

AUTORIZACIÓN DE USO DE DERECHOS DE AUTOR OTORGADO POR

Gerardo Juárez Azuara, mayor de edad, con domicilio ubicado en **Avenida 5 de Mayo No. 20 Zona Centro en Tempoal, Veracruz**, en mi calidad de titular y autor de la tesis denominada **CONTROL DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADO EN UN SISTEMA EÓLICO DE GENERACIÓN ELÉCTRICA** quien para todos los fines del presente documento se denominará **EL AUTOR Y/O TITULAR**, suscribo el presente documento de autorización de uso de derechos patrimoniales de autor a favor del Instituto Tecnológico de Ciudad Madero el cual se registrá por clausulas siguientes:

PRIMERA – AUTORIZACIÓN: **EL AUTOR Y/O TITULAR**, mediante el presente documento autoriza la utilización de los derechos patrimoniales de autor al Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, de la tesis denominada **CONTROL DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADO EN UN SISTEMA EÓLICO DE GENERACIÓN ELÉCTRICA**, a través del Repositorio Institucional del Tecnológico Nacional de México (en lo sucesivo TecNM) y en el Repositorio Nacional, que puede ser consultado en la liga electrónica: (<https://www.repositorionacionalcti.mx>).

SEGUNDA - OBJETO: Por medio del presente escrito, **EL AUTOR Y/O TITULAR** Autoriza al Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, a través del Repositorio Institucional del Tecnológico Nacional de México (en lo sucesivo TecNM) y en el Repositorio Nacional para que de conformidad con la Ley Federal del Derecho de Autor y la Ley de la Propiedad Industrial, use los derechos del documento antes referido, con fines exclusivamente académicos.

TERCERA - TERRITORIO: Los derechos aquí Autorizados se dan sin limitación geográfica o territorial alguna.

CUARTA – ALCANCE: La presente autorización se da tanto para formato o soporte material, y se extiende a la utilización en medio óptico, magnético, electrónico, en red, mensajes de datos o similar conocido o por conocer, del ejemplar o número respectivo de la publicación.


QUINTA – EXCLUSIVIDAD: La autorización de uso aquí establecida no implica exclusividad en favor del Instituto Tecnológico de Ciudad Madero. Por lo tanto **EL AUTOR Y/O TITULAR** en su carácter de autor de la obra objeto del presente documento se reserva el derecho de publicar directamente, u otorgar a cualquier tercero, autorizaciones de uso similares o en los mismos términos aquí acordados.

SEXTA - DERECHOS MORALES (Créditos y mención): La Autorización de los derechos antes mencionados no implica la cesión de los derechos morales sobre los mismos por cuanto en conformidad con lo establecido en los artículos 18, 19, 20, 21, 22 y 23 de la Ley Federal de Derechos de Autor, dada la cuenta que estos derechos son inalienables, imprescriptibles, irrenunciables e inembargables. Por lo tanto, los mencionados derechos seguirán radicados en cabeza de **EL AUTOR Y/O TITULAR**, y siempre deberá mencionarse su nombre cuando se utilice la obra.


SÉPTIMA - AUTORIA: **EL AUTOR Y/O TITULAR**, declara y ratifica que el material objeto de la presente y fue realizada por él (o ella) sin violar o usurpar derechos de Propiedad Intelectual de terceros.

Ciudad Madero, Tamps. a Lunes del 30 días del mes de Noviembre de 2020.

Autor de la Tesis


Gerardo Juárez Azuara
CVU: 931054

Asesor de la Tesis


Pedro Martín García Vite
CVU: 227310



INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CIUDAD MADERO

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA



"POR MI PATRIA Y POR MI BIEN"

TESIS

**“CONTROL DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE
ALIMENTADO EN UN SISTEMA EÓLICO DE GENERACIÓN ELÉCTRICA”**

Que para obtener el grado de:
Maestro en Ciencias de la Ingeniería

Presenta:
Ing. Gerardo Juárez Azuara

Director de tesis:
Dr. Pedro Martín García Vite

Co – Director de tesis:
M.C. Roberto Galindo del Valle



Instituto Tecnológico de Ciudad Madero
División de estudios de Posgrado e Investigación

"2020, Año de Leona Vicario Benemerita Madre de la Patria"

Cd. Madero, Tam. 24 de noviembre de 2020

OFICIO No. : U.057/20
ÁREA: DIVISIÓN DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
ASUNTO: AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN DE TESIS

ING. GERARDO JUÁREZ AZUARA
No. DE CONTROL G13071653
PRESENTE

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su Examen de Grado de Maestra en Ciencias de la Ingeniería, se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

**"CONTROL DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADO EN UN SISTEMA
EÓLICO DE GENERACIÓN ELÉCTRICA"**

El Jurado está integrado por los siguientes catedráticos:

PRESIDENTE: DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE
SECRETARIO: DR. LUCIANO AGUILERA VÁZQUEZ
VOCAL: M.C. ROBERTO GALINDO DEL VALLE
SUPLENTE: DR. JUAN FRAUSTO SOLÍS

DIRECTOR DE TESIS: DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE
CO-DIRECTOR DE TESIS: M.C. ROBERTO GALINDO DEL VALLE

Es muy satisfactorio para la División de Estudios de Posgrado e Investigación compartir con Usted el logro de esta meta. Espero que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica.
"Por mi patria y por mi bien".

JOSÉ AARÓN MELO BANDA
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN

c.c.p.- Archivo



JAMB MCI 'ALMS"



DEDICATORIA

A Dios, por el regalo de la vida, por las oportunidades y las bendiciones que me ha dado.

A mis padres, Andrea Azuara Medellín y Gerardo Juárez Meraz por su apoyo incondicional, por su amor, por siempre ver lo mejor y siempre creer en mí, incluso en los momentos en los que yo no lo hacía.

A mi familia en general, por sus palabras de ánimo y su interés en mis proyectos.

AGRADECIMIENTOS

A la División de Estudios de Posgrado e Investigación (DEPI) del Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, por otorgarme la oportunidad de cursar una Maestría para mejorar mi nivel académico.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por su apoyo a través de la beca otorgada durante la Maestría.

A mi director, el Dr. Pedro Martín García Vite, y co-director el M.C. Roberto Galindo del Valle por su gran apoyo académico, para la realización de esta Tesis.

Al grupo de personas que forman el cuerpo académico de la Maestría en Ciencias de la Ingeniería, por proporcionarme su ayuda ante las dudas académicas que surgieron a lo largo del proyecto.

A mis compañeros, por haber hecho de este proceso uno muy divertido, lleno de aprendizaje y de igual manera, por compartirme sus experiencias y anécdotas.

RESUMEN

El presente documento se conforma por seis capítulos. En el primer capítulo se presenta una breve introducción al tema, los antecedentes, el planteamiento del problema a enfrentar con el trabajo de investigación, los puntos que justifican su realización y, finalmente, el objetivo a cumplir, así como sus alcances y limitaciones.

El segundo capítulo contiene información general acerca de la producción de electricidad a partir de la energía eólica. Este capítulo describe los conceptos básicos necesarios para comprender el proyecto. En este apartado se abarcan temas desde la energía eólica, los sistemas de conversión de energía, el generador eléctrico, el modelado matemático del mismo, hasta los métodos de control que se pueden utilizar y el método empleado para este proyecto en particular, que es el control vectorial.

Por otro lado, el tercer capítulo tiene como propósito mostrar los elementos que participan en la construcción de un banco de pruebas que permita emular un sistema eoloeléctrico. En este capítulo se describen dichos elementos y se muestran sus valores, los cuales son utilizados con la finalidad de realizar la simulación del banco de pruebas buscando obtener resultados cercanos a la realidad. Cabe mencionar, que estos dispositivos pueden ser utilizados en un futuro para construir un banco de pruebas físico y comparar las mediciones reales con las recabadas en la simulación.

En el cuarto capítulo se presenta el desarrollo de la estrategia de control planteada. Para este proyecto se consideró utilizar el método denominado “Control por asignación de polos” para conseguir los valores de las ganancias de los controladores. En este capítulo se muestran los conceptos básicos de las herramientas utilizadas, como lo es la función de transferencia, el mapa de polos y ceros, entre otros. Además, se exponen las fórmulas que se necesitan y finalmente como es que se desarrolla el método mencionado. Finalmente, se muestra la sintonización obtenida de los valores de los controladores utilizados, tanto en el control del lado de la máquina, como en el lado de la carga.

En el quinto capítulo se presentan los resultados obtenidos. En primer lugar, los conseguidos al controlar la amplitud y frecuencia del voltaje generado en el lado de la máquina. En segundo lugar, los resultados alcanzados al controlar la amplitud del voltaje del bus de corriente directa en el control de lado de la carga. Ambos sistemas probados con las ganancias de los controladores previamente encontradas. Los controladores son puestos a prueba ante diferentes condiciones y se analiza el comportamiento del sistema.

Finalmente, en el sexto capítulo se presenta una breve conclusión de acuerdo con lo presentado a lo largo del documento y a los resultados obtenidos. Además, se presentan una serie de recomendaciones a cerca de los trabajos futuros que se puede llevar a cabo relacionados con este proyecto.

Adicionalmente, se encuentran la sección de Apéndices, en la cual se detalla el procedimiento para obtener los valores de los parámetros reales del generador considerado a partir de la prueba en vacío y la prueba a rotor bloqueado. De igual manera, se describe de manera breve el procedimiento realizado en una prueba que se le aplicó al inversor trifásico. Por último, pero no menos importante, se presentan los códigos utilizados en Matlab® para la simulación del sistema eoloeléctrico considerado.

ABSTRACT

This document is made up of six chapters. In the first chapter, a brief introduction to the subject is presented, the background, the approach to the problem to be faced with the research work, the points that justify its realization and, finally, the objective to be met, as well as its scope and limitations.

The second chapter contains general information about the production of electricity from wind power. This chapter describes the basic concepts necessary to understand the project. This section covers topics from wind energy, energy conversion systems, the electric generator, its mathematical modeling, to the control methods that can be used and the method used for this particular project, which is the vector control.

On the other hand, the third chapter aims to show the elements involved in the construction of a test bench that allows simulating a wind power system. In this chapter, these elements are described and their values are shown, these values are used in order to simulate the test bench, seeking to obtain results as close to reality as possible. It is worth mentioning that these devices can be used in the future to build a physical test bench and compare the actual measurements with those obtained in the simulation.

Chapter 4 presents the development of the proposed control strategy. For this project, it was considered to use the method called “Pole placement method” to obtain the values of the controller’s gains. This chapter shows the basic concepts of the tools used, such as the transfer function, the map of poles and zeros, among others. In addition, the formulas that are needed are exposed and how the mentioned method is developed. Finally, the results obtained from the values of the controllers used both in the control on the machine side and on the load side are displayed.

In the fifth chapter the results obtained are presented. First, those achieved by controlling the amplitude and frequency of the voltage generated on the machine side control. Second, the

results achieved by controlling the amplitude of the direct current bus voltage in the load-side control. Both systems tested with the controller's gains previously found. The controllers are tested under different conditions and the behavior of the system is analyzed.

Finally, in the sixth chapter, a brief conclusion is established according to what is presented throughout the document and the results obtained. In addition, a series of recommendations are shown regarding future work that can be carried out related to this project.

Additionally, there is the Appendix section, which details the procedure to obtain the values of the real parameters of the generator considered from the vacuum test and the blocked rotor test. Likewise, the procedure of a test that was applied to the three-phase inverter is briefly described. Last but not least, the codes used in Matlab® for the simulation of the wind power system considered are presented.

NOMENCLATURA

B2B:	Convertidor Back to Back.
CA:	Corriente Alterna.
CD:	Corriente Directa.
CENACE:	Centro Nacional de Control de Energía
CFE:	Comisión Federal de Electricidad.
DFIG:	Generador de Inducción Doblemente Alimentado.
DFM:	Máquina Doblemente Alimentada.
DSC:	Controlador Digital de Señales.
FEC:	Convertidor Frontal.
FOC:	Control de campo orientado.
IGBT:	Transistor Bipolar de Puerta Aislada.
MSC:	Convertidor del lado de la máquina.
NEMA:	Asociación nacional (estadounidense) de fabricantes eléctricos.
NS:	Velocidad de sincronismo.
PLL:	Lazo de enganche de fase.
PMSG:	Generador síncrono de imanes permanentes.
PMSM:	Máquina síncrona de imanes permanentes.
PWM:	Modulación de ancho de pulso.
RPM:	Revoluciones Por Minuto.
SCIG:	Generador de inducción tipo jaula de ardilla.
SEIG:	Generador de inducción auto-excitado.
VRM:	Máquina síncrona de reluctancia variable.
WECS:	Sistema de Conversión de Energía Eólica.
WRSM:	Máquina síncrona de rotor devanado.
WT:	Turbina eólica.

UNIDADES

- **Medidas de potencia**

GWh: Gigawatt hora.

HP: Caballo de fuerza (746 watts).

MW: Megawatts.

- **Unidades de energía generada o consumida**

GWh/año: Gigawatt hora al año.

kWh: Kilowatt hora.

- **Relación entre cantidad medida y cantidad base**

P. U.: Por unidad.

ÍNDICE

DEDICATORIA	I
AGRADECIMIENTOS	II
RESUMEN	III
ABSTRACT	V
NOMENCLATURA	VII
UNIDADES	VIII
INTRODUCCIÓN	1
1.1 ANTECEDENTES DEL PROBLEMA	3
1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	6
1.3 JUSTIFICACIÓN	8
1.4 OBJETIVO GENERAL	9
1.4.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	9
1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES	10
MARCO TEÓRICO	11
2.1 Las energías renovables	11
2.2 La energía eólica	13
2.3 Sistemas de conversión de energía eólica	14
2.3.1 Sistemas de velocidad fija	16
2.3.2 Sistemas de velocidad variable	17
2.3.3 Sistemas de capacidad de manejo de potencia total	18
2.3.4 Sistemas de capacidad de manejo de potencia parcial	19
2.4 Generadores eléctricos	20
2.4.1 Generador de inducción	20
a) Generador de inducción jaula de ardilla	22
b) Generador de inducción rotor devanado	23
2.5 Modelado matemático y control del generador de inducción	25
2.5.1 Circuito equivalente completo de la máquina de inducción.....	30
2.5.2 Transformación de Clarke	33
2.5.3 Transformación de Park	34

2.5.4	Expresiones matemáticas de las transformaciones inversas de Park y Clarke	35
2.6	Modelo trifásico del Generador Doblemente Alimentado	36
2.7	Métodos de control para la máquina de inducción.....	39
2.8	Control vectorial.....	40
2.8.1	Descripción del control vectorial	41
ELEMENTOS QUE CONFORMAN EL BANCO DE PRUEBAS		45
3.1	Generador de inducción doblemente alimentado.....	45
3.1.1	Prueba en vacío	48
3.1.2	Prueba a rotor bloqueado	49
3.2	Convertidor Back to Back	50
3.3	Microcontrolador	51
3.4	Tarjetas de medición de corriente	52
3.5	Tarjeta de medición de voltaje.....	53
3.6	Otros elementos	54
3.7	Descripción general del banco de pruebas.....	56
DISEÑO DEL CONTROL DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADO.....		58
4.1	Función de transferencia	58
4.1.1	Control por asignación de polos	61
4.2	Control del lado de la máquina.....	64
4.2.1	Controlador de la corriente de rotor	65
4.2.2	Controlador de voltaje	68
4.3	Control del lado de la carga.....	77
4.3.1	Controlador de las corrientes del lado de la carga.....	79
RESULTADOS DE SIMULACIÓN OBTENIDOS		88
5.1	Resultados de la simulación en Simulink/Matlab® del MSC.....	88
a)	Comparación entre el sistema simplificado y el sistema completo.....	88
b)	Comportamiento de las variables del sistema dentro del periodo transitorio.....	92
c)	Comportamiento de las variables ante una rampa de velocidad de operación del DFIG ...	95
5.2	Resultados de la simulación en Matlab®/Simulink FEC.....	101
CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS		106
6.1	Conclusiones.....	106

6.2 Recomendaciones y trabajos futuros	107
REFERENCIAS	108
APENDICE A.- PRUEBA EN VACÍO, ROTOR BLOQUEADO Y PUENTE KELVIN	113
APÉNDICE B.- PRUEBA AL INVERSOR TRIFÁSICO Y A LA TARJETA DE ADQUISICIÓN DE CORRIENTES	118
APÉNDICE C.- EXPLICACIÓN DEL DIAGRAMA ELÉCTRICO DEL BANCO DE PRUEBAS	121
APÉNDICE D.- CÓDIGO PARA LA OBTENCIÓN DE LA GANANCIA DE LOS CONTROLADORES POR ASIGNACIÓN DE POLOS	125
APÉNDICE E.- CÓDIGO PARA EL FUNCIONAMIENTO DE LOS DIAGRAMAS DE SIMULINK.....	128

ÍNDICE DE FIGURAS

Capítulo II

<i>Figura 1.- Crecimiento de 2011 a 2023 de las energías renovables aplicadas por sector en el mundo.</i>	11
<i>Figura 2.- Estructura típica de un WECS.</i>	15
<i>Figura 3.- Estructura general de un WECS de velocidad fija.</i>	17
<i>Figura 4.- Estructura general de un WECS de velocidad variable basado en un DFIG.</i>	18
<i>Figura 5.- Fenómeno de inducción magnética.</i>	22
<i>Figura 6.- Motor tipo jaula de ardilla acoplado mecánicamente a un generador de CD.</i>	23
<i>Figura 7.- Máquina de inducción tipo rotor devanado de módulo Lab-Volt.</i>	24
<i>Figura 8.- Representación del devanado de estator y rotor en estrella de la máquina de inducción.</i>	26
<i>Figura 9.- Ejes magnéticos de cada fase creando la densidad de flujo resultante.</i>	26
<i>Figura 10.- Circuito equivalente de estator.</i>	27
<i>Figura 11.- Representación de los flujos de estator y rotor.</i>	28
<i>Figura 12.- Circuito equivalente de rotor.</i>	29
<i>Figura 13.- Circuito equivalente completo de estator.</i>	29
<i>Figura 14.- Circuito equivalente de rotor a la frecuencia f_1 y referido al estator.</i>	31
<i>Figura 15.- Circuito equivalente de la máquina de inducción.</i>	31
<i>Figura 16.- Circuito equivalente aproximado de la máquina de inducción.</i>	32
<i>Figura 17.- Circuito equivalente de la máquina de inducción como generador.</i>	32
<i>Figura 18.- Representación gráfica de la transformación de Clarke.</i>	33
<i>Figura 19.- Representación gráfica de la transformación de Park.</i>	34
<i>Figura 20.- Circuito equivalente del DFIG en estado estacionario.</i>	37
<i>Figura 21.- Diagrama de bloques de un control en cascada.</i>	43
<i>Figura 22.- Flujo de proceso de control.</i>	44

Capítulo III

<i>Figura 23.- Sistema eoloeléctrico considerado.</i>	46
<i>Figura 24.- Máquina de inducción de rotor devanado utilizada en el banco de pruebas.</i>	47
<i>Figura 25.- Diagrama de conexión para la prueba en vacío.</i>	48
<i>Figura 26.- Diagrama de conexión de la prueba a rotor bloqueado.</i>	49
<i>Figura 27.- Inversor trifásico y tarjeta de alimentación de 15 Vcd.</i>	51
<i>Figura 28.- Tarjeta de Texas Instruments TMS320F28335.</i>	52
<i>Figura 29.- Tarjeta de adquisición de corrientes.</i>	53
<i>Figura 30.- Tarjeta de medición de voltajes trifásicos.</i>	53
<i>Figura 31.- Bus de CD.</i>	55
<i>Figura 32.- Filtro LC para eliminación de armónicos.</i>	55

Capítulo IV

<i>Figura 33.- Estado transitorio y estacionario de una función en particular.</i>	59
<i>Figura 34.- Función de transferencia.</i>	59

Figura 35.- Mapa de polos y ceros.	60
Figura 36.- Curva de la respuesta a escalón unitario en la que se muestra MP y Ts.	63
Figura 37.- Diagrama a bloques de Ird.	66
Figura 38.- Mapa de polos y ceros deseados para Ird.	67
Figura 39.- Señal de Ird deseada comparada con la señal Ird medida.	68
Figura 40.- Diagrama de bloques de Ims.	69
Figura 41.- Mapa de polos y ceros para Ims.	70
Figura 42.- Señal de Ims deseada comparada con la Ims medida.	71
Figura 43.- Diagrama de bloques simplificado para la sintonización de los controladores.	72
Figura 44.- Esquema general del control del MSC.	74
Figura 45.- Diagrama de la sección de potencia en el módulo Simulink de Matlab®, 2017.	75
Figura 46.- Diagrama de control del MSC en módulo Simulink de Matlab®, 2017.	76
Figura 47.- Diagrama a bloques del filtro del FEC.	79
Figura 48.- Mapa de polos y ceros para las corrientes del FEC.	80
Figura 49.- Respuesta al escalón de la función de transferencia de la corriente del FEC.	81
Figura 50.- Diagrama simplificado del FEC.	82
Figura 51.- Esquema general del control del FEC.	84
Figura 52.- Diagrama de control del FEC en módulo Simulink de Matlab®, 2017.	85
Figura 53.- Diagrama de potencia del FEC en módulo Simulink de Matlab®, 2017. ®.	86

Capítulo V

Figura 54.- Componentes dq de las corrientes del rotor en el sistema simplificado.	89
Figura 55.- Componentes dq de las corrientes del rotor del sistema completo.	90
Figura 56.- Control de la corriente de magnetización en el sistema simplificado.	91
Figura 57.- Control de la corriente de magnetización en el sistema completo.	92
Figura 58.- Componentes dq de los voltajes generados.	93
Figura 59.- Enlaces de flujo del estator.	94
Figura 60.- voltaje generado en la fase "a" del estator.	95
Figura 61.- Corrientes trifásicas del rotor y velocidad del DFIG.	96
Figura 62.- Acercamiento a las corrientes trifásicas del rotor y velocidad del DFIG.	97
Figura 63.- Componentes dq de la corriente del rotor y velocidad del DFIG.	98
Figura 64.- Componente dq de los voltajes de rotor y velocidad del DFIG.	99
Figura 65.- Potencia real y reactiva de rotor y velocidad del DFIG.	100
Figura 66.- Potencia real y reactiva del estator y velocidad del DFIG.	101
Figura 67.- Comparación entre las componentes de las corrientes del FEC.	102
Figura 68.- Comparación de la componente "d" de las corrientes del FEC.	103
Figura 69.- Comparación de la componente "q" de las corrientes del FEC.	103
Figura 70.- Voltaje y corriente del capacitor antes de la sincronización.	104
Figura 71.- Voltaje y corriente del capacitor después de la sincronización.	105

Apéndice A

Figura 72.- Puente de Kelvin utilizado.	115
--	-----

Apéndice B

<i>Figura 73.- Diagrama de bloques utilizado en Simulink.....</i>	<i>119</i>
<i>Figura 74.- Voltajes trifásicos a la salida del inversor.....</i>	<i>119</i>
<i>Figura 75.- Armónicos asociados.</i>	<i>120</i>

Apéndice C

<i>Figura 76.- Diagrama del banco de pruebas.....</i>	<i>122</i>
<i>Figura 77.- Diagrama del circuito de control de arranque y paro.....</i>	<i>124</i>

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla 1.- Variables y parámetros utilizados en ecuaciones de estado estable del DFIG.....</i>	<i>37</i>
<i>Tabla 2.- Parámetros calculados del circuito equivalente del generador de inducción.</i>	<i>47</i>
<i>Tabla 3.- Datos obtenidos de la prueba en vacío a la máquina de inducción de tipo rotor devanado.</i>	<i>113</i>
<i>Tabla 4.- Datos obtenidos de la prueba a rotor bloqueado a la máquina de inducción.</i>	<i>115</i>
<i>Tabla 5.- Modos de operación del banco de pruebas.</i>	<i>121</i>
<i>Tabla 6.- Descripción de la simbología usada en el diagrama.</i>	<i>123</i>

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

Durante ya varios años, la injerencia de la humanidad sobre los recursos naturales ha sobrepasado la capacidad que tiene la naturaleza para restituirlos. Esta sobreexplotación ha sido causada por el crecimiento demográfico, al igual que el crecimiento industrial y tecnológico de las últimas décadas.

