, respectively. Since March 2010, Prof. Gregor is Head of the Laboratory of Power and Control System (LSPyC) of the Engineering Faculty in the National University of Asunción,

Comparative Study of Predictive Control Strategies at Fixed Switching Frequency for an Asymmetrical Six-Phase Induction Motor Drive

Magno Ayala¹, Jorge Rodas¹, Raul Gregor¹, Jesus Doval-Gandoy², Osvaldo Gonzalez¹,
Maarouf Saad³ and Marco Rivera⁴

¹Laboratory of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay,
mayala@ing.una.py, jrodas@ing.una.py, rgregor@ing.una.py, ogonzalez@ing.una.py

²Applied Power Electronics Technology Research Group, Universidad de Vigo, Spain, jdoval@uvigo.es

³Department of Electrical Engineering, École Technologie Supérieure, Canada, maarouf.saad@etsmtl.ca

⁴Department of Electrical Engineering, Universidad de Talca, Chile, marcoriv@utalca.cl

Abstract—Finite control set model predictive control techniques are mainly distinguished by a variable switching frequency which causes noise, large voltage and current ripples at low sampling frequency. This paper presents a comparative study of two enhanced predictive current control techniques with fixed switching frequency applied to an asymmetrical six-phase induction motor drive. Simulation results are developed to demonstrate the efficiency of the two current control algorithms using the mean squared error and total harmonic distortion as quality performance indices, thus concluding the advantages and disadvantages of each technique at steady and transient states.

Index Terms—Fixed switching frequency, model predictive control, multiphase machine.

NOMENCLATURE

ASIMD	Asymmetrical six-phase induction motor drive.
FCS-MPC	Finite control set model predictive control.
KF	Kalman filter.
LO	Luenberger observer.
MPC	Model predictive control.
MSE	Mean squared error.
PCC	Predictive current control.
PWM	Pulse width modulation.
THD	Total harmonic distortion.
VSD	Vector space decomposition.
VSI	Voltage source inverter.
M1	First enhanced modulation technique.
M2	Second enhanced modulation technique.

I. INTRODUCTION

The interest and attention of the academic and research community in multiphase machines have risen due to their advantages such as fault tolerance or better power splitting over three-phase ones for industry applications [1]. For that reason, multiphase drives with its additional number of phases have been recently proposed for wind generation systems as well as in electric vehicle propulsion, both under variable speed conditions [2].

The current control of multiphase machines has been recently extended to more sophisticated control techniques such

as nonlinear control strategies [3]. Among the so-called advanced control techniques, MPC has gained greater interest thanks to its optimization capabilities [4]. MPC is also a very intuitive and easy to implement. However, it provides a variable switching frequency. In particular, MPC has proven to offer a very simple and effective alternative to classical control algorithms with PWM for controlling the electrical flow energy using power converters [5]. Comparing for example to the space vector technique, MPC obtains the optimal vectors and duty cycles, as for space vector the modulator is the one defining the duty cycles.

When the MPC takes advantages of the discrete nature of the power converter, it is therefore from the FCS-MPC category. Thus, the main advantage of FCS-MPC is the limited number of switching states optimizing its algorithm and avoiding the use of a modulator. However, the problem is that the control can only be selected from this finite number of valid switching states, generating distortion and also large voltage and current ripples at a high sampling time (low sampling frequency). The variable switching frequency produces a spread spectrum, decreasing the performance of the system in terms of power quality [6].

In [7], a FCS-MPC with a suitable modulation scheme (M1) in the cost function minimization of the predictive algorithm is proposed. This method is applied to a two-level VSI, where for a selected number of switching states the duty cycles are generated by using two active vectors and two zero vectors, which are applied to the VSI using a given switching pattern to obtain an efficient dynamic of the system. An alternative method is proposed in [8], where the predictive fixed switching method (M2) is applied to a five-phase induction motor drive. In this case, a PWM scheme is combined with the PCC technique, and a voltage reference that ensures sinusoidal output voltage in the linear modulation region is imposed.

The main contribution of this paper is the first comparative study of two enhanced predictive-fixed switching frequency techniques for current control applied to an ASIMD. The efficiency of the predictive-fixed current control techniques are

analyzed and compared by using the MSE and the THD as a figure of merit. Both techniques are tested for different current amplitude and frequency references in steady state condition. There is also a comparative analysis for the dynamic response as well as for the cost function minimization behavior.

This paper is organized as follows: the ASIMD and its mathematical model using state-space representation are presented in Section II. In Section III, the predictive current controller design is shown. The same section is subdivided with respect of the design of the PCC: rotor current's estimation, cost function selection and the description of the two studied PCC with fixed switching techniques, namely M1 and M2. The simulation results, i.e. the steady state and transient states control performance of both M1 and M2 methods, is shown in Section IV. This paper is concluded with a summary in Section V.

II. ASIMD AND VSI MATHEMATICAL MODEL

The analyzed system consists of an ASIMD fed by a six-phase VSI and a dc-link (V_{dc}). An electrical scheme of the drive is provided in Fig. 1. This ASIMD is a continuous system which can be defined by a group of differential equations. The model of the system can be simplified through the VSD described in [9]. By applying this technique, the original six-dimensional space of the machine, represented by its six-phases (a, b, c, d, e, f), is converted into three two-dimensional orthogonal subspaces in the stationary reference frame, namely $(\alpha - \beta)$, $(x - y)$ and $(z_1 - z_2)$, by using a transformation matrix $\mathbf{T}$ [7].

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

where an amplitude invariant criterion was used.

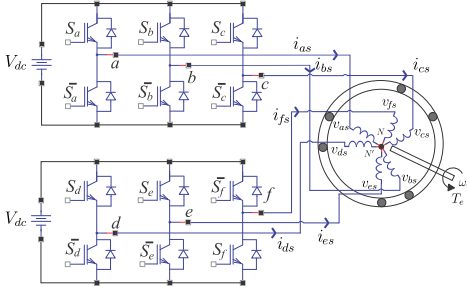


Fig. 1. A general scheme of an ASIMD fed by a six-phase VSI.

The VSI has a discrete nature, actually it has a total number of $2^6 = 64$ different switching states defined by six switching functions corresponding to the six VSI legs $\mathbf{S} = [S_a, S_b, S_c, S_d, S_e, S_f]$, where $S_i \in \{0, 1\}$. The different switching states and the voltage of the V_{dc} define the phase voltages, which can in turn be mapped to the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces according to the VSD approach [10]. As shown in Fig. 2 the 64 possibilities lead to only 49 different vectors (48 vectors + null vector) in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces. The ASIMD can be modeled by using a state-space representation, based on the VSD approach and the dynamic reference transformation. This model is given by:

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A}(t) \mathbf{X}(t) + \mathbf{B}(t) \mathbf{U}(t) + \mathbf{H} \varpi(t) \quad (2)$$

being $\mathbf{U}(t)$ the input vector of the state-space system, $\mathbf{X}(t)$ the state vector, $\mathbf{Y}(t)$ the output vector and $\mathbf{A}(t)$ and $\mathbf{B}(t)$ are matrices related on the electrical parameters of the ASIMD. The process noise is represented by $\varpi(t)$ and $\mathbf{H}$ is the noise weight matrix.

Assuming the mathematical model expressed by (2) and using the state-space variables defined by the vector $\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T$, we can define the following set of equations:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -R_s c_2 x_1 + c_4 (L_m \omega_r x_2 + R_r x_5 + L_r \omega_r x_6) + c_2 u_1 \\ \dot{x}_2 &= -R_s c_2 x_2 + c_4 (-L_m \omega_r x_1 - L_r \omega_r x_5 + R_r x_6) + c_2 u_2 \\ \dot{x}_3 &= -R_s c_3 x_3 + c_3 u_3 \\ \dot{x}_4 &= -R_s c_3 x_4 + c_3 u_4 \\ \dot{x}_5 &= -R_s c_4 x_1 + c_5 (-L_m \omega_r x_2 - R_r x_5 - L_r \omega_r x_6) - c_4 u_1 \\ \dot{x}_6 &= -R_s c_4 x_2 + c_5 (L_m \omega_r x_1 + L_r \omega_r x_5 - R_r x_6) - c_4 u_2 \end{aligned} \quad (3)$$

where $R_s, R_r, L_r = L_{lr} + L_m, L_s = L_{ls} + L_m, L_r$ and L_m are the electrical parameters of the ASIMD.

The coefficients are defined as $c_1 = L_s L_r - L_m^2$, $c_2 = \frac{L_r}{c_1}$, $c_3 = \frac{1}{L_{ls}}$, $c_4 = \frac{L_m}{c_1}$ and $c_5 = \frac{L_r}{c_1}$, while the input vector corresponds to the applied voltages to the stator $u_1 = v_{\alpha s}$, $u_2 = v_{\beta s}$, $u_3 = v_{xs}$, $u_4 = v_{ys}$ and the state vector corresponds

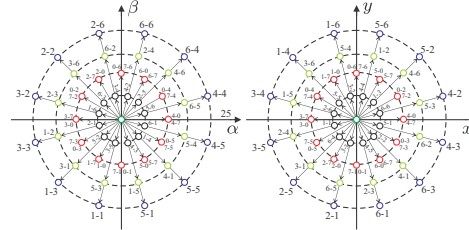


Fig. 2. Voltage space vectors and switching states in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces for an ASIMD VSI.

to the ASIMD currents $x_1 = i_{\alpha s}$, $x_2 = i_{\beta s}$, $x_3 = i_{xs}$, $x_4 = i_{ys}$, $x_5 = i_{\alpha r}$ and $x_6 = i_{\beta r}$.

Stator voltages depend on the input control signals through the VSI model. In this case, the simplest model has been considered to achieve a good optimization process. Now, if the gating signals are arranged in the vector $\mathbf{S}$, the stator voltages can be obtained from the ideal VSI model $\mathbf{M}_{[\mathbf{S}]}$ [7].

$$\mathbf{M}_{[\mathbf{S}]} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{S}^T \quad (4)$$

An ideal VSI converts gating signals into stator voltages that can be projected to $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces and gathered in a row vector $\mathbf{U}_{(t)} = [u_1, u_2, u_3, u_4]$ computed as:

$$\mathbf{U}_{(t)} = V_{dc} \mathbf{T} \mathbf{M}_{[\mathbf{S}]} \quad (5)$$

By combining (3)-(5) a nonlinear set of equations arises that can be written in state-space form:

$$\dot{\mathbf{X}}_{(t)} = \mathbf{f}(\mathbf{X}_{(t)}, \mathbf{U}_{(t)}, \omega_r(t)) \quad (6)$$

The output vector, $\mathbf{Y}_{(t)} = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$, is:

$$\mathbf{Y}_{(t)} = \mathbf{C} \mathbf{X}_{(t)} + \nu_{(t)} \quad (7)$$

being the vector $\mathbf{C} = [1, 1, 1, 1]$ and $\nu_{(t)}$ the measurement noise.

The mechanical expression of the ASIMD is given by:

$$T_e = 3P(\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (8)$$

$$J_i \dot{\omega}_r + B_i \omega_r = P(T_e - T_L) \quad (9)$$

being B_i the friction coefficient, J_i the inertia coefficient, T_e defines the generated torque, T_L is the load torque, ω_r is the rotor angular speed, $\psi_{\alpha s}$ and $\psi_{\beta s}$ are the stator fluxes, and P is the number of pairs of poles.

III. PROPOSED PREDICTIVE CONTROL METHOD

The mathematical model of the ASIMD (6) and (7) have to be discretized so it can be applied for the predictive controller. A forward-Euler method is selected to keep a low computational cost. So, the resulting equations will have the necessary digital control form with predicted variables only depending on past values of the variables and not on present values. Thus, a prediction of the future next-sample state $\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]}$ is expressed as:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]} = \mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{f}(\mathbf{X}_{[k]}, \mathbf{U}_{[k]}, T_s, \omega_r[k]) \quad (10)$$

where T_s is the sampling time and $[k]$ is the current sample.

A. Reduced Order Estimators

In the state-space representation (3), only the stator currents, voltages and mechanical speed are measured. The stator voltages are easily predicted from the switching commands issued to the VSI. However, the rotor currents cannot be directly measured. This difficulty can be overcome by means of estimating the rotor current using the concept of reduced order estimators. The reduced order estimators calculate an estimation for only the unmeasured part of the state vector. This is an important issue which has been recently solved by the use of LO [11], [12] and KF [13], [14] methods, being KF-based estimator a better choice due to the observer gains are optimized for the noise input to the ASIMD and to the sensors. In LO-based estimator, the gains are not so optimized and the setting is deterministic [13]. Therefore, KF is implemented in this paper. Taking into account a zero-mean Gaussian measurement noises and uncorrelated process, so the system's equations can be written as:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]} = \mathbf{A}_{[k]} \mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{B}_{[k]} \mathbf{U}_{[k]} + \mathbf{H} \varpi_{[k]} \quad (11)$$

$$\mathbf{Y}_{[k+1|k]} = \mathbf{C} \mathbf{X}_{[k+1]} + \nu_{[k+1]} \quad (12)$$

where $\mathbf{A}_{[k]}$ and $\mathbf{B}_{[k]}$ are described by (13)-(16). Notice that $\mathbf{A}_{[k]}$ is also dependable on the present value of $\omega_r[k]$ and consequently must be computed at every sampling period. A detailed explanation of the dynamics of the KF can be found in [13], [14] and it was not included in this work. The aforementioned matrices are defined as:

$$\mathbf{A}_{[k]} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & 0 & 0 & A_{15} & A_{16} \\ A_{21} & A_{22} & 0 & 0 & A_{25} & A_{26} \\ 0 & 0 & A_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{44} & 0 & 0 \\ A_{51} & A_{52} & 0 & 0 & A_{55} & A_{56} \\ A_{61} & A_{62} & 0 & 0 & A_{65} & A_{66} \end{bmatrix} \quad (13)$$

where

$$\begin{aligned} A_{11} &= A_{22} = 1 - T_s c_2 R_s \\ A_{12} &= -A_{21} = T_s c_4 L_m \omega_r[k] \\ A_{15} &= A_{26} = T_s c_4 R_r \\ A_{16} &= -A_{25} = T_s c_4 L_r \omega_r[k] \\ A_{33} &= A_{44} = 1 - T_s c_3 R_s \\ A_{51} &= A_{62} = -T_s c_4 R_s \\ A_{52} &= -A_{61} = -T_s c_5 L_m \omega_r[k] \\ A_{55} &= A_{66} = 1 - T_s c_5 R_r \\ A_{56} &= -A_{65} = -c_5 \omega_r[k] T_s L_r \end{aligned} \quad (14)$$

where

$$\begin{aligned} B_{11} &= B_{22} = T_s c_2 \\ B_{33} &= B_{44} = T_s c_3 \\ B_{55} &= B_{66} = -T_s c_4 \end{aligned} \quad (16)$$

B. Cost Function

The cost function formulation can allow the optimization of several important parameters such as VSI switching losses, machine torque ripple minimization and harmonic content minimization [8]. In current control the most important figure of merit is the tracking error in the predicted stator currents for the next sample. Therefore, the selected cost function is:

$$J_{[k+2|k]} = \|i_{\alpha s[k+2]}^* - \hat{i}_{\alpha s[k+2|k]}\|^2 + \|i_{\beta s[k+2]}^* - \hat{i}_{\beta s[k+2|k]}\|^2 + \lambda_{xy} \left(\|i_{xs[k+2]}^* - \hat{i}_{xs[k+2|k]}\|^2 + \|i_{ys[k+2]}^* - \hat{i}_{ys[k+2|k]}\|^2 \right) \quad (17)$$

Notice that a second-step ahead prediction of the stator current $\hat{i}_{s[k+2|k]}$ is required for the delay compensation and $i_{s[k+2]}^*$ represents the desired reference trajectory of the stator currents. The tuning parameter λ_{xy} allows to reduce the ASIMD losses [11]–[14].

C. M1 Control Method

It is feasible to determine each available vector for the VSI in the $(\alpha - \beta)$ subspace, as shown in Fig. 2, which defines 64 sectors (48 different), which are given by two adjacent vectors, being the first sector the one between vector V_{4-4} and vector V_{6-4} , as shown in Fig. 3. The proposed technique evaluates the prediction of the null vector and the two active vectors that conform each sector at every sampling time and evaluates the cost function separately for each prediction [15]. Each prediction is evaluated based on (3) and the only change is in respect to the calculation of the input vector $U_{[k]}$ [7]. The cost function, defined by (17), is evaluated for each case and is the same as the one considered for the variable frequency predictive method. The duty cycles, for the null vector d_0 and the two active vectors d_1 and d_2 , are calculated by solving the following equations:

$$d_0 = \frac{\sigma}{J_{0[k+2|k]}} \quad (18)$$

$$d_1 = \frac{\sigma}{J_{1[k+2|k]}} \quad (19)$$

$$d_2 = \frac{\sigma}{J_{2[k+2|k]}} \quad (20)$$

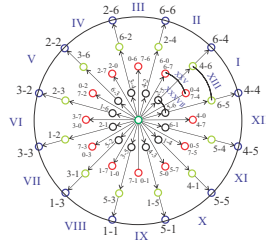


Fig. 3. Available sectors for six-phase VSI.

$$d_0 + d_1 + d_2 = T_s \quad (21)$$

where d_0 corresponds to the duty cycle of a zero vector. By solving (18)-(21), it is possible to obtain the expression for δ and the duty cycles for each vector given as:

$$J_{d[k+2|k]} = J_{0[k+2|k]}J_{1[k+2|k]} + J_{1[k+2|k]}J_{2[k+2|k]} + J_{0[k+2|k]}J_{2[k+2|k]} \quad (22)$$

$$d_0 = \frac{T_s J_{1[k+2|k]} J_{2[k+2|k]}}{J_{d[k+2|k]}} \quad (23)$$

$$d_1 = \frac{T_s J_{0[k+2|k]} J_{2[k+2|k]}}{J_{d[k+2|k]}} \quad (24)$$

$$d_2 = \frac{T_s J_{0[k+2|k]} J_{1[k+2|k]}}{J_{d[k+2|k]}} \quad (25)$$

Considering these expressions, the new cost function, which is evaluated at every sampling time, is defined as:

$$G_{[k+2|k]} = d_1 J_{1[k+2|k]} + d_2 J_{2[k+2|k]} \quad (26)$$

The two vectors which minimize (26) are applied to the VSI at the next sampling time. A model of the ASIMD, is used to predict its output. This prediction is carried out for each possible sector of the six-phase VSI to determine which one minimizes a defined cost function represented by (26). Therefore the model of the real system must be used considering all possible voltage sectors. Finally, after obtaining the duty cycles and selecting the optimal two vectors to be applied, a switching pattern procedure, shown in Fig. 5, is adopted with the goal of applying the two active vectors ($v_1 - v_2$) and two zero vectors (v_0) [16], considering:

$$T_0 = d_0 \text{ step} \quad (27)$$

$$T_1 = d_1 \text{ step} \quad (28)$$

$$T_2 = d_2 \text{ step} \quad (29)$$

where $step$ is the number of steps in a sampling time and the modulator clock period used is $T_s/step$.