El resultado de estos excesos ha llevado a la disminución de la cantidad mundial de peces, aves, mamíferos, anfibios y reptiles del 60% entre 1970 y 2014 y una considerable disminución de selvas y bosques [1], así como la acumulación de desechos a tasas mayores de las que se pueden absorber o reciclar.

Dichos daños terminan por afectar las actividades fundamentales del ser humano, como la producción en la agricultura, ganadería, así como la calidad de vida, afectada principalmente por los fenómenos naturales que se presentan con mayor intensidad y/o duración.

El ya mencionado crecimiento exponencial de la población y la industria resultan en la necesidad de usar más recursos naturales, lo que causa, entre otros graves riesgos:

- Aumento en el nivel del mar.
- Acentuación en los fenómenos atmosféricos extremos como, por ejemplo: sequías, inundaciones, ciclones, etc.
- Incremento en la temperatura global.
- La extinción de distintas especies de animales y plantas.
- Mala calidad del aire, que repercute en complicaciones respiratorias y promueve el riesgo de las enfermedades cardiovasculares.

La industria de la generación y distribución de energía eléctrica es uno de los principales actores que influyen y propician la contaminación, responsable de poner en riesgo la vida de las especies tanto animales como vegetales y del cambio climático en general.

Lo anterior se debe a diferentes factores, desde la materia prima que es usada para producir la energía eléctrica, hasta la alteración del medio ambiente. En México, la electricidad es la segunda fuente de energía de mayor consumo, con una participación de 18% del consumo energético nacional, representa el 23% del consumo de energía final del sector agropecuario, el 35% del consumo de energía de la industria y el 30% del consumo final de energía de los sectores residencial, comercial y público en conjunto [2].

Por esto mismo, el gobierno del país está comprometido con el cumplimiento de las metas de mitigación establecidas en la Ley de Aprovechamiento de las Energías Renovables, publicada en 2008, señala que el sector eléctrico debe transformarse para que al 2024 un máximo de 65% de la electricidad provenga de combustibles fósiles [3].

Motivado por lo anterior, según los datos publicados por la Secretaría de Energía, la generación de energía eléctrica a través de la energía eólica ha crecido significativamente desde 2005, de 5.0 GWh/año a 8,745 GWh/año [4]. Dicho crecimiento en gran medida se debe a que de 1982 a 2019, el costo de instalación de ha bajado su costo en más del 60%. Aunado a lo anterior, en la Ley de Transición Energética se estima que entre 2023 y 2024 se integren 2,557 MW de proyectos de generación limpia por parte de la Comisión Federal de Electricidad (CFE), esto sin contar los proyectos que se realicen por parte de los Productores Independientes de Energía [5].

A pesar del gran avance que se ha obtenido en materia de energías renovables para la producción de energía eléctrica y más aún con la energía eólica, todavía hay mucho terreno en el que se puede innovar y mejorar. Uno de estos campos es el control del generador de inducción, dispositivo que cumple un rol fundamental en el sistema de un aerogenerador.

Teniendo en cuenta el punto anterior se ha realizado una búsqueda bibliográfica acerca de las investigaciones más recientes en materia de energía eólica para la producción de electricidad y con más detalle en el control de los generadores de inducción doblemente alimentados, los cuales, como se establece anteriormente, son un punto clave en los aerogeneradores que emplean este sistema.

1.1 ANTECEDENTES DEL PROBLEMA

Shahzad expone que la energía eólica y solar son dos fuentes clave de energía alternativa. Ambos recursos tienen sus pros y sus contras. En ciertos casos, la energía eólica supera a la energía solar, mientras que, en otros, la energía solar tiene más beneficios. Por mencionar una de las mayores ventajas que presenta la energía eólica sobre la solar, es que puede generar electricidad durante el día y la noche, con la condición de que exista viento suficiente [6].

Arribas y colaboradores, consideran que es responsabilidad de las universidades capacitar a los futuros ingenieros de control [7]. Por ello, juzgaron necesario satisfacer la demanda de realizar estudios prácticos sobre la generación de electricidad a partir de energía eólica. En concordancia, propusieron un sistema físico completo dedicado a la enseñanza y capacitación de ingenieros en control de sistemas eólicos donde el emulador opera con un generador doblemente alimentado (DFIG, por sus siglas en inglés) [8].

Dehong Xu y colaboradores hablan sobre la importancia que tienen los bancos de pruebas en la investigación y el estudio de los sistemas de conversión de energía eólica a energía eléctrica basados en un DFIG. En general, muestra el esquema básico de un banco de pruebas utilizado para emular el funcionamiento de una turbina eólica. En este documento se toma al convertidor del lado del generador y a las crowbars (protecciones del sistema) como la parte principal del sistema, debido a que sobre estos elementos es donde se lleva a cabo la estrategia de control planteada. Además, también se presenta información sobre cómo probar este tipo de sistema de generación de energía en un laboratorio sirviendo como un tipo de guía para las personas interesadas en dicho tema [9].

Peña realizó el diseño de un sistema de conversión de energía eólica (WECS, por sus siglas en inglés) de velocidad variable basado en un DFIG, usando un convertidor espalda con espalda (B2B, por sus siglas en inglés) que suministra de energía tanto al rotor como al estator. El compromiso del proyecto es suministrar a una carga aislada un voltaje de amplitud y frecuencia constante y lo anterior es llevado a cabo con una técnica de control indirecto y el uso de tres controladores tipo proporcional-integral (PI) en el convertidor del lado de la máquina [10]-[11].

Posteriormente, Peña buscó adaptar su trabajo para que el DFIG pudiera interconectarse a la red, realizando experimentación a velocidades subsíncronas, supersíncronas y síncrona. Esto con el fin de disminuir la distorsión de las corrientes en el estator y en el rotor, buscando un control independiente del torque del generador y la corriente de excitación [12].

De modo similar, Forchetti propuso una estrategia de control para un DFIG donde hizo uso de un controlador PI. La finalidad de este trabajo era comprobar que es factible que con un controlador actuando en el convertidor del lado de la máquina es posible regular la frecuencia y el voltaje generados independientemente de la velocidad del eje de la máquina [13].

En la Universidad Tecnológica de Chemnitz se realizó un proyecto buscando desarrollar un banco de pruebas para emular un WECS con un DFIG, considerando tanto aplicaciones conectadas a la red como aisladas [14]-[15].

Por su parte, Galindo y colaboradores, basados en el proyecto anterior, llevaron a cabo la construcción de un banco de pruebas para emular un WECS, basado en un generador de inducción con la finalidad de realizar estudios considerando solamente el caso aislado. Se considera la versatilidad de poder operar una misma máquina eléctrica como un generador doblemente alimentado o como uno autoexcitado [16].

Restrepo y colaboradores desarrollaron un banco de emulación de perfiles de viento para poder hacer estudios relacionados con el tema eólico, sin la necesidad de desplazarse a una estructura real que, por sus dimensiones, no podría encontrarse en un ambiente controlado. Ellos utilizaron un motor de corriente continua (CD) para emular la turbina y una máquina de rotor bobinado actuando como DFIG. Dichas máquinas fueron controladas por un puente rectificador y un puente H en el caso de la máquina de CD y por un convertidor B2B en el caso del DFIG [17].

Calderón y colaboradores, presentaron el modelado de un WECS basado en un DFIG y en un convertidor B2B. El modelado fue complementado exponiendo los criterios para el cálculo del voltaje del bus de CD, así como para el dimensionamiento adecuado del capacitor de enlace. Compararon dos estrategias de control vectorial: la primera de ellas orientada con el vector de flujo de estator y la segunda con el vector de voltaje de estator, encontrando que

el desempeño de las variables controladas del WECS ante condiciones de estado estable fue prácticamente el mismo. [18].

En [19] Mehmet evaluó el comportamiento del DFIG alimentando una carga aislada basándose en 3 modelos de simulación diferentes que desarrolló en Simulink; el primero usando un modelo analítico del circuito equivalente del DFIG, el segundo mediante bloques comunes de Simulink y el último usando los bloques de Simscape. Con ellos, realizó el estudio del comportamiento en los estados transitorio y estacionario de la máquina. Finalmente, llegó a la conclusión de que el modelo analítico que propuso, era más rápido y arrojaba mediciones más cercanas a la realidad.

Akbar y sus colaboradores, motivados por la necesidad que existe de llevar energía eléctrica a los lugares más lejanos, estudiaron los WECS basados en el DFIG que alimentan a una carga aislada, basados en un programa de Simulink. El control se desarrolló con lógica difusa, basado en reglas heurísticas. Ellos llegaron a la conclusión de que el DFIG considerado podía operar en el rango de velocidades de 1350 a 1650 revoluciones por minuto, manteniendo un voltaje pico de 500 volts con una tolerancia del 10% y una frecuencia de 50 Hz con una tolerancia de 1% [20].

Neuman y sus colaboradores, crearon un emulador de un DFIG destacando las competencias educativas que se obtienen al desarrollar y controlar este tipo de sistemas. En su documento se describe de manera general el equipo utilizado, además de la interfaz que utiliza el usuario para operarlo. Así mismo, el documento detalla las diferentes fases de implementación de la plataforma experimental con la motivación de que sea educativo para los estudiantes de la universidad donde fue desarrollada. Finalmente, A partir de esa experiencia, la universidad desarrolló el sistema de control DFIG para un sistema de capacitación [21].

De lo expuesto anteriormente se puede entender que existe un avance en la investigación de los sistemas eoloeléctricos. Sin embargo, es importante continuar con estudios en los temas relacionados a los sistemas de control de este tipo de sistemas, ya que de esto depende en gran medida su desempeño en la competencia contra otros tipos de generación de electricidad, bien sean contra centrales convencionales o centrales de energía renovable.

1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

La producción de energía eléctrica a partir de combustibles fósiles representa un porcentaje significativo de las emisiones totales de gases de efecto invernadero [22]. Por otro lado, la creciente preocupación por alcanzar un desarrollo sostenible y la necesidad de combatir el cambio climático, se han convertido en factores importantes a considerar tanto para la ubicación y tipo de planta generadora, así como para la eficiente transmisión y distribución de la energía.

Acorde a lo anterior, varios países han asumido compromisos claros para fomentar la reducción de los gases de efecto invernadero promoviendo un cambio energético sustentable, eficaz y menos dependiente de los combustibles fósiles para la generación de electricidad, como lo son el *Protocolo de Kioto*, firmado en 1997 por los países miembros de las Naciones Unidas, incluido México y el *Acuerdo de París*, firmado en 2016 por los mismos países.

Otra razón en México, de importancia estratégica, económica y política, en México, es la Reforma Energética de 2014. Gracias a ésta, se obtiene la oportunidad de abrir el mercado de generación de energía eléctrica para la inversión privada. Esto, sin que el Estado pierda la autoridad en el control del sistema eléctrico nacional y la exclusividad de transmitir y distribuir la energía como un servicio público indispensable.

Dicha Reforma tiene como finalidad obtener un mejor aprovechamiento de los recursos naturales que se tienen en el país, para que puedan ser utilizados en el sector energético con el objetivo de renovarlo, al incluir las energías renovables en la producción de electricidad. El fin principal es que el sistema eléctrico nacional esté impulsado conjuntamente por la CFE y particulares, con el objetivo de reducir costos, elevar la productividad y eficiencia del sistema eléctrico [23].

Lo anterior abre las puertas para incorporar energías renovables a gran escala, mediante un operador independiente y el establecimiento de certificados en energía limpia. Con esto, se promueve la diversificación en la producción eléctrica con el uso de energía eólica, geotérmica, hidráulica y solar.

El área de control de los sistemas que operan a partir de energías renovables es ideal para mejorar conforme avanza la tecnología. Por ejemplo, el uso de la electrónica de potencia, que permite volver a los sistemas más eficientes y más seguros, lo que facilita el cumplimiento de los requisitos que exige el Centro Nacional de Control de Energía (CENACE).

Este proyecto se desarrolló en el campo de la generación de energía eléctrica a través de sistemas eólicos, y un problema en particular es que, en este tipo de sistemas se presentan cambios constantes en la fuente primaria de energía. Dichos cambios no pueden ser controlados debido a que dependen meramente de las condiciones ambientales, como lo son la velocidad y la dirección del viento, que juegan un papel fundamental en este tipo de sistema de generación eléctrica.

Un sistema de generación eólico posee, entre muchos otros dispositivos, un generador eléctrico que está a su vez acoplado mecánicamente a la turbina que capta la energía cinética del viento. Esta produce un movimiento giratorio, que termina por hacer que el generador produzca voltaje, que variará en magnitud y frecuencia de acuerdo a la velocidad con la que el viento incide en los álabes.

Debido a que una carga requiere normalmente trabajar con un voltaje de magnitud y frecuencia constantes, es necesario utilizar un convertidor electrónico de potencia que se encargue de regular el voltaje variable generado. Para llevar a cabo lo anterior, es necesario hacer uso de un controlador, el cual deberá llevar a cabo mediciones y comparaciones, para posteriormente de acuerdo a un algoritmo de control, enviar una señal que ajuste el funcionamiento del convertidor eléctrico de potencia con el fin de generar un voltaje con amplitud y frecuencia fijas.

En este contexto, la opción de implementar un banco experimental que emule el comportamiento de un sistema eoloeléctrico, brinda la posibilidad de simular distintas condiciones tanto ambientales (variar la velocidad del viento), como operacionales. Los trabajos posibles a realizar con dicho banco pueden ser: evaluar diversas estrategias de control, el funcionamiento de diferentes convertidores de potencia, así como validar algoritmos de seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT, por sus siglas en inglés).

1.3 JUSTIFICACIÓN

El sector industrial y la sociedad en general se encuentran en una constante búsqueda para realizar procesos y trabajos de una manera más sustentable. Lo anterior, sin dejar de lado la productividad y la competitividad. En concordancia, en el sector eléctrico, una fuerte opción que ha estado incursionado y evolucionando alrededor de los últimos 20 años es el uso de energías renovables.

En particular, una de las industrias que se ha mantenido creciendo de forma constante, tanto en infraestructura, en materiales y tecnologías, así como en estudios, es la de la energía eólica. Sin embargo, aún hay mucho por hacer para mejorar la operación de los sistemas de generación eoloelectrónica, con el fin de entregar una energía de calidad, tanto en aplicaciones conectadas a la red, como para alimentar cargas aisladas.

Actualmente, la industria eólica como una que compite con éxito en el mercado de la generación de electricidad contra la de los combustibles fósiles los cuales se encuentran altamente subsidiadas en algunos países. Las reducciones de los precios tanto para la energía eólica terrestre como marina continúan beneficiando a la industria. Esto al grado que las instalaciones eoloelectrificadas mostraron un crecimiento interanual del 19% en el 2019, alcanzando una capacidad mundial de potencia de hasta 651 GW [24].

Además, con la presencia del nuevo mercado en auge en Argentina, un retorno a la generación en Sudáfrica, el gran potencial eólico que México presenta y una construcción en desarrollo en la India, el pronóstico que se emite en el reporte para el sector, es que se superará el hito de 60 GW a nivel mundial en 2020 y avanzará desde allí para alcanzar un total de 840 GW en 2022 [24].

En concordancia, la participación de la industria eólica va en aumento. Por ejemplo, Dinamarca obtiene más del 44% de su electricidad del viento, mientras que Uruguay más del 30%. Así mismo, la energía eólica genera más del 11,6% en la energía de la Unión Europea. Por lo anterior, se prevé que siguiendo con la tendencia de mejorar la tecnología utilizada en los aerogeneradores, la energía eólica continúe posicionándose como una de las industrias más atractivas para la generación de electricidad en el mundo [25].

1.4 OBJETIVO GENERAL

Desarrollar el diseño conceptual de un banco de pruebas para la emulación de un sistema eoloeléctrico, basado en un generador de inducción operando en modo doblemente alimentado, para su uso en actividades de enseñanza e investigación, tanto en las diferentes técnicas de control aplicables, como de los diversos convertidores electrónicos de potencia que es posible utilizar, para la gestión de flujo energético del sistema.

1.4.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

En concordancia con el objetivo general, se han definido los siguientes objetivos específicos:

1. Seleccionar los componentes y la arquitectura del banco experimental.
2. Elegir la estrategia de control que permita controlar el comportamiento del sistema en modo DFIG.
3. Diseñar los controladores que permitan gobernar la amplitud y la frecuencia del voltaje generado.
4. Desarrollar el programa para la simulación del sistema eoloeléctrico considerado.
5. Evaluar, mediante un estudio de simulación, el desempeño general de los controladores ante diferentes condiciones de operación.

1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES

Alcances:

- Selección de los componentes del banco de pruebas.
- Simulación del funcionamiento de un generador doblemente alimentado.
- Simulación del funcionamiento de un convertidor tipo espalda con espalda.
- Diseño de los controladores por método de ubicación de polos.
- Análisis del funcionamiento del emulador eólico ante distintas condiciones usando dichas simulaciones.
- Obtención de un programa versátil que permita la experimentación de diferentes formas de control para ser probado en un banco experimental una vez construido.

Limitaciones:

- Únicamente se realizarán pruebas en simulación.
- Los parámetros que influyen en el comportamiento de una turbina eólica serán considerados en otro trabajo de investigación, así como el control del motor para emular dicha turbina.
- La generación de electricidad dependerá de las características de la máquina que se use para emular la turbina eólica.
- De igual forma, el voltaje producido dependerá de la capacidad de la máquina de inducción usada.
- El generador alimentará una carga aislada meramente resistiva.

CAPÍTULO II

MARCO TEÓRICO

En este capítulo se presentan las definiciones de conceptos, parámetros y términos claves que permiten una mejor comprensión del panorama considerado en este proyecto de investigación. De la misma forma, se describen los elementos que participan tanto en los sistemas de generación de energía eléctrica a partir de la energía eólica, como en los sistemas de control asociados.

2.1 Las energías renovables

Debido a la búsqueda de una vida con procesos más sustentables y el cuidado del planeta, el uso de energías renovables como materia prima para la producción de electricidad y otros tipos de energía ha ido aumentando en los últimos años. En la Figura 1 se presenta el crecimiento estimado de 2011-2023 de la energía renovable aplicada en el mundo [26].

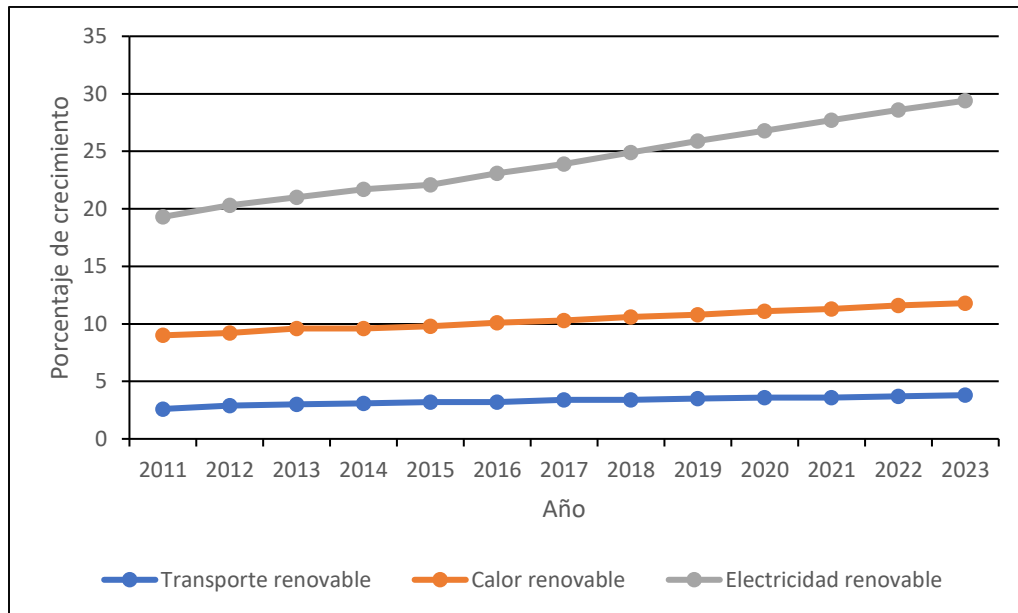


Figura 1.- Crecimiento de 2011 a 2023 de las energías renovables aplicadas por sector en el mundo.

Las energías renovables son aquellas que se obtienen de fuentes naturales y son inagotables a escala humana, a diferencia de los combustibles fósiles, de los que existen reservas finitas y que se agotarán en un plazo determinado. El aprovechamiento de los recursos renovables es de suma importancia, debido a que permiten llevar a cabo procesos sustentables y con un impacto menor al medio ambiente, comparado a la manera en la que lo hacen los combustibles fósiles.

Las principales energías renovables son: la biomasa, hidráulica, eólica, solar, geotérmica y las energías marinas. Es importante mencionar que las energías renovables provienen de forma directa o indirecta de la energía del sol; siendo una excepción la energía geotérmica y la de las mareas [27]. A continuación, se describe de manera breve algunos tipos de energías limpias [28].

Energía solar

La energía solar es una fuente de energía inagotable, obtenida a partir del aprovechamiento de la radiación electromagnética procedente del Sol. Este tipo de energía se divide en térmica y fotovoltaica, según el efecto que se tenga sobre la materia.

Energía mareomotriz y undimotriz

La energía undimotriz u olamotriz, es la energía que permite la obtención de electricidad a partir de energía mecánica generada por el movimiento de las olas. Por otra parte, la energía mareomotriz es la que se obtiene aprovechando las mareas: mediante su empalme a un alternador se puede utilizar el sistema para la generación de electricidad, transformando así la energía mareomotriz en energía eléctrica.

Energía hidráulica

La energía hidráulica, energía hídrica o hidroenergía es aquella que se obtiene del aprovechamiento de la energía cinética y potencial de una corriente del agua, saltos de agua o mareas.

Energía geotérmica

La energía geotérmica es aquella energía que puede obtenerse mediante el aprovechamiento del calor del interior de la Tierra. Las posibilidades que ofrece la geotermia para los hogares son múltiples y pueden complementar la producción de energía una instalación solar o eólica. Su uso pasa por calefacción mediante radiadores o suelo radiante, agua caliente sanitaria o climatización de piscinas, entre otros.

Derivado de que el objetivo general de este proyecto es estudiar algunos aspectos de la energía eólica, se presentan algunos conceptos importantes que facilitan su comprensión en el siguiente apartado.

2.2 La energía eólica

La energía eólica es la energía cinética que se asocia con las masas de aire en movimiento, lo cual ocurre durante el fenómeno conocido como viento. El viento es producido por una combinación de tres eventos concurrentes:

- Diferencias de presión en la atmósfera.
- Irregularidades en la superficie terrestre.
- La rotación de la tierra.

Los patrones y velocidades del flujo de viento son modificados por cuerpos de agua, la vegetación y diferencias en el terreno. Este flujo de viento, o energía de movimiento, es utilizado para muchos propósitos: navegar, volar una cometa o generar electricidad, que es el caso de interés [29].

Dicha energía se explota a través de un equipo llamado aerogenerador, donde el movimiento de las aspas generado por el viento acciona un generador eléctrico (alternador o dínamo), que convierte la energía mecánica de la rotación en energía eléctrica, que puede almacenarse en baterías, alimentar a una carga aislada o ser vertida a la red.

Dentro de las desventajas que tiene la energía eólica en cuanto a la producción de electricidad se mencionan las siguientes:

- El viento es un fenómeno arbitrario, por lo que estimar la velocidad y el momento en que habrá es un proceso complicado.
- Las turbinas pueden presentar daños ante condiciones climáticas extremas como, por ejemplo, durante huracanes, ciclones, entre otros.
- Para montar un parque eólico son necesarias grandes extensiones de terreno debido a las dimensiones de los aerogeneradores.
- Para satisfacer la demanda de electricidad, es preciso utilizar un sistema de almacenamiento de energía con bancos de baterías o combinar su uso con otra alternativa para generar electricidad.

En cuanto a sus ventajas, se pueden destacar las siguientes [30]:

- Es una fuente de energía limpia con un bajo impacto ambiental. No produce gases tóxicos y las propias turbinas eólicas pueden enfrentar un ciclo de vida muy largo antes de ser enviadas para su eliminación.
- Se espera que desplace a la producción de electricidad a partir de combustibles fósiles. El viento es una fuente abundante e inagotable disponible en muchos lugares del mundo.
- Los costos de las turbinas eólicas y su mantenimiento son relativamente bajos.
- La electrónica de potencia hace posible el control y manejo de los componentes que constituyen al aerogenerador, así como posibilita entregar energía con características exigidas por los organismos reguladores, como el CENACE, encargado entre otras cosas, de ejercer el control operativo del Sistema Eléctrico Nacional.

2.3 Sistemas de conversión de energía eólica

Un sistema de conversión de energía eólica o WECS, es una estructura que transforma la energía cinética del aire entrante en energía eléctrica [31] y se puede observar en la Figura 2. Este proceso se lleva a cabo en dos etapas, descritas a continuación.

En primer lugar, se encuentra el buje que une las palas o aspas con un eje de baja velocidad (cuyo movimiento no supera 30 RPM) que, a su vez, está conectado a un multiplicador (caja de engranes). Esto es lo que permite que, a pesar de que se aprecie que las palas del molino no se mueven a gran velocidad, ésta se eleve significativamente en el eje de alta velocidad (que puede llegar a girar hasta 50 veces más rápido que el eje de baja velocidad) [32].

De no ser por este aumento de la velocidad, el generador eléctrico no se pondría en marcha y este es, a fin de cuentas, el que se encarga de realizar la transformación de la fuerza del viento en electricidad. Igualmente, es necesario que un aerogenerador cuente con un sistema de control que, entre otras actividades, monitoriza las condiciones del viento y reorienta la turbina, respecto a la torre, y/o gira las palas, respecto a su propio eje, según sea necesario.

Los WECS han experimentado un desarrollo considerable en los últimos años. Esto debido al desarrollo nuevas tecnologías en los componentes de las turbinas, como lo son: las máquinas eléctricas, sus accionamientos y dispositivos de protección, las estrategias de control implementadas, por mencionar algunos factores.

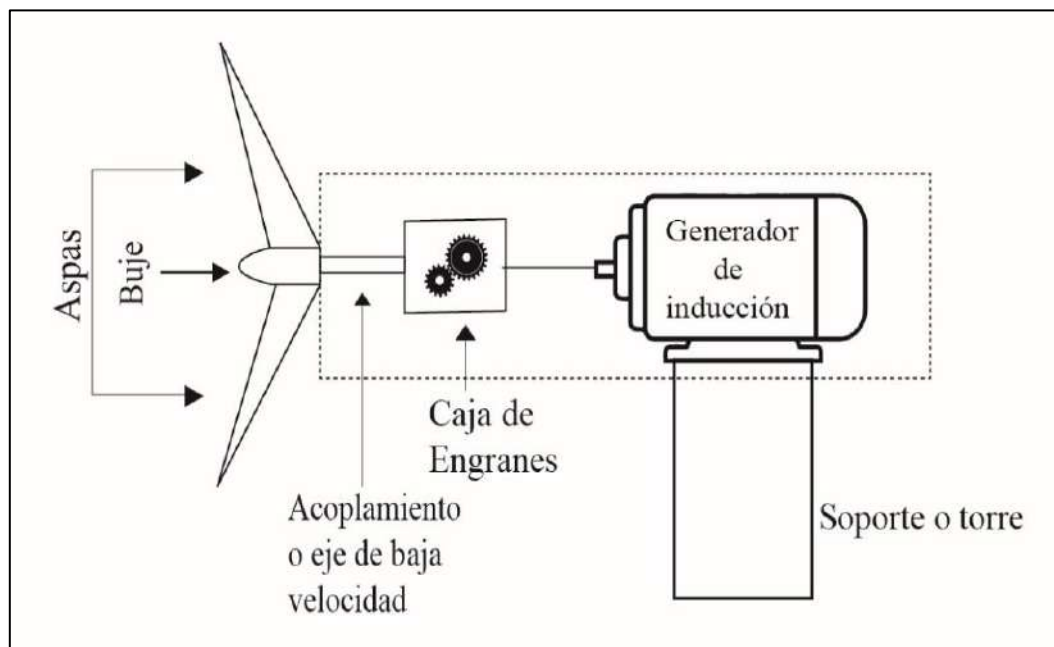


Figura 2.- Estructura típica de un WECS.

La máquina encargada de convertir la energía de rotación mecánica en energía eléctrica puede ser considerada la parte principal de cualquier WECS. Ya que, la máquina que sea elegida, tendrá repercusión en todos los demás dispositivos: si será una turbina de velocidad fija o variable, el tipo de convertidor electrónico de potencia a utilizar, las protecciones a emplear, entre otros.

Existen varias familias de turbinas que se pueden usar en el WECS. Estas familias se pueden enumerar según la naturaleza del eje y de acuerdo con su velocidad de operación. La clasificación por ejes incluye turbinas de eje vertical y turbinas de eje horizontal. Éstas últimas se utilizan para altas potencias, mientras que los anteriores se utilizan para baja potencia [33]. Dichos WECS se dividen también en dos tipos, de acuerdo a su velocidad de operación, que son descritos en las líneas siguientes.

2.3.1 Sistemas de velocidad fija

En los WECS de velocidad fija el rotor del aerogenerador gira con una rapidez determinada por la frecuencia de la red, independientemente de la velocidad del viento. Los WECS de velocidad fija suelen estar equipados con generadores de inducción de jaula de ardilla (SCIG), arranque suave y un banco de condensadores, como se muestra en la Figura 3. Esta configuración WECS también se conoce como “Concepto danés” porque fue desarrollado y utilizado ampliamente en Dinamarca [34].

La máquina eléctrica rotatoria de inducción debe ser obligada, por la caja de engranajes y un sistema de control mecánico (posiblemente aerodinámico), a girar con una velocidad mayor a la sincrónica, para funcionar como generador y poder entregar potencia a la red o a la carga a la que se encuentra conectada [35].

Por otro lado, un generador de inducción de este tipo necesita de una fuente externa para producir el campo magnético en el estator, por lo que se dice que consume potencia reactiva para producir potencia activa [36].

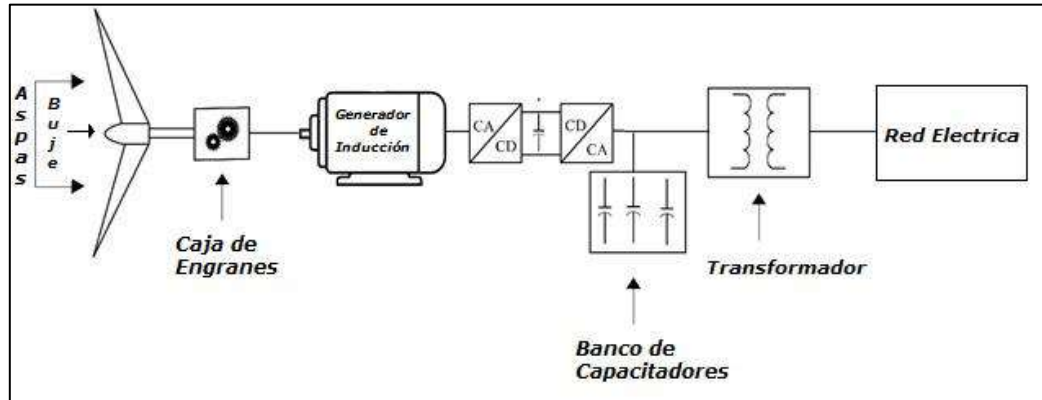


Figura 3.- Estructura general de un WECS de velocidad fija.

Debido a lo mencionado anteriormente, cuando el sistema alimenta una carga aislada, es necesario conectar un banco trifásico de capacitores a las terminales del generador para que se presente el fenómeno llamado auto-excitación, por lo que es llamado generador de inducción auto-excitado (SEIG, por sus siglas en inglés) [37].

Las mayores ventajas de los sistemas de velocidad fija son su simplicidad y su bajo costo [34]. Entre sus desventajas se cuentan un requerimiento de un diseño mecánico muy resistente para soportar las tensiones que se generan cuando existen ráfagas de viento y las variaciones apreciables en la potencia de salida ante dichas ráfagas [38].

2.3.2 Sistemas de velocidad variable

Los aerogeneradores de velocidad variable son actualmente los WECS más utilizados. El funcionamiento a velocidad variable es posible gracias a la operación de los convertidores electrónicos de potencia, permitiendo un desacoplamiento total (o parcial) de la red. El sistema basado en un DFIG (Figura 4), también conocido como WECS de velocidad variable mejorada. Actualmente es la turbina más utilizada por la industria del viento [36].

Los tipos de máquinas que pueden utilizarse como generador son la SCIM, las máquinas doblemente alimentadas, las máquinas síncronas de rotor devanado y de imanes permanentes (respectivamente WRSM y PMSM por sus siglas en inglés) y la máquina de reluctancia variable (VRM, por sus siglas en inglés) [39].

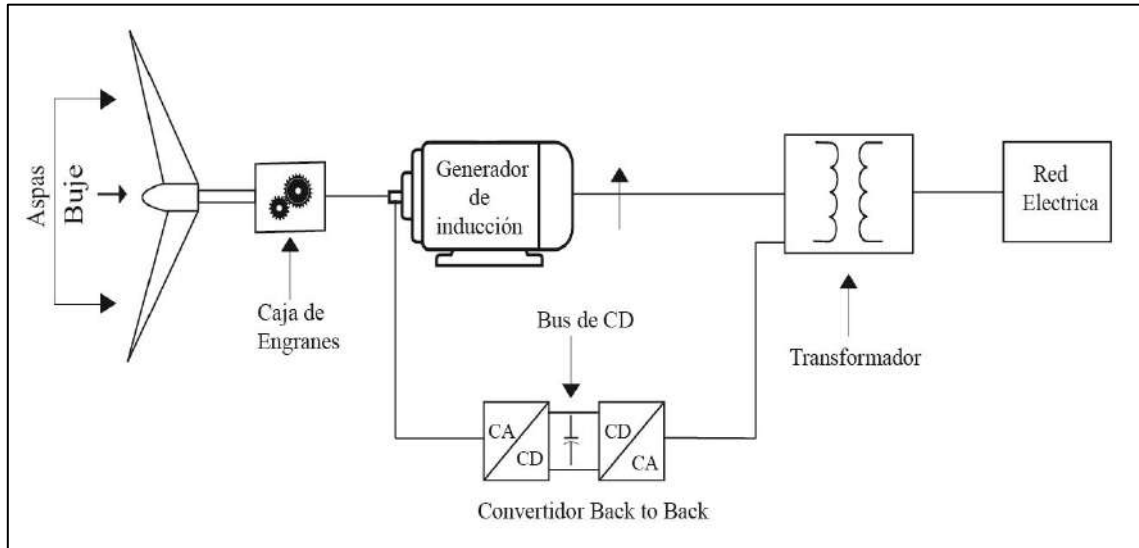


Figura 4.- Estructura general de un WECS de velocidad variable basado en un DFIG.

Las ventajas que estos sistemas presentan, respecto a los WECS de velocidad fija, son que: permiten un control sencillo del ángulo de inclinación de las aspas, reducen las tensiones mecánicas, compensan dinámicamente las pulsaciones en par y potencia de salida, mejoran tanto la calidad de la potencia, como la eficiencia del sistema, reducen el ruido acústico y tienen la capacidad de operar aisladamente [38].

De igual manera los WECS pueden ser clasificados de acuerdo a su capacidad de manejo de potencia, dicha clasificación se describe brevemente en las siguientes subsecciones.

2.3.3 Sistemas de capacidad de manejo de potencia total

Debido a la conexión considerada en estos sistemas (ver Figura 3), el convertidor es obligado a manejar la potencia total que se produce en el generador.

También se les conoce como sistemas directos en línea, son conformados por una máquina de inducción que produce potencia de CA con amplitud y frecuencia variable. Posteriormente, se conecta en serie con un convertidor electrónico CA-CA que procesa los voltajes generados para obtener con amplitud y frecuencia constante.

Dichos sistemas manejan un rango amplio de velocidad, impuesto por el tipo de turbina eólica. Por ello, se dice que éstos son WECSs con un rango de operación completo. Sin embargo, cuentan con desventajas considerables como alto costo tanto del convertidor de potencia, principalmente en los filtros de salida, ya que deben tener valores nominales de 1 p.u.; además, la eficiencia total del sistema completo en todo el rango de operación se ve afectado por la eficiencia del convertidor [38].

2.3.4 Sistemas de capacidad de manejo de potencia parcial

Este tipo de sistemas están conformados por una máquina doblemente alimentada con un convertidor CA-CA conectado a los devanados de un circuito secundario, que puede ser del rotor, como en la Figura 4, o bien de un estator de control.

Dicho convertidor tiene como cualidad, permitir un flujo bidireccional de energía. Además, debido a su ubicación, el convertidor electrónico puede ser diseñado para manejar una porción de la potencia generada (no más del 50%).

En estos sistemas, la velocidad sincrónica del generador es un factor crucial, ya que debe de tomarse en cuenta para determinar la velocidad de operación del sistema, de tal forma que lo convierte en un WECS con un rango de operación restringido.

Las ventajas a resaltar en este tipo de WECS son:

- Costo reducido tanto del convertidor, así como de los filtros del inversor.
- El control del factor de potencia puede ser efectuado a más bajo costo.
- La potencia activa y reactiva del generador se pueden controlar de forma desacoplada.

Por otro lado, existen diferentes tipos de máquinas eléctricas que pueden desempeñar el papel de generador en un sistema eólico. Su elección depende primordialmente de factores técnicos y económicos, así como, del tipo aplicación. Comúnmente para pequeñas potencias, la simplicidad y el costo reducido de los generadores síncronos con imanes permanentes presenten un predominio. Mientras que en aplicaciones de mayor potencia, es más común el uso del generador asíncrono [40].

En el caso de este trabajo en particular, el estudio se centra en un WECS de velocidad variable basado en un DFIG, debido a las varias ventajas que presenta sobre los de velocidad fija. la parte encargada de transformar la energía mecánica en energía eléctrica. En especial, se desarrolla de manera didáctica, como es posible controlar indirectamente el generador eléctrico de inducción, a través de controlar el convertidor B2B.

A continuación, se presenta un panorama general de la teoría de generadores eléctricos y a medida que se muestren los conceptos básicos, el tratamiento se volverá más específico para la máquina utilizada en este proyecto.

2.4 Generadores eléctricos

Cuando de aerogeneradores se trata, el generador eléctrico debe trabajar con una fuente de potencia (el rotor de la turbina eólica) que suministra una potencia mecánica muy variable, debido a la velocidad arbitraria del viento.

Los generadores pueden ser muy variados, de acuerdo a su uso. Se pueden encontrar generadores asíncronos (de inducción), como el DFIG o el SCIG. Aunque también se pueden encontrar generadores síncronos, como el generador síncrono de imán permanente (PMSG, por sus siglas en inglés), especialmente en sistemas autónomos. Sin embargo, es necesario destacar que los generadores de inducción dominan el mercado de los aerogeneradores conectados a la red, debido a la versatilidad que presentan [41]. Claramente, cada generador presenta ventajas y desventajas, teniendo en cuenta factores como su costo, complejidad, características de operación y control, rendimiento dinámico, entre otros.

2.4.1 Generador de inducción

Una máquina de inducción es un dispositivo con la capacidad de transformar la energía eléctrica en energía mecánica (funcionando como motor), o bien, de transformar la energía mecánica en energía eléctrica (funcionando como generador), con la particular de que la corriente que circula en el rotor, se obtiene por medio de inducción electromagnética.

Dicho aparato también es conocido como máquina asíncrona, ya que el rotor mecánicamente nunca girará a la velocidad de sincronismo (N_s), que es aquella a la que gira el campo magnético formado por el devanado del estator o la velocidad a la que cambia el sentido de magnetización de la parte estacionaria. Las máquinas asíncronas son versátiles debido a que tienen la capacidad de ser usadas como generadores, ya sea de forma aislada, alimentando una carga, o bien conectados a la red [42].

En forma general la máquina de inducción cuenta con dos partes, las cuales son:

Estator, cuyas funciones entre otras son:

- Produce el campo magnético inductor (induce la corriente en el devanado de rotor).
- Funge como el soporte mecánico del devanado inductor, así como de la parte rotatoria.
- Brinda protección contra las condiciones ambientales donde se encuentra instalado.

Rotor, cuyas funciones son entre otras:

- Es la parte donde se induce la corriente de rotor, que crea el campo magnético que cual reacciona o interactúa con el producido por el devanado de estator (devanado inductor), reacción que produce o desarrolla el par mecánico.
- Medio para transmitir el par de salida de la máquina de inducción a la carga mecánica, en modo motor o recibir el par de entrada de un medio externo en modo generador.

De acuerdo a la Ley de Faraday, al hacer girar una espira dentro de un campo magnético, se produce una variación del flujo magnético a través de la misma y en consecuencia se induce una diferencia de potencial entre sus terminales. En la Figura 5 se muestra el proceso descrito donde la diferencia de potencial en las terminales de la espira es señalado en la figura como “V” [43].

De forma general, para que una máquina de inducción funcione como generador, es necesario hacer girar al rotor con ayuda de un motor primario u otro mecanismo hasta que el rotor alcance una velocidad superior a la velocidad síncrona. Cabe mencionar que la máquina con rotor devanado usada como DFIG puede generar desde velocidades subsíncronas.

Cuando el estator es conectado a la red, los valores de frecuencia y voltaje de la potencia eléctrica producida serán los de la misma red, lo que permite que no se requiera un regulador de velocidad del dispositivo que produce la acción de giro del rotor. En su lugar se controlan la potencia activa y reactiva que se entregan a la red eléctrica.

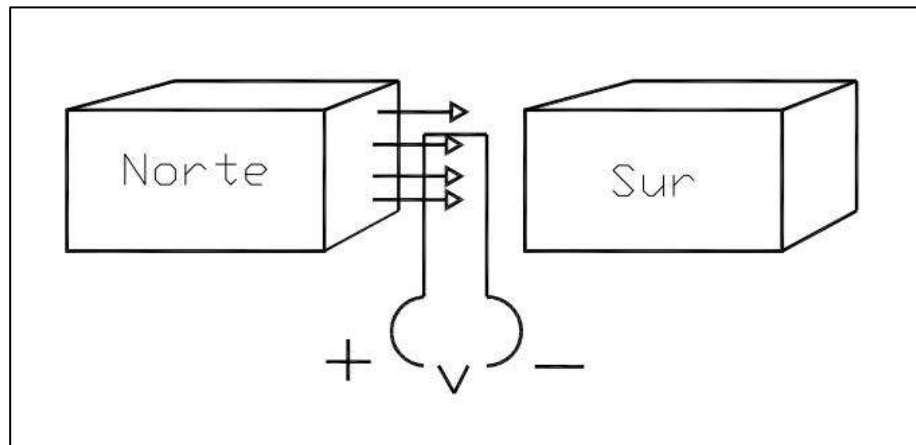


Figura 5.- Fenómeno de inducción magnética.

Por otro lado, cuando se busca que el funcionamiento de la máquina de inducción sea alimentando a una carga aislada, se presenta el inconveniente de su incapacidad para mantener constantes la frecuencia y tensión cuando la velocidad del primo - motor varía.

La NEMA reconoce dos subclasificaciones de máquinas eléctricas de tipo inducción: Máquina jaula de ardilla y máquina de rotor bobinado o devanado [44].

a) Generador de inducción jaula de ardilla

Un rotor liso o jaula de ardilla de una máquina de inducción consiste en una serie de barras conductoras colocadas dentro de unas ranuras hechas en la superficie del rotor con sus extremos puestos en cortocircuito por medio de anillos. Al igual que en la máquina de rotor bobinado se encuentra un estator, un rotor, un eje mecánico y una caja de terminales [45] (ver Figura 6, obtenida del laboratorio de Ingeniería Eléctrica del Instituto Tecnológico de Ciudad Madero).



Figura 6.- Motor tipo jaula de ardilla acoplado mecánicamente a un generador de CD.

Particularmente en el rotor de esta máquina, las barras conductoras no están aisladas del núcleo, estas se construyen ligeramente inclinadas con relación al eje, para minimizar el efecto de ruido y las variaciones de campo magnético. La oblicuidad reduce las variaciones del par y previene al rotor de encerrarse con una armónica durante el arranque y por lo tanto girar a una velocidad mucho más reducida.

Para este caso particular como se mencionó antes, el interés del estudio se concentra en la máquina de rotor devanado que se describe a continuación.

b) Generador de inducción rotor devanado

Se le conoce como máquina de rotor devanado, debido a que en el rotor se tienen bobinas formadas por conductores que se alojan en ranuras dispuestas para tal fin. [46]. En la Figura 7 se puede apreciar una máquina tipo rotor devanado, destacando la disponibilidad de terminales en rotor y estator, los cuales se describen de manera breve a continuación.