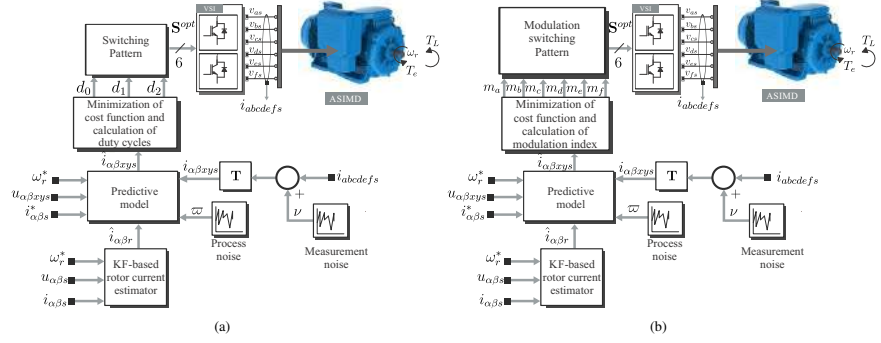


Fig. 4. Proposed PCC technique for the ASIMD, (a) M1; (b) M2.

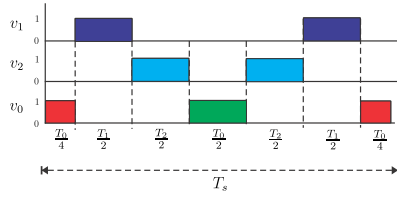


Fig. 5. Switching pattern for the selected optimal vectors (M1).

D. M2 Control Method

The PCC technique selects an optimal vector S^{opt} from the minimization of the cost function in (17). Instead of applying the chosen voltage vector to the ASIMD during the whole switching period, which is the procedure in conventional FCS-MPC schemes, the M2 method uses an optimal vector in combination with the VSD theory to calculate the duty cycles as follows:

$$\tau = \frac{1}{2} + \frac{3}{4} \mathbf{M}_{[S^{opt}]} \quad (30)$$

where $\tau = [\tau_a, \tau_b, \tau_c, \tau_d, \tau_e, \tau_f]^T$ and $\mathbf{M}_{[S^{opt}]}$ is the ideal VSI model with the optimal vector selected. The duty cycles, represented as τ , are associated with the VSI phases and are normalized between 0 and 1. The computation of the submodulation period is posed as an optimization problem aimed to minimize the prediction error. This procedure can be interpreted as a systematic application in one sampling period of the optimal combination of more than one vector in order to minimize the stator current error in $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces [8]. A detailed block diagram of the M1 technique for the ASIMD is provided in Fig. 4(b).

IV. SIMULATION RESULTS

A MATLAB/Simulink simulation program has been developed for the VSI connected to the ASIMD, and simulation results have been analyzed to compare both PCC with modulation techniques. Numerical integration using first order Euler's discretization method has been applied to compute the evolution of the state-space variables in the time domain. Table I shows the electrical and mechanical parameters for the ASIMD. The MSE is computed as:

$$\text{MSE}(i_{\phi s}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (i_{\phi s} - i_{\phi s}^*)^2} \quad (31)$$

being N the number of samples, $i_{\phi s}$ the measured stator current, $i_{\phi s}^*$ the stator current reference and $\phi \in \{\alpha, \beta, x, y\}$. While the THD is computed as:

$$\text{THD}(i_s) = \sqrt{\frac{1}{i_{s1}^2} \sum_{j=2}^N (i_{sj})^2} \quad (32)$$

being i_{sj} the harmonic stator current and i_{s1} the fundamental stator current.

The defined cost function in (17) with $\lambda_{xy} = 0.01$, was selected to evaluate the dynamic performance of the proposed PCC techniques, giving more priority to the $(\alpha - \beta)$ stator current tracking. The value of the process noise and the

TABLE I
ELECTRICAL AND MECHANICAL PARAMETERS OF THE ASIMD

PARAMETER	VALUE	PARAMETER	VALUE
R_r (Ω)	0.63	L_s (mH)	206.2
R_s (Ω)	0.62	P	3
L_{ls} (mH)	6.4	P_w (kW)	15
L_m (mH)	199.8	J_i (kg.m ²)	0.27
L_r (mH)	203.3	B_i (kg.m ² /s)	0.012

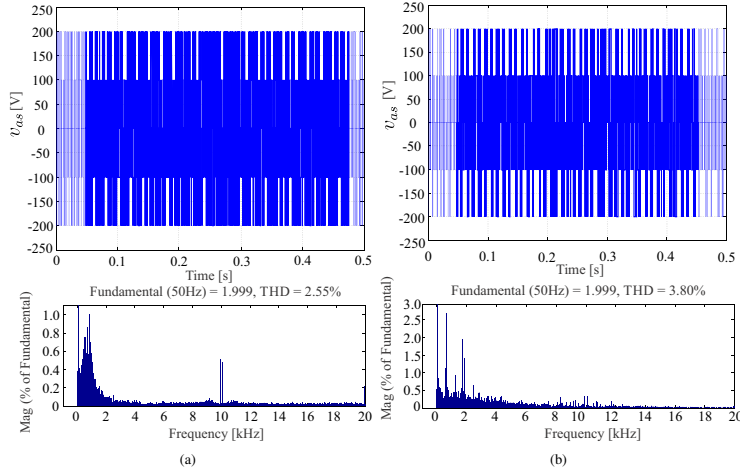


Fig. 6. THD analysis of the measured current i_{α_s} . Simulation results for current amplitude of 2 A and a frequency of 50 Hz: (a) M1; (b) M2.

TABLE II
PERFORMANCE ANALYSIS OF α STATOR CURRENTS, MSE [A], THD [%]

f_e (Hz)	MSE-M1 $_{\alpha}$	MSE-M2 $_{\alpha}$	THD-M1 $_{\alpha}$	THD-M2 $_{\alpha}$
5	0.0858	0.0900	2.54	3.80
10	0.0856	0.0910	2.57	3.80
15	0.0866	0.0908	2.56	3.82
20	0.0855	0.0899	2.52	3.80
25	0.0864	0.0919	2.50	3.81
30	0.0861	0.0919	2.58	3.80
35	0.0851	0.0887	2.58	3.80
40	0.0868	0.0912	2.55	3.83
45	0.0865	0.0900	2.57	3.80
50	0.0865	0.0916	2.55	3.80

TABLE III
PERFORMANCE ANALYSIS OF $(x - y)$ STATOR CURRENTS, MSE [A]

f_e (Hz)	MSE-M1 $_x$	MSE-M2 $_x$	MSE-M1 $_y$	MSE-M2 $_y$
5	0.2390	0.9985	0.1541	1.0814
10	0.2157	1.0208	0.2144	1.0426
15	0.2271	1.0211	0.2278	0.9914
20	0.2446	1.1093	0.2183	1.1479
25	0.2631	0.9340	0.2184	1.0609
30	0.2729	1.0655	0.2245	1.0736
35	0.2684	0.8996	0.2485	0.9445
40	0.2712	0.8571	0.2543	0.8699
45	0.2817	0.8754	0.2746	0.8682
50	0.3260	0.8332	0.3190	0.8723

measurement noise can be determined by using the method proposed in [14], as $\hat{Q}_w = 0.0022$ and $\hat{R}_v = 0.0022$. In all cases, the efficiency of the M1 and M2 has been evaluated under a load condition of 2 N-m, V_{dc} is set to 300 V, the $(x - y)$ current references are set to zero ($i_{x_s}^* = i_{y_s}^* = 0$) and a sampling frequency of 10 kHz and 100 as the number of steps per sampling time are used, making to the clock modulator period equivalent to 1 μ s.

The comparison between both methods is first analyzed under steady state condition and different electrical frequency (f_e) as shown in Tables II and III and Fig. 6, respectively. For this test, the current reference ($i_{\alpha\beta s}^*$) in the $(\alpha - \beta)$ subspace is set to 2 A. The obtained THD of the stator current in the fundamental flux and torque production $(\alpha - \beta)$ subspace is reduced in more than 30 % by using M1 in all analyzed cases compared with M2. The M1 also reduces considerably the

electrical losses (see Table III) from 60 % to 87 % in relation to M2, while both techniques offer almost the same behavior in the current tracking in $(\alpha - \beta)$ subspace. Fig. 6 (upper) shows the switching voltages in the VSI in a period of time, showing the pattern of the two modulation techniques and the THD of the measured stator currents, both at $f_e = 50$ Hz. The harmonic content in the frequency domain of both M1 and M2 techniques are shown in Fig. 6 (lower), where it can be noticed a more distributed harmonic magnitude in M1 over M2. In both cases, it highlights the harmonics in the switching frequency of 10 kHz. Tables IV and V show a MSE and THD analysis of the stator currents in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces at $f_e = 50$ Hz for both techniques in a small period of time. Results in β and y axes are virtually the same of α and x , respectively, and has not been included for the sake of conciseness. For low values of $i_{\alpha\beta s}^*$ M1 has a remarkable bet-

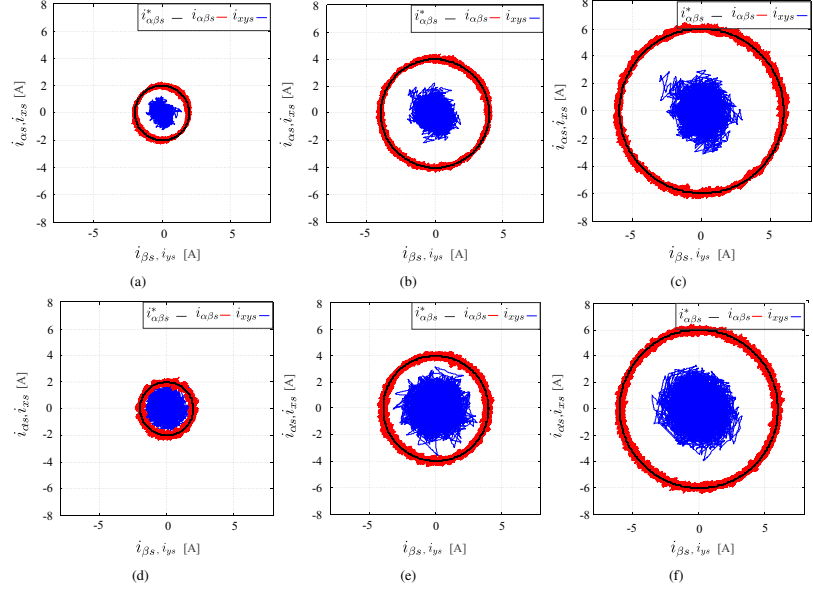


Fig. 7. Stator currents in $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ subspaces for current frequency of 50 Hz: (a) Amplitude of 2 A for M1; (b) Amplitude of 4 A for M1; (c) Amplitude of 6 A for M1; (d) Amplitude of 2 A for M2; (e) Amplitude of 4 A for M2; (f) Amplitude of 6 A for M2.

TABLE IV
PERFORMANCE ANALYSIS OF STATOR CURRENTS, MSE [A]

$i_{\alpha\beta s}^*$ (A)	MSE-M1 _x	MSE-M2 _x	MSE-M1 _α	MSE-M2 _α
1.0	0.1961	0.8983	0.0812	0.0900
2.0	0.2580	0.9048	0.0865	0.0916
3.0	0.3775	1.0176	0.1490	0.1456
4.0	0.5281	1.0120	0.1791	0.1556
5.0	0.6719	1.0779	0.2252	0.1680
6.0	0.6691	1.0600	0.2682	0.1733
7.0	0.7052	1.0869	0.2934	0.1743
8.0	0.7837	1.1002	0.3294	0.1858

TABLE V
PERFORMANCE ANALYSIS OF $(\alpha - \beta)$ STATOR CURRENTS, THD [%]

$i_{\alpha\beta s}^*$ (A)	THD-M1 _α	THD-M2 _α	THD-M1 _β	THD-M2 _β
1.0	4.01	7.01	3.88	7.24
2.0	2.55	3.80	2.57	3.81
3.0	2.29	3.36	1.99	3.25
4.0	1.83	2.54	1.78	2.54
5.0	1.64	1.85	1.59	1.71
6.0	1.52	1.63	1.71	1.46
7.0	1.34	1.18	1.38	1.19
8.0	1.09	1.12	1.11	1.12

ter performance in MSE in α axis over M2 (about 80 %) and this improvement is reduced as the reference current increases (lowest improvement about 29 %). The results obtained on Table V showing an improvement on M1 (about 45 % for low values of $i_{\alpha\beta s}^*$ over M2 regarding the THD in the $(\alpha-\beta)$ subspace. However, on high values of $i_{\alpha\beta s}^*$ it can be observed that M2 has the same performance as M1, even better for some values. Fig. 7 shows the trajectories of the measured stator currents in the $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ subspaces for $f_e = 50$ Hz, $i_{\alpha\beta s}^*$ values of 2, 4 and 6 A, and $i_{xs}^* = i_{ys}^* = 0$ A. The better performance of M1 can be seen on this figure regarding the $(x-y)$ minimization, which represents the energy losses.

Then, both techniques are compared under transient conditions as shown in Fig. 8. In this case $i_{\alpha\beta s}^*$ is varied from 2 to 4 A and a phase shift of $\frac{\pi}{2}$ rad at $t = 0.1$ s. Both techniques have almost the same behavior in transient conditions, highlighting M2 over M1 in terms of lower current peaks. Finally, the cost function minimization is analyzed, as depicted in Fig. 9 for M1 (blue) and M2 (black), showing a slightly better reduction of the cost function and smaller peaks for M1 over M2. By analyzing the computational cost, it is notorious the amount of calculation needed for M1 over M2, because it needs to compute three cost functions in a sampling time, showing a disadvantage regarding real-time implementation.

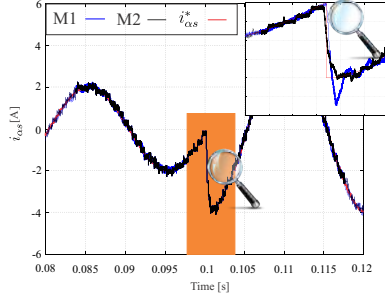


Fig. 8. Transient response using M1 and M2 controllers.

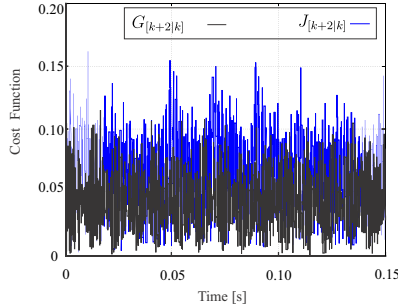


Fig. 9. Cost function minimization behavior for M1 and M2 controllers.

V. CONCLUSION

This paper has presented an exhaustive comparative study between two enhanced PCC with fixed switching frequency. It has been shown that both techniques, M1 and M2 are powerful alternatives to current control of conventional and multiphase induction motor drives (with a properly adaptation of both methods). While, in transient conditions, both techniques have very similar dynamics, M2 is a slightly better option, in steady states, the M1 method provides a huge reduction of the electrical losses in the ASIMD compared with the M2. The M1 controller also has a better performance over M2, analyzing the MSE in the $(\alpha - \beta)$ subspace (about 5.6 % of reduction) and THD (about 32.9 % of reduction) obtained with different current frequency references. On the other hand, M2 proves to have a good performance with high current amplitude references, even better than M1 in the $(\alpha - \beta)$ current tracking (about 45 % of reduction over M1).

From the computational cost perspective, it is expected that M2 will have lower computational load than M1 due to this latter controller needs to compute three cost functions at each sampling time while M2 only needs to compute one cost function as a conventional PCC and then apply a PWM.

It is worth mentioning that it is possible to obtain an equivalent efficiency with a PCC without modulator, but it will need a significant smaller sampling time (around 5 times smaller). The experimental validation of both techniques will be shown in a future work.

ACKNOWLEDGMENT

Financial support came from CONACYT (Paraguayan Government) 14-INV-101 and PVCT 16-90, and FONDECYT (Chilean Government) into Research Regular 1160690.

REFERENCES

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, R. Gregor, K. Bejelloun, 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*, Miami, FL, US, 2017.
- [4] C. Bordons and C. Montero, "Basic principles of MPC for power converters: Bridging the gap between theory and practice," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 3, pp. 31–43, 2015.
- [5] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2016.
- [6] P. Karamanakos, T. Geyer, N. Oikonomou, F. D. Kieferndorf, and S. Manias, "Direct model predictive control: A review of strategies that achieve long prediction intervals for power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 1, pp. 32–43, 2014.
- [7] 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, Chile, 2016.
- [8] 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. SPEEDAM*, Capri, Italy, 2016.
- [9] 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.
- [10] 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*, Toulouse, France, 2016.
- [11] C. Martin, M. Arahal, F. Barrero, and M. Duran, "Five-phase induction motor rotor current observer for finite control set model predictive control of stator current," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 4527–4538, 2016.
- [12] C. Martin, M. R. Arahal, F. Barrero, and M. J. Duran, "Multiphase rotor current observers for current predictive control: A five-phase case study," *Control Eng. Prac.*, vol. 49, pp. 101–111, 2016.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Munoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter," in *Proc. ICIT*, Seville, 2015, pp. 2224–2229.
- [16] S. Vazquez, A. Marquez, R. Aguilera, D. Quevedo, J. Leon, and L. G. Franquelo, "Predictive optimal switching sequence direct power control for grid-connected power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 4, pp. 2010–2020, 2015.

Predictive-Fixed Switching Frequency Technique for Six-Phase Wind Energy Conversion Systems

Jorge RODAS, Raul GREGOR, Magno AYALA, Osvaldo GONZALEZ

Laboratory of Power and Control Systems

Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción

Luque, CP 2060, Paraguay

E-mail: {jrodas, rgregor, mayala, & ogonzalez}@ing.una.py

ABSTRACT

Considering the ongoing paradigm for the use of more renewable energy sources, wind energy conversion systems are considered mature technologies. The fault tolerance is one of the most sought-to capabilities for wind energy conversion systems. The ability to maintain operation even after an open-phase fault, allows the system operators to maintain energy production, presenting tangible economic benefits, and the inherent redundancy of six-phase machines by providing the desired fault-tolerant capability with no extra hardware. As a result, different control schemes have been developed in the literature considering linear, non-linear and predictive structures. The latter, also known as finite-set model predictive control techniques are distinguished by a variable switching frequency which causes noise, large voltage and current ripples at low sampling frequency. This paper presents a speed control with an enhanced predictive current control technique with fixed switching frequency applied to the six-phase wind energy conversion systems. Simulation results show the efficiency of the proposed technique, demonstrating that it is a viable alternative to conventional predictive controllers.