En cuanto al rotor, la principal diferencia con el tipo jaula de ardilla es que los conductores no son barras de aluminio o cobre, sino que vienen de un devanado trifásico, similar a los del estator. Es importante resaltar que el número de fases del rotor no tiene que ser el mismo que el del estator, lo que debe ser igual es el número de polos. Un extremo de cada devanado se conecta en estrella y el otro se conecta con el exterior mediante tres anillos que rozan con tres escobillas.

El estator de una máquina de inducción analizado desde el punto de vista de un motor es el inductor. Es decir, el encargado de crear el campo magnético. Está formado por [47]:

- Circuito magnético: tambor con forma cilíndrica y ranurado, formado de chapas de hierro aleado al silicio, aisladas entre sí, para reducir las pérdidas por corrientes parásitas. La misión de las ranuras es alojar a los conductores de los devanados.
- Circuito eléctrico: formado por tres devanados monofásicos que son enrollamientos de alambre magneto sobre un núcleo, al conectarlos en estrella o delta, forman un devanado trifásico.

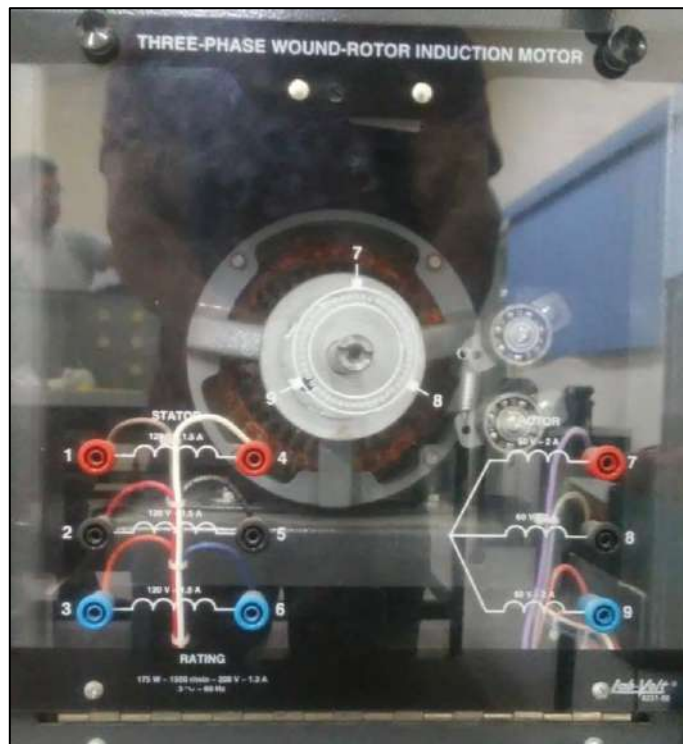


Figura 7.- Máquina de inducción tipo rotor devanado de módulo Lab-Volt.

A continuación, se presenta de manera breve el análisis para obtener el circuito equivalente de la máquina de inducción. De igual manera, se describen las pruebas necesarias para obtener el valor de los parámetros que participan en dicho circuito.

2.5 Modelado matemático y control del generador de inducción

El circuito equivalente de la máquina de inducción es un modelo de estado estacionario. Para obtenerlo, se supone que la máquina tiene devanados polifásicos simétricos, conectados en estrella (Y) y excitados con voltajes polifásicos balanceados, como puede observarse en la Figura 8. Nótese que se consideran las corrientes de línea y los voltajes de fase.

Cuando se cierra el interruptor “sp” se aplica un voltaje sinusoidal trifásico balanceado que produce un conjunto trifásico de corrientes en el devanado de estator. Dichas corrientes producen una fuerza magnetomotriz (fmm) dada por la ecuación (1).

$$F_1(\theta, \omega t) = \frac{3}{2} * F_{max} \cos(\theta - \omega t) \quad (1)$$

Donde:

$$F_{max} = \frac{2 * N * I_{max} * K_{w1} K_{p1}}{\pi} \quad (2)$$

La fmm F_1 , a su vez, produce un flujo magnético ϕ_1 , dado por la ecuación (3), que se asocia con un campo que gira a la velocidad de sincronismo dada por (4).

$F_1(\theta, \omega t)$: fuerza magnetomotriz (Ampere-vuelta).

F_{max} : amplitud (valor máximo) de la fmm.

N : número de vueltas entre terminales de cada fase de estator.

I_{max} : corriente máxima que circula por fase (Amperes).

K_{w1} : factor de distribución del devanado.

K_{p1} : factor de paso del devanado.

f_1 : frecuencia a la que gira el flujo de estator ϕ_1 , normalmente 60 Hertz.

p : número de polos de la máquina.

$$\phi_1 = (\theta, \omega t) = \frac{F_1(\theta, \omega t)}{R} \quad (3)$$

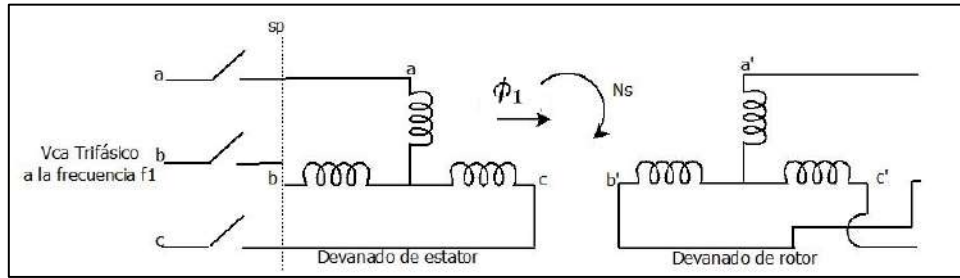


Figura 8.- Representación del devanado de estator y rotor en estrella de la máquina de inducción.

$$N_s = \frac{120f_1}{p} \quad (4)$$

Conforme los vectores de campo magnético y de densidad de flujo asociado del estator giran, ver Figura 9, se presenta una variación de flujo de enlace λ de cada uno de los devanados estatóricos. De acuerdo con la ley de Faraday, la fuerza contraelectromotriz inducida en cada fase estará dada por las siguientes expresiones.

$$e_a = \frac{-d\lambda_a}{dt} \quad (5)$$

$$e_b = \frac{-d\lambda_b}{dt} \quad (6)$$

$$e_c = \frac{-d\lambda_c}{dt} \quad (7)$$

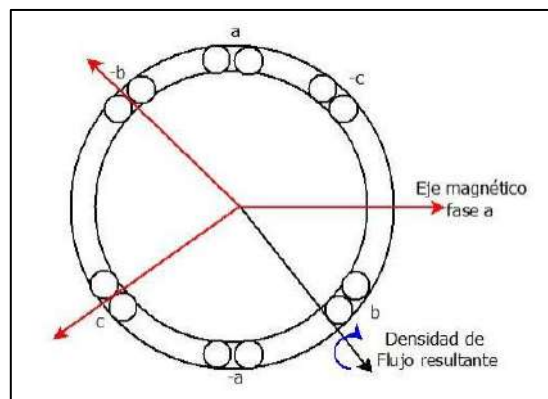


Figura 9.- Ejes magnéticos de cada fase creando la densidad de flujo resultante.

Lo anterior produce una fuerza contraelectromotriz E_1 en cada fase dada por (8) y por ende el circuito equivalente de la parte estacionaria que se presenta en la Figura 10.

$$E_1 = 4.44 * N_1 * f_1 * \phi_1 * Kw_1 Kp_1 \quad (8)$$

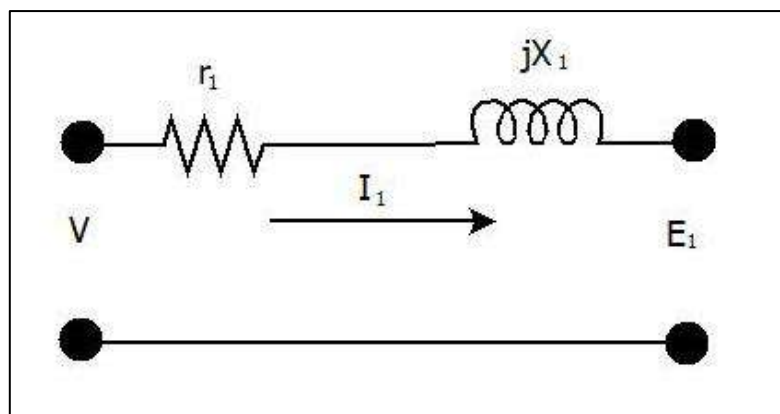


Figura 10.- Circuito equivalente de estator.

Donde:

V : Voltaje de alimentación /fase (volts/fase).

r_1 : Resistencia efectiva de estator / fase (ohms/fase)

X_1 : Reactancia de estator / fase (ohms/fase)

I_1 : Corriente de estator (amps.)

E_1 : Fuerza contraelectromotriz (volts).

De manera similar a las descritas antes, debido al giro del campo magnético, se presenta una variación del flujo de enlace λ' de cada uno de los devanados del rotor, De acuerdo con la ley de Faraday, la fuerza contraelectromotriz inducida en cada fase estará dada por las siguientes expresiones:

$$e_{a'} = \frac{-d\lambda a'}{dt} \quad (9)$$

$$e_{b'} = \frac{-d\lambda b'}{dt} \quad (10)$$

$$e_{c'} = \frac{-d\lambda c'}{dt} \quad (11)$$

Al considerar el rotor en circuito abierto, la máquina se comportará como un transformador de corriente alterna y se obtiene una fuerza electromotriz resultante, dada por (12).

$$E_{2max} = N_2\omega\phi_1 \quad (12)$$

Si los devanado de rotor se conectan en cortocircuito se produce una circulación de corriente por cada una de las fases, que producirá una fmm resultante F_2 dada por (13) y un flujo magnético ϕ_2 dado por (14), que hará que el campo magnético del rotor gire a la velocidad de la frecuencia f_2 , lo cual se presenta gráficamente en la Figura 11, donde se muestra como el campo magnético del estator y del rotor trabajan a una frecuencia y giran a una velocidad diferente, a esta diferencia entre las velocidades se le conoce como deslizamiento.

$$F_2(\theta, \omega t) = 1.5 * F_{2max} \cos(\theta - \omega t) \quad (13)$$

$$\phi_2 = (\theta, \omega t) = 1.5 * \phi_{2max} * \cos(\theta, \omega t) \quad (14)$$

Lo que resulta en el circuito equivalente del rotor, alimentado por un voltaje E_2 , una frecuencia f_2 y donde el campo magnético de este, gira a la velocidad Ns' . Dicho circuito equivalente es representado por la Figura 12.

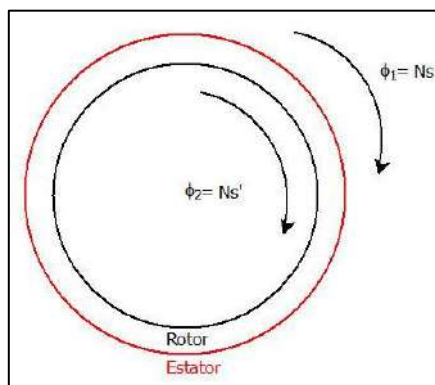


Figura 11.- Representación de los flujos de estator y rotor.

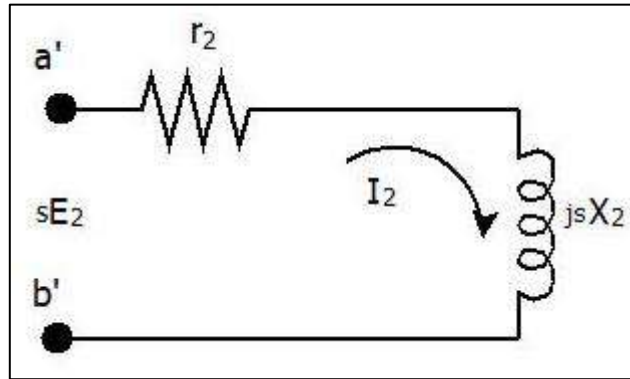


Figura 12.- Circuito equivalente de rotor

Como puede observarse en la Figura 13, la corriente I_1 puede ser dividida en la corriente de carga I_2 de estator, la cual produce la fmm que contrarresta a la fmm producida por el rotor y en I_m , que es la corriente de estator adicional requerida para crear el flujo resultante en el entrehierro y es una función de E_1 .

A su vez, I_m puede ser dividida en la componente de pérdidas en el núcleo I_c en fase con E_1 y la componente magnetizante I_ϕ , desfasada 90° eléctricos de E_1 , por lo que es factible representar por completo el circuito de estator con todos sus parámetros como se muestra en la figura ya mencionada.

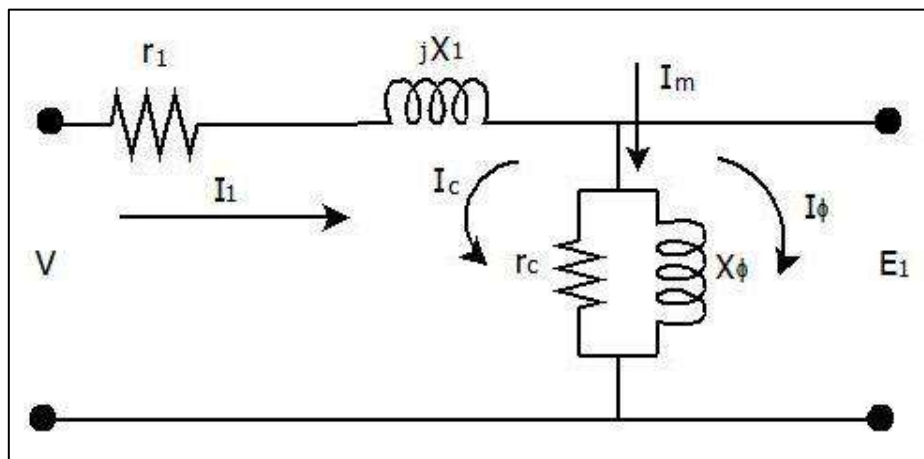


Figura 13.- Circuito equivalente completo de estator

2.5.1 Circuito equivalente completo de la máquina de inducción

Con base en lo anterior, es viable obtener el circuito equivalente de toda la máquina de inducción. Para ello, es necesario llevar a cabo las adecuaciones que se describen a continuación.

Al comparar las Figura 12 y Figura 13 es evidente que la notación de sus terminales es distinta. Esto se debe a que la Figura 13 es el circuito equivalente del estator y se encuentra a la frecuencia f_1 , mientras que la Figura 12 representa al circuito equivalente del rotor y trabaja a la frecuencia f_2 . Además, es notorio que sE_2 es diferente de E_1 . Lo que se debe de hacer para poder unir ambos circuitos es lo siguiente:

1. Es necesario cambiar de la frecuencia f_2 a la frecuencia f_1 en la Figura 12, dividiendo entre el deslizamiento “s” como se muestra en (15), lo que da como resultado (16).

$$I_2 = \left(\frac{s * E_2}{r_2 + jsX_2} \right) / (s) \quad (15)$$

$$I_2 = \left(\frac{E_2}{\frac{r_2}{s} + jX_2} \right) \quad (16)$$

2. Por último, se deben de referir los parámetros del devanado de rotor al estator utilizando la relación de transformación “a” dada por (17). Al aplicar las ecuaciones (18) a (20) es posible obtener el circuito de rotor a frecuencia f_1 que es representado por la Figura 14.

$$E'_2 = aE_2 \quad (17)$$

$$I'_2 = I_2/a \quad (18)$$

$$x'_2 = a_2 * x_2 \quad (19)$$

$$r'_2 = a_2 * r_2 \quad (20)$$

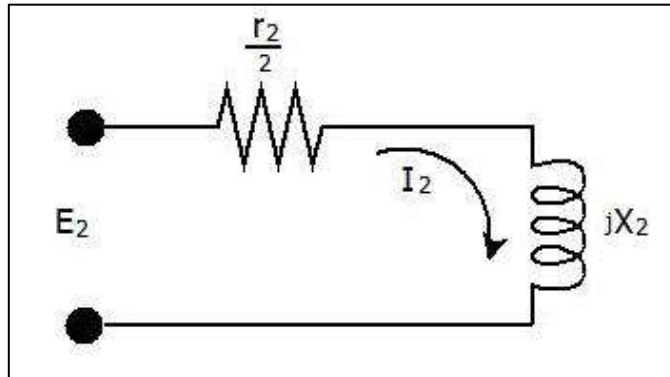


Figura 14.- Circuito equivalente de rotor a la frecuencia $f1$ y referido al estator.

A continuación, es posible unir los circuitos equivalentes del de estator de la Figura 13, con el del rotor de la Figura 14, para conseguir el circuito equivalente total de la máquina de inducción, representado por la Figura 15.

Donde $\frac{r_2'}{s}$ está dado por la siguiente expresión (21):

$$\frac{r_2'}{s} = r_2' + R_m \quad (21)$$

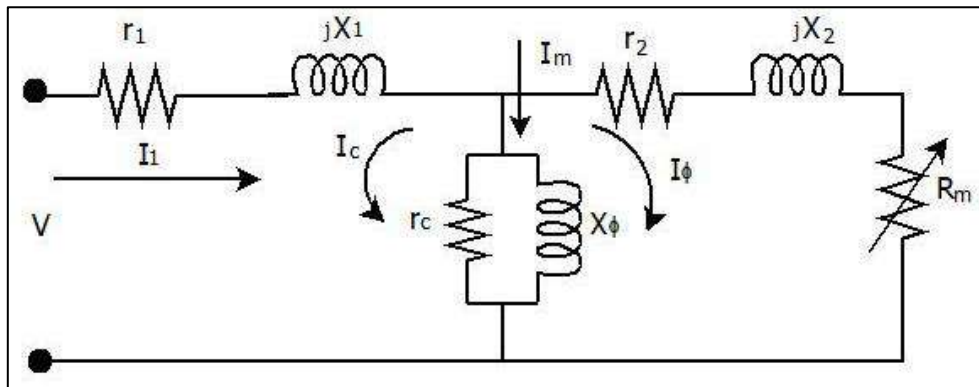


Figura 15.- Circuito equivalente de la máquina de inducción.

donde:

$$R_m = \frac{r_2'}{s} (1 - s) \quad (22)$$

La cual representa a la resistencia eléctrica que se asocia con la carga mecánica en ohms/fase.

Al aplicar el teorema de Thevenin al circuito equivalente de la máquina de inducción se obtiene el circuito equivalente aproximado representado en la Figura 16. Con el circuito equivalente aproximado, es factible conocer a detalle el funcionamiento de la máquina ante diferentes condiciones de trabajo. Para lograrlo, es necesario conocer los parámetros del circuito equivalente. Dichos valores son obtenidos al realizar dos pruebas experimentales: la prueba en vacío y la prueba a rotor bloqueado, que se presentan más adelante.

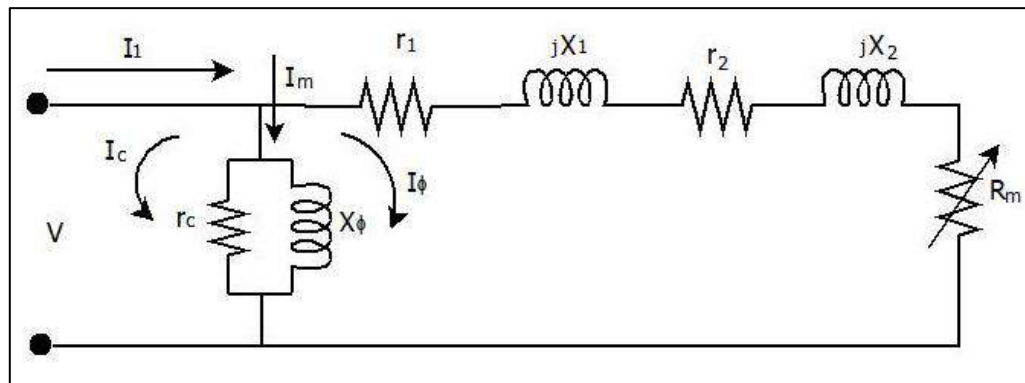


Figura 16.- Circuito equivalente aproximado de la máquina de inducción.

La Figura 15 representa el circuito equivalente de la máquina cuando es conectada como motor. Para el caso del funcionamiento como generador, es necesario eliminar R_m , es decir, la resistencia mecánica de la máquina y dejar las terminales de la parte del rotor en circuito abierto, como se presenta en la Figura 16.

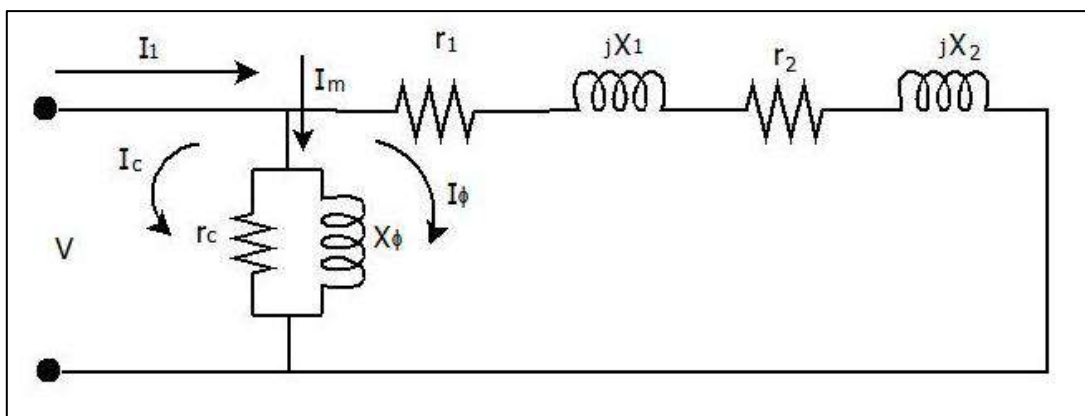


Figura 17.- Circuito equivalente de la máquina de inducción como generador.

Antes de discutir el control de la máquina de inducción como un DFIG es necesario conocer las herramientas matemáticas que facilitan el análisis de la máquina de inducción y la implementación de su sistema de control.

Dichas herramientas son conocidas como las Transformaciones de Clarke y Park, que permiten que conjuntos trifásicos de variables (voltajes, corrientes, etc.) sean cambiados a un marco de referencia estacionario en el que teóricamente dichas variables se representarán por medio de constantes.