Keywords: Multiphase induction generator, predictive control, wind energy conversion systems.

1. INTRODUCTION

The development of wind energy conversion systems (WECS) has matured to which it is ready to become generally accepted power generation technology. High-power WECS allow the analysis of new topologies, where multiphase WECS have been subjects of intense research in the last decade [1]. The additional degrees of freedom of the multiphase WECS bring the possibility of the fault-tolerant capability with no extra hardware, which is particularly appreciated in WECS [2], [3]. In order to control the variables of the multiphase WECS, several control strategies have been studied. Some of the most applied methods are the vector control or field oriented control (FOC) with an inner current control loop and the direct torque control (DTC). On one hand, DTC has some disadvantages such as: variable frequency behavior, weakness in torque control at very low speed and torque and flux pulsations due to the hysteresis bands in comparators. On the other hand, FOC has good current behavior, but it contains one speed control loop, one flux control loop, four current control loops and some transformation models for different coordinate frames for the

six-phase case [4]. So, the complexity and cost of the control system is increased.

In this paper, the speed control is performed based on FOC technique whereas the inner current control loop is based on finite-control-set model-based predictive control (FCS-MPC) technique applied to a six-phase induction machine (IM). For the outer speed control loop, a proportional integrator (PI) controller is implemented and the design is based in a technique detailed in [5]. The inner current control loop based on FCS-MPC strategy offers its advantages such as fast transient response and multi-objective control [6], [7]. As the quality of the model of the system has direct influence on the quality of resulting controllers, this paper also includes an enhanced model based on rotor current estimators proposed in [8], [9]. Despite the benefits and constantly improvements in the design of FCS-MPC controllers, it has several issues to solve for researchers, such as the variable switching frequency of this control technique. This paper tackles this issue by the implementation of a fixed switching frequency for the inner predictive current control (PCC) based on the method studied in [10], [11]. The method selected for this paper combines PCC and a pulse-width modulation (PWM) technique which provides the fixed-switching frequency as well as a reduction in the losses of the six-phase IM. Moreover, this technique is easy to extended to conventional and n -phase IM and it only incorporates a small computational burden to the implementation time.

2. MATHEMATICAL MODEL OF THE SIX-PHASE WECS

Traditionally, the mathematical model of the six-phase IM is simplified by using vector space decomposition (VSD) described in [12]. Therefore, the transformation matrix $\mathbf{T}$, is used to map the six-phase components (i.e. voltages and currents) into three-orthogonal sub-spaces, namely $\alpha - \beta$, $x - y$ and $z_1 - z_2$. A detailed scheme of the system, which consists in an asymmetrical six-phase IM fed by a dc-link (V_{dc}) and a six-phase voltage source inverter (VSI), is provided in Fig. 1. The VSI exhibits a discrete nature, which yields to $2^6 = 64$ possibilities, and 49 different vectors, as shown in Fig. 2. By considering the gating signals arranged in the vector $\mathbf{S} = [S_a, S_b, S_c, S_d, S_e, S_f]$, where $S_i \in \{0, 1\}$, the stator voltages, $\mathbf{U}_{(t)} = [v_{\alpha s}, v_{\beta s}, v_{x s}, v_{y s}]$, can be obtained from the ideal VSI model $\mathbf{M}_{[S]}$ as:

$$\mathbf{U}_{(t)} = V_{dc} \mathbf{T} \mathbf{M}_{[S]} \quad (1)$$

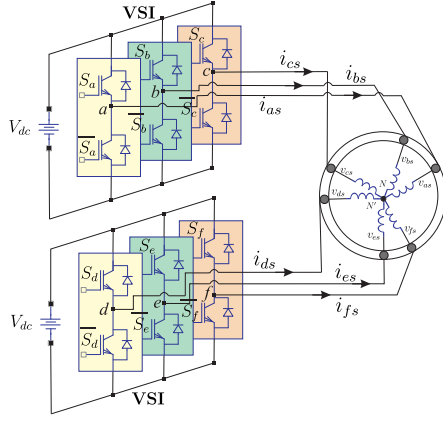


Fig. 1. Scheme of the six-phase IM fed by two 2-level VSI.

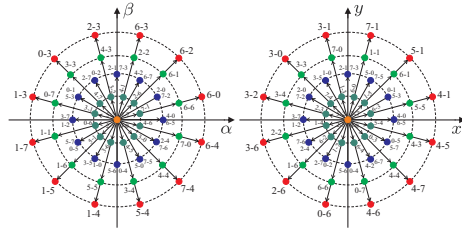


Fig. 2. Space voltage vectors and switching states in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ sub-spaces for a six-phase VSI.

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} a & d & b & e & c & f \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} \alpha \\ \beta \\ x \\ y \\ z_1 \\ z_2 \end{matrix} \quad (2)$$

where an amplitude invariant criterion was used.

$$\mathbf{M}_{[s]} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{S}^T \quad (3)$$

being modeled as the ideal six-phase VSI for two isolated neutrals configuration.

Then, by using a state-space representation, the model of the system is given by:

$$\dot{\mathbf{X}}_{(t)} = \mathbf{A}_{(t)} \mathbf{X}_{(t)} + \mathbf{B}_{(t)} \mathbf{U}_{(t)} + \mathbf{H} \varpi_{(t)} \quad (4)$$

$$\mathbf{Y}_{(t)} = \mathbf{C} \mathbf{X}_{(t)} + \nu_{(t)} \quad (5)$$

being $\mathbf{U}_{(t)}$ the input vector of the state-space system, $\mathbf{X}_{(t)} = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{x s}, i_{y s}, i_{z_1 s}, i_{z_2 s}]^T$ the state vector, $\mathbf{Y}_{(t)} = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{x s}, i_{y s}]$ the output vector and $\mathbf{A}_{(t)}$ and $\mathbf{B}_{(t)}$ are matrices related on the electrical parameters of the machine. The process noise is represented by $\varpi_{(t)}$, $\mathbf{H}$ is the noise weight matrix, $\mathbf{C} = [1, 1, 1, 1]$ and $\nu_{(t)}$ the measurement noise. A detailed explanation of the machine model is not included here for the sake of conciseness and can be found in [11].

3. PROPOSED CONTROL METHOD

A. Outer speed control

A PI controller with a saturator is selected for the speed control loop, which is based on the indirect vector control technique because of its simplicity. For this technique, the PI speed controller is used to obtain the dynamic reference current i_{qs}^* . This current reference, which will be used by the PCC, is generated from the electric angle estimation used to transform the current reference, originally in the dynamic reference frame $d-q$, to the $\alpha-\beta$ sub-space. The process of the slip frequency (ω_{sl}) estimation is executed in the same way as the indirect field orientation methods, from the electrical parameters of the six-phase IM ($L_r = 3L_m + L_{lr}$ and R_r) and the reference currents in the dynamic reference frame (i_{ds}^* , i_{qs}^*).

B. Inner predictive current control

The current control is performed by FSC-MPC approach. This PCC technique uses the model of the system, Eqs. (1)-(5), to predict for each valid switching state of the six-phase VSI the performance of the variables to be controlled at every sampling time. Therefore, the model of the system must be discretized. A forward Euler model approximation is used:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]} = \mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{f}(\mathbf{X}_{[k]}, \mathbf{U}_{[k]}, T_s, \omega_r[k]) \quad (6)$$

being T_s the sampling time and $[k]$ the current sample. As the computation of the control signal requires high computational cost, which is comparable with T_s , so a second-ahead of prediction of the variables is required for delay compensation. This second-ahead prediction is implemented and the rotor current is estimated by using rotor current estimator based on Kalman filter recently proposed in [8], [9].

C. Cost function

Once the second-step ahead prediction is obtained, an optimization process is applied every sampling period, where a cost function is minimized by a determined premise. The cost function is considered to evaluate the stator currents tracking by the quadratic error of the $\alpha-\beta$ (related to energy conversion)

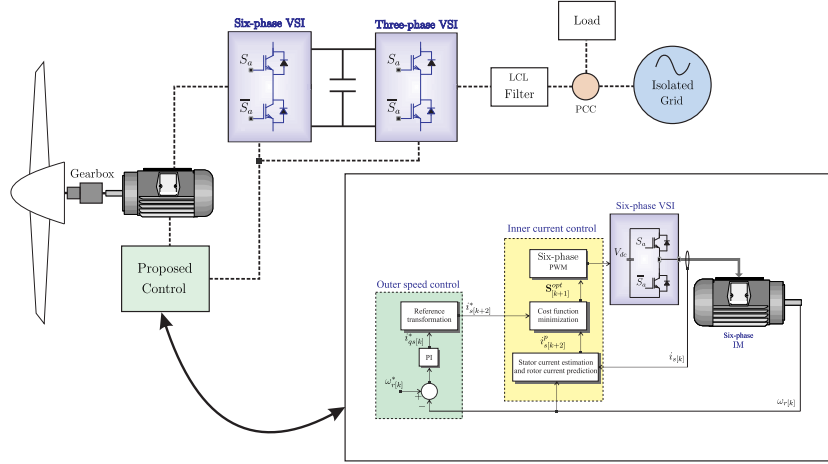


Fig. 3. Block diagram of the proposed speed control with the predictive-fixed current control.

and $x-y$ (related to Joule losses) sub-spaces of the system as follows:

$$g_j[k+2|k] = \left(i_{\alpha s}^*[k+2] - i_{\alpha s}^p[k+2] \right)^2 + \left(i_{\beta s}^*[k+2] - i_{\beta s}^p[k+2] \right)^2 + \lambda_x \left(i_{xs}^*[k+2] - i_{xs}^p[k+2] \right)^2 + \lambda_y \left(i_{ys}^*[k+2] - i_{ys}^p[k+2] \right)^2 \quad (7)$$

where g_j is the cost function of each combination voltage space vector (see Fig. 2), λ_x and λ_y are tuning parameters which give more importance to $\alpha-\beta$ or $x-y$ sub-space, $i_s^*[k+2]$ is a vector containing the reference for the stator currents and $i_s^p[k+2]$ is the second-ahead predicted stator currents.

D. PCC-fixed implementation

The PCC technique determines an optimal vector $\mathbf{S}^{opt}$ through the minimization of the cost function in (7). Then, the PWM method uses the optimal vector and the VSD theory to calculate the duty cycles as follows:

$$\tau = \frac{1}{2} + \frac{3}{4} \mathbf{M}_{[\mathbf{S}^{opt}]} \quad (8)$$

where $\tau = [\tau_a, \tau_b, \tau_c, \tau_d, \tau_e, \tau_f]^T$ and $\mathbf{M}_{[\mathbf{S}^{opt}]}$ is the ideal six-phase VSI model with the optimal vector selected. The duty cycles, presented as τ , are related with the VSI output and are normalized between 0 and 1. This procedure can be analyzed as a systematic application in one sampling period of the optimal combination of the optimal vector and a null vector in order to minimize the stator current error in $\alpha-\beta$ and $x-y$ sub-spaces [11].

E. Optimizer

The proposed predictive model needs to include all 64 possibilities to consider all possible voltage vectors. But Fig. 2 shows the redundancy of the switching space vectors by showing only 49 different vectors (48 active and 1 null). This approach is commonly considered as the optimal solution. Now, for a generic multiphase machine, where n is the phase number and ε is the search vector space (49 for the six-phase IM), the proposed optimization algorithm generates the optimal switching signal set $\mathbf{S}^{opt}$ and then it applies a modulation technique based on PWM to obtain a fixed switching frequency response.

Algorithm 1 Proposed optimization of the algorithm

1. **comment:** Algorithm initial values.: $g_{jo} := \infty$, $i := 1$
2. **while** $i \leq \varepsilon$ **do**
3. $\mathbf{S}_i \leftarrow \mathbf{S}_{i,j} \forall j = 1, \dots, n$
4. **comment:** Calculate the stator voltages. Eqn. (1).
5. **comment:** Calculate the prediction of the measurement stator current states Eqn. (6).
6. **comment:** Calculate the prediction of the unmeasurable rotor current states applying the method proposed in [8], [9].
7. **comment:** Calculate the second-ahead prediction of the stator currents $\hat{\mathbf{X}}_{[k+2|k]}$.
8. **comment:** Minimize the cost function. Eqn. (7).
9. **if** $g_j < g_{jo}$ **then**
10. $g_{jo} \leftarrow g_j$, $\mathbf{S}^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_i$
11. **end if**
12. $i := i + 1$
13. **end while**
14. **comment:** Calculate the modulation indices through the selected optimal vector. Eqn. (8).

TABLE I
ELECTRICAL AND MECHANICAL PARAMETERS

Six-phase IM			
PARAMETER	SYMBOL	VALUE	UNIT
Stator resistance	R_s	0.62	Ω
Rotor resistance	R_r	0.63	Ω
Stator inductance	L_{ls}	0.0064	H
Rotor inductance	L_{lr}	0.0035	H
Magnetizing inductance	L_m	0.0666	H
System inertia	J_i	0.27	kg·m ²
Viscous friction coefficient	B_i	0.012	kg·m ² /s
Nominal frequency	f_a	50	Hz
Number of pole pairs	p	3	—
Electrical Power	P_w	15	kW

4. SIMULATION RESULTS

A MATLAB/Simulink simulation program has been designed for a six-phase IM fed by a six-phase VSI in order to analyze the proposed PCC with fixed switching frequency for WECS. Numerical integration using first order Euler's discretization method has been applied to compute the evolution of the state-space variables in the time domain. Table I presents the mechanical and electrical parameters for the six-phase IM. The mean squared error (MSE) and the total harmonic distortion (THD) have been used as indices of performance for the controller. The MSE is computed as:

$$\text{MSE}(i_{\phi s}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (i_{\phi s} - i_{\phi s}^*)^2} \quad (9)$$

where N is the number of samples, $i_{\phi s}$ the measured stator currents, $i_{\phi s}^*$ the stator current references and $\phi \in \{\alpha, \beta, x, y\}$. As for the THD is computed as follows:

$$\text{THD}(i_s) = \sqrt{\frac{1}{i_{s1}^2} \sum_{j=2}^N (i_{sj})^2} \quad (10)$$

being i_{sj} the harmonic stator currents and i_{s1} the fundamental stator current.

The efficiency of the proposed PCC technique for the six-phase IM has been tested, under a fixed load torque. For every case, a sampling frequency of 10 kHz, the clock modulator frequency equivalent to 1 MHz, a torque load of 15 Nm and a fixed dynamic reference current ($i_{ds}^* = 1$ A) have been used. In Fig. 4 it is shown the switching voltage output for phase a in a period of time and a THD analysis of $i_{\alpha s}$, which presents the harmonics amplitude values, highlighting the values for the frequency switching and its multiples. Fig. 5 shows the trajectories of the measured stator currents in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ sub-spaces for a reference amplitude of 9.13 A and a frequency of 9.7 Hz.

Then in Fig. 6, it is shown results regarding the rotor speed tracking and the stator currents behavior. The six-phase IM was tested with a low speed of 200 rpm connected to a torque load of 15 Nm. The stator currents show a stable behavior, even in the transient condition. For an efficiency analysis, it was

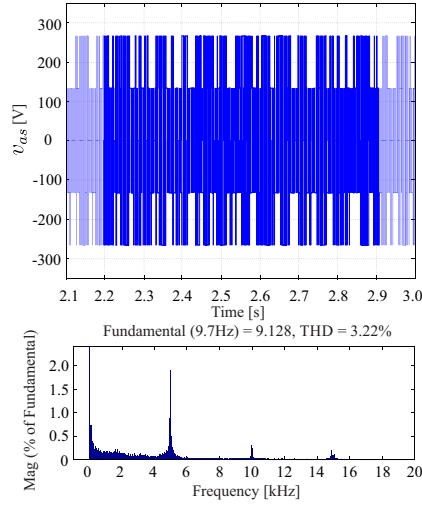


Fig. 4. THD analysis of the measured current $i_{\alpha s}$. Simulation results for current amplitude of 9.13 A and a frequency of 9.7 Hz.

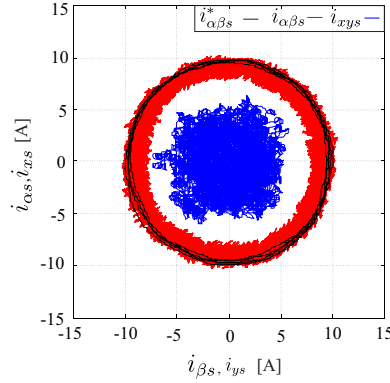


Fig. 5. Stator currents in $\alpha - \beta$ and $x - y$ sub-spaces for current frequency of 9.7 Hz and an amplitude of 9.13 A.

calculated the MSE to show that the proposed algorithm has an optimal response for low speed conditions and a connected full load. The obtained MSE, for a fixed speed reference of 200 rpm, are 0.7891 A, 0.7481 A and 0.845 rpm for $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ and ω_r respectively. Finally in Fig. 7, it is presented a rotor speed tracking with a reversal condition, showing the response of the speed control algorithm and the PCC tracking of the stator currents in the $\alpha - \beta$ sub-space.

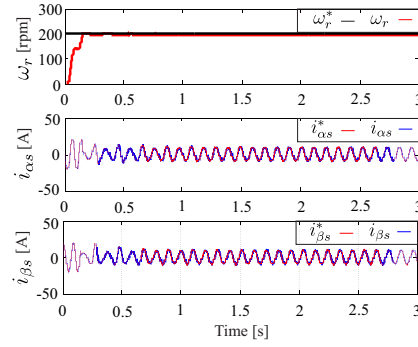


Fig. 6. Simulation results for a fixed speed reference ω_r^* condition of 200 rpm.

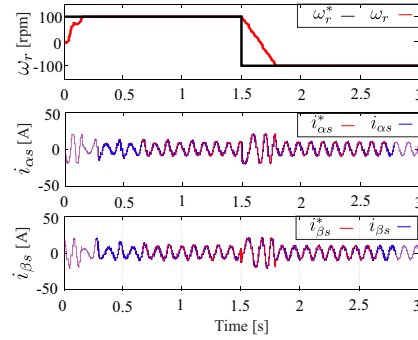


Fig. 7. Simulation results for a fixed speed reference ω_r^* of 100 rpm and a reversal condition.

5. CONCLUSION

In this paper, a speed control with an inner predictive-fixed current predictive control is proposed. One of the main disadvantages of traditional finite-control-set model-based predictive controller is its variables switching frequency. This paper solves this issue by combining the predictive controller with a pulse width modulator. The efficiency of the proposed method is confirmed by the presented simulation results. The proposed controller exhibits excellent performances in steady state as well as in dynamic process. Furthermore, the average switching frequency of the proposed method is even lower than the conventional predictive controller, which means smaller switching losses. Considering that the proposed controller only introduces the computation of the duty cycles, the extension to conventional and n -phase cases is easier than other conventional methods.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the economical support through a CONACYT grant project called 14-INV-101.

6. REFERENCES

- [1] M. Duran and F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines: Part II," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 63, No. 1, pp. 459–468, Jan. 2016.
- [2] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 63, No. 1, pp. 433–448, Jan. 2016.
- [3] J. Rodas, H. Guzman, R. Gregor, and F. Barrero, "Model predictive current controller using Kalman filter for fault-tolerant five-phase wind energy conversion systems," in *Proc. 7th PEDG*, Vancouver, Canada, 2016, pp. 1–6.
- [4] F. Barrero and M. Duran, "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines: Part I," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 63, No. 1, pp. 449–458, Jan. 2016.
- [5] L. Harnefors, S. Saarakkala, and M. Hinkkanen, "Speed control of electrical drives using classical control methods," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Vol. 49, No. 2, pp. 889–898, Mar.-Apr. 2013.
- [6] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. Franquelo, and M. Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 64, No. 2, pp. 935–947, Feb. 2017.
- [7] G. Mirzaeva, G. Goodwin, B. McGrath, C. Teixeira, and M. Rivera, "A generalized MPC framework for the design and comparison of VSI current controllers," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 63, No. 9, pp. 5816–5826, Sep. 2016.
- [8] J. Rodas, F. Barrero, M. Arahal, C. Martin, and R. Gregor, "Online estimation of rotor variables in predictive current controllers: A case study using five-phase induction machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 63, No. 9, pp. 5348–5356, Sep. 2016.
- [9] J. Rodas, C. Martin, M. Arahal, R. Gregor, and F. Barrero, "Influence of covariance-based ALS methods in the performance of predictive controllers with rotor current estimation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 64, No. 4, pp. 2602–2607, Apr. 2017.
- [10] 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. SPEEDAM*, Capri, Italy, 2016, pp. 1–7.
- [11] 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 drives," in *Proc. IEMDC*, Miami, FL, USA, 2017, pp. 1–8.
- [12] Y. Zhao and T. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 31, No. 5, pp. 1100–1109, Sep/Oct. 1995.

Predictive-Fixed Switching Control Technique for a Six-Phase Induction Motor Drives

Jorge Rodas*, Magno Ayala*, Raúl Gregor*, Osvaldo González* and Marco Rivera†

*Laboratory of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción

E-mail: {jrodas, rgregor, mayala, ogonzalez}@ing.una.py

†Department of Electrical Engineering, Universidad de Talca

E-mail: marcoriv@utalca.cl

Subject Area: Electrical Machines and Drives, Power Systems Simulation and Analysis

Abstract

Multiphase induction motor drives is currently increasing its interest in both research and academic community due to its benefits such as fault tolerance and better power distribution. Six-phase induction motor drives is one of the most studied topology and its speed and current control is usually an extension of the three phase techniques. This paper proposes six-phase variable speed drive using a simple rotor field oriented control technique where the inner current control loop is realized using a novel predictive-fixed current control technique with the aim to increase the performance of classical model predictive control strategy.

Keywords – Six-phase induction motor drives, predictive control, fixed-switching frequency.

1 Proposed speed controller

To demonstrate the performance of the proposed algorithm, a simulation study of a six-phase induction motor drive modeled in MATLAB/Simulink implementing the proposed speed control with an inner loop of predictive-fixed switching frequency as shown in **Figure 1**. The proposed control approach consists in to include a modulation stage in the optimization algorithm of the classical model predictive controller to generate the duty cycles for two active switching states and one null switching state which are applied to the six-phase induction motor drives using a switching pattern procedure. An optimization process considering a defined cost function allows calculating the duty cycles of each switching state.

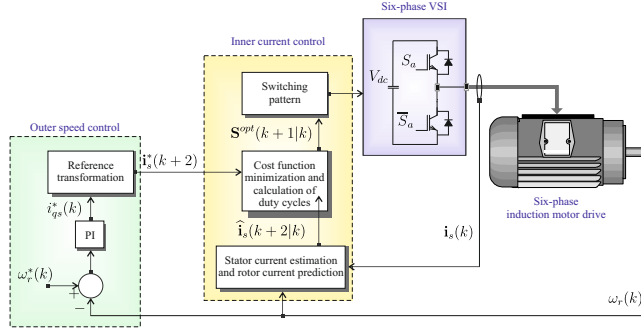


Figure 1: Proposed speed control of a six-phase induction motor drive.

A Speed-Sensorless Predictive Current Control of Multiphase Induction Machines Using a Kalman Filter for Rotor Current Estimator

Magno Ayala*, Osvaldo Gonzalez*, Jorge Rodas*, Raul Gregor* and Jesus Doval-Gandoy†

**Laboratory of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay*

E-mail: {mayala, ogonzalez, jrodas & rgregor}@ing.una.py

†Applied Power Electronics Technology Research Group, University of Vigo, Spain

E-mail: jdoval@uvigo.es

Abstract—In electrical drive applications based on induction machines, such as the propulsion drive of an electric vehicle, the rotor currents cannot be measured, so it needs to be estimated. This paper describes the rotor currents estimation through reduced order estimator known as Kalman filter to apply a speed-sensorless control of dual three-phase induction machines by applying a current inner loop based on the model predictive control. Simulation results are shown to demonstrate the efficiency of the proposed speed-sensorless control technique, thus concluding that the system can work properly without the speed sensor.

Index Terms—Electric vehicle, multiphase machine, predictive control, sensorless control, Kalman filter.

I. INTRODUCTION

In the last decade, the interest in multiphase machines has risen due to intrinsic features such as lower torque ripple, power splitting or better fault tolerance than three-phase machines. Recent research works and developments support the prospect of future more widespread applications of multiphase machines. In recent times, some of the applications of multiphase machines are being studied, such as electric vehicles (EV) and railway traction, all-electric ships, more-electric aircraft, and wind power generation systems [1].

EV is a road vehicle which requires an electric propulsion system. With this definition in mind, EVs may include battery electric vehicles, hybrid electric vehicles and fuelcell electric vehicles. The electric propulsion drive of an EV basically consists of a battery pack, an electronic power converter, an electric motor, and a speed and/or torque sensor. Considering multiphase machines as the electrical motor has several advantages, i.e. fault tolerance and higher power splitting across the different phases [2]. Due to the benefits of multiphase machines it can be applied in propulsion applications, like more electric aircraft [3], electrical and hybrid vehicles [4].

To be able to control the variables of the dual three-phase induction machines (DTPIM), the most used methods are the vector control using an inner loop current control and the direct torque control (DTC) [5]. However, DTC has some problems such as: weakness in torque control at very low speed, torque and flux pulsations due to the hysteresis bands in comparators, and variable frequency behavior [6]. On the

other hand, field oriented control (FOC) or vector control has good current behavior, but it contains one speed control loop, four current control loops, one flux control loop and some transformation models for different coordinate frames. Thus, the complexity and cost of the control system is increased. But, compared to FOC, model predictive control (MPC) is more intuitive and easier to implement. For that matter, predictive current control (PCC) is an important line of Finite-State MPC. Currents are controlled with a notorious precision, while the system dynamic performance is also very good [7]. There are active research areas focused on the development of speed sensorless control algorithms due to their benefits compared to the conventional control techniques such as the elimination of the sensor wiring, better noise immunity, an increased reliability and less maintenance requirements [5]–[7].

Although speed sensorless operation of a three-phase induction machines is already well developed, little work has been conducted for multiphase induction machines [8]. Besides, some of the control loops on the MPC have unmeasured variables, such as rotor current, so a state observer is required [9]. The observers are mainly classified into two groups: deterministic observers such as Luenberger observer (LO) [5], model reference adaptive system (MRAS) [10], sliding mode observer (SMO) [11] and stochastic observer such as Kalman filter (KF) [9], being the KF the best choice to obtain high-accuracy estimates of dynamic system states [12].

This paper considers the sensorless speed control of DTPIM for EVs by using an inner loop of MPC, to predict the effects of future control decisions on the state-space variables. In order to accomplish this purpose, the proposed algorithm uses reduced order estimators based on a KF to estimate the rotor currents. After that, the estimated rotor currents are used to obtain an estimation of the mechanical speed of the machine. The efficiency of the proposed control technique in a DTPIM drive for varying load operations and varying speeds is studied.

This paper is organized as follows. Section II describes the DTPIM drive, Section III presents the mathematical model of the machine, Section IV details the predictive model with the speed observer and the current control with rotor current

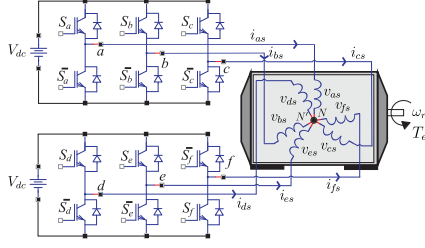


Fig. 1. A general scheme of a dual three-phase induction machine.

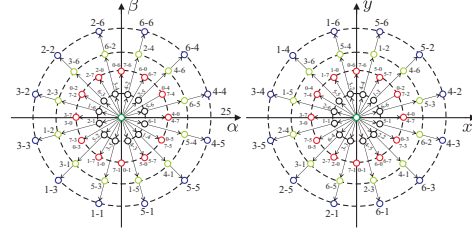


Fig. 2. Voltage space vectors and switching states in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces for a dual three-phase VSI.

estimator based on KF and presents the proposed predictive control method for the dual three-phase induction machine. Simulation results are provided in Section V, showing the efficiency obtained by speed estimator. The conclusions are finally summarized in the last section.

II. THE DUAL THREE-PHASE INDUCTION MACHINE DRIVE

The system under study consists of an DTPIM fed by a dual three-phase VSI and a dc link. A detailed scheme of the drive is provided in Fig. 1.

This DTPIM is a continuous system which can be analyzed by a group of differential equations. The system's model can be simplified through the vector space decomposition (VSD) firstly introduced in [13]. Thus, the original six-dimensional space of the machine is converted into three two-dimensional orthogonal subspaces in the stationary reference frame $(\alpha - \beta)$, $(x - y)$ and $(z_1 - z_2)$. This transformation is obtained through a 6 x 6 transformation matrix:

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

where an amplitude invariant criterion was used.

For a machine with distributed windings, the $(\alpha - \beta)$ subspace contributes to useful power conversion (i.e. flux and torque production), while the $(x - y)$ and $(z_1 - z_2)$ components only result in losses and are usually minimized, except during post-fault operations. For two isolated neutrals configuration, both $(z_1 - z_2)$ currents cannot flow, so the $(z_1 - z_2)$ components can be ignored [14].

The voltage-source-inverter (VSI) has a discrete nature, actually, it has a total number of $2^6 = 64$ different switching states defined by six switching functions which are related to the six inverter legs $[S_a, S_b, S_c, S_d, S_e, S_f]$, where $S_i \in \{0, 1\}$. The finite switching states and the voltage of the DC link (Vdc) determine the phase voltages which can be mapped to the $(\alpha - \beta) - (x - y)$ space according to the VSD analysis. For

this reason, the 64 on/off combinations of the six VSI legs lead to 64 space vectors in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces. Fig. 2 shows the voltage space vectors in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces, where each vector switching state is identified using the switching function by two octal numbers corresponding to the binary numbers $[S_a S_b S_c]$ and $[S_d S_e S_f]$, respectively.

As shown in Fig. 2 the 64 voltage vectors are reduced to only 49 different vectors in the $(\alpha - \beta) - (x - y)$ subspace. Moreover, a transformation matrix must be applied to convert the stationary reference frame $(\alpha - \beta)$ in the dynamic reference $(d - q)$. This matrix is given by:

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & -\sin(\delta_r) \\ \sin(\delta_r) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix} \quad (2)$$

where δ_r is the rotor angular position referred to the stator.

III. THE MACHINE MODELING

It is feasible to model the machine by using an state-space representation, based on the VSD analysis and the dynamic reference conversion. This model is associated by:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{X}_{\alpha\beta xy} &= \mathbf{A} \mathbf{X}_{\alpha\beta xy} + \mathbf{B} \mathbf{U}_{\alpha\beta xy} \\ \mathbf{Y}_{\alpha\beta xy} &= \mathbf{C} \mathbf{X}_{\alpha\beta xy} \end{aligned} \quad (3)$$

where $\mathbf{U}_{\alpha\beta xy} = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ u_{xs} \ u_{ys} \ 0 \ 0]^T$ stands for the input vector of the system, $\mathbf{X}_{\alpha\beta xy} = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{xs} \ i_{ys} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T$ denotes the state vector, $\mathbf{Y}_{\alpha\beta xy} = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{xs} \ i_{ys} \ 0 \ 0]^T$ indicates the output vector and $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ and $\mathbf{C}$ are matrices that define the dynamics of the electrical drive.

The mechanical section of the electrical drive is defined by the following equations:

$$T_e = 3P(\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (4)$$

$$J_i \frac{d}{dt} \omega_r + B_i \omega_r = P(T_e - T_L) \quad (5)$$

where ω_r is the rotor angular speed, T_e is the generated torque, T_L denotes the load torque, B_i the friction coefficient, $\psi_{\alpha s}$ and $\psi_{\beta s}$ the stator fluxes, J_i the inertia coefficient and P the number of pairs of poles.

IV. PROPOSED PREDICTIVE MODEL

By considering the mathematical model expressed by (3) and using the state-space variables defined by the vector $\mathbf{X}_{\alpha\beta xy}$, we can determine the following group of equations:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}(x_1) &= -R_s c_2 x_1 + c_4 (L_m \omega_r x_2 + R_r x_5 + L_r \omega_r x_6) \\ &\quad + c_2 u_1 \\ \frac{d}{dt}(x_2) &= -R_s c_2 x_2 + c_4 (-L_m \omega_r x_1 - L_r \omega_r x_5 + R_r x_6) \\ &\quad + c_2 u_2 \\ \frac{d}{dt}(x_3) &= -R_s c_3 x_3 + c_3 u_3 \\ \frac{d}{dt}(x_4) &= -R_s c_3 x_4 + c_3 u_4 \\ \frac{d}{dt}(x_5) &= -R_s c_4 x_1 + c_5 (-L_m \omega_r x_2 - R_r x_5 - L_r \omega_r x_6) \\ &\quad - c_4 u_1 \\ \frac{d}{dt}(x_6) &= -R_s c_4 x_2 + c_5 (L_m \omega_r x_1 + L_r \omega_r x_5 - R_r x_6) \\ &\quad - c_4 u_2\end{aligned}\quad (6)$$

where R_s , R_r , L_m , $L_s = L_{ls} + L_m$ and $L_r = L_{lr} + L_m$ are the electrical parameters of the DTPIM and the coefficients c_i for $i = 1, \dots, 5$, are defined as $c_1 = L_s L_r - L_m^2$, $c_2 = \frac{L_r}{c_1}$, $c_3 = \frac{1}{L_r}$, $c_4 = \frac{L_m}{c_1}$ and $c_5 = \frac{L_s}{c_1}$, while the input vector corresponds to the voltages applied to the stator $u_1 = v_{\alpha s}$, $u_2 = v_{\beta s}$, $u_3 = v_{xs}$, $u_4 = v_{ys}$ and the state vector corresponds to the DTPIM currents $x_1 = i_{\alpha s}$, $x_2 = i_{\beta s}$, $x_3 = i_{xs}$, $x_4 = i_{ys}$, $x_5 = i_{\alpha r}$ and $x_6 = i_{\beta r}$.

Stator voltages are defined from the input control signals by means of the inverter model. So, the simplest model, used for isolated neutral configuration, has been considered in order to obtain a fast optimization process. Given that the gating signals are arranged in the vector $\mathbf{S} = [S_a, S_b, S_c, S_d, S_e, S_f]$, we can obtain the stator voltages from:

$$\mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{S}^T \quad (7)$$

An ideal inverter converts gating signals into stator voltages which are projected to $(\alpha-\beta)$ and $(x-y)$ subspaces and joined in a row vector $\mathbf{U}_{\alpha\beta xy}$ defined as:

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta xy} = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ u_{xs} \ u_{ys} \ 0 \ 0]^T = V_{dc} \cdot \mathbf{M} \cdot \mathbf{T} \quad (8)$$

where V_{dc} is the dc link voltage and the superscript (T) indicates a transposed matrix. By using the rotational transformation (2) to the $(\alpha-\beta)$ components, we get:

$$\mathbf{U}_{dq} = [u_{ds} \ u_{qs}]^T = \mathbf{T}_{dq} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (9)$$

By gathering the equations (6)-(9) a nonlinear group of equations appears which can be spelled in the state space representation:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{X}}_{(t)} &= \mathbf{f}(\mathbf{X}_{(t)}, \mathbf{U}_{(t)}) \\ \mathbf{Y}_{(t)} &= \mathbf{C}\mathbf{X}_{(t)}\end{aligned}\quad (10)$$

where the state vector is defined as $\mathbf{X}_{(t)} = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T$, the input vector as $\mathbf{U}_{(t)} = [u_1, u_2, u_3, u_4]$, and $\mathbf{Y}_{(t)} = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$ as the output vector. The parts of the vectorial function $\mathbf{f}$ and the matrix $\mathbf{C}$ are obtained through a straightforward way from (6) and the state and output vector definitions. The model (10) needs to be discretized so it can be used by the predictive controller. A forward Euler method is selected to maintain a low computational cost. For this reason, the obtained equations will have the required digital control form, with predicted variables depending only on the past values and not on present ones of the variables. So, a prediction of the next-sample state $\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]}$ can be expressed as:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]} = \mathbf{X}_{[k]} + T_m \mathbf{f}(\mathbf{X}_{[k]}, \mathbf{U}_{[k]}, \omega_r[k]) \quad (11)$$

where T_m is the sampling time and $[k]$ is the present sample.