2.5.2 Transformación de Clarke

La transformación de Clarke también conocida como $\alpha - \beta$, está dada por las expresiones (23) y (24). Ésta convierte un conjunto trifásico de señales alternas, defasadas 120° , en un conjunto bifásico de señales alternas en cuadratura (defasadas 90°) [48], como puede apreciarse en la Figura 18.

$$i_\alpha = \frac{2}{3}i_a - \frac{1}{3}(i_b - i_c) \quad (23)$$

$$i_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \quad (24)$$

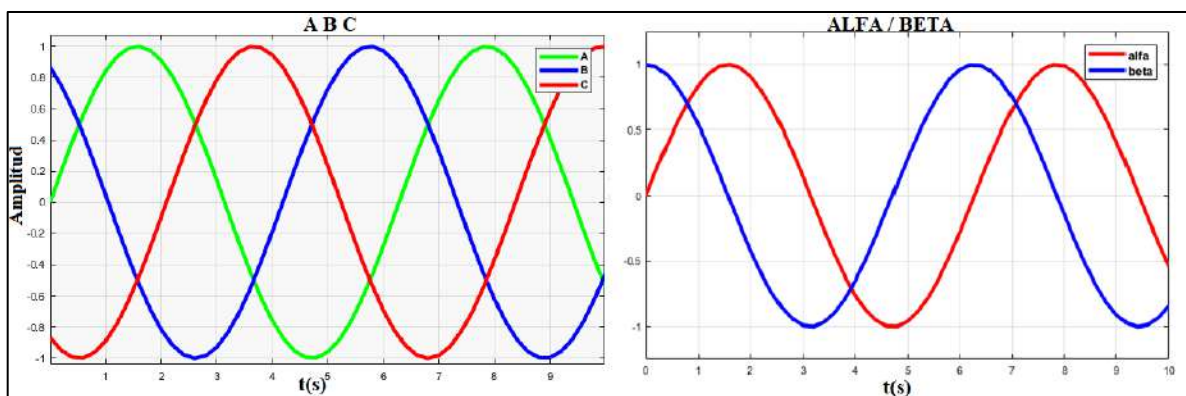


Figura 18.- Representación gráfica de la transformación de Clarke.

2.5.3 Transformación de Park

En este punto, el controlador ya conoce la posición del rotor, usando esa información es posible "cancelar" las ondas sinusoidales empleando algunas funciones trigonométricas para compensar el movimiento sinusoidal de las corrientes. Este artilugio es conocido como la transformación de Park y básicamente permite que el controlador experimente el punto de vista del rotor desde un estado estable en lugar de verlo girar desde el punto de vista del estator. La terminología correcta es "pasar del marco de referencia estacionario al marco de referencia giratorio".

Una vez realizada la transformación de Clarke, las tensiones y corrientes del sistema girarán con velocidad angular constante ω sobre el plano, definido por los ejes α - β . No obstante, lo que realmente interesa es que los vectores espaciales de tensión y corrientes permanezcan fijos en una determinada posición, de modo que en régimen permanente sea un vector constante.

Esto se consigue definiendo un sistema de referencia que gire sobre el plano a la misma velocidad ω que el vector espacial, de modo que el vector permanezca fijo en este nuevo sistema. Esta transformación requiere de un ángulo de referencia conocido como "ángulo orientador", que coincide con la posición del vector de enlaces de flujo magnético del rotor [48]. La Figura 19 representa la transformación de Park, mientras que (25) y (26) las ecuaciones.

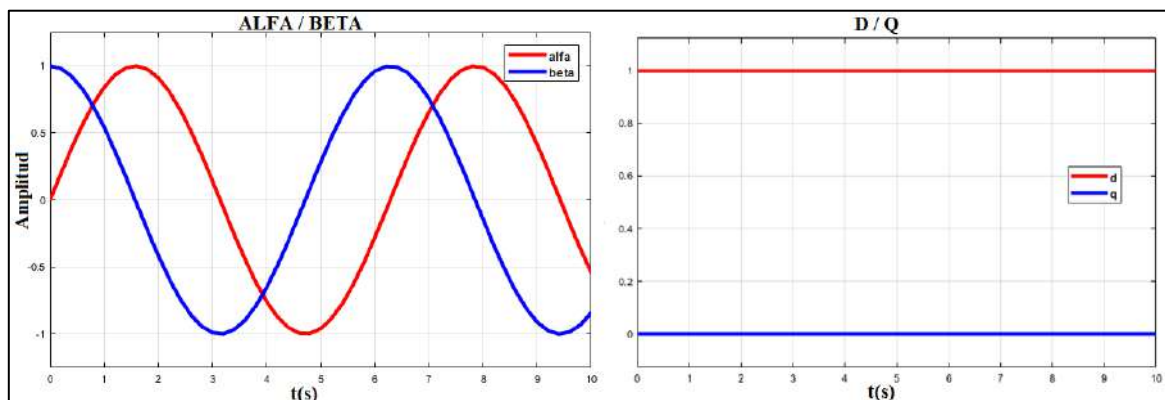


Figura 19.- Representación gráfica de la transformación de Park.

$$i_d = i_a \cos(\theta) + i_\beta \text{sen}(\theta) \quad (25)$$

$$i_q = -i_a \text{sen}(\theta) + i_\beta \cos(\theta) \quad (26)$$

Donde θ , es el ángulo obtenido por medio de un bucle de enganche de fase (PLL, por sus siglas en inglés) o bien, a aplicando identidades trigonométricas a las señales obtenidas de la transformación de Park. Este tema es abordado en el Capítulo 4 con mayor detalle.

Al aplicar la transformación de Park se convierten las dos señales de CA en señales de CD de estado estable, lo que hace mucho más fácil la tarea para el controlador si utiliza un bucle de control de tipo Proporcional - Integral o Proporcional – Integral – Derivativo.

2.5.4 Expresiones matemáticas de las transformaciones inversas de Park y Clarke

Una vez que el controlador realiza su tarea es necesario regresar al marco de referencia trifásico para posteriormente llevar a cabo la función de la regulación por medio de un modulador de ancho de pulsos (PWM, por sus siglas en inglés).

Para lograr esto, es preciso hacer uso de la Transformación inversa de Park dada por las expresiones (27) y (28), lo que permite obtener nuevamente un conjunto sinusoidal bifásico y posteriormente emplear la Transformación inversa de Clarke dada por las (29)-(31), lo que permite conseguir el conjunto trifásico listo para ser modulador por el PWM.

- Transformación Inversa de Park

$$i_\alpha = i_d * \cos(\theta) - i_q * \text{sen}(\theta) \quad (27)$$

$$i_\beta = i_d * \text{sen}(\theta) + i_q * \cos(\theta) \quad (28)$$

- Transformación Inversa de Clarke

$$i_a = i_\alpha \quad (29)$$

$$i_b = -0.5 * i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} * i_\beta \quad (30)$$

$$i_c = -0.5 * i_\alpha - \sqrt{3}/2 * i_\beta \quad (31)$$

Una vez establecidas las herramientas necesarias para llevar a cabo tanto el análisis de la máquina de inducción, así como para realizar el control de una forma más sencilla pero efectiva, es imprescindible exponer el modelo trifásico de la máquina de inducción como un generador doblemente alimentado. Dicho desarrollo es presentado en la siguiente sección.

2.6 Modelo trifásico del Generador Doblemente Alimentado

El DFIG explicado de manera sencilla, es una máquina de inducción con un rotor de tipo rotor devanado que es utilizada como generador, con la cualidad que son alimentadas tanto las terminales del estator como las del rotor.

En el apartado 2.5.1 se describió de manera detallada los pasos para obtener el circuito equivalente de la máquina de inducción representado por la Figura 17 para simplificar el análisis del circuito desde el punto de vista del DFIG son utilizadas las ecuaciones eléctricas de estado estable de voltaje (32) - (33) y flujo de la máquina (34) - (35), presentadas a continuación. En la Figura 20 se presenta el circuito eléctrico del DFIG en estado estable, mientras que en la Tabla 1, el parámetro eléctrico que representa cada símbolo de las ecuaciones anteriores.

Ecuaciones de voltaje [49]:

$$V_s = R_s I_s + j\omega_s L_{\sigma s} I_s + j\omega_s L_m (I_s + I_r) \quad (32)$$

$$\frac{V_r}{s} = \frac{R_r}{s} I_r + j\omega_s L_{\sigma r} I_r + j\omega_s L_m (I_s + I_r) \quad (33)$$

Ecuaciones de flujo [49]:

$$\lambda_s = L_m (I_s + I_r) + L_{\sigma s} I_s = L_s I_s + L_m I_r \quad (34)$$

$$\lambda_r = L_m (I_s + I_r) + L_{\sigma r} I_r = L_m I_s + L_r I_r \quad (35)$$

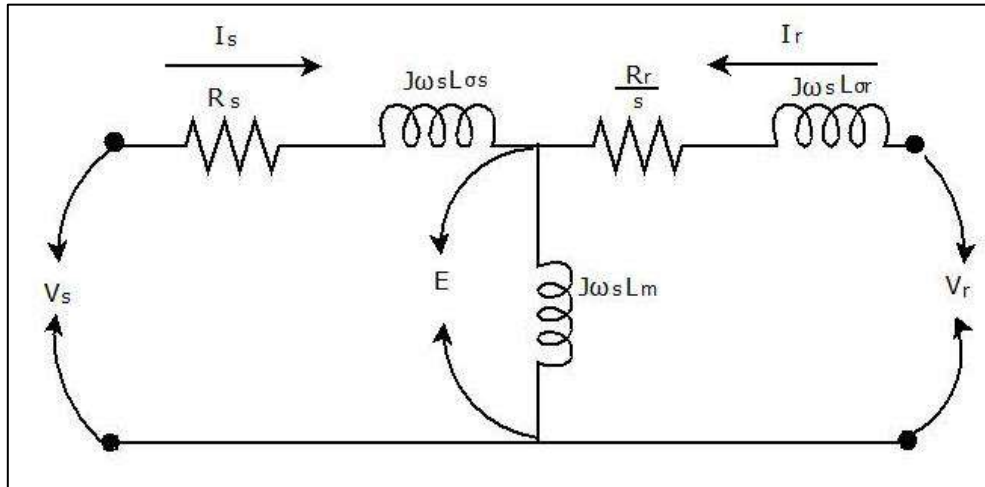


Figura 20.- Circuito equivalente del DFIG en estado estacionario.

Tabla 1.- Variables y parámetros utilizados en ecuaciones de estado estable del DFIG.

Variable	Equivalencia	Parámetro	Equivalencia
V_s	Voltaje de estator	R_s	Resistencia de estator
V_r/s	Voltaje de rotor referenciado	R_r/s	Resistencia de rotor referenciada
λ_s	Flujo de estator	L_s	Inductancia de estator ($L_m + L_{\sigma s}$)
λ_r	Flujo de rotor	L_r	Inductancia de rotor ($L_m + L_{\sigma r}$)
I_s	Corriente de estator	$L_{\sigma s}$	Inductancia de fuga de estator
I_r	Corriente de rotor	$L_{\sigma r}$	Inductancia de fuga de rotor
$j\omega_s$	Frecuencia de estator	L_m	Inductancia mutua

Es posible simplificar las ecuaciones de voltaje para la máquina como en la expresión (36).

$$V_{ik} = R_{ik} * i_{ik} + p\lambda_{ik} \quad (36)$$

Donde p es el operador diferencial d/dt mientras que i representa la fase a, b o c, por último, k representa el estator o bien el rotor. Con la finalidad de resumir y compactar se escriben las ecuaciones de forma matricial, como se presenta en (37) y (38).

$$\begin{bmatrix} V_{abc s} \\ V'_{abc r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0_3 \\ 0_3 & r'_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{abc s} \\ i'_{abc r} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_{abc s} \\ \psi'_{abc r} \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc s} \\ \lambda'_{abc r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ (L'_{sr})^T & L'_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{abc s} \\ i'_{abc r} \end{bmatrix} \quad (38)$$

Con la finalidad de poder manipular las expresiones anteriores es conveniente aplicar las transformaciones de Clarke y Park para tener las ecuaciones en el marco de referencia arbitrario dq . Aplicando estas herramientas las ecuaciones del voltaje de estator y voltaje de rotor se establecen como se presentan en las ecuaciones (39) y (40).

$$V_{dq0s} = r_s * i_{dq0s} \pm \omega * \lambda_{dq s} + p\lambda_{dq0s} \quad (39)$$

$$V_{dq0r} = r_r * i_{dq0r} \pm (\omega - \omega_r) * \lambda_{dq r} + p\lambda_{dq0r} \quad (40)$$

Donde el término $(\omega - \omega_r)$ viene de la derivada $\theta_{rel} = \theta - \theta_r$. De manera similar ocurre con las ecuaciones de flujo dadas en (41) y (42).

$$\lambda_{dq0s} = L_s * i_{dq0s} + L_m * i_{dq0r} \quad (41)$$

$$\lambda_{dq0r} = L_m * i_{dq0s} + L_r * i_{dq0r} \quad (42)$$

En conclusión, es posible afirmar que el DFIG puede ser estudiado a partir del desarrollo de las ecuaciones anteriores de la máquina, en el conocido marco dq . Dicho desarrollo se presenta a continuación obteniendo 12 ecuaciones (43) - (54) de las cuales las de secuencia cero son ignoradas debido a que se considera el estudio de un sistema balanceado por lo que su valor sería nulo.

$$V_{ds} = r_s * i_{ds} - \omega * \lambda_{ds} + p\lambda_{ds} \quad (43)$$

$$V_{qs} = r_s * i_{qs} + \omega * \lambda_{qs} + p\lambda_{qs} \quad (44)$$

$$V_{0s} = r_s * i_{0s} + p\lambda_{0s} \quad (45)$$

$$V_{dr} = r_r * i_{dr} - (\omega - \omega_r) * \lambda_{dr} + p\lambda_{dr} \quad (46)$$

$$V_{qr} = r_r * i_{qr} + (\omega - \omega_r) * \lambda_{qr} + p\lambda_{qr} \quad (47)$$

$$V_{0r} = r_r * i_{0r} + p\lambda_{0r} \quad (48)$$

$$\lambda_{ds} = L_s * i_{ds} + L_m * i_{dr} \quad (49)$$

$$\lambda_{qs} = L_s * i_{qs} + L_m * i_{qr} \quad (50)$$

$$\lambda_{0s} = L_s * i_{0s} \quad (51)$$

$$\lambda_{dr} = L_m * i_{ds} + L_r * i_{dr} \quad (52)$$

$$\lambda_{qr} = L_m * i_{qs} + L_r * i_{qr} \quad (53)$$

$$\lambda_{dq0r} = L_r * i_{dq0r} \quad (54)$$

Partiendo de estas ecuaciones es posible diseñar la estrategia de control y los mismos controladores para alcanzar el objetivo establecido previamente en este documento. A continuación, se expone brevemente los métodos de control existentes, el método seleccionado y como es que se desarrolla.

2.7 Métodos de control para la máquina de inducción

Las máquinas de inducción en el pasado eran utilizadas para trabajos donde se requería mantener una velocidad constante como compresores, equipos de bombeo, ventilación, entre otros. Lo anterior, debido a que presentan una gran eficiencia cuando se encuentran trabajando bajo sus valores nominales de voltaje, velocidad, etc.

Sin embargo, cuando surgía la necesidad de adaptarse a cambios en las condiciones de operación, como un cambio de carga o diferente torque, en comparación con los motores de CD, los motores de inducción eran considerados dispositivos baratos, pero con controladores caros y complicados [50].

En la actualidad, a pesar de los esfuerzos dedicados al control de la máquina de inducción, sigue siendo complicado que todos los resultados teóricos puedan aplicarse directamente a sistemas físicos debido a inconvenientes como: cálculos complejos involucrados; no linealidad de los sistemas; perturbaciones impredecibles, limitaciones físicas de los dispositivos, entre otros.

Sin embargo, el progreso en la electrónica de potencia ha permitido la implementación de dispositivos eléctricos que posibiliten adecuar y variar la velocidad del rotor de la máquina logrando ejercer un control sobre el par y la velocidad, lo que facilita que mantener el comportamiento dinámico de la máquina en valores deseados [51], [52].

Con el desarrollo de técnicas de control para el motor de inducción, los algoritmos de control se pueden clasificar en cuatro categorías principales descritas a continuación [53]:

- Control escalar: el cual es un control sencillo de implementar, pero depende de los parámetros de la máquina para cumplir con su función de manera correcta.
- Control vectorial: su ventaja es que tiene un alto rendimiento y puede controlarse el flujo y el par de la máquina, sin embargo, en ciertos casos presenta una gran acumulación de errores.
- Control de velocidad sin sensores: se utilizan los DSP para su implementación, no utiliza sensor de velocidad, por otro lado, su rendimiento depende de los parámetros de la máquina que se desea controlar.
- Control inteligente: es similar al FOC, con la ventaja de ser menos dependiente de los parámetros de la máquina, tiene un alto rendimiento y una estructura robusta.

Como se puede apreciar, existen diferentes tipos de control, desde el más sencillo de ellos que es el control escalar hasta los más elaborados como el control inteligente. Para los fines de este proyecto se aplica el control vectorial por las bondades que presenta, como lo es un control eficaz, además que es la técnica más utilizada en la industria. A continuación, se presenta de forma breve una explicación de esta estrategia de control.

2.8 Control vectorial

En 1971, el ingeniero alemán F. Blaschke propuso por primera vez el control vectorial para las máquinas de inducción. La llegada del control vectorial fue un hito para el control de motores eléctricos. En los últimos años, se ha aplicado de manera amplia de forma que es un estándar industrial.

El control vectorial permite obtener un desempeño dinámico muy superior al que se obtiene mediante controladores que se diseñan usando modelos estacionarios. El objetivo del control vectorial es simplificar las ecuaciones de control de la máquina para que se parezcan a las ecuaciones de los motores de CD de excitación independiente, es por esto que se dice que se fundamenta en el modelado de fasores espaciales de máquinas de inducción [53].

En otras palabras, el control vectorial se basa en que el controlador conoce la posición del rotor en cualquier momento y se encarga de crear un nuevo campo magnético para empujar al rotor en la dirección deseada varios cientos (o miles) de veces por segundo [54]. Por esto mismo, la parte más importante del control vectorial es obtener la posición del rotor. Entendiendo el concepto “posición” como la dirección en la que apunta el campo magnético del rotor.

2.8.1 Descripción del control vectorial

La idea principal de este método de control radica en aplicar un criterio conocido, como lo es la técnica de control de motores de CD al ámbito de los motores de inducción. No obstante, debido a que en una máquina de inducción los dos bobinados se encuentran acoplados, es necesario referenciar el sistema trifásico alterno de parámetros estáticos a un sistema de coordenadas no estacionario que gira sincrónicamente con el campo magnético rotórico.

En este nuevo sistema de referencia los parámetros pueden ser tratados como vectores rotantes, de ahí el nombre de control vectorial o también control de campo orientado (FOC, por sus siglas en inglés) cuando se escoge alinear el marco de referencia con un vector de enlaces de flujo [55].

El diseño en el nuevo marco de referencia es más sencillo debido a que, cuando se aplican las transformaciones previamente mencionadas, se obtiene un modelo dinámico de dos componentes con desacoplamiento magnético en las variables dq y en el que se elimina la dependencia de la posición del rotor en la matriz de inductancias resultante.

El marco de referencia normalmente usado es el sincrónico, ya que en éste las componentes dq son constantes cuando las señales trifásicas son sinusoidales puras. Además, puede estar orientado con cualquier vector espacial que gire a velocidad sincrónica.

En teoría podría ser cualquiera de los vectores existentes en la máquina, ya sea de voltaje, de enlaces de flujo e incluso de corriente. La selección de un vector para orientar el marco de referencia debe ser tomando en cuenta el modelo de la máquina. Para ello, éste debe ser manipulado algebraicamente, con el fin de adecuar el modelo representado en un marco de referencia sincrónico arbitrario, con la finalidad de conseguir el modelo representado en el marco de referencia sincrónico alineado con el vector elegido [56].

Una vez que se selecciona la orientación del marco de referencia, es necesario seleccionar la técnica que se utilizará para el diseño de los controladores que pueden ser tipo PID o PI. El diseño debe efectuarse utilizando el modelo de la máquina, representado en el marco de referencia sincrónico alineado con el vector previamente escogido.

Es común aún emplear controladores sintonizados con métodos tradicionales (en el dominio de la frecuencia o del tiempo), ya que en la actualidad este tipo de implementación es considerada como un estándar en la industria. Sin embargo, actualmente existe una gran variedad de alternativas diferentes.

En el control vectorial clásico del DFIG los controladores PI son diseñados para trabajar cascada, como se muestra en la Figura 21 . En donde se presenta un controlador considerado como el “controlador esclavo” donde se lleva un control de mayor velocidad. Mientras que en el otro es llamado “controlador maestro” siendo un lazo más lento de control y encargado de generar la referencia a utilizar por el “controlador esclavo”.

Este tipo de configuración tiene como ventaja que puede eliminar el efecto de algunas perturbaciones, lo que mejora la dinámica del lazo de control y presenta una respuesta de mayor estabilidad.

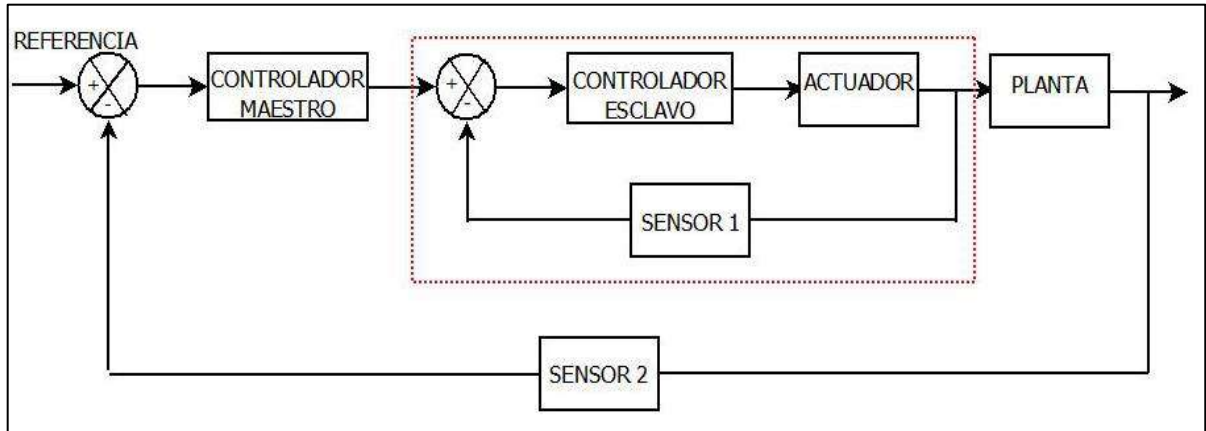


Figura 21.- Diagrama de bloques de un control en cascada.

De manera general y breve se presenta en la Figura 22, así como en forma de lista, la rutina para lograr el control deseado sobre el DFIG, que se repite una y otra vez rápidamente es la siguiente:

- Medir corriente y tensiones
- Estimar la posición del rotor con base en las mediciones anteriores y el voltaje y / o modelo actual.
- Transformar los valores medidos con la Transformación de Clarke y posteriormente de Park.
- Mandar los valores de las señales dq de proceso de control para compararlos con la referencia y que el controlador realice su trabajo, donde se obtienen los valores dq necesarios para lograr el fin deseado.
- Transformar las señales dq en señales trifásicas empleando la Transformación Inversa de Park y posteriormente de Clarke.
- Enviar los valores de las señales obtenidas al actuador PWM para efectuar los cambios necesarios.
- Comenzar nuevamente el primer punto.