A. Reduced order estimators

In the state space representation (10), only the stator voltages, currents and the mechanical speed can be measured. The stator voltages are very easy to predict from the switching commands generated from the VSI. However, the rotor currents cannot be directly measured. This predicament can be surpassed through the estimation of the rotor currents by using the reduced order estimators. The reduced order estimators prepare an estimation for only the unmeasured portion of the state vector, so, the evolution of states can be spelled as:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{X}}_{a[k+1|k]} \\ \hat{\mathbf{X}}_{b[k+1|k]} \\ \hat{\mathbf{X}}_{c[k+1|k]} \end{bmatrix}}_{[\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]}]} = \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{11} & \bar{\mathbf{A}}_{12} & \bar{\mathbf{A}}_{13} \\ \bar{\mathbf{A}}_{21} & \bar{\mathbf{A}}_{22} & \bar{\mathbf{A}}_{23} \\ \bar{\mathbf{A}}_{31} & \bar{\mathbf{A}}_{32} & \bar{\mathbf{A}}_{33} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{A}]} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{X}_{a[k]} \\ \mathbf{X}_{b[k]} \\ \mathbf{X}_{c[k]} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{X}_{[k]}]} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_2 \\ \bar{\mathbf{B}}_3 \end{bmatrix}}_{[\mathbf{B}]}^T \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{\alpha\beta s} \\ \mathbf{U}_{xys} \\ \mathbf{U}_{\alpha\beta s} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{U}_k]} \\ \mathbf{Y}_{[k]} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}} & \bar{\mathbf{I}} & \bar{\mathbf{O}} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{C}]} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{X}_{a[k]} \\ \mathbf{X}_{b[k]} \\ \mathbf{X}_{c[k]} \end{bmatrix}}_{[\mathbf{X}_{[k]}]} \end{aligned} \quad (13)$$

where $\mathbf{X}_a = [i_{\alpha s} i_{\beta s}]^T$, $\mathbf{X}_b = [i_{xs} i_{ys}]^T$, $\mathbf{X}_c = [i_{\alpha r} i_{\beta r}]^T$, $\mathbf{U}_{\alpha\beta s} = [U_{\alpha s} U_{\beta s}]^T$, $\mathbf{U}_{xys} = [U_{xs} U_{ys}]^T$, $\mathbf{A}$ and $\mathbf{B}$ are matrices which are dependent on the electrical parameters of the DTPIM and the sampling time T_m . Matrix $[\mathbf{A}]$ is also dependable on the present value of $\omega_r[k]$, which is calculated every sampling time [9].

B. Rotor current estimation based on Kalman filters

The KF design considers uncorrelated process and zero-mean Gaussian measurement noises, so the systems equations can be defined as:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1]} = \mathbf{A}\mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{B}\mathbf{U}_{[k]} + \mathbf{H}\varpi_{[k]} \quad (14)$$

$$\mathbf{Y}_{[k+1]} = \mathbf{C}\mathbf{X}_{[k+1]} + \nu_{[k+1]} \quad (15)$$

being $\nu_{[k+1]}$ the measurement noise, $\mathbf{H}$ the noise weight matrix and $\varpi_{[k]}$ the process noise.

The dynamics of the KF can be written as follows:

$$\hat{\mathbf{X}}_{c[k+1|k]} = (\mathbf{A}_{33} - \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{A}_{13})\hat{\mathbf{X}}_{c[k]} + \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{Y}_{[k+1]} + (\mathbf{A}_{31} - \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{A}_{11})\mathbf{Y}_{[k]} + (\mathbf{B}_3 - \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{B}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s[k]} \quad (16)$$

where $\mathbf{K}_{[k]}$ is the KF gain matrix which is obtained from the covariances of the process and measurement noises for each sampling time in a recursive manner as:

$$\mathbf{K}_{[k]} = \mathbf{\Gamma}_{[k]} \cdot \mathbf{C}^T \hat{R}_\nu^{-1} \quad (17)$$

where $\mathbf{\Gamma}_{[k]}$ is the covariance of the new estimation, that it's determined as a function of the old covariance estimation ($\varphi_{[k]}$) as shown:

$$\mathbf{\Gamma}_{[k]} = \varphi_{[k]} - \varphi_{[k]} \cdot \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \cdot \varphi_{[k]} \cdot \mathbf{C}^T + \hat{R}_\nu)^{-1} \cdot \mathbf{C} \cdot \varphi_{[k]} \quad (18)$$

From the state space equation, that includes the process noise, it's possible to obtain a correction of the estimated state covariance as follows:

$$\varphi_{[k+1]} = \mathbf{A}\mathbf{\Gamma}_{[k]} \cdot \mathbf{A}^T + \mathbf{H}\hat{Q}_\varpi \cdot \mathbf{H}^T \quad (19)$$

These equations are the required relations in order to get the optimal state estimation using KF with PCC. So, $\mathbf{K}_{[k]}$ provides minimum estimation errors, by knowing the measurement noise magnitude ($\hat{R}_\nu$), the process noise magnitude ($\hat{Q}_\varpi$) and ($\varphi_{[0]}$) being the covariance initial condition.

This design of the KF, in terms of a robust covariance estimation, isn't the goal of our work, that is mainly set in a concept analysis of the speed sensorless technique. In our case, the KF gains will be adjusted based on a heuristic method. After all, it can be assumed that the estimated rotor states will provide sub-optimal results, which could get better by using more proper KF design methods.

C. The speed observer

After obtaining the unmeasurable rotor state values, the speed can be calculated from the dynamic equation which defines the mechanical section of the electrical drive (4) and (5) by using the Euler forward method. So the estimated speed can be obtained from the discrete equation which follows:

$$\hat{\omega}_{r[k+1]} = \frac{T_m P}{J_i} (T_e[k] - T_L[k]) + (1 - \frac{T_m B_i}{J_i}) \hat{\omega}_{r[k]} \quad (20)$$

where it's taken $\omega_{r[0]} = 0$, $T_{L[0]} = 0$ and the unmeasured rotor states $\hat{i}_{\alpha\beta r[0]} = 0$.

D. Cost function

The cost function must include all the terms which have to be optimized. In PCC the most important term is the tracking error generated in the predicted stator currents for the next sample. In order to minimize its error in each sample k it's necessary to apply a simple equation such as:

$$\begin{aligned} J_{[k+2|k]} &= \hat{e}_{i\alpha s[k+2]} + \hat{e}_{i\beta s[k+2]} + \lambda_{xy} (\hat{e}_{ixs[k+2]} + \hat{e}_{iys[k+2]}) \\ \hat{e}_{i\alpha s[k+2]} &= \| \hat{i}_{\alpha s[k+2]}^* - \hat{i}_{\alpha s[k+2]} \|^2 \\ \hat{e}_{i\beta s[k+2]} &= \| \hat{i}_{\beta s[k+2]}^* - \hat{i}_{\beta s[k+2]} \|^2 \\ \hat{e}_{ixs[k+2]} &= \| \hat{i}_{xs[k+2]}^* - \hat{i}_{xs[k+2]} \|^2 \\ \hat{e}_{iys[k+2]} &= \| \hat{i}_{ys[k+2]}^* - \hat{i}_{ys[k+2]} \|^2 \end{aligned} \quad (21)$$

where $\| \cdot \|$ represents the vector magnitude, $\hat{i}_{s[k+2]}^*$ is a vector which contains the stator currents references and $\hat{i}_{s[k+2]}$ is a vector that defines the based predictions on the next state (including the delay compensation and control effort). More complex cost functions can be arranged to reduce the VSI losses and/or the harmonic distortion [12]–[15].

E. The optimizer

The proposed predictive model needs to include all 64 possibilities run to consider all possible voltage vectors. But, in Fig. 2 shows the redundancy of the switching space vectors by showing only 49 different vectors (48 active and 1 null). This consideration is commonly considered as the optimal solution. Now, for a generic multiphase machine, where g is the phase number and ε is the search vector space (49 for the DTPIM), the proposed optimization algorithm generates the optimal switching signal set $\mathbf{S}^{opt}$, and it's shown as follows:

Algorithm 1 Proposed optimization algorithm

1. **comment:** Algorithm initial values.
 2. $J_o := \infty$, $i := 1$
 3. **while** $i \leq \varepsilon$ **do**
 4. $\mathbf{S}_i \leftarrow \mathbf{S}_{i,j} \forall j = 1, \dots, g$
 5. **comment:** Stator voltages calculation. Eqn. 8.
 6. $\mathbf{U}_{\alpha\beta xy s} = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ u_{xs} \ u_{ys} \ 0 \ 0]^T = V_{dc} \cdot \mathbf{M} \cdot \mathbf{T}$
 7. **comment:** Calculate the prediction of the measurement stator current states, considering $\mathbf{X}_{b[0]} = 0$.
 8. $\mathbf{X}_{a[k+1]} = \bar{\mathbf{A}}_{11}\mathbf{X}_{a[k]} + \bar{\mathbf{B}}_1\mathbf{U}_{\alpha\beta s} + \bar{\mathbf{A}}_{12}\mathbf{X}_{b[k]}$
 9. **comment:** Minimize the cost function. Eqn. 21.
 10. $J_{[k+2|k]} = \hat{e}_{i\alpha s[k+2]} + \hat{e}_{i\beta s[k+2]} + \lambda_{xy} (\hat{e}_{ixs[k+2]} + \hat{e}_{iys[k+2]})$
 11. **if** $J < J_o$ **then**
 12. $J_o \leftarrow J$, $\mathbf{S}^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_i$
 13. **end if**
 14. $i := i + 1$
 15. **end while**
 16. **comment:** Calculate the prediction of the unmeasurable rotor current states. Eqn. 16.
 17. $\hat{\mathbf{X}}_{b[k+1|k]} = (\mathbf{A}_{22} - \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{A}_{12})\hat{\mathbf{X}}_{b[k]} + \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{Y}_{[k+1]} + (\mathbf{A}_{21} - \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{A}_{11})\mathbf{Y}_{[k]} + (\mathbf{B}_2 - \mathbf{K}_{[k]}\mathbf{B}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s[k]}$
-

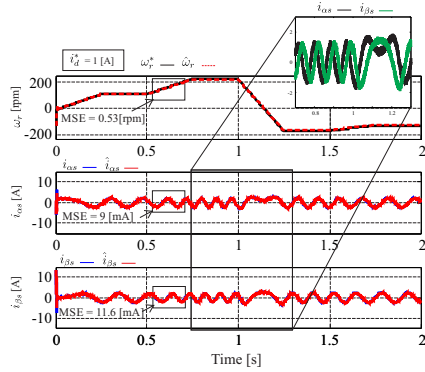


Fig. 4. Simulation results for a variable speed reference condition.

considering a fixed dynamic reference current ($i_{ds}^* = 1$ A). The subscripts $(\alpha - \beta)$ represent the values in the $(\alpha - \beta)$ subspace regarding the stator currents. The calculated speed is fed back into the closed loop which is regulated by a PI controller as shown in Fig. 3. Besides, it can be appreciated from Fig. 4 (zoom), the phases changing by the stator currents in the $(\alpha - \beta)$ subspace, caused by the rotation of the DTPIM being reversed. Under these conditions, the mean squared error (MSE) in the current tracking and speed are 9 mA, 11.6 mA and 0.53 rpm, respectively.

In Fig. 5 is demonstrated a variable load torque condition response [15, 30, -30, -15] N-m, and the rotor currents evolution (measured and estimated) in the $(\alpha - \beta)$ subspace. In this figure, we can see the amplitude behavior of the rotor currents varying because of the load torque T_L applied to the DTPIM. The observed rotor currents values are very close to real values in these test conditions, considering that the MSE is 98 mA and 99 mA for $i_{\alpha r}$ and $i_{\beta r}$, respectively.

VI. CONCLUSION

In this paper, the electrical propulsion drive of EVs based in a sensorless speed control method of a DTPIM using an current inner loop based on the MPC technique is proposed. The MPC is designed through a state-space representation, where the stator and rotor currents are defined as state space variables. The rotor currents are calculated by using a KF. The theoretical analysis of the controller has been verified through simulation results. The technique prevents the use of a speed sensor and has shown its efficiency even when considering that the DTPIM is being operated under different speeds and load torque values.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to give thanks to the Paraguayan Government for the economical support provided through a CONACYT grant project 14-INV-101.

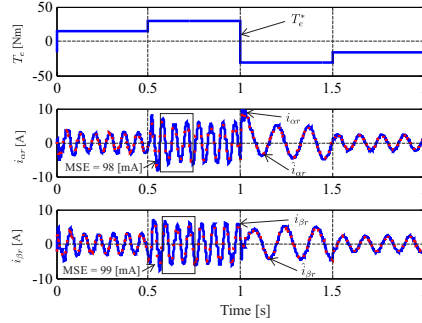


Fig. 5. Simulation results for a variable load torque condition.

REFERENCES

- [1] M. J. Duran and F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines: Part I," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.
- [2] J. Riveros, B. Bogado, J. Prieto, F. Barrero, S. Toral, and M. Jones, "Multiphase machines in propulsion drives of electric vehicles," in *Proc. EPE/PEMC*, 2010, pp. T5–201.
- [3] M. Villani, M. Tursini, G. Fabri, and L. Castellini, "High reliability permanent magnet brushless motor drive for aircraft application," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 5, pp. 2073–2081, 2012.
- [4] L. Jin, S. Norrga, H. Zhang, and O. Wallmark, "Evaluation of a multiphase drive system in ev and hev applications," in *Proc. IEMDC*, IEEE, 2015, pp. 941–945.
- [5] 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*, 2012, pp. 3653–3658.
- [6] A. Taheri and M. Mohammadbeigi, "Speed sensor-less estimation and predictive control of six-phase induction motor using extended kalman filter," in *Proc. PEDSTC*, 2014, pp. 13–18.
- [7] F. Wang, X. Mei, H. Dai, S. Yu, and P. He, "Sensorless finite control set predictive current control for an induction machine," in *Proc. ICIA*, 2015, pp. 3106–3111.
- [8] A. S. Morsy, A. Abdel-Khalik, S. Ahmed, and A. Massoud, "Sensorless field oriented control of five-phase induction machine under open-circuit phase faults," in *Proc. ECCCE*, 2013, pp. 5112–5117.
- [9] J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahall, C. Martin, and R. Gregor, "On-line estimation of rotor variables in predictive current controllers: A case study using five-phase induction machines," 2016.
- [10] L. Zhao, J. Huang, H. Liu, B. Li, and W. Kong, "Second-order sliding-mode observer with online parameter identification for sensorless induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5280–5289, 2014.
- [11] M. Comanescu, "Design and implementation of a highly robust sensorless sliding mode observer for the flux magnitude of the induction motor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 2, pp. 649–657, 2016.
- [12] 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. SPEEDAM*, 2016.
- [13] Y. Zhao and T. A. 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.
- [14] H. S. Che and W. P. Hew, "Dual three-phase operation of single neutral symmetrical six-phase machine for improved performance," in *Proc. IECON*, 2015, pp. 001176–001181.
- [15] S. Kwak and S.-k. Mun, "Model predictive control methods to reduce common-mode voltage for three-phase voltage source inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 30, no. 9, pp. 5019–5035, 2015.

Modeling and Analysis of Dual Three-Phase Self-Excited Induction Generator

M. Ayala, O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, L. Comparatore and D. Caballero

Laboratory of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción

E-mail: {mayala, ogonzalez, jrodas, rgregor, lcomparatore & dcaballero}@ing.una.py

Abstract—Multiphase self-excited induction generators have recently become more interesting due to its advantages compared to its equivalent three-phase generator. However, as an induction generator, it has some disadvantages regarding poor voltage and frequency regulation under varying load and speed regimes. A steady state analysis is fundamental to comprehend the machine's behavior. This paper presents a detailed mathematical model and analysis of the dual three-phase self-excited induction generator. Simulation results are provided to show the behavior of the machine is build up voltage through different conditions, such as, variation of the excitation capacitance and variation of the mechanical rotor speed. For a more precise modeling, it is considered a non-linear variation of the magnetizing inductance.

Index Terms—Magnetizing inductance, minimum capacitance, self-excited induction generator.

I. INTRODUCTION

Recently, the interest in multiphase machines has risen due to intrinsic features such as lower torque ripple, power splitting or better fault tolerance than three-phase machines. Current research works and developments support the prospect of future more widespread applications of multiphase machines [1]. In industrial applications, any multiphase machine would be operated under variable-speed conditions, meaning that a multiphase power electronic converter is required [2]. At the same time, multiphase generation systems appear in renewable applications in very recent times, particularly in grid-connected wind energy conversion and stand-alone systems [3].

Among the most common generations systems, wind power generation is increasingly becoming more cost competitive comparing to all the environmentally safe and clean renewable energy sources. Fixed Speed wind power generating systems have gained much popularity among the manufacturers and developers in this field mainly due to the fact that fixed speed wind turbines choice of generator is squirrel cage induction generator [4].

The design of larger wind turbines and reliability requirements match the features of multiphase machines due to their capability to split power and provide fault tolerance. The most investigated option has been the use of dual three-phase self-excited induction generators (SEIG) supplied by two-level voltage source converters (VSCs) [5].

SEIG are a good option for wind powered generation system especially in remote areas, because they do not need any external source of power supply to produce the required excitation

magnetic field. Permanent magnet generators may also be used for wind energy applications, however, the generated voltage increases linearly with the wind turbine speed. SEIG can cope with a small increase in speed from their rated value because, due to saturation, the increasing rate of the generated voltage is not linear with the mechanical speed [6].

Understanding the terminal voltage build up process of SEIG and its performance under steady state and dynamic condition, it becomes a fundamental step toward the development of more efficient and competitive SEIG technology [4]. For a SEIG, the external elements that can modify the voltage profile are the mechanical speed, the terminal capacitance and the load impedance [7], [8].

This paper presents a mathematical model and analysis of a dual three-phase SEIG and lists some of the critical parameters of the machine. The voltage build up process is analyzed by using the MATLAB/Simulink program. The modeling is tested under different conditions.

This paper is organized as follows: Section II analyzes the mathematical model of the dual three-phase SEIG. Section III details the magnetizing inductance behavior and the self-excitation process. Simulation results are provided in Section IV, showing the output voltage and load current under different conditions. The conclusions are finally summarized in the last section.

II. SELF EXCITED INDUCTION GENERATOR MODEL

The mathematical model of the dual three-phase SEIG is very similar to the dual three-phase induction motor. However, the SEIG has a capacitor bank connected to its terminals, which has to be considered in this model. Besides, in this case, the rotor speed, provided by the turbine, is considered as an input, unlike the motor case [5], [9].

In order to comprehend the mathematical model of the dual three-phase SEIG, first it is necessary to convert the six-phase ($a-b-c-d-e-f$) to a two-phase ($\alpha - \beta$) model using Clark's transformation proposed in [10].

In this section, it is presented the mathematical model in the ($\alpha - \beta$) stationary frame to study both transient and steady state behaviors during the voltage build up process, the modeling of excitation system with a fixed load. The equivalent electric circuit of a dual three-phase SEIG is shown in Fig 1.