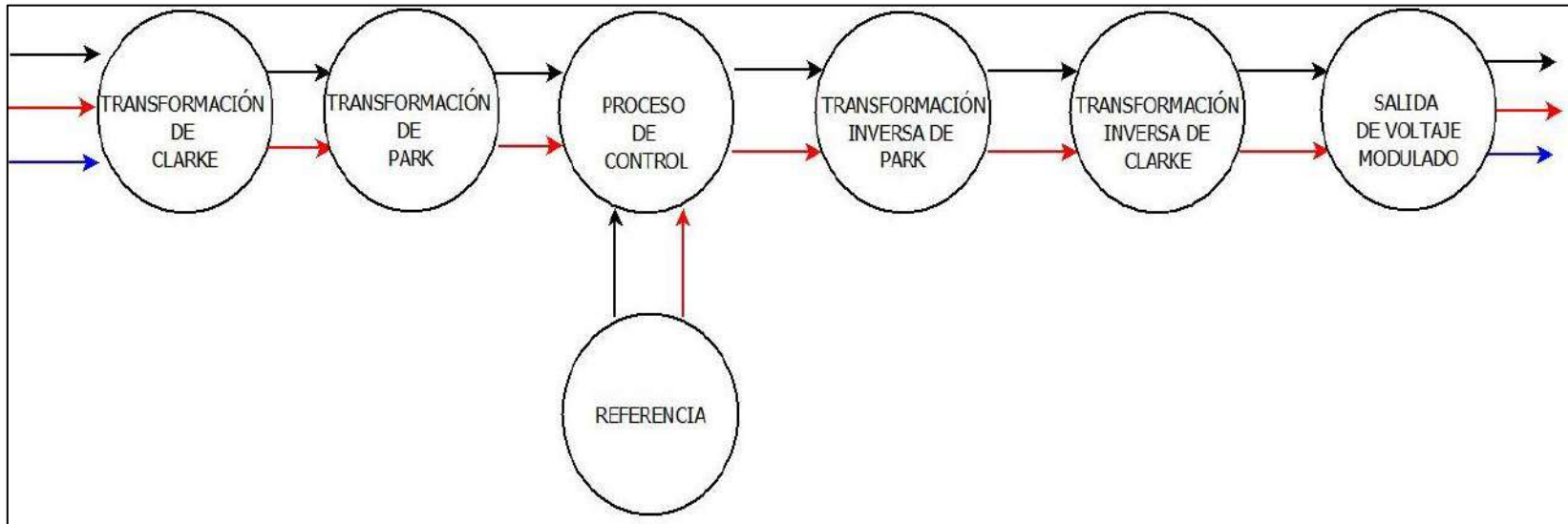


Figura 22.- Flujo de proceso de control.

CAPÍTULO III

ELEMENTOS QUE CONFORMAN EL BANCO DE PRUEBAS

En este capítulo se presentan los elementos que deben participar en la construcción del banco de pruebas y que se tomaron en cuenta para que la simulación sea lo más realista posible. De igual forma, se describen también de manera breve las características de cada uno de estos elementos. Por otro lado, la explicación a detalle del funcionamiento del diagrama de pruebas del banco que se propone puede ser encontrada en el Apéndice C de este documento.

3.1 Generador de inducción doblemente alimentado

El generador de inducción doblemente alimentado (DFIG) es una máquina de inducción de rotor bobinado, que ha sido utilizada para aplicaciones que requieren control de velocidad. Trabajando como generador, esta máquina habilita una característica importante: puede producir energía tanto en velocidades subsíncronas como supersíncronas. Debido a este rasgo, la turbina eólica es capaz de operar en un amplio rango de velocidades con alta eficiencia. Como características del DFIG se pueden mencionar las siguientes:

- El estator está conectado directamente a la red y el rotor es alimentado por un convertidor bidireccional que también está conectado a la red.
- Rango de velocidad de funcionamiento limitado. Para generar energía en velocidad subsíncrona, el rotor consume energía. Por otro lado, cuando está en velocidad supersíncrona, el rotor genera energía.
- La frecuencia de las corrientes producidas o consumidas en el circuito del rotor varía según la velocidad del rotor.
- Para proporcionar los medios de tal comportamiento, se utiliza un convertidor electrónico de potencia bidireccional en el circuito del rotor para ser esta fuente variable o carga para el rotor de la máquina, dependiendo de la velocidad de operación.
- Se tiene control de la potencia activa y la potencia reactiva intercambiada con la red.

Cabe mencionar que, utilizando las técnicas del control vectorial descritas en el Capítulo II, el convertidor bidireccional permite la generación de energía a la frecuencia nominal de la red y al voltaje nominal de la red, cuando está configurado de esta forma, o bien entregar un voltaje de amplitud y frecuencia constante para una carga aislada, independientemente de la velocidad del rotor. La configuración de este tipo de sistema se aprecia en la Figura 23, donde se muestra el DFIG alimentado a una carga aislada, el caso de estudio del presente trabajo.

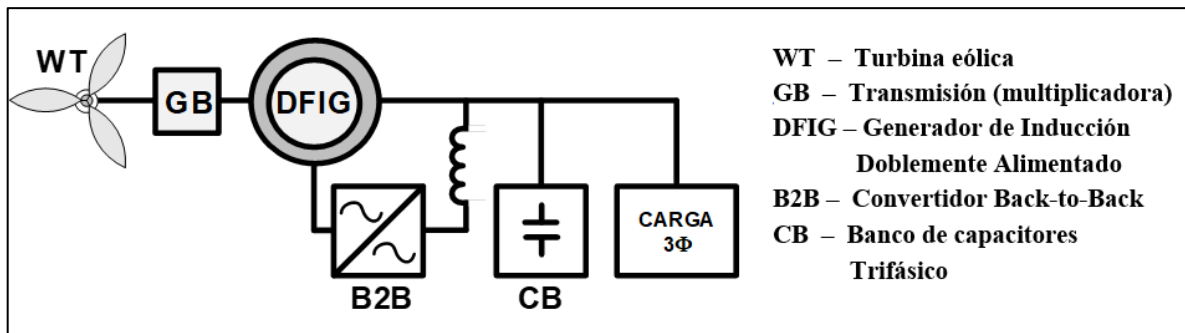


Figura 23.- Sistema eoloelectrico considerado.

Como se mencionó anteriormente, el rotor de este tipo de máquina está conectado a la carga a través de una interfaz de electrónica de potencia, lo que permite que el ensamblaje funcione a una velocidad variable en un rango amplio (desde velocidades subsíncronas hasta velocidades supersíncronas). El estator está directamente acoplado a la carga. Estas máquinas son más complejas que las máquinas de jaula asíncronas con las que tienen en común que requieren una caja de engranajes. Pero el beneficio de la operación de velocidad variable es una ventaja suficiente para que muchos fabricantes utilicen este tipo de máquina [57]. La Figura 24 muestra la máquina utilizada como generador para el proyecto aquí presentado, dicha máquina cuenta con las siguientes características:

- Potencia: $\frac{1}{4}$ de Hp.
- Volteja nominal: 208 Volts de CA.
- Corriente nominal: 1.3 Amperes.
- Frecuencia: 60 Hertz.
- Velocidad nominal: 1800 Rpm.



Figura 24.- Máquina de inducción de rotor devanado utilizada en el banco de pruebas.

A continuación, se presentan la Tabla 2 donde se muestran los parámetros que se utilizan para representar el circuito equivalente de este generador. Para poder obtener dichos parámetros es necesario aplicar una distinta serie de pruebas a la máquina bajo ciertas condiciones. En este caso se desarrollaron la prueba en vacío, la prueba a rotor bloqueado, explicadas en la siguiente sección y la medición de resistencia con el puente Kelvin. La información que se obtuvo de estas pruebas, así como los cálculos para obtener los parámetros presentados pueden ser encontrados en el “Apéndice A” de este documento.

Tabla 2.- Parámetros calculados del circuito equivalente del generador de inducción.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_s	13.4 Ohms	L_{lr}	0.03581 Henry
R_r	23.0786 Ohms	L_m	0.5063 Henry
L_{ls}	0.01534 Henry	a	2.1164

3.1.1 Prueba en vacío

Los cálculos de funcionamiento para una máquina de inducción trifásica presuponen el conocimiento de los parámetros del circuito equivalente. Esta información puede estar disponible en los datos de diseño o pruebas apropiadas. Cuando los datos de diseño no son disponibles, información relacionada al lazo de magnetización puede ser obtenida de la prueba de vacío al aplicar un voltaje trifásico balanceado al motor desacoplado de su carga. Los cálculos y valores obtenidos se muestran en el Apéndice A.

La potencia de entrada y la corriente de la línea son medidas a voltaje de alimentación y frecuencia nominal, las conexiones se muestran en la Figura 25. Gracias a esta prueba es posible obtener entre otros, los siguientes datos del circuito equivalente:

- I_c : corriente de pérdidas en el núcleo.
- I_ϕ : corriente de magnetización.
- r_c : resistencia de pérdidas en el núcleo.
- x_ϕ : reactancia magnetizante.

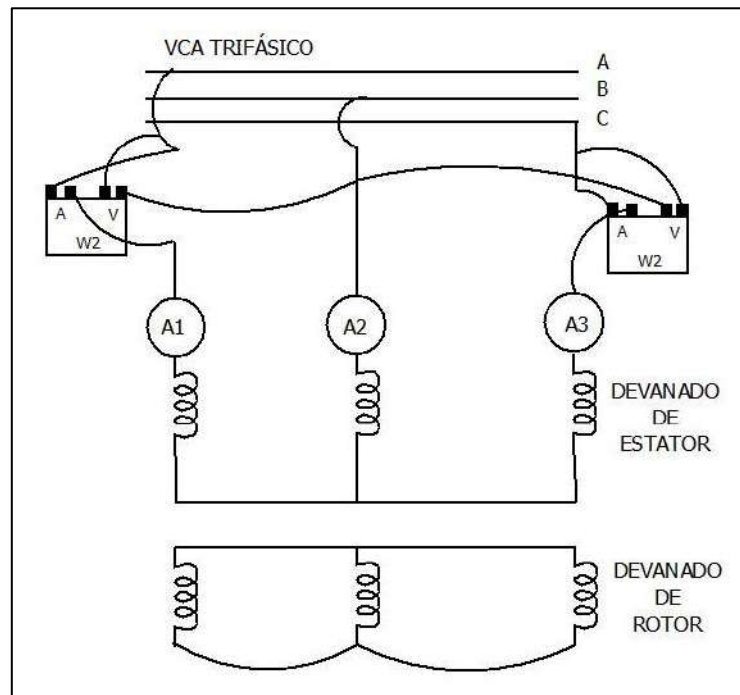


Figura 25.- Diagrama de conexión para la prueba en vacío.

3.1.2 Prueba a rotor bloqueado

La prueba de rotor bloqueado como su nombre lo indica es llevada a cabo sujetando el rotor para evitar su giro o rotación y además que el devanado de rotor se encuentre eléctricamente en corto circuito. A fin de reducir la corriente del rotor en esta prueba a valores razonables, un voltaje reducido debe ser usado, usualmente entre el 10 a 25% del valor nominal, para cumplir con este propósito se utilizó un variador de tensión como se muestra en la Figura 26.

Dicha prueba es necesaria para obtener el valor de los siguientes elementos del circuito equivalente aproximado de la máquina de inducción:

- r_e : resistencia equivalente, de donde se obtienen r_1 y r_2 .
- x_e : impedancia equivalente, de donde se obtiene x_1 y r_e

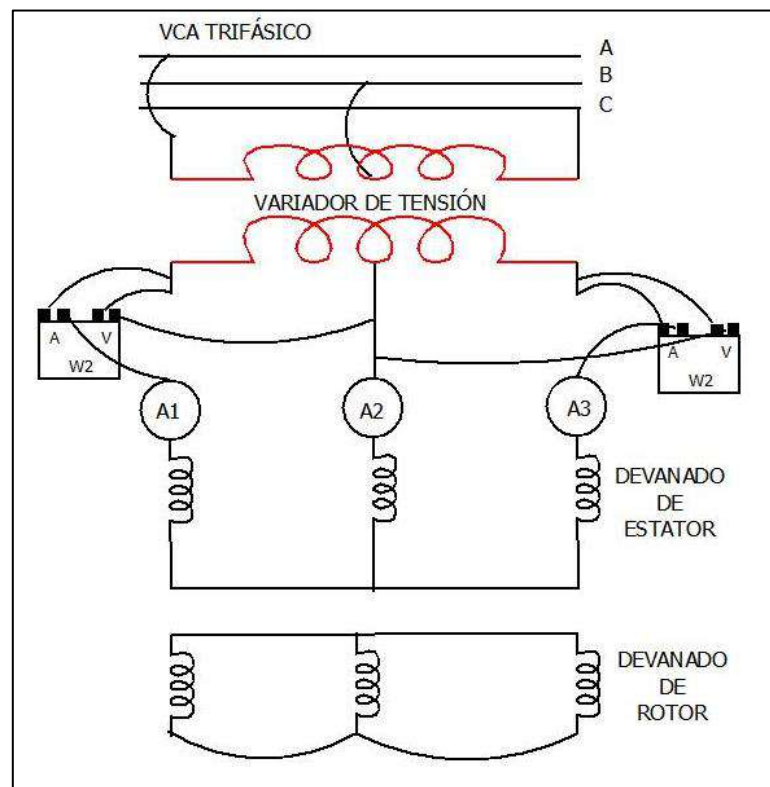


Figura 26.- Diagrama de conexión de la prueba a rotor bloqueado.

3.2 Convertidor Back to Back

El DFIG utiliza un convertidor CA / CD / CA con filtro de paso bajo que permite un rendimiento eficiente y la compensación de potencia reactiva. Este convertidor es llamado convertidor back-to-back (B2B, en adelante), dicho dispositivo se encuentra formado por dos inversores/rectificadores puente completo conectados de espalda a través de un bus de CD capacitivo y es generalmente implementado con IGBTs. El controlador del convertidor B2B se aplica en un WECS con varios propósitos, entre ellos, para controlar la potencia reactiva, para compensar el voltaje de la red [28-29] y para regular el voltaje del enlace de CD en un valor deseado.

Cuando se usa el convertidor B2B en un WECS que alimenta a una carga aislada como es el caso que concierne, el inversor/rectificador conectado al rotor del generador se denomina convertidor del lado de la máquina (MSC, por sus siglas en inglés), mientras el que se conecta a la carga eléctrica es llamado convertidor de lado de la carga, conocido también como Front End Converter: FEC. Dentro de las características principales al implementar un convertidor B2B se enlistan las siguientes:

- El voltaje del bus de CD debe ser mayor (al menos el doble) que el voltaje principal pico.
- En ciertas aplicaciones la energía de frenado puede retroalimentarse a la red eléctrica en lugar de desperdiciarla en una resistencia de frenado.
- Posee un control rápido del flujo de energía, lo que permite reducir el tamaño del capacitor del bus de CD, sin afectar el rendimiento del inversor.
- Se obtiene la capacidad de controlar independientemente las potencias activa y reactiva que se generan [58].
- El capacitor en el bus de DC, además de ofrecer cierta protección, permite un control separado de los dos inversores/rectificadores [41].
- Las desventajas que tiene son que entrega una señal de voltaje cuya naturaleza acorta la vida útil de los devanados a los que se conecta, que puede presentar altas pérdidas por conmutación [59].

El MSC tiene por tarea regular la magnitud y la frecuencia del voltaje que se entrega a una carga aislada. Por otro lado, el FEC, es el encargado de gestionar el flujo de energía, del estator hacia al rotor o viceversa, dependiendo de la velocidad de giro, lo cual es logrado de forma indirecta a través de la regulación de la tensión del bus de CD.

Ambos dispositivos son puestos en funcionamiento mediante dos módulos inversores trifásicos tipo puente, con transistores de compuerta aislada, de la compañía International Rectifier y número de parte IRAMS10UP60B.

Dichos módulos tienen un voltaje de ruptura de 600 volts y una máxima corriente de colector de 10 A. Asimismo, cuentan con drivers incluidos para las compuertas de los IGBTs, por lo que cada uno de ellos debe recibir solamente un voltaje de 15 volts de CD. La Figura 27 muestra un convertidor trifásico. En el Apéndice B se muestra el ejemplo de una práctica con uno de los inversores mencionados y la tarjeta TMS320F28335.

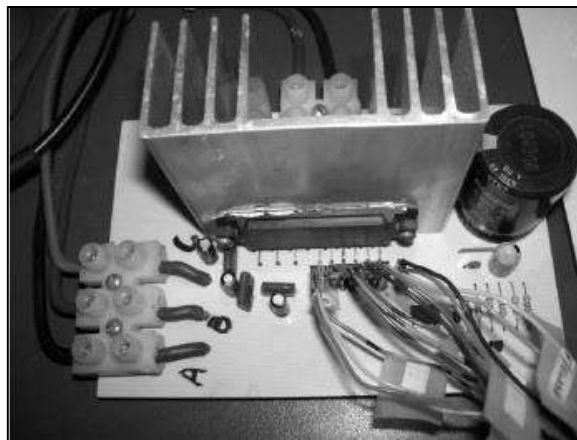


Figura 27.- Inversor trifásico y tarjeta de alimentación de 15 Vcd.

3.3 Microcontrolador

Con el objeto de realizar las tareas de control se considera utilizar un controlador digital de señales (Digital Signal Controller: DSC) de la compañía Texas Instruments con código TMS320F28335. Éste es capaz de realizar operaciones con datos de punto flotante de 32 bits y opera a 150 MHz. Entre los periféricos a destacar, cuenta con 16 canales A/D (de 12 bits c/u), tres temporizadores de 32 bits y 12 salidas PWM (para el control de convertidores electrónicos de potencia como el MSC y el FEC).

Este dispositivo es programado por lenguaje C, contando con la característica que hay una amplia variedad de softwares donde se puede diseñar y crear su programa de control, cada uno con sus respectivas ventajas y desventajas, dentro de los que se pueden destacar CodeComposer, Psim y Simulink. La Figura 28 muestra la tarjeta del DSC considerado.

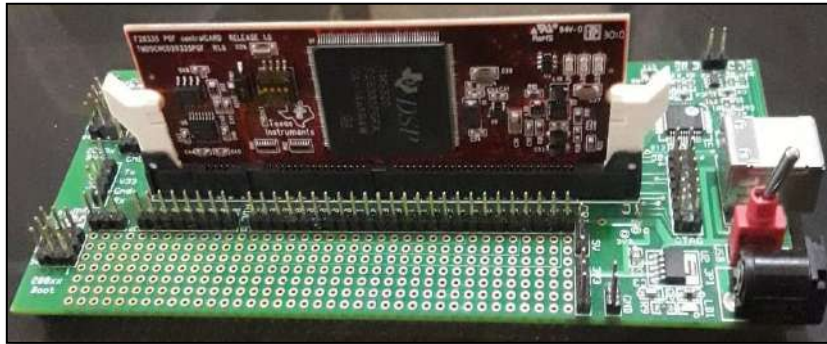


Figura 28.- Tarjeta de Texas Instruments TMS320F28335.

3.4 Tarjetas de medición de corriente

Con la finalidad de obtener las corrientes trifásicas del MSC y el FEC, así como de las que fluyen del estator del DFIG hacia la carga, se emplean tarjetas de medición de corriente que cuentan con una sensibilidad de 83.33 mV/A.

Están conformadas cada una por tres sensores de corriente de efecto Hall (CSLA1CD de *Honeywell*) y un circuito de acondicionamiento de señal cuyo propósito es que el voltaje a la salida de la tarjeta de adquisición sea menor de 3 Volts, con el fin de acoplarse sin problema con las entradas del convertidor Analógico/Digital del microcontrolador.

Cabe mencionar que, debido a que la tarjeta de medición entrega un voltaje con un offset de salida de 1.5 V y en un rango de 0 a 3.3 volts proporcional a la corriente, es necesario aplicar una ganancia de 80 mV/A para conocer el valor de la corriente circulante (ver Apéndice B). En la Figura 29 se presenta una de las tarjetas mencionadas.

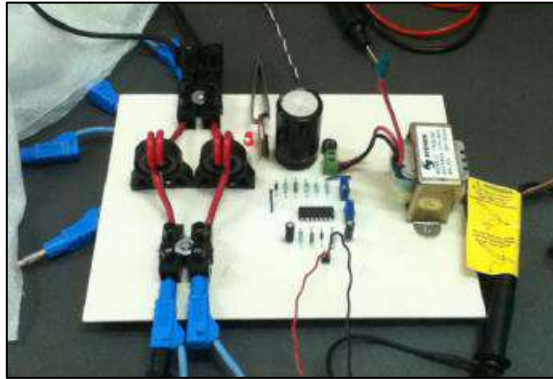


Figura 29.- Tarjeta de adquisición de corrientes.

3.5 Tarjeta de medición de voltaje

Para llevar a cabo el control del sistema eléctrico es necesario conocer también los voltajes trifásicos generados en el estator del DFIG. Para lograr lo anterior, se considera utilizar una tarjeta de adquisición cuyo propósito es procesar la señal de voltaje, con el objeto de entregar voltajes en el rango de 0 a 3V que puedan conectarse a las entradas del convertidor Analógico/Digital del microcontrolador sin causar problemas.

El circuito de acondicionamiento utiliza tres transformadores encargados de reducir el voltaje medido en una relación de 6/127 Volts, para después procesarlo de manera que a la salida se obtenga un desplazamiento de 1.5 Volts y un rango de variación de 0 a 3 Volts. La Figura 30 muestra la tarjeta mencionada.



Figura 30.- Tarjeta de medición de voltajes trifásicos.

3.6 Otros elementos

A continuación, se describen las características y funciones de forma breve de los demás elementos que son necesarios para el funcionamiento del emulador.

- Máquina primo-motor.

La máquina que se utiliza para simular la turbina que produce el par de giro en el DFIG es una máquina de inducción trifásica con rotor tipo jaula de ardilla. Cabe mencionar que el control de esta máquina es ajeno al presente proyecto de investigación por lo que no se presentan detalles.

Las características del presente motor, además de que tiene la posibilidad de ser conectado en delta o estrella, son:

1. Voltaje nominal: 208 volts de CA.
2. Frecuencia nominal: 60 Hertz.
3. Corriente nominal: 1.2 Ampers de CA.
4. Velocidad nominal: 1670 RPM.
5. Potencia: $\frac{1}{4}$ de hp.

- Bus de corriente directa

En este caso el componente considerado se encuentra conformado por dos capacitores de 4700 μF cada uno, dichos elementos soportan un voltaje de hasta 200 Volts de CD y una corriente de hasta 8 Ampers de CD.

Dicho bus de CD funciona como enlace entre los convertidores del MSC y del FEC proporcionando energía a ambos. Para poder operar el bus de CD es necesario hacer uso de una fuente de CD para cargar los capacitores. La Figura 31 presenta los capacitores del bus de CD.

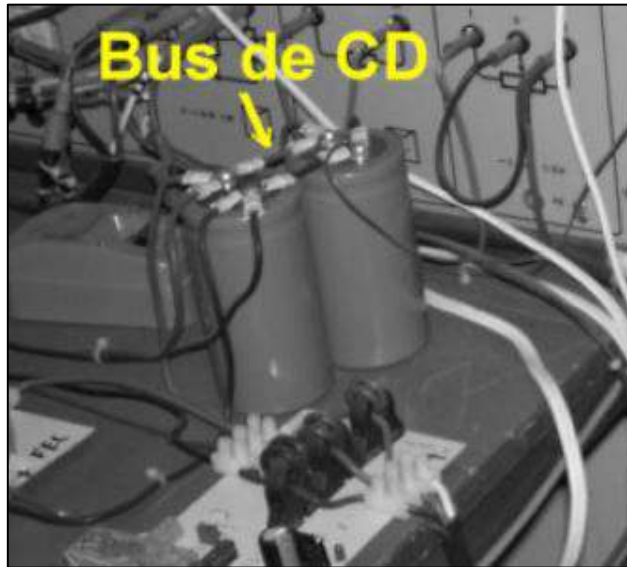


Figura 31.- Bus de CD.

- Filtro inductivo-capacitivo trifásico

El filtro LC por fase está conformado un inductor con núcleo de aire de 10 mH , con una resistencia asociada de 2 ohms , y un capacitor de $100\ \mu\text{F}$, dichas fases conectadas en estrella. Estos componentes participan disminuyendo la contaminación armónica en las corrientes del sistema. En la Figura 32 se muestra el filtro mencionado.

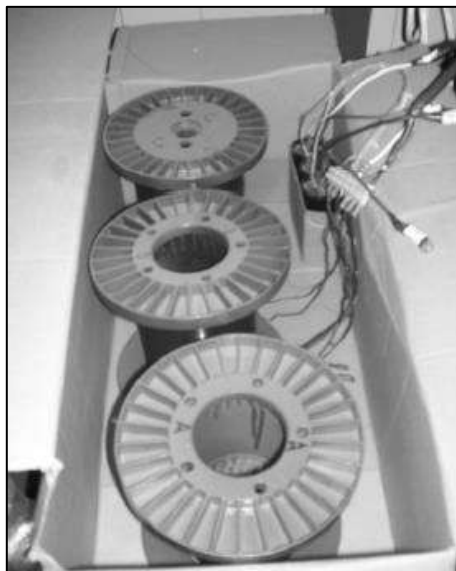


Figura 32.- Filtro LC para eliminación de armónicos.

- Carga trifásica

La carga trifásica que en este caso se considera para ser alimentada por el DFIG es meramente resistiva con un valor considerado de 100 watts. De acuerdo con los elementos que se cuentan puede considerarse como opción un tablero conformado por 4 filas compuestas de 3 de lámparas incandescentes de 25 Watts cada uno. Tomando en cuenta que el tablero cuenta con un interruptor de cuchilla de 1 polo para cada fila de carga y una conexión general a tierra pueden energizarse las filas necesarias para conseguir cualquier valor deseado de resistencia que se encuentre dentro de las posibilidades del tablero.

3.7 Descripción general del banco de pruebas

El objetivo general del banco de pruebas es representar de la forma más fiel posible el comportamiento de un aerogenerador con características y condiciones específicas. Para cumplir con este propósito en particular, se utiliza una máquina prima de tipo electromecánica, responsable de emular a la turbina del aerogenerador. Dicha máquina se encarga de proporcionar una energía mecánica a, en este caso particular, un generador de inducción trifásico tipo rotor devanado.

Como anteriormente se menciona, este generador cuenta con disponibilidad de tanto terminales del estator como las terminales de rotor, lo que permite usarlo como un generador doblemente alimentado. Se dice que el dispositivo es doblemente alimentado debido a que las terminales del estator se conectan de manera directa, para este proyecto, a una carga resistiva, mientras que, por medio del convertidor B2B, que anteriormente se describe, las terminales del rotor son conectados a la carga.

Lo anterior tiene como consecuencia que, cuando la velocidad del primo motor es superior a la velocidad de sincronismo del generador (velocidad super síncrona), la carga recibe energía tanto desde las terminales del estator, como de las terminales del rotor. En el caso contrario, cuando la velocidad del primo motor es inferior a la velocidad de sincronismo del generador (velocidad subsíncrona), la carga recibirá energía de las terminales del estator mientras que el generador estará alimentándose del bus de cd a través de las terminales del rotor.

El elemento clave para el funcionamiento general del sistema es el microcontrolador, este dispositivo es el encargado de enviar las señales de control al convertidor B2B que tiene por tarea aumentar o disminuir, dependiendo sea el caso, el flujo de energía hacia ambas terminales del generador de inducción con la finalidad de suministrar un voltaje que sea de magnitud y frecuencia constante a la carga.

Dicho proceso es logrado y es llevado a cabo en función a la magnitud de las corrientes y voltajes que sean medidos/sensados en las tarjetas de medición de dichas magnitudes eléctricas. Con dichos valores se ejerce la acción de control necesaria para lograr el fin deseado comentado anteriormente.

CAPÍTULO IV

DISEÑO DEL CONTROL DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADO

En el presente capítulo se muestra cómo se plantea y lleva a cabo tanto el control del lado de la máquina (MSC) así como, el control del lado de la carga (FEC). En primer lugar, se desarrollan las manipulaciones algebraicas de las ecuaciones que representan el DFIG, para poder manejarlo con funciones de transferencia que permitan encontrar por el método de colocación de polos la ganancia de cada uno de los controladores a utilizar.

Posteriormente, se describe, basándose en las características del control vectorial y las manipulaciones algebraicas, la selección del vector orientador que se le asigna a cada sección. Finalmente se presenta el diagrama de bloques que permite controlar el MSC y el FEC respectivamente y se explica cada uno de manera breve y concisa.

4.1 Función de transferencia

Si se observan los datos que entrega un sensor de algún proceso cualquiera, después de haber aplicado alguna entrada o perturbación será posible apreciar que la variable comenzará a evolucionar en el tiempo, hasta alcanzar otro estado donde si se cumplen ciertas condiciones llegará al estado estacionario. Esa transición permite clasificar el comportamiento del proceso en el tiempo de dos formas, como se muestra en la Figura 33.

En la zona transitoria el sistema va variando con el tiempo, mientras que, en la zona estacionaria, el sistema ya no depende más del tiempo, debido a que la variable se mantiene en el mismo valor como se muestra en la Figura 33, a menos que se presente una perturbación más adelante [60].

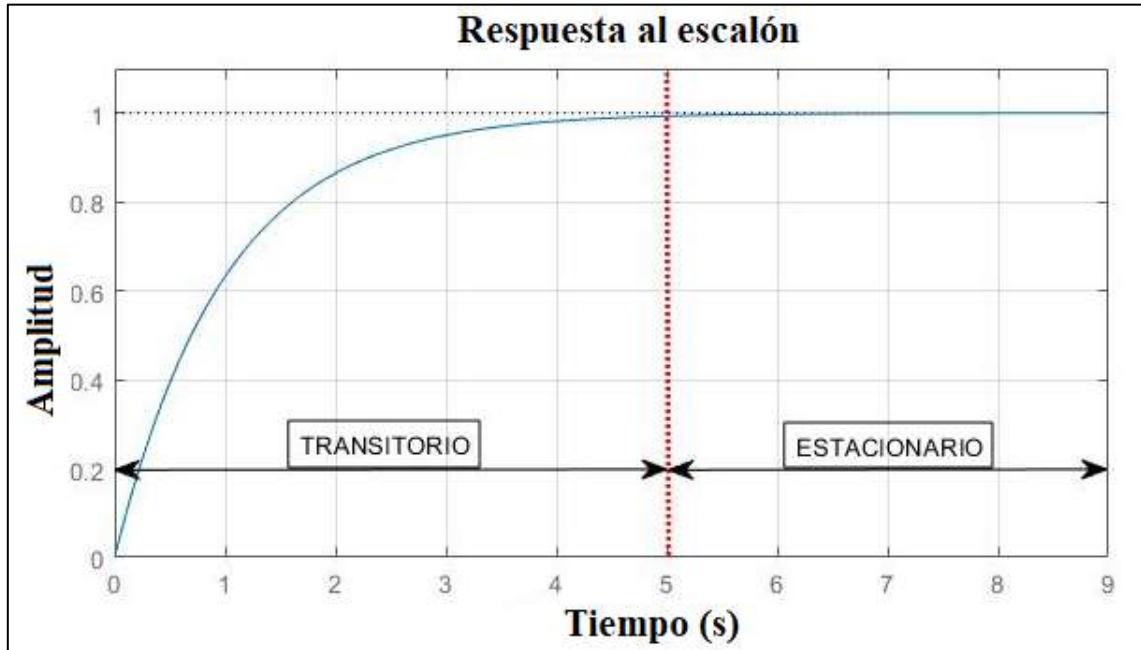


Figura 33.- Estado transitorio y estacionario de una función en particular.

Con la finalidad de estudiar lo anterior, se propuso un modelo de “*entrada-salida*” que, usando la Transformada de Laplace, representa la dinámica de un sistema. Es por esto que la función de transferencia se define como el cociente de la transformada de Laplace de la señal de salida dividida entre la transformada de Laplace de la señal de entrada, ver Figura 34. De esa manera es posible conocer cómo se comporta el sistema de una forma matemática y posteriormente hacer los cálculos para proponer un controlador [61].

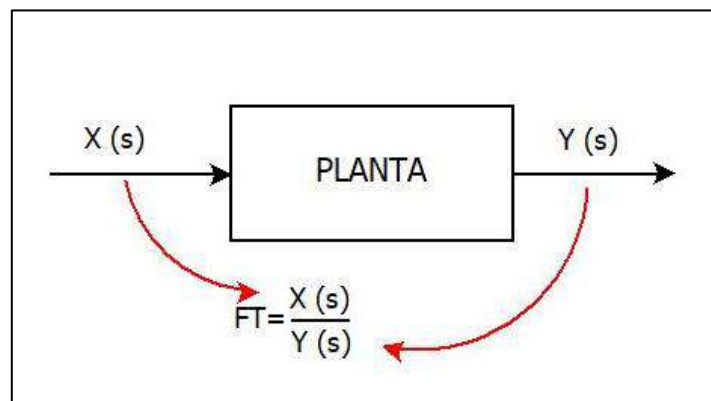


Figura 34.- Función de transferencia.

Dichas funciones de transferencia se componen de un polinomio en el numerador y otro en el denominador. Teniendo en cuenta que todo polinomio tiene raíces, aquí aparecen dos conceptos más. Cuando se iguala el polinomio del numerador a cero, se obtendrán raíces conocidas como los “Ceros del Sistema” y efecto similar con el polinomio del denominador, que al igualar a cero se obtienen sus raíces se llamadas “Polos del Sistema”.

Estos Ceros y Polos del sistema son representados gráficamente en el plano complejo “S” como en la Figura 35, llamado mapa de *Polos y Ceros*. Lo anterior permite de manera visual determinar si una función de transferencia es estable o inestable. Si algún polo del sistema se encuentra ubicado en el semiplano derecho del plano “S”, automáticamente el sistema es inestable.

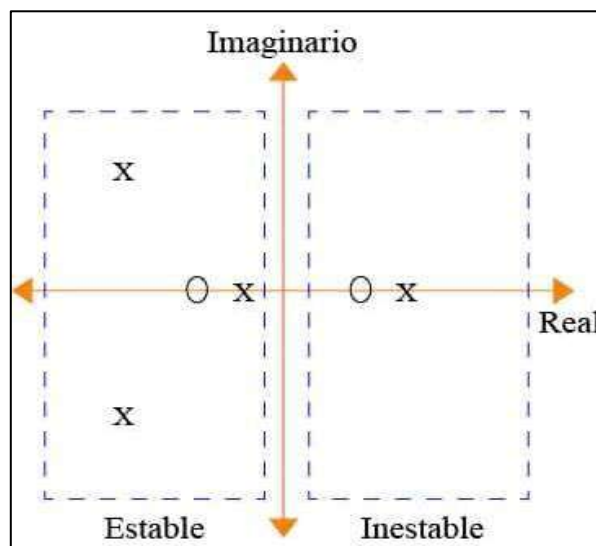


Figura 35.- Mapa de polos y ceros.

Lo que muestra que es posible reescribir a la función de transferencia $G(s)$ cómo (55)

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_m)} \quad (55)$$

En donde z_1, z_2, z_m son los ceros del sistema, mientras que p_1, p_2, p_m son los *polos* del mismo. Nótese que, en general, los *polos* y *ceros* son números complejos, que aparecen en parejas conjugadas. Para una pareja de polos complejos conjugados se cumplirá lo siguiente:

$$\mathcal{L}^{-1} = \left\{ \frac{A_j}{(s - p_j)} + \frac{A_k}{(s - p_k)} \right\} \quad (56)$$

$$= \left\{ \frac{A_j}{(s - (\sigma + j\omega))} + \frac{A_k}{(s - (\sigma - j\omega))} \right\} \quad (57)$$

$$= e^{\sigma t} (c_1 \cos \omega t + c_2 \sin \omega t) \quad (58)$$

Para que el sistema sea estable, es decir: para que la respuesta del sistema no crezca sin límite, es necesario que el exponente de e sea negativo, de tal manera que la función asociada sea decreciente. Físicamente, lo anterior resulta en tener un sistema seguro, para este caso en particular, que no existan fallas de sobretensión o cortocircuito.

4.1.1 Control por asignación de polos

Teniendo en cuenta lo anterior y que los modelos matemáticos que representan los sistemas considerados se encuentran dados por funciones de transferencia de primer orden como en (59).

$$G(s) = \frac{K_p}{Ts + 1} \quad (59)$$

Donde K_p es la ganancia estática del proceso y T es la constante de tiempo del proceso. Un tiempo igual a $5T$ es el tiempo que el proceso demoraría en llegar a la ganancia estática o estado estacionario [62]. Ahora bien, la función de transferencia del controlador PI viene dado por la siguiente expresión (60):

$$C(s) = K_c \frac{T_i s + 1}{T_i s} \quad (60)$$

Donde K_c es la ganancia proporcional, mientras que T_{is} es el tiempo integral. Aplicando algebra de bloques para conocer la función de transferencia en lazo cerrado de la planta con su respectivo controlador es posible llegar a (61).

$$H(s) = \frac{C(s) * G(s)}{1 + C(s) * G(s)} \quad (61)$$

Sustituyendo las expresiones (59) y (60) en la función de transferencia de lazo cerrado (61) tendremos que H será igual a (62).

$$H(s) = \frac{\frac{K_c K_p}{\tau_{is} \tau} (T_{is} + 1)}{s^2 + \frac{1}{\tau} (1 + K_c K_p) s + \frac{K_c K_p}{\tau_i \tau}} \quad (62)$$

Al denominador de la función de transferencia en lazo cerrado se le conoce como la ecuación característica del sistema [63]. Por otro lado, los polos que se encuentran en esta función de transferencia son los que determinan la dinámica del sistema.

Aunado a lo anterior y que aún no se fijan los parámetros del controlador PI, esto permite ubicar los polos en el lugar deseado, es por eso que esta técnica es conocida como asignación de polos. Para llevar a cabo el control, es necesario que la función de transferencia de lazo cerrado H(s) tenga el mismo comportamiento de respuesta de un sistema de segundo orden convencional que está dada por la expresión (63):

$$Gd(s) = \frac{K \omega n^2}{s^2 + 2\zeta \omega n + \omega n^2} \quad (63)$$

El siguiente paso es tomar las dos ecuaciones características (denominador) de H(s) y de Gd(s) e igualarlas como en (64).

$$s^2 + 2\zeta \omega n + \omega n^2 = s^2 + \frac{1}{\tau} (1 + K_c K_p) s + \frac{K_c K_p}{\tau_i \tau} \quad (64)$$

Antes de encontrar los valores de la ganancia proporcional y el tiempo integral del controlador es importante definir el valor del factor de amortiguamiento y la frecuencia natural, lo cual definirá cómo será el comportamiento del sistema en lazo cerrado. Para lograr lo anterior, es conveniente observar la Figura 36.

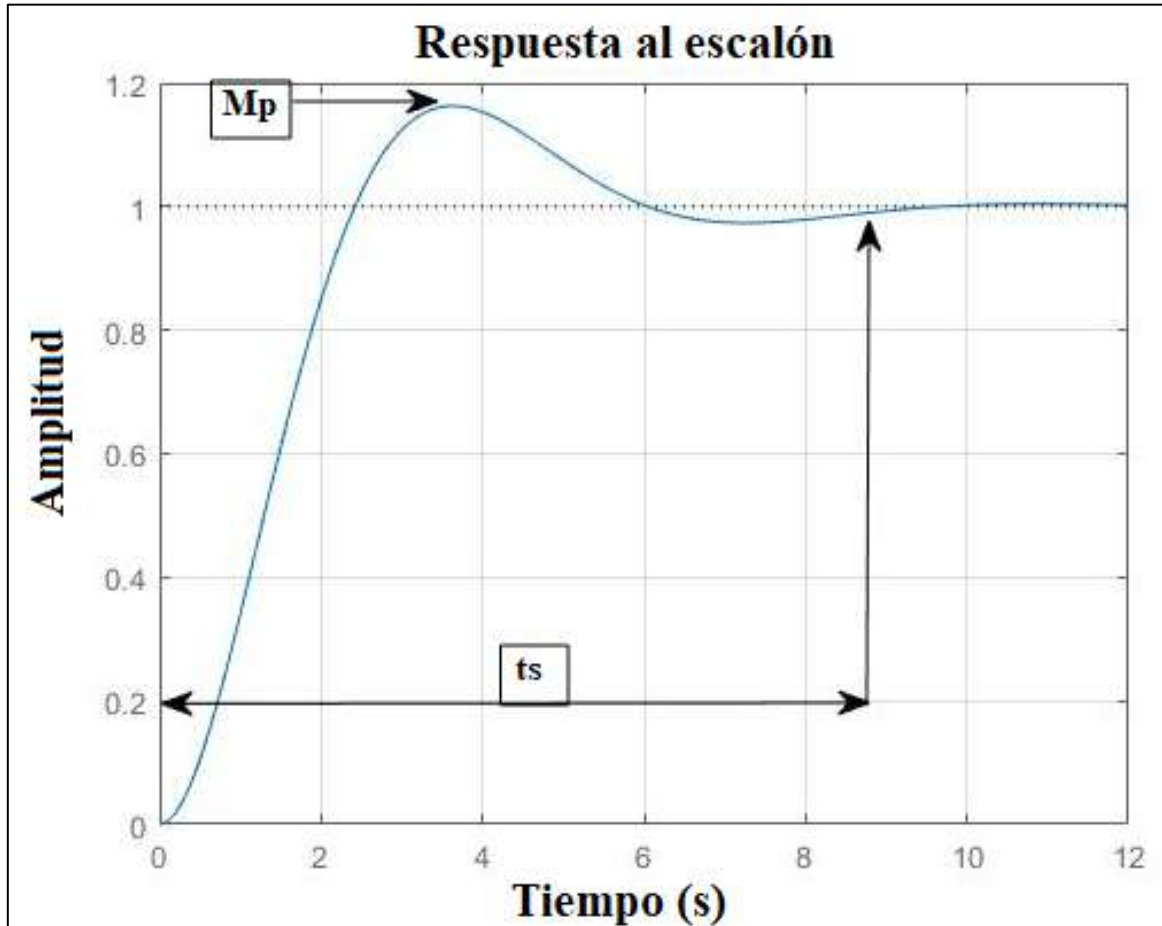


Figura 36.- Curva de la respuesta a escalón unitario en la que se muestra MP y Ts.

- Máximo sobreimpulso

Corresponde al valor pico máximo (Mp) de la curva de respuesta medido a partir de la unidad [64]. Este valor normalmente se define en un porcentaje y esta cantidad indica de manera directa la estabilidad del sistema, ya que al manipular la ecuación (65) es posible obtener el factor de amortiguamiento.

$$Mp = 100e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (65)$$

Es importante mencionar que para que el sistema sea subamortiguado es necesario que el factor de amortiguamiento se encuentre entre 0 y 1.

- Tiempo de establecimiento

En este caso, se considera como el tiempo (t_s) que se desea definir para que el proceso llegue al estado estacionario [64]. Cabe recalcar que es importante definir la banda de tolerancia que puede ser del 2% o del 5%. En este caso se elige el 5% y cabe aclarar que a partir de la ecuación (66) es posible obtener la frecuencia natural del sistema.

$$t_s = \frac{3}{\zeta \omega_n} \quad (66)$$

Una vez seleccionados el factor de amortiguamiento y la frecuencia angular es posible igualar los coeficientes de la ecuación característica como se muestra en la igualación (64) y obtener el valor de las ganancias correspondientes del controlador con las expresiones (67) y (68).

$$K_c = \frac{2\zeta \omega_n \tau - 1}{K_p} \quad (67)$$

$$\tau_i = \frac{K_c K_p}{\omega_n^2 \tau} \quad (68)$$

4.2 Control del lado de la máquina

El sistema de control asociado con el DFIG está configurado en cascada, con controladores de corriente en el bucle interno y un controlador de voltaje de estator indirecto en el externo. En el diseño de los controladores PI se ha utilizado el conocido modelo dq de la máquina de inducción, presentado en las ecuaciones (43) a (54) y las ganancias proporcional e integral han sido obtenidas con la técnica antes descrita llamada control por asignación de polos.

Así mismo, es necesario aclarar que las ganancias de los controladores son obtenidas a partir de manipular por separado cada una de las plantas que interactúan en el sistema completo. De acuerdo a lo anterior, para obtener los valores de dichas ganancias no se toman en cuenta las retroalimentaciones, ni la interacción del sistema completo. Sin embargo, los controladores PI son lo suficientemente robustos por lo que logran cumplir con su objetivo una vez que trabajan en conjunto en el sistema más complejo.

En correlación con el objetivo principal de este proyecto se presenta en el Capítulo 5 del documento, los resultados obtenidos durante la simulación. En dicha sección se muestra la comparación del desempeño de los controladores en el programa donde se ponen a prueba a sin la interacción de todas las variables, contra en el sistema completo.

A continuación, se presenta el desarrollo efectuado para obtener las ganancias de los controladores del lado de la máquina. Cabe mencionar que el diagrama que se utilizó para la comparación previamente mencionada es el que se muestra en la Figura 43. Para este caso, el sistema de control considera un marco de referencia síncrono alineado con el flujo del estator, lo que implica lo siguiente:

$$\lambda_{sd} = |\lambda_s| = L_s i_{sd} + M i_{rd} = M i_{ms} \quad (69)$$

$$\lambda_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} = 0 \quad (70)$$

Donde $\lambda_s = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq}$ es el vector del flujo de estator e i_{ms} es la corriente magnetizante. De igual manera, las componentes $\alpha\beta$ del flujo de estator se obtienen con la expresión (71).

$$\lambda_{*s} = \int (v_{*s} - r_s i_{*s}) \quad (71)$$

Donde * corresponde a la componente α o β .