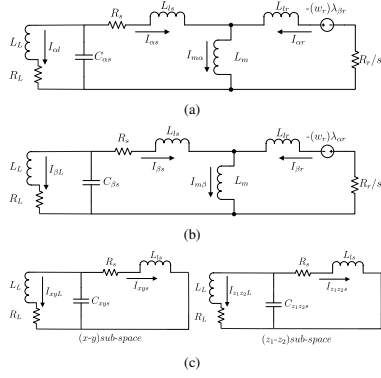


Fig. 1. Equivalent circuit of the dual three-phase SEIG in: (a) α sub-space; (b) β sub-space; (c) x - y and z_1 - z_2 sub-space.

where $C_{\alpha s}$, $C_{\beta s}$ and C_{xys} , $C_{z_1 z_2 s}$ are capacitances from the $(\alpha-\beta)$, $(x-y)$ and (z_1-z_2) sub-space respectively. R_s and R_r are resistances from the stator and rotor. L_{ls} and L_{lr} are dispersion inductances from the stator and rotor. L_m is the magnetizing inductance. ω_r is the electrical speed of the motor. $\lambda_{\alpha r}$ and $\lambda_{\beta r}$ are rotor flux linkages from $(\alpha-\beta)$ sub-space. $I_{\alpha s}$ and $I_{\alpha r}$ are stator and rotor currents from α sub-space. $I_{\beta s}$ and $I_{\beta r}$ are stator and rotor currents from β sub-space. $I_{m\alpha}$ and $I_{m\beta}$ are magnetizing currents from $(\alpha-\beta)$ sub-space. I_{xys} and $I_{z_1 z_2 s}$ are stator currents from $(x-y)$ and (z_1-z_2) sub-spaces.

For two isolated neutrals configuration, both $(z_1 - z_2)$ currents cannot flow, so the $(z_1 - z_2)$ components can be ignored [11].

The equations which describe the circuits representing the dual three-phase SEIG are:

$$\begin{aligned} V_{\alpha s} + R_s I_{\alpha s} + p \lambda_{\alpha s} &= 0 \\ R_r I_{\alpha r} - \omega_r \lambda_{\beta r} + p \lambda_{\alpha r} &= 0 \\ V_{\beta s} + R_s I_{\beta s} + p \lambda_{\beta s} &= 0 \\ R_r I_{\beta r} + \omega_r \lambda_{\alpha r} + p \lambda_{\beta r} &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

where p is the differential operator d/dt and $V_{\alpha s}$ and $V_{\beta s}$ are the capacitor voltages, which are equivalent to:

$$\begin{aligned} V_{\alpha s} &= \frac{1}{C_{\alpha s}} \int I_{\alpha s} dt + V_{\alpha s0} \\ V_{\beta s} &= \frac{1}{C_{\beta s}} \int I_{\beta s} dt + V_{\beta s0} \end{aligned} \quad (2)$$

where $V_{\alpha s0} = V_{\alpha s}|_{t=0}$ and $V_{\beta s0} = V_{\beta s}|_{t=0}$, are the initial capacitor voltages.

Links stator windings flow are given by:

$$\begin{aligned} \lambda_{\alpha s} &= L_s I_{\alpha s} + L_m I_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta s} &= L_s I_{\beta s} + L_m I_{\beta r} \end{aligned} \quad (3)$$

and the links rotor windings flow are given by:

$$\begin{aligned} \lambda_{\alpha r} &= L_r I_{\alpha r} + L_m I_{\alpha s} + \lambda_{\alpha r0} \\ \lambda_{\beta r} &= L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s} + \lambda_{\beta r0} \end{aligned} \quad (4)$$

where $\lambda_{\alpha r0}$ and $\lambda_{\beta r0}$ are the links residual flow in $(\alpha-\beta)$ sub-space and are considered as a constant. L_s and L_r are the inductances of the stator and rotor windings, respectively, and are given by:

$$\begin{aligned} L_s &= L_{ls} + L_m \\ L_r &= L_{lr} + L_m \end{aligned} \quad (5)$$

The electrical speed of the rotor and the flow links produce a rotational voltage, so, this is equivalent to:

$$\begin{aligned} \omega_r \lambda_{\alpha r} &= \omega_r (L_r I_{\alpha r} + L_m I_{\alpha s} + \lambda_{\alpha r0}) \\ \omega_r \lambda_{\alpha r} &= \omega_r (L_r I_{\alpha r} + L_m I_{\alpha s} + K_{\beta r}) \\ \omega_r \lambda_{\beta r} &= \omega_r (L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s} + \lambda_{\beta r0}) \\ \omega_r \lambda_{\beta r} &= \omega_r (L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s} + K_{\alpha r}) \end{aligned} \quad (6)$$

where $K_{\alpha r}$ and $K_{\beta r}$ are induced initial voltages caused by the residual magnetic flux in the $(\alpha-\beta)$ sub-space and are constant values.

By replacing (3) and (6) in (1), it is obtained the equations which describe the dual three-phase SEIG in the stationary reference frame. Thus we have:

$$\begin{aligned} V_{\alpha s} + R_s I_{\alpha s} + L_s p I_{\alpha s} + L_m p I_{\alpha r} &= 0 \\ V_{\beta s} + R_s I_{\beta s} + L_s p I_{\beta s} + L_m p I_{\beta r} &= 0 \\ -K_{\alpha r} - \omega_r L_m I_{\beta s} + R_r I_{\alpha r} - \omega_r L_r I_{\beta r} \\ + L_m p I_{\alpha s} + L_r p I_{\alpha r} &= 0 \\ K_{\beta r} + \omega_r L_m I_{\alpha s} + R_r I_{\beta r} + \omega_r L_r I_{\alpha r} \\ + L_m p I_{\beta s} + L_r p I_{\beta r} &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

Eq. (7) can be written with a matrix form:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r L_m & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ -K_{\alpha r} \\ K_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (8)$$

From (8), clearing the derivatives of currents we obtain the simulation model for the dual three-phase SEIG. In this way we get:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{I}_{\alpha s} \\ \dot{I}_{\beta s} \\ \dot{I}_{\alpha r} \\ \dot{I}_{\beta r} \end{bmatrix} &= \frac{1}{LL} \begin{bmatrix} L_s & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_{c\alpha s} \\ -V_{c\beta s} \\ K_{\alpha r} \\ -K_{\beta r} \end{bmatrix} \right\} \\
- \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r L_m & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} &+ \begin{bmatrix} -V_{c\alpha s} \\ -V_{c\beta s} \\ K_{\alpha r} \\ -K_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (9)
\end{aligned}$$

where:

$$LL = L_s L_r - L_m^2 \quad (10)$$

For an inductive load (RL) the components of differential load voltage equations can be written as:

$$\begin{aligned}
\frac{dV_{\alpha L}}{dt} &= \frac{1}{C_{\alpha s}} I_{\alpha C_{\alpha s}} \\
\frac{dV_{\beta L}}{dt} &= \frac{1}{C_{\beta s}} I_{\beta C_{\beta s}} \quad (11)
\end{aligned}$$

where $I_{\alpha C_{\alpha s}} = I_{\alpha s} - I_{\alpha L}$ and $I_{\beta C_{\beta s}} = I_{\beta s} - I_{\beta L}$. The components of differential load current equations can be written as:

$$\begin{aligned}
\frac{dI_{\alpha L}}{dt} &= \frac{1}{L_L} (V_{\alpha L} - R_L I_{\alpha L}) \\
\frac{dI_{\beta L}}{dt} &= \frac{1}{L_L} (V_{\beta L} - R_L I_{\beta L}) \quad (12)
\end{aligned}$$

The mechanical part of the electrical drive is given by the following equations:

$$T_g = 3P (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (13)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = P (T_i - T_g) \quad (14)$$

where T_i denotes the input torque, T_g is the generated torque, J the inertia coefficient, P the number of pairs of poles, $\psi_{\alpha s}$ and $\psi_{\beta s}$ the stator flux and B the friction coefficient.

The equations in (x-y) sub-space do not link to the rotor side and consequently do not contribute to the air-gap flux, nonetheless, they are an important source of energy losses. These equations can be written as:

$$\begin{bmatrix} V_{cx s} \\ V_{cy s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 \\ 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{cx s} \\ I_{cy s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cx s} \\ I_{cy s} \end{bmatrix} \quad (15)$$

As mentioned before, (9)-(15) represent the simulation model for the dual three-phase SEIG.

TABLE I
PARAMETERS OF THE DUAL THREE-PHASE SEIG

PARAMETER	SYMBOL	VALUE	UNIT
Stator resistance	R_s	0.62	Ω
Rotor resistance	R_r	0.63	Ω
Stator inductance	L_s	206.2	mH
Rotor inductance	L_r	203.3	mH
Magnetizing inductance	M	199.8	mH
System inertia	J	0.27	kg.m ²
Pairs of poles	P	3	—
Friction coefficient	B	0.012	kg.m ² /s
Nominal frequency	f_a	50	Hz
Electrical power	P_w	15	kW

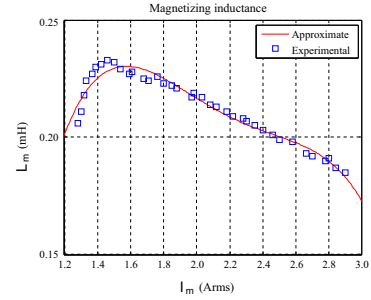


Fig. 2. Magnetizing inductance curve related to the magnetizing current.

III. MAGNETIZING INDUCTANCE AND SELF-EXCITATION PROCESS ANALYSIS

The variation of the magnetizing inductance is the main factor in the dynamics of the voltage build up and stabilization in dual three-phase SEIGs. The relationship between the magnetizing inductance L_m and magnetizing current I_m is obtained experimentally from open-circuit test at synchronous speed with the induction motor parameters listed in Table I.

The magnetizing inductance curve as function of the magnetizing current is given in Fig. 2 and it is a nonlinear function, which can be represented by a four order polynomial curve fit, obtained through the MATLAB/Simulink software:

$$L_m = -0.0667I_m^4 + 0.5901I_m^3 - 1.93I_m^2 + 2.7304I_m - 1.1774 \quad (16)$$

where the measured magnetizing current is:

$$I_m = \frac{\sqrt{I_{m\alpha}^2 + I_{m\beta}^2}}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

where $I_{m\alpha} = I_{\alpha s} + I_{\alpha r}$ and $I_{m\beta} = I_{\beta s} + I_{\beta r}$

The dual three-phase SEIG requires a minimal value for the mechanical rotor speed and the capacitance connected to the

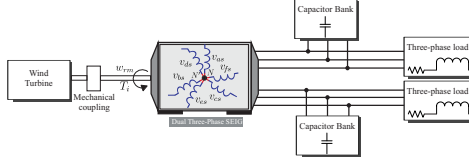


Fig. 3. Block diagram of the dual three-phase SEIG.

stator terminals of the machine. An effective way to obtain it for the self-exciting process is through the next equation:

$$C_{min} = \frac{1}{P^2 \omega_{rm}^2 M} \approx 51 \mu F \quad (18)$$

where ω_{rm} is the mechanical rotor speed in rad/s, P is the number of pairs of poles and M is the magnetizing inductance to an average voltage in mH.

IV. SIMULATION RESULTS

MATLAB/Simulink simulation environment has been designed for the dual three-phase SEIG. Simulation tests have been performed to show the behavior of the mathematical model of the SEIG. Numerical integration using first order Eulers method algorithm with an integration time of $1 \mu s$ has been applied to compute the build up process in the time domain. A block diagram of the mathematical model of the dual three-phase SEIG is provided in Fig. 3.

Fig. 4 and 5 show the induced voltage and the load current for a dual three-phase RL load. It is considered a capacitor bank of $67 \mu F$, a constant mechanical rotor speed of $\omega_{rm} = 1000$ rpm and a load of $R = 19.45 \Omega$, $L = 356.1$ mH.

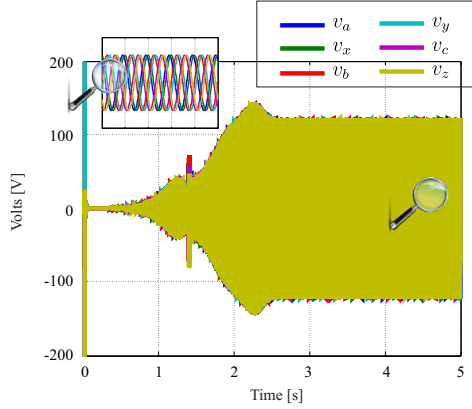


Fig. 4. Output voltage of the dual three-phase SEIG.

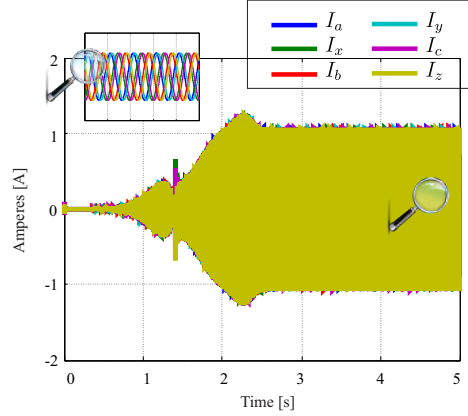


Fig. 5. Load current generated by the dual three-phase SEIG.

The build up process of the generated voltage is successful, as the amount of reactive power produced from the excitation capacitor is sufficient to the dual three-phase SEIG excitation process. In both figures, it can be seen the phase shift, being equivalent to 120° between phases of the same three-phase system and 30° between the two three-phase systems.

It is demonstrated in Fig. 6 the negative effect of using a capacitor bank of capacitance lower than the minimal calculated on (18), the amount of the reactive power produced from the excitation capacitor bank is insufficient to the excitation process. For this case, it was used a constant mechanical rotor speed of 1000 rpm. It could be obtained a successful excitation process by increasing the mechanical rotor speed to compensate the decreasing of the capacitance.

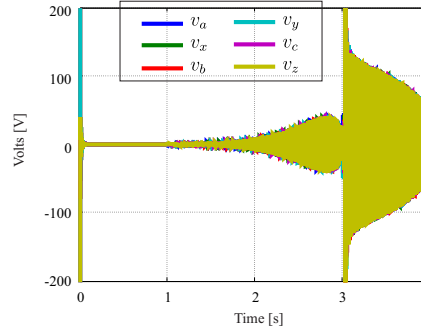


Fig. 6. Output voltage waveform of the dual three-phase SEIG when the capacitor bank value is $40 \mu F$.

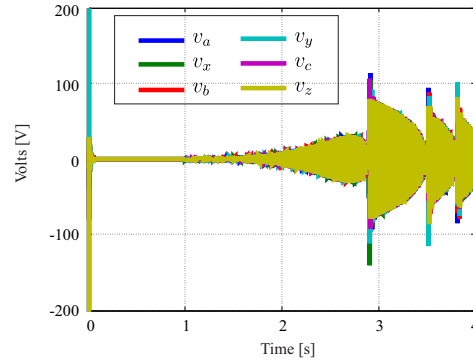


Fig. 7. Output voltage waveform of the dual three-phase SEIG when the rotor mechanical speed value is 772.5 rpm.

Fig. 7 shows the output of the dual three-phase SEIG by using a lower mechanical rotor speed, obtaining an unsuccessful build up process. This is because the mean value of the mechanical rotor speed is insufficient to excite the dual three-phase SEIG, it was used a excitation capacitance of $67\mu F$. Just as the last test, it could be obtained a successful excitation process, this time, by increasing the capacitance in order to support the reducing of the mechanical rotor speed.

V. CONCLUSION

In this paper, the model of the dual three-phase self-excited induction generator in the fundamental (α - β) sub-space is presented. Since the output voltage and frequency depend on several variables such as: the mechanical rotor speed, the excitation capacitor and the connected load, it is important to perform the steady-state analysis in order to observe its behavior under different conditions. Therefore, a study and analysis of the dual three-phase SEIG performance is also shown in this paper. The study demonstrates how the excitation capacitance and the mechanical rotor speed can affect the steady state performance of the dual three-phase SEIG under resistive and inductive loads. The results have shown that the capacitance of the excitation capacitor must be precisely calculated in order to obtain a successful build up process of the dual three-phase SEIG. Furthermore, it was analyzed that the dual three-phase SEIG has a critical excitation capacitor value at constant mechanical rotor speed. The output voltage magnitude depends of the variation of the mechanical rotor speed, where decreasing the rotor speed will lead to decrease the output voltage. This demonstrates the voltage regulation problem of the dual three-phase SEIG when it is used for wind application (rotor speed varying with wind speed varying). The output build up voltage process also follows the variation of the magnetizing inductance. The relationship between the magnetizing inductance and the magnetizing current needs to

be obtained experimentally to obtain a very precise model of the dual three-phase SEIG.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the economical support provided by means of a CONACYT grant project 14-INV-101.

REFERENCES

- [1] 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.
- [2] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 433–448, 2016.
- [3] M. J. Duran and F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines part: II," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.
- [4] T. M. Masaud and P. Sen, "Modeling and analysis of self-excited induction generator for wind energy conversion," in *Proc. ISGT*. IEEE, 2015, pp. 1–5.
- [5] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, D. Gregor, and D. Franco, "Multi-modular matrix converter topology applied to the six-phase wind energy generator," in *Proc. UPEC*. IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [6] L. Kalamen, P. Rafajdus, P. Sekerak, and V. Hrabovcova, "A novel method of magnetizing inductance investigation of self-excited induction generators," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 4, pp. 1657–1660, 2012.
- [7] R. Gunawan, F. Yusivar, and B. Yan, "The magnetizing characteristic in the air gap of the SEIG using Runge Kutta method and correction factor," *Journal of Theoretical & Applied Information Technology*, vol. 72, no. 3, 2015.
- [8] J. Dalei and K. B. Mohanty, "A novel method to determine minimum capacitance of the self-excited induction generator," in *Students Technology Symposium (TechSym)*, 2014 IEEE. IEEE, 2014, pp. 408–413.
- [9] 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," 2016.
- [10] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [11] H. S. Che and W. P. Hew, "Dual three-phase operation of single neutral symmetrical six-phase machine for improved performance," in *Proc. IECON*, 2015, pp. 001 176–001 181.

Modeling and Analysis of Dual Three-Phase Self-Excited Induction Generator for Wind Energy Conversion Systems

Magno Ayala¹, Osvaldo Gonzalez¹, Jorge Rodas¹, Raul Gregor¹, Jesus Doval-Gandoy² and Marco Rivera³

¹Laboratory of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

E-mail: {mayala, ogonzalez, jrodas & rgregor}@ing.una.py

²Applied Power Electronics Technology Research Group, Universidad de Vigo, Spain. E-mail: jdoval@uvigo.es

³Department of Electrical Engineering, Universidad de Talca, Chile. E-mail: marcoriv@utalca.cl

Abstract—Multiphase self-excited induction generators have recently become more interesting due to its advantages compared to its equivalent three-phase generator such as post-fault operations and lower torque ripple. However, as an induction generator, it has some disadvantages regarding poor voltage and frequency regulation under varying load and speed regimes. A steady state analysis is fundamental to comprehend the machine's behavior. For a more precise modeling, it is considered a non-linear variation of the magnetizing inductance. This paper presents a detailed mathematical model and analysis of the dual three-phase self-excited induction generator for wind energy conversion systems connected to different loads. Simulation results are provided to show the behavior of the machine and its build up voltage through different conditions.

Index Terms—Magnetizing inductance, minimum capacitance, multiphase machines, renewable energy, self-excited induction generator.

NOMENCLATURE

DTP	Dual three-phase.
SEIG	Self-excited induction generators.
VSC	Voltage source converters.
WECS	Wind energy conversion systems.

I. INTRODUCTION

Renewable energy systems using small-hydro and wind power are active areas of research. Three-phase induction generators are mainly employed in such systems because of their reliability, low cost, simple construction, ruggedness and low maintenance [1]. However, it is inconvenient to apply for high power generation as it fails to operate with fault on one or more phases on stator. It also produces a notorious torque ripple with high amplitude and low frequency and a high mechanical vibration [1], [2]. Thus, the interest in multiphase machines has risen due to intrinsic features such as lower torque ripple, power splitting or better fault tolerance than three-phase machines. Current research works and developments support the prospect of future more widespread applications of multiphase machines [2]. In industrial applications, any multiphase machine would be operated under variable-speed conditions, meaning that a multiphase power electronic converter is required [3]. At the same time, multiphase generation systems appear in renewable applications in recent times,

particularly in stand-alone and grid-connected WECS [4]. Among the most common generations systems, WECS are increasingly becoming more cost competitive comparing to all the environmentally safe and clean renewable energy sources. Fixed speed WECS have gained much popularity among the manufacturers and developers in this field mainly due to the fact that fixed speed wind turbines uses a squirrel cage induction generator [5]. The design of larger wind turbines and reliability requirements match the features of multiphase machines due to their capability to split power and provide fault tolerance. The most investigated option has been the use of DTP SEIG connected by two-level VSCs [6]. SEIGs are a good option for WECS especially in remote areas, because they do not need any external source of power supply to produce the required excitation magnetic field. Permanent magnet generators may also be used for wind energy applications, however, the generated voltage increases linearly with the wind turbine speed. SEIG can cope with a small increase in speed from their rated value because, due to saturation, the increasing rate of the generated voltage is not linear with the mechanical speed [7]. Understanding the voltage terminal build up process of SEIG and its performance under steady state and dynamic condition, it becomes a fundamental step toward the development of more efficient and competitive SEIG technology [5], [7]. For a SEIG, the external elements that can modify the voltage profile are the mechanical speed, the terminal capacitance and the connected load impedance [8], [9]. In this work, the SEIG is analyzed with several types of loads (no load, a resistive load and a RL load).

This paper presents a mathematical model and analysis of a DTP SEIG for WECS. The voltage build up process and the behavior through different loads is analyzed by using the MATLAB/Simulink program. The modeling is tested under different conditions.

This work is organized as follows: Section II analyzes the mathematical model of the DTP SEIG. Section III details the magnetizing inductance behavior and the self-excitation process. Simulation results are provided in Section IV, showing the output voltage under different conditions. The conclusions are finally summarized in the last section.

II. SELF EXCITED INDUCTION GENERATOR MODEL

The mathematical model of the DTP SEIG is very similar to the DTP induction motor. However, the DTP SEIG has a capacitor bank connected to its terminals, which has to be considered in this model. Besides, in this case, the rotor speed, provided by the turbine, is considered as an input, unlike the motor case [10], [11].

In order to analyze the mathematical model of the DTP SEIG, first it is necessary to convert the six-phase ($a-b-c-d-e-f$) to a $(\alpha-\beta)-(x-y)-(z_1-z_2)$ model using Clark's transformation proposed in [12].

In this section, it is presented the mathematical model in the $(\alpha-\beta)-(x-y)$ stationary frame to study both transient and steady state behaviors during the voltage build up process, the modeling of excitation system with a RL load. The equivalent electric circuit of a DTP SEIG is shown in Fig 1.

From Fig 1, we have $C_{\alpha s}$, $C_{\beta s}$ and C_{xys} , $C_{z_1 z_2 s}$ which are capacitances from the $(\alpha-\beta)$, $(x-y)$ and (z_1-z_2) sub-space respectively. R_s and R_r are resistances from the stator and rotor. L_{ls} and L_{lr} are dispersion inductances from the stator and rotor. L_m is the magnetizing inductance, ω_r is the electrical speed of the motor. $\lambda_{\alpha r}$ and $\lambda_{\beta r}$ are rotor flux linkages from $(\alpha-\beta)$ sub-space. $I_{\alpha s}$ and $I_{\alpha r}$ are stator and rotor currents from α sub-space. $I_{\beta s}$ and $I_{\beta r}$ are stator and rotor currents from β sub-space. $I_{m\alpha}$ and $I_{m\beta}$ are magnetizing currents from $(\alpha-\beta)$ sub-space. I_{xys} and $I_{z_1 z_2 s}$ are stator currents from $(x-y)$ and (z_1-z_2) sub-spaces.

For two isolated neutrals configuration, both (z_1-z_2) currents cannot flow, so the components of the (z_1-z_2) sub-space can be ignored [13].

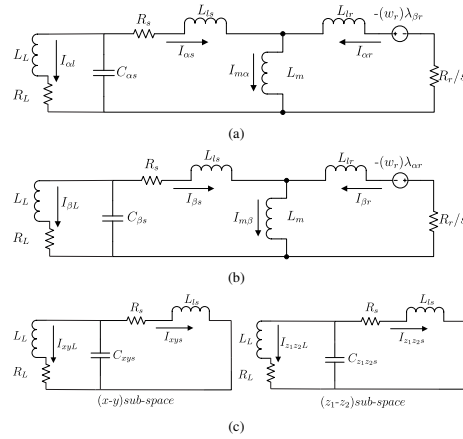


Fig. 1. Equivalent circuit of the DTP SEIG in: (a) α sub-space; (b) β sub-space; (c) $(x-y)$ and (z_1-z_2) sub-space.

The equations, which describe the circuits representing the DTP SEIG, are based on the equilibrium equation of voltage:

$$\begin{aligned} V_{\alpha s} + R_s I_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \lambda_{\alpha s} &= 0 \\ R_r I_{\alpha r} - \omega_r \lambda_{\beta r} + \frac{d}{dt} \lambda_{\alpha r} &= 0 \\ V_{\beta s} + R_s I_{\beta s} + \frac{d}{dt} \lambda_{\beta s} &= 0 \\ R_r I_{\beta r} + \omega_r \lambda_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \lambda_{\beta r} &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

where $\frac{d}{dt}$ is the differential operator and $V_{\alpha s}$ and $V_{\beta s}$ are the capacitor voltages, which are:

$$\begin{aligned} V_{\alpha s} &= \frac{1}{C_{\alpha s}} \int I_{\alpha s} dt + V_{\alpha s0} \\ V_{\beta s} &= \frac{1}{C_{\beta s}} \int I_{\beta s} dt + V_{\beta s0} \end{aligned} \quad (2)$$

where $V_{\alpha s0} = V_{\alpha s}|_{t=0}$ and $V_{\beta s0} = V_{\beta s}|_{t=0}$ are the initial capacitor voltages. Stator windings flow links are related to the stator and rotor currents by:

$$\begin{aligned} \lambda_{\alpha s} &= L_s I_{\alpha s} + L_m I_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta s} &= L_s I_{\beta s} + L_m I_{\beta r} \end{aligned} \quad (3)$$

and the rotor windings flow links are given by:

$$\begin{aligned} \lambda_{\alpha r} &= L_r I_{\alpha r} + L_m I_{\alpha s} + \lambda_{\alpha r0} \\ \lambda_{\beta r} &= L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s} + \lambda_{\beta r0} \end{aligned} \quad (4)$$

where $\lambda_{\alpha r0}$ and $\lambda_{\beta r0}$ are the links residual flow in $(\alpha-\beta)$ sub-space. L_s and L_r are the inductances of the stator and rotor windings, respectively, and are given by:

$$\begin{aligned} L_s &= L_{ls} + L_m \\ L_r &= L_{lr} + L_m \end{aligned} \quad (5)$$

ω_r , $\lambda_{\alpha r}$ and $\lambda_{\beta r}$ produce a rotational voltage, so, this is equivalent to these equations:

$$\begin{aligned} \omega_r \lambda_{\alpha r} &= \omega_r (L_r I_{\alpha r} + L_m I_{\alpha s} + \lambda_{\alpha r0}) \\ \omega_r \lambda_{\alpha r} &= \omega_r (L_r I_{\alpha r} + L_m I_{\alpha s}) + K_{\beta r} \\ \omega_r \lambda_{\beta r} &= \omega_r (L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s} + \lambda_{\beta r0}) \\ \omega_r \lambda_{\beta r} &= \omega_r (L_r I_{\beta r} + L_m I_{\beta s}) + K_{\alpha r} \end{aligned} \quad (6)$$

where $K_{\alpha r} = \omega_r \lambda_{\alpha r0}$ and $K_{\beta r} = \omega_r \lambda_{\beta r0}$ are induced initial voltages caused by the residual magnetic flux in the $(\alpha-\beta)$ sub-space.

By replacing (3) and (6) in (1), it is obtained the group of equations which describe the DTP SEIG in the stationary reference frame. Thus we have:

$$\begin{aligned}
V_{\alpha s} + R_s I_{\alpha s} + L_s \frac{d}{dt} I_{\alpha s} + L_m \frac{d}{dt} I_{\alpha r} &= 0 \\
V_{\beta s} + R_s I_{\beta s} + L_s \frac{d}{dt} I_{\beta s} + L_m \frac{d}{dt} I_{\beta r} &= 0 \\
-K_{\alpha r} - \omega_r L_m I_{\beta s} + R_r I_{\alpha r} - \omega_r L_r I_{\beta r} \\
+ L_m \frac{d}{dt} I_{\alpha s} + L_r \frac{d}{dt} I_{\alpha r} &= 0 \\
K_{\beta r} + \omega_r L_m I_{\alpha s} + R_r I_{\beta r} + \omega_r L_r I_{\alpha r} \\
+ L_m \frac{d}{dt} I_{\beta s} + L_r \frac{d}{dt} I_{\beta r} &= 0
\end{aligned} \quad (7)$$

Eq. (7) can be written with a matrix form:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r L_m & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{\alpha s} \\ \dot{I}_{\beta s} \\ \dot{I}_{\alpha r} \\ \dot{I}_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ -K_{\alpha r} \\ K_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (8)$$

From (8), clearing the derivatives of currents we obtain the simulation model for the DTP SEIG. In this way we get:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{\alpha s} \\ \dot{I}_{\beta s} \\ \dot{I}_{\alpha r} \\ \dot{I}_{\beta r} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{aux}} \begin{bmatrix} L_s & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r L_m & R_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & 0 & \omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_{\alpha s} \\ -V_{\beta s} \\ K_{\alpha r} \\ -K_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (9)$$

where:

$$L_{aux} = L_s L_r - L_m^2 \quad (10)$$

which is obtained by clearing from Eq. (8).

For a resistive-inductive load (RL) the components of differential load voltage equations can be written as:

$$\begin{aligned}
\frac{dV_{\alpha L}}{dt} &= \frac{1}{C_{\alpha s}} I_{\alpha C_{\alpha s}} \\
\frac{dV_{\beta L}}{dt} &= \frac{1}{C_{\beta s}} I_{\beta C_{\beta s}}
\end{aligned} \quad (11)$$

where $I_{\alpha C_{\alpha s}} = I_{\alpha s} - I_{\alpha L}$ and $I_{\beta C_{\beta s}} = I_{\beta s} - I_{\beta L}$.

The components of differential load current equations can be written as:

$$\begin{aligned}
\frac{dI_{\alpha L}}{dt} &= \frac{1}{L_L} (V_{\alpha L} - R_L I_{\alpha L}) \\
\frac{dI_{\beta L}}{dt} &= \frac{1}{L_L} (V_{\beta L} - R_L I_{\beta L})
\end{aligned} \quad (12)$$

The mechanical part of the electrical drive is given by the following equations:

$$T_g = 3P (\lambda_{\alpha s} I_{\beta s} - \lambda_{\beta s} I_{\alpha s}) \quad (13)$$

$$J \frac{d}{dt} \omega_r + B \omega_r = P (T_i - T_g) \quad (14)$$

where T_i denotes the input torque, T_g is the generated torque, J the inertia coefficient, P the number of pairs of poles and B the friction coefficient.

The equations in $(x-y)$ sub-space do not link to the rotor side and consequently do not contribute to the air-gap flux, nonetheless, they are an important source of energy losses. These equations can be written as:

$$\begin{bmatrix} V_{cx s} \\ V_{cy s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 \\ 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{cx s} \\ I_{cy s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cx s} \\ I_{cy s} \end{bmatrix} \quad (15)$$

As mentioned before, (9)-(15) represent the simulation model for the DTP SEIG.

III. MAGNETIZING INDUCTANCE AND SELF-EXCITATION PROCESS ANALYSIS

The variation of the magnetizing inductance is the main factor in the dynamics of the voltage build up and stabilization in DTP SEIGs. The relationship between the magnetizing inductance L_m and magnetizing current I_m is obtained experimentally from open-circuit test at synchronous speed with the DTP SEIG parameters listed in Table I.

The magnetizing inductance curve as function of the magnetizing current is given in Fig. 2 and it is a nonlinear function, which can be represented by a four order polynomial curve fit, obtained through the MATLAB/Simulink software. The experimental setup details can be found in [10].

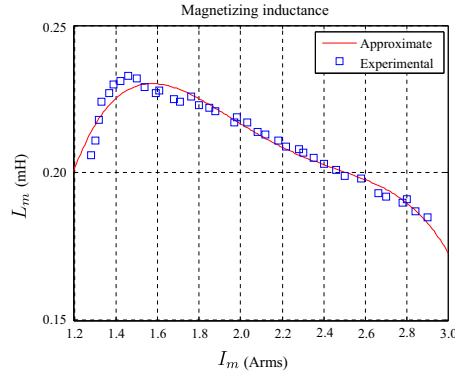


Fig. 2. Magnetizing inductance curve related to the magnetizing current.

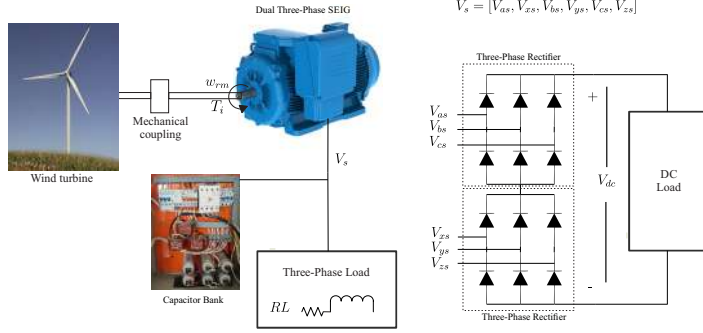


Fig. 3. Block diagram of a DTP SEIG for WECS.

$$L_m = -0.0667I_m^4 + 0.5901I_m^3 - 1.93I_m^2 + 2.7304I_m - 1.1774 \quad (16)$$

where the measured magnetizing current is:

$$I_m = \frac{\sqrt{I_{m\alpha}^2 + I_{m\beta}^2}}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

where $I_{m\alpha} = I_{\alpha s} + I_{\alpha r}$ and $I_{m\beta} = I_{\beta s} + I_{\beta r}$

The DTP SEIG requires a minimal value for the mechanical rotor speed and the capacitance connected to the stator terminals of the DTP SEIG. An effective way to obtain it for the self-exciting process is through the next equation:

$$C_{min} = \frac{1}{P^2 \omega_{rm}^2 M} \approx 51 \mu F \quad (18)$$

where ω_{rm} is the mechanical rotor speed in rad/s and M is the magnetizing inductance to an average voltage in mH.

TABLE I
PARAMETERS OF THE DTP SEIG

PARAMETER	SYMBOL	VALUE	UNIT
Stator resistance	R_s	0.62	Ω
Rotor resistance	R_r	0.63	Ω
Stator leakage inductance	L_{ls}	6.4	mH
Stator inductance	L_s	206.2	mH
Rotor leakage inductance	L_{lr}	3.5	mH
Rotor inductance	L_r	203.3	mH
Magnetizing inductance (average)	M	199.8	mH
System inertia	J	0.27	kg.m ²
Pairs of poles	P	3	—
Friction coefficient	B	0.012	kg.m ² /s
Nominal frequency	f_a	50	Hz
Electrical power	P_w	15	kW

IV. SIMULATION RESULTS

MATLAB/Simulink simulation environment has been designed for the DTP SEIG. Simulation tests have been performed to show the behavior of the mathematical model of the DTP SEIG. Numerical integration using the Euler's discretization method algorithm with an integration time of $1 \mu s$ has been applied to compute the build up process in the time domain. A block diagram of a DTP SEIG for WECS is provided in Fig. 3.

Fig. 4 shows the induced voltage from the DTP SEIG with no load. It is considered a capacitor bank of $67 \mu F$ and a constant mechanical rotor speed of $\omega_{rm} = 1000$ rpm.

The build up process of the generated voltage is successful, as the amount of reactive power produced from the excitation capacitor is sufficient for the DTP SEIG excitation process to become stable.

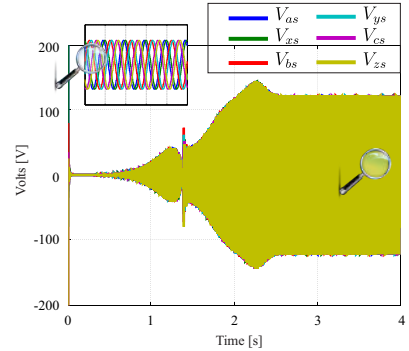


Fig. 4. Output voltage of the DTP SEIG with no load.

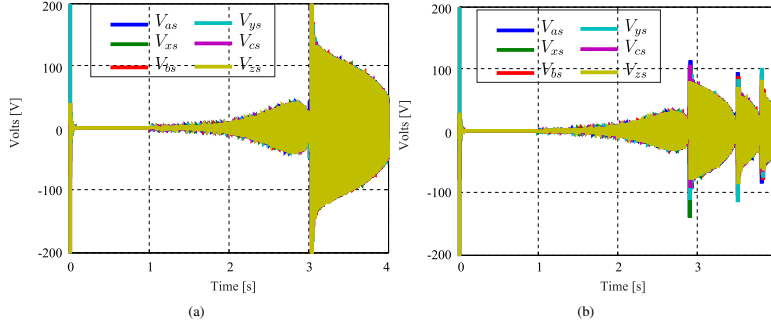


Fig. 5. Output voltage of the DTP SEIG with no load when the self-excitation has failed, (a) $C_{\alpha s} = C_{\beta s} = 40 \mu F$; (b) $\omega_r = 772.5$ rpm.

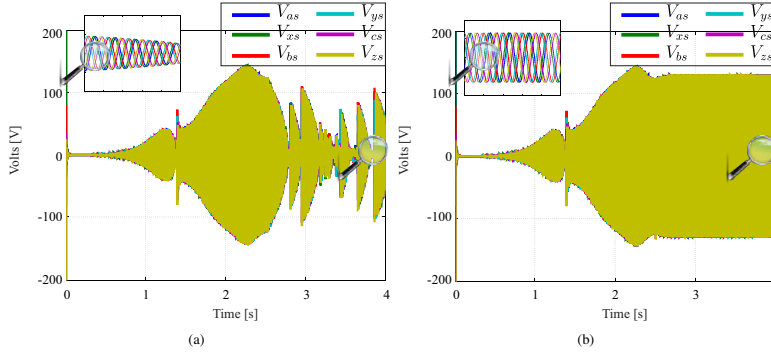


Fig. 6. Output voltage of the DTP SEIG with load, (a) $R_L = 10 \Omega$; (b) $R_L = 50 \Omega$.

It is demonstrated in Fig. 5(a) the negative effect of using a capacitor bank of capacitance lower than the minimal calculated on (18), the amount of the reactive power produced from the excitation capacitor bank is insufficient to the excitation process. For this case, it was used a constant mechanical rotor speed of 1000 rpm with no load. It can be obtained a successful excitation process by increasing the mechanical rotor speed to compensate the decreasing of the capacitance. Fig. 5(b) shows the output of the DTP SEIG by using a lower mechanical rotor speed, obtaining an unsuccessful build up process. This is because the mean value of the mechanical rotor speed is insufficient to excite the DTP SEIG, as the output voltage will not stabilize, for this test, it was used a excitation capacitance of $67 \mu F$ with no load. Just as the last test, it could be obtained a successful excitation process, this time, by increasing the capacitance in order to compensate the reduced mechanical rotor speed. In Fig. 6(a) it can be observed that the R load, connected at $t = 2.5$ s, did not allowed the self-excitation process to become successful. This is caused

by the current generated through the load, the amount needed for the DTP SEIG is more than it can produce. However, in Fig. 6(b), the R load connected to the dual-three phase SEIG requires lower current, so the self-excitation process is successful. Fig. 7(a) shows a build up process of the generated voltage through a RL load, connected at $t = 2.5$ s, particularly for $R_L = 6.7 \Omega$ and $L_L = 654.4$ mH. It can be seen that the self-excitation process is successful. As for Fig. 7(b), the test consisted in reducing the mechanical rotor speed to 90 % of its nominal value at $t = 3$ seconds, and it can be concluded that the self-excitation process for this particular RL load is insufficient. Then ω_r is augmented to its nominal value 100π rad/s at $t = 5.5$ s, and the self-excitation process is stabilized.

Through a power converter it is possible to connect to DC loads, or through a voltage source inverter for AC multiphase loads of different number of phases, such as five-phase motors, as shown in [14]–[16] or through a matrix converter to different AC loads in [17].

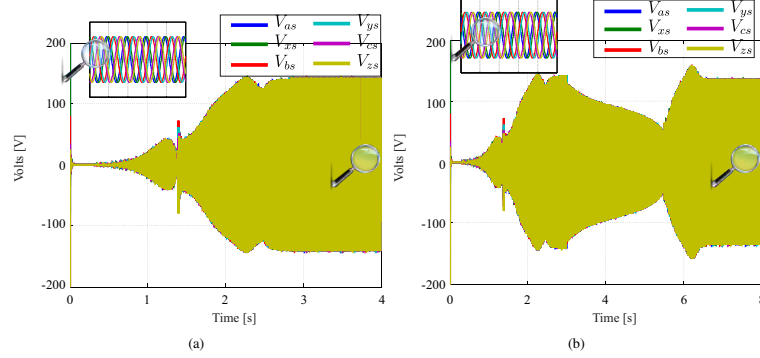


Fig. 7. Output voltage of the DTP SEIG with RL load, (a) ω_r constant; (b) ω_r variable.

V. CONCLUSION

In this paper, the model of the DTP SEIG in the $(\alpha-\beta)$ - $(x-y)$ sub-spaces is presented. Since the output voltage and frequency depend on several variables such as: the mechanical rotor speed, the excitation capacitor and the connected load, it is important to perform the steady-state analysis in order to observe its behavior under different conditions. The results have shown that the capacitance of the excitation capacitor must be precisely calculated in order to obtain a successful build up process of the DTP SEIG. The output voltage magnitude depends of the variation of the mechanical rotor speed, where decreasing the rotor speed will lead to decrease the output voltage. This demonstrates the voltage regulation problem of the DTP SEIG when it is used for wind application (rotor speed varying with wind speed varying). The output build up voltage process also follows the variation of the magnetizing inductance. The relationship between the magnetizing inductance and the magnetizing current needs to be obtained experimentally to obtain a very precise model of the DTP SEIG. At last, the load current is another factor which could affect the self-excitation process, so it is important to know the load limits the DTP SEIG can operate to guarantee a successful self-excitation process.

ACKNOWLEDGMENT

Financial support came from CONACYT (Paraguayan Government) 14-INV-101 and PVCT 16-90, and FONDECYT (Chilean Government) into Research Regular 1160690.

REFERENCES

- [1] C. Kalaivani and K. Rajambal, "Modeling and analysis of multiphase induction generator," in *Proc. ICCPCT*, IEEE, 2016, pp. 1–6.
- [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] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 433–448, 2016.
- [4] 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.
- [5] T. M. Masaud and P. Sen, "Modeling and analysis of self-excited induction generator for wind energy conversion," in *Proc. ISGT*, IEEE, 2015, pp. 1–5.
- [6] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, D. Gregor, and D. Franco, "Multi-modular matrix converter topology applied to the six-phase wind energy generator," in *Proc. UPEC*, IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [7] L. Kalamen, P. Rafajdus, P. Sekerak, and V. Hrabovcova, "A novel method of magnetizing inductance investigation of self-excited induction generators," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 48, no. 4, pp. 1657–1660, 2012.
- [8] R. Gunawan, F. Yusivar, and B. Yan, "The magnetizing characteristic in the air gap of the SEIG using Runge Kutta method and correction factor," *Theoretical & Applied Information Tech.*, vol. 72, no. 3, 2015.
- [9] J. Dalei and K. B. Mohanty, "A novel method to determine minimum capacitance of the self-excited induction generator," in *Proc. TechSym*, IEEE, 2014, pp. 408–413.
- [10] R. Gregor, G. Valenzano, J. Rodas, J. Rodríguez-Piñeiro, and D. Gregor, "Design and implementation of an FPGA-based real-time simulator for a dual three-phase induction motor drive," *Journal of Power Electron.*, vol. 16, no. 2, pp. 553–563, 2016.
- [11] 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.
- [12] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [13] H. S. Che and W. P. Hew, "Dual three-phase operation of single neutral symmetrical six-phase machine for improved performance," in *Proc. IECON*, 2015, pp. 001 176–001 181.
- [14] O. Gonzalez, J. Rodas, M. Ayala, R. Gregor, M. Rivera, M. 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*, Siem Reap, Cambodia, 2017.
- [15] J. Rodas, H. Guzmán, R. Gregor, and F. Barrero, "Model predictive current controller using Kalman filter for fault-tolerant five-phase wind energy conversion systems," in *Proc. PEDG*, IEEE, 2016, pp. 1–6.
- [16] 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.
- [17] 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 *Proc. ANDESCON*, IEEE, 2016, pp. 1–4.

REFERENCIAS

1. C. Kalaivani and K. Rajambal, "Modeling and analysis of multiphase induction generator," in *Proc. ICCPCT*. IEEE, 2016, pp. 1–6.
2. 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.
3. 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.
4. R. Gregor, J. Rodas, D. Gregor, and F. Barrero, *Reduced-order observer analysis in MBPC techniques applied to the six-phase induction motor drives*. INTECH Open Science, 2015.
5. H. S. Che and W. P. Hew, "Dual three-phase operation of single neutral symmetrical six-phase machine for improved performance," pp. 1176–1181, 2015.
6. H. S. Che et al., "Post fault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5406–5416, 2014.
7. H. S. Che et al., "Operation of a six-phase induction machine using series connected machine-side converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 595–605, 2014.
8. G. K. Singh, "A six-phase synchronous generator for stand-alone renewable energy generation: Experimental analysis," *Energy*, vol. 36, no. 3, pp. 1768–1755, 2011.

9. G. K. Singh, A. S. Kumar, and R. P. Saini, "Performance evaluation of series compensated self-excited six-phase induction generator for standalone renewable energy generation," *Energy*, vol. 35, no. 1, pp. 288–297, 2010.
10. E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 433–448, 2016.
11. 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, 2012, pp. 3653–3658.
12. A. Taheri and M. Mohammadbeigi, "Speed sensor-less estimation and predictive control of six-phase induction motor using extended kalman filter," in *Proc. PEDSTC*, 2014, pp. 13–18.
13. 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*, Toulouse, France, 2016.
14. J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 40.
15. 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 Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
16. M. Rivera, M. Perez, V. Yaramasu, B. Wu, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Modulated model predictive control (M2PC) with fixed switching frequency for an NPC converter," in *Proc. POWERENG*, 2015, pp. 623–628.
17. S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2017.
18. M. Vijayagopal, P. Zanchetta, L. Empringham, L. De Lillo, L. Tarisciotti, and P. Wheeler, "Modulated model predictive current control for direct matrix converter with fixed switching frequency," in *Proc. EPE*, 2015, pp. 1–10.
19. 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, Chile, 2016.
20. 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*, Miami, FL, US, 2017.
21. F. Wang, X. Mei, H. Dai, S. Yu, and P. He, "Sensorless finite control set predictive current control for an induction machine," in *Proc. ICIA*, 2015, pp. 3106–3111.

22. M. d. R. Correa, C. Jacobina, C. Da Silva, A. Lima, and E. Da Silva, "Six-phase ac drive system with reduced common-mode voltage," in *Proc. IEMDC*, vol. 3. IEEE, 2003, pp. 1852–1858.
23. J. Rodas et al., "Model predictive current controller using kalman filter for fault-tolerant five-phase wind energy conversion systems," pp. 1–6, 2016.
24. J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahall, 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.
25. O. Gonzalez et al., "Predictive current control with kalman filter observer for a five-phase induction machine operating at fixed switching frequency," 2017.
26. J. Riveros, "Aportaciones en el control de máquinas multifásicas," Ph.D. dissertation, Universidad de Sevilla, 2013.
27. D. White and H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*, 1968.
28. B. Wilamowski and J. Irwin, *Power Electronics and Motor Drives*, 2011.
29. J. Rodas, "Aplicación de estimadores on-line de variables rotóricas para la mejora de las prestaciones en variadores de velocidad multifásicos," Ph.D. dissertation, Universidad de Sevilla, 2016.
30. O. Lopez, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, and F. D. Freijedo, "Multilevel multiphase space vector pwm algorithm with switching state redundancy," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 792–804, 2009.
31. O. Lopez, E. Levi, F. Freijedo, and J. Doval-Gandoy, "Number of switching state vectors and space vectors in multilevel multiphase converters," *Electron. letters*, vol. 45, no. 10, pp. 524–525, 2009.
32. J. Alvarez, O. Lopez, F. D. Freijedo, and J. Doval-Gandoy, "Digital parameterizable vhdl module for multilevel multiphase space vector pwm," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 3946–3957, 2011.
33. J. I. Leon, O. Lopez, L. G. Franquelo, J. Doval-Gandoy, S. Vazquez, J. Alvarez, and F. D. Freijedo, "Multilevel multiphase feedforward space-vector modulation technique," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 2066–2075, 2010.
34. P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*. John Wiley & Sons, 2013, vol. 75.
35. J. D. Irwin, *Power electronics and motor drives*. CRC Press, 2011.
36. M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, G. Serra, and D. Casadei, "Sensorless multiphase induction motor drive based on a speed observer operating with third-order field harmonics," in *Proc. ECCE*. IEEE, 2011, pp. 68–74.
37. S. Bozhko, S. Peresada, S. Kovbasa, and M. Zhelinskiy, "Robust indirect field oriented control of induction generator," in *Proc. ESARS-ITEC*. IEEE, 2016, pp. 1–6.

38. H. Guzman, M. J. Duran, F. Barrero, L. Zarri, B. Bogado, I. G. Prieto, and M. R. Arahal, "Comparative study of predictive and resonant controllers in fault-tolerant five-phase induction motor drives," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 606–617, 2016.
39. C. Martin, M. Arahal, F. Barrero, and M. Duran, "Five-phase induction motor rotor current observer for finite control set model predictive control of stator current," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 4527–4538, 2016.
40. M. Moutchou, A. Abbou, and H. Mahmoudi, "Mras-based sensorless speed backstepping control for induction machine, using a flux sliding mode observer," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 23, no. 1, pp. 187–200, 2015.
41. A. Boulkroune, S. Issaoui, and H. Chekireb, "Adaptive neuro-fuzzy controller of induction machine drive with nonlinear friction," in *Nature-Inspired Computing for Control Systems*. Springer, 2016, pp. 169–192.
42. Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, R. Gregor, K. Bejelloun, 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*, Miami, FL, US, 2017.
43. 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. SPEEDAM*, Capri, Italy, 2016.
44. C. Martín, M. R. Arahal, F. Barrero, and M. J. Durán, "Multiphase rotor current observers for current predictive control: A five-phase case study," *Control Eng. Prac.*, vol. 49, pp. 101–111, 2016.
45. 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.
46. D. G. Luenberger, "Observing the state of a linear system," *IEEE trans. on Military Electron.*, vol. 8, no. 2, pp. 74–80, 1964.
47. D. Luenberger, "An introduction to observers," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 16, no. 6, pp. 596–602, 1971.
48. R. E. Kalman et al, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *Journal of basic Engineering*, vol. 82, no. 1, pp. 35–45, 1960.
49. S. Yin, H. Gao, and O. Kaynak, "Data-driven control and process monitoring for industrial applications—part I," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp. 6356–6359, 2014.
50. T. Moore and D. Stouch, "A generalized extended kalman filter implementation for the robot operating system," in *Intelligent Autonomous Systems 13*. Springer, 2016, pp. 335–348.
51. I. Gilitschenski, G. Kurz, S. J. Julier, and U. D. Hanebeck, "Unscented orientation estimation based on the bingham distribution," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 61, no. 1, pp. 172–177, 2016.

52. G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital control of dynamic systems*. Addison-wesley Menlo Park, 1998, vol. 3.
53. P. Karamanakos, T. Geyer, N. Oikonomou, F. D. Kieferndorf, and S. Manias, "Direct model predictive control: A review of strategies that achieve long prediction intervals for power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 1, pp. 32–43, 2014.
54. M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Munoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter," in *Proc. ICIT*, Seville, 2015, pp. 2224–2229.
55. S. Vazquez, A. Marquez, R. Aguilera, D. Quevedo, J. Leon, and L. G. Franquelo, "Predictive optimal switching sequence direct power control for grid-connected power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 4, pp. 2010–2020, 2015.
56. R. I. Gregor Recalde, "Aportaciones al control de corriente de máquinas de inducción de seis fases con doble devanado trifásico independiente y asimétrico," Ph.D. dissertation, Universidad de Sevilla, 2010.
57. C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, 1992.
58. F.-Z. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, 1994.
59. A. S. Morsy, A. Abdel-Khalik, S. Ahmed, and A. Massoud, "Sensorless field oriented control of five-phase induction machine under open-circuit phase faults," in *Proc. ECCE*, 2013, pp. 5112–5117.
60. L. Harnefors, S. Saarakkala, and M. Hinkkanen, "Speed control of electrical drives using classical control methods," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 2, pp. 889–898, Mar.-Apr., 2013.
61. L. Vargas, Y. del Valle, and J. Romo, *Conversión Electromecánica de la Energía*, 2003.
62. O. Martos, A. Shu, and V. Valhondo, *Generadores asíncronos*, 2012.
63. 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.
64. M. J. Duran, F. Barrero, S. Toral, M. Arahal, R. Gregor, and R. Marfil, "Multi-phase generators viability for offshore wind farms with hdivc transmission," 2008.
65. I. Gonzalez, *Estudio comparativo de estrategias de control post-falta en accionamientos eléctricos multifásicos*, 2015.
66. A. M. Hernández, *Análisis, Modelado y Simulación de la Operación de Sistemas de Generación Eoloeletrica Basados en Generadores de Inducción Tipo Jaula de Ardilla*, 2008.

67. M. G. Simoe and F. A. Farret, "Renewable energy systems, design and analysis with induction generators," *Ed. CRC Press*, 2003.
68. D. Seyoum, *The Dynamic Analysis and Control of a Self-Excited Induction Generator Driven by a Wind Turbine*, 2003.
69. A. Torres-Montalvo, *Control de Voltaje del Generador de Inducción Auto-excitado para Aplicaciones de Micro/Mini Generación de Energía Eléctrica*, 2006.
70. S. Toledo et al., "Predictive current control with reactive power minimization in six-phase wind energy generator using multi-modular direct matrix converter," 2016.
71. S. Brisset, D. Vazireanu, and P. Brochet, "Design and optimization of a nine-phase axial-flux pm synchronous generator with concentrated winding for direct-drive wind turbine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 3, pp. 707–715, 2008.
72. G. T. Corporation, "Convención marco de las naciones unidas sobre el cambio climático, "Protocolo de Kyoto."
73. S. S. Gjerde, P. K. Olsen, K. Ljokelsoy, and T. M. Undeland, "Control and fault handling in a modular series-connected converter for a transformer less 100 kv low-weight offshore wind turbine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 2, pp. 1094–1105, 2014.
74. F. Bu, W. Huang, Y. Hu, and K. Shi, "An excitation-capacitor-optimized dual stator-winding induction generator with the static excitation controller for wind power application," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 1, pp. 122–131, 2011.
75. F. Bu, Y. Hu, W. Huang, S. Zhuang, and K. Shi, "Wide-speed-range operation dual stator-winding induction generator dc generating system for wind power applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 561–573, 2015.
76. Y. Li, Y. Hu, W. Huang, L. Liu, and Y. Zhang, "The capacity optimization for the static excitation controller of the dual-stator-winding induction generator operating in a wide speed range," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 530–541, 2009.
77. F. Bu, W. Huang, Y. Hu, J. Shi, and K. Shi, "A stand-alone dual stator winding induction generator variable frequency ac power system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 10–13, 2012.
78. A. Cavagnino, Z. Li, A. Tenconi, and S. Vaschetto, "Integrated generator for more electric engine: Design and testing of a scaled-size prototype," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 5, pp. 2034–2043, 2013.
79. G. Sulligoi et al., "Modeling, simulation and experimental validation of a generation system for medium-voltage dc integrated power systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 4, pp. 1304–1310, 2010.
80. G. Sulligoi et al., "Design and development of a medium-voltage dc generation system," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 19, no. 4, pp. 47–55, 2013.