4.2.1 Controlador de la corriente de rotor

Para obtener un modelo para el diseño de los controladores de corriente del rotor, es posible resolver (69) - (70) las corrientes del estator y luego sustituirlas por (52) y (53) escribir los enlaces de flujo del rotor en términos de las corrientes del rotor. Luego, los enlaces de flujo del rotor pueden sustituirse en (46) y (47) para obtener:

$$v_{dr} = r_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{slip} \sigma L_r i_{qr} \quad (72)$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_{slip} (M i_{ms} + \sigma L_r i_{dr}) \quad (73)$$

Donde:

$$\omega_{slip} = (\omega_e - \omega_r), \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

De esta manera, los controladores pueden diseñarse utilizando el siguiente modelo:

$$v_{*r} = r_r i_{*r} + \sigma L_r \frac{di_{*r}}{dt} \quad (74)$$

Donde * = d o q, por lo que las señales de control reales se darán como:

$$v_{dr}^* = v_{dr} - \omega_{slip} \sigma L_r i_{qr} \quad (75)$$

$$v_{qr}^* = v_{qr} + \omega_{slip} (M i_{ms} + \sigma L_r i_{dr}) \quad (76)$$

En el que los términos que aparecen en las ecuaciones (72) - (73) se utilizan en la ecuación (74) como señales de anteaalimentación (feedforward). A continuación, en la Figura 37 se muestra el diagrama a bloques del control de I_{rd} donde los valores del numerador y denominador pueden ser encontrados en la Tabla 2 y son:

$$Num = 1$$

$$Den = [\sigma L_r \ r_r]$$

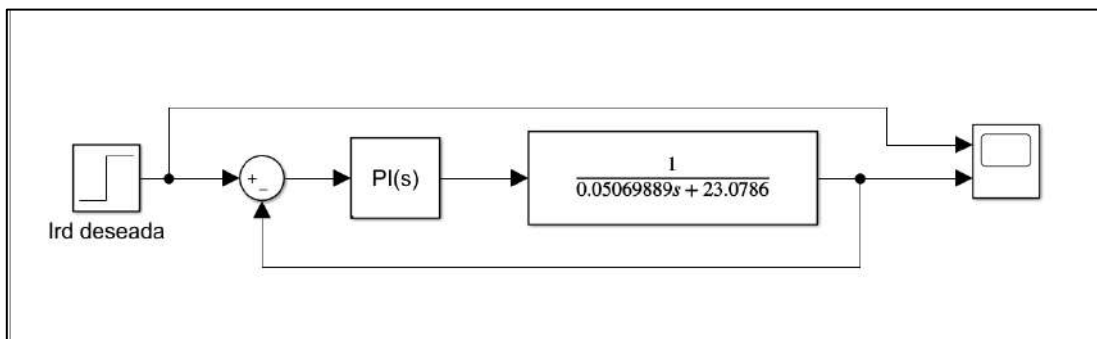


Figura 37.- Diagrama a bloques de I_{rd} .

De igual manera se muestra el mapa de polos que se obtuvo del programa desarrollado en Matlab® presentado en el Apéndice C de este documento. Dicho programa permite conocer la ganancia de proporcional e integral del controlador, así como presenta el mapa de polos (ver Figura 38) y ceros donde se observa que los polos son compuestos conjugados. El valor del Mp es de 10% mientras que el tiempo de establecimiento es de 0.009 segundos.

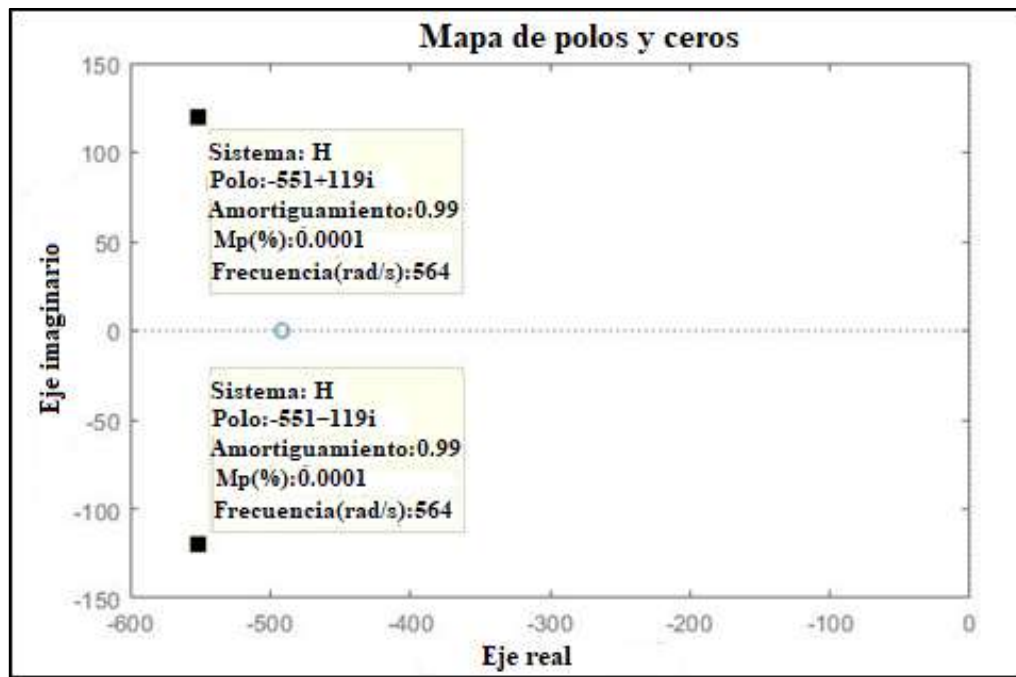


Figura 38.-Mapa de polos y ceros deseados para I_{rd} .

Con lo anterior se obtienen las ganancias proporcional e integral del controlador, K_c y K_i respectivamente y la respuesta del control del bloque como se muestra en la Figura 39. Donde la línea de color cian es la I_{rd} deseada mientras que la línea azul marino es la medida, en la cual se puede apreciar el sobreimpulso y como después de un breve instante de tiempo alcanza el valor que se le requiere.

$$K_c = 32.7993$$

$$K_i = 16100$$

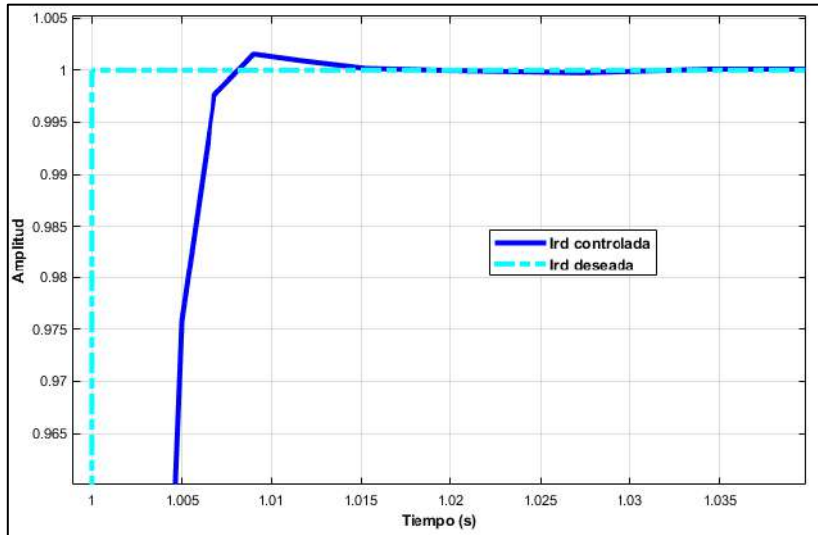


Figura 39.- Señal de I_{rd} deseada comparada con la señal I_{rd} medida.

4.2.2 Controlador de voltaje

El voltaje de estator se regula indirectamente mediante el control de la corriente de magnetización, que se consigue mediante la manipulación de la d-componente de la corriente del rotor. Sin embargo, para hacer esto es necesario suponer que la caída de voltaje de resistencia del estator es insignificante, lo que implica que existirá algún error siempre que esta suposición no se cumpla por completo.

$$v_{sq} = |v_s| = r_s i_{sq} + \omega_e \lambda_{sd} = r_s i_{sq} + \omega_e M i_{ms} \quad (77)$$

Para obtener un modelo para diseñar el controlador de voltaje del estator es necesario resolver la ecuación (77) para i_{sd} y sustituirlo en (43). Después de una manipulación algebraica adecuada, es posible escribir lo siguiente:

$$T_s = \frac{di_{ms}}{dt} + i_{ms} = i_{rd} + \frac{1 + \sigma}{r_s} v_{sd} \quad (78)$$

Donde:

$$T_s = \frac{L_s}{r_s} \text{ y } \frac{L_s}{M} = 1 + \sigma \quad (79)$$

Teniendo en cuenta lo anterior es posible llegar a la Figura 40, donde se muestra el diagrama a bloques del control de I_{rd} donde los valores del numerador y denominador son encontrados en la Tabla 2 y son representados por:

$$Num = 1$$

$$Den = \left[\frac{L_s}{r_s} \quad 1 \right]$$

Al igual que la situación anterior se utilizó el programa Matlab® con ligeras variaciones en cuanto a los valores propuestos del denominador de la función de transferencia y el tiempo de establecimiento deseado. El código utilizado es presentado igualmente en el Apéndice C del presente documento.

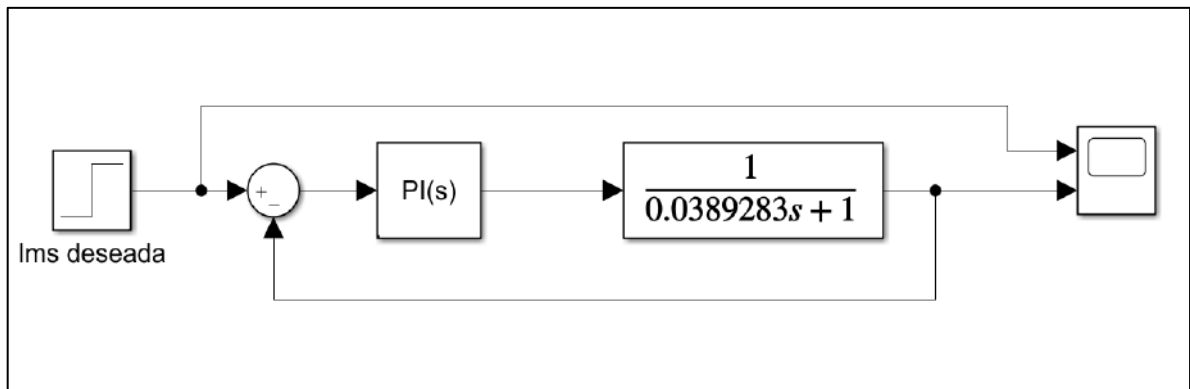


Figura 40.- Diagrama de bloques de I_{ms} .

Dicho programa muestra el mapa de polos y ceros donde (ver Figura 41) se observa que los polos son compuestos conjugados por lo que se tendrá un sistema subamortiguado [64]. El valor del sobreimpulso que se solicitó fue de 10% mientras que el tiempo de establecimiento requerido fue de 0.2 segundos.

Con estos valores se obtienen las ganancias proporcional e integral del controlador, K_c y K_i respectivamente y la respuesta del control del bloque como se muestra en la Figura 42. Donde la línea cian es la I_{ms} deseada mientras que la línea azul es la medición real.

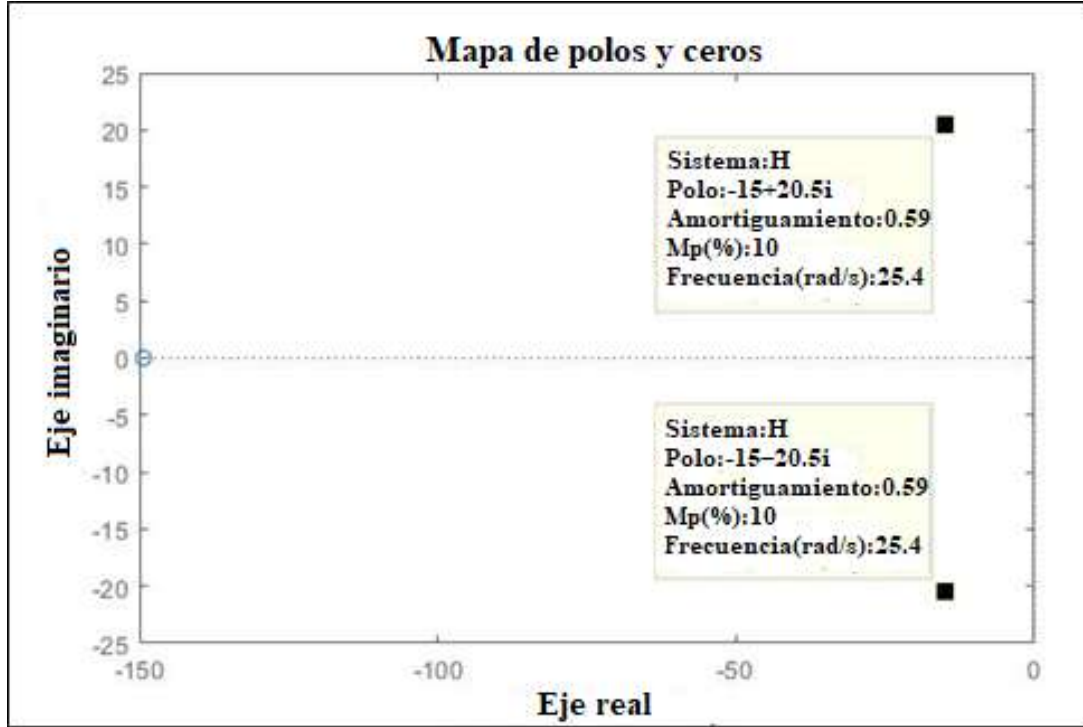


Figura 41.- Mapa de polos y ceros para I_{ms} .

$$Kc = 19$$

$$Ki = 278.12$$

Debido a que el sistema a controlar que aquí se desarrolla considera un marco de referencia síncrono el cual se alinea con el vector del flujo del estator λ_s , al controlar las componentes d y q del rotor, así como la corriente de magnetización I_{ms} es suficiente para poder cumplir con la finalidad del control del MSC. Dicho fin consta de suministrar de un voltaje de amplitud y frecuencia constante a una carga aislada.

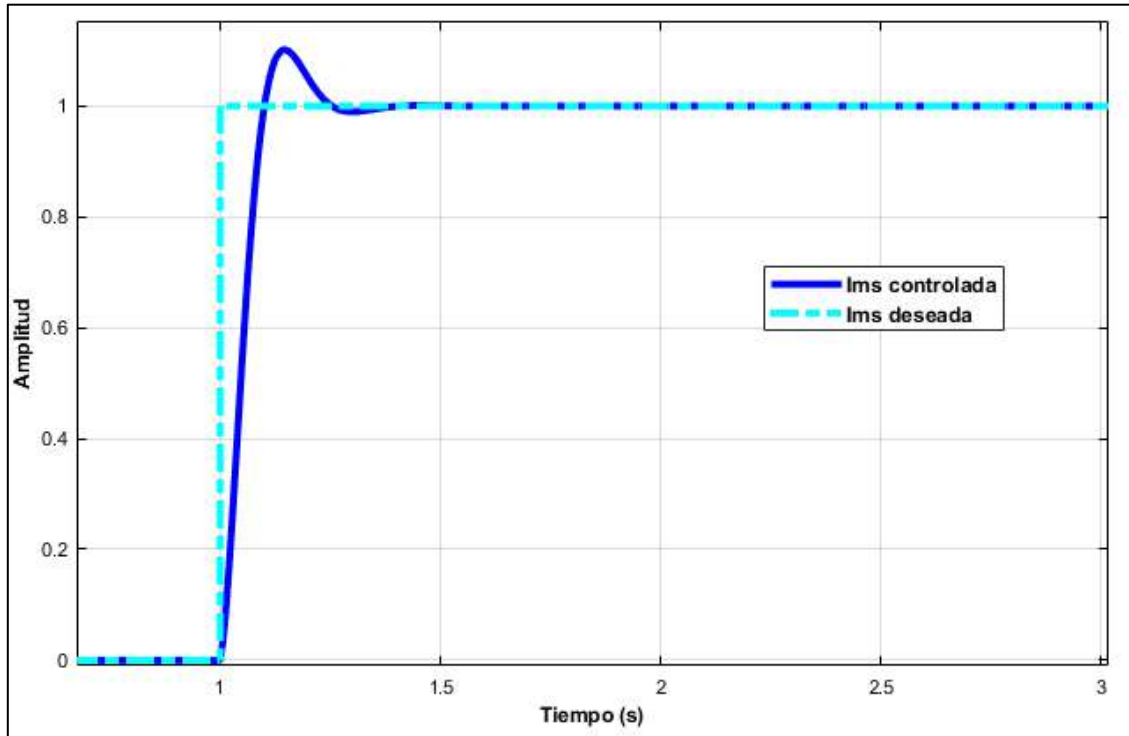


Figura 42.- Señal de I_{ms} deseada comparada con la I_{ms} medida.

En resumen, en primer lugar, es necesario conseguir los valores de las ganancias proporcional e integral de los controladores que participan en sistema de control del MSC. Posteriormente, se requiere analizar su comportamiento de manera individual, es decir sin que la planta interactúe con una variable externa, como lo son: perturbaciones, retroalimentaciones, entre otras.

Lo anterior, con el objetivo de observar si cumplen con el tiempo de establecimiento y el sobreimpulso requeridos. Finalmente, es preciso probar a los controladores en el sistema completo de la Figura 46 y comparar su comportamiento en esta situación.

A continuación, en la Figura 43 se presenta el diagrama a bloques de las diferentes variables a controlar. Dicho diagrama es el utilizado para la comparación del comportamiento de los controladores que previamente se mencionó.

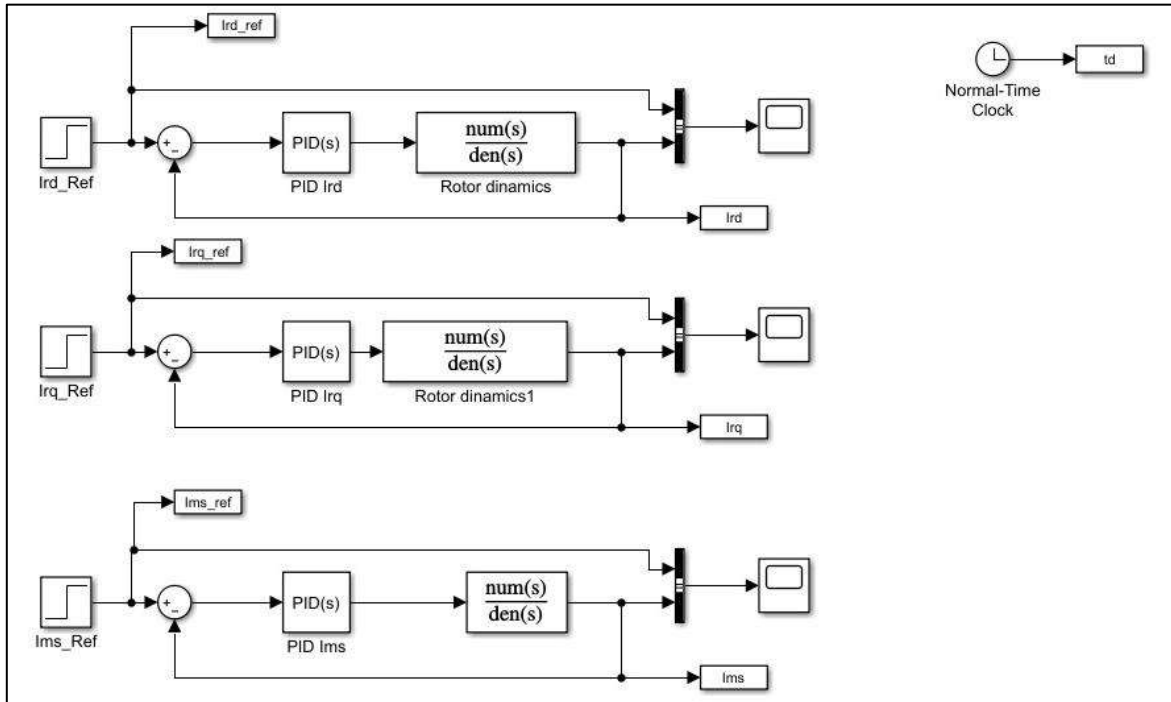


Figura 43.- Diagrama de bloques simplificado para la sintonización de los controladores.

A continuación, se presenta el esquema general del control del MSC (ver Figura 44). En este esquema se presenta como se aplican las transformaciones de Clarke y Park para obtener las componentes α/β y d/q respectivamente, de la corriente y voltaje del estator de la máquina.

Posteriormente, es necesario ocupar dichas componentes α/β de ambas variables para haciendo uso de la ecuación (71), la transformación de Park y una PLL finalmente obtener el ángulo orientador para las transformaciones de Park y las componentes d/q del flujo de estator.

De modo similar, se utiliza la transformación de Clarke y Park para obtener las componentes d/q de la corriente del rotor. En este caso se utiliza la diferencia resultante entre el valor del ángulo que se obtiene en la PLL antes mencionada y el ángulo del rotor relacionado con la velocidad con la que gira el rotor, conocido como el ángulo de deslizamiento.

Subsecuentemente se presenta el uso de los controladores, en primera instancia se define el voltaje de estator y frecuencia deseada, los cuales actúan como el valor de referencia o valor deseado.

Posteriormente, se hace uso de un control en cascada, siendo el controlador de la corriente magnetizante el controlador maestro y el controlador de la componente d de la corriente de rotor el esclavo, para arrojar como resultado el valor necesario de la componente d del voltaje de rotor.

Por otro lado, a partir del valor medido de la componente q de la corriente del estator, es posible obtener el valor de referencia de la componente q de la corriente del rotor. Dicho valor deseado se compara con el valor medido y el controlador actúa para reducir a cero la diferencia entre ambos entregando a su salida el valor necesario de la componente q del voltaje de rotor.

Finalmente, los valores de las componentes d y q son transformados por medio de la transformación inversa de Park (haciendo uso del ángulo de deslizamiento, previamente definido) y para concluir se usa la transformación inversa de Clarke para obtener una señal trifásica que servirá de entrada para el PWM el cual se encarga de mandar los pulsos al convertidor CD – CA.

Cabe aclarar que en la Figura 44 no se muestran los términos de compensación que aparecen en las ecuaciones (75), (76) y (77), conocidos también como “señal en adelanto”, por motivos de espacio, además estos pueden ser apreciados en el programa de Simulink mostrado más adelante en el documento en la Figura 46.

Ahora bien, en la Figura 45 se presenta el diagrama de potencia, es posible observar de izquierda a derecha, el controlador con las entradas necesarias para su funcionamiento. La salida de dicho controlador (los pulsos del PWM) entran al convertidor trifásico CD – CA, el cual además de los pulsos tiene por entrada un voltaje de CD y la medición de la corriente del rotor.

Acto seguido la salida de voltaje trifásico del convertidor se conecta a la entrada del DFIG, así como la velocidad a la que gira el rotor ω_m . Finalmente, el DFIG presenta 4 salidas, el voltaje del estator el cual se conecta a la carga resistiva, la corriente del estator y rotor, así como el torque, señales que se dirigen a bloques denominados “Goto” que sirven para posteriormente usar cada señal ya sea para participar en un proceso o visualizar su valor.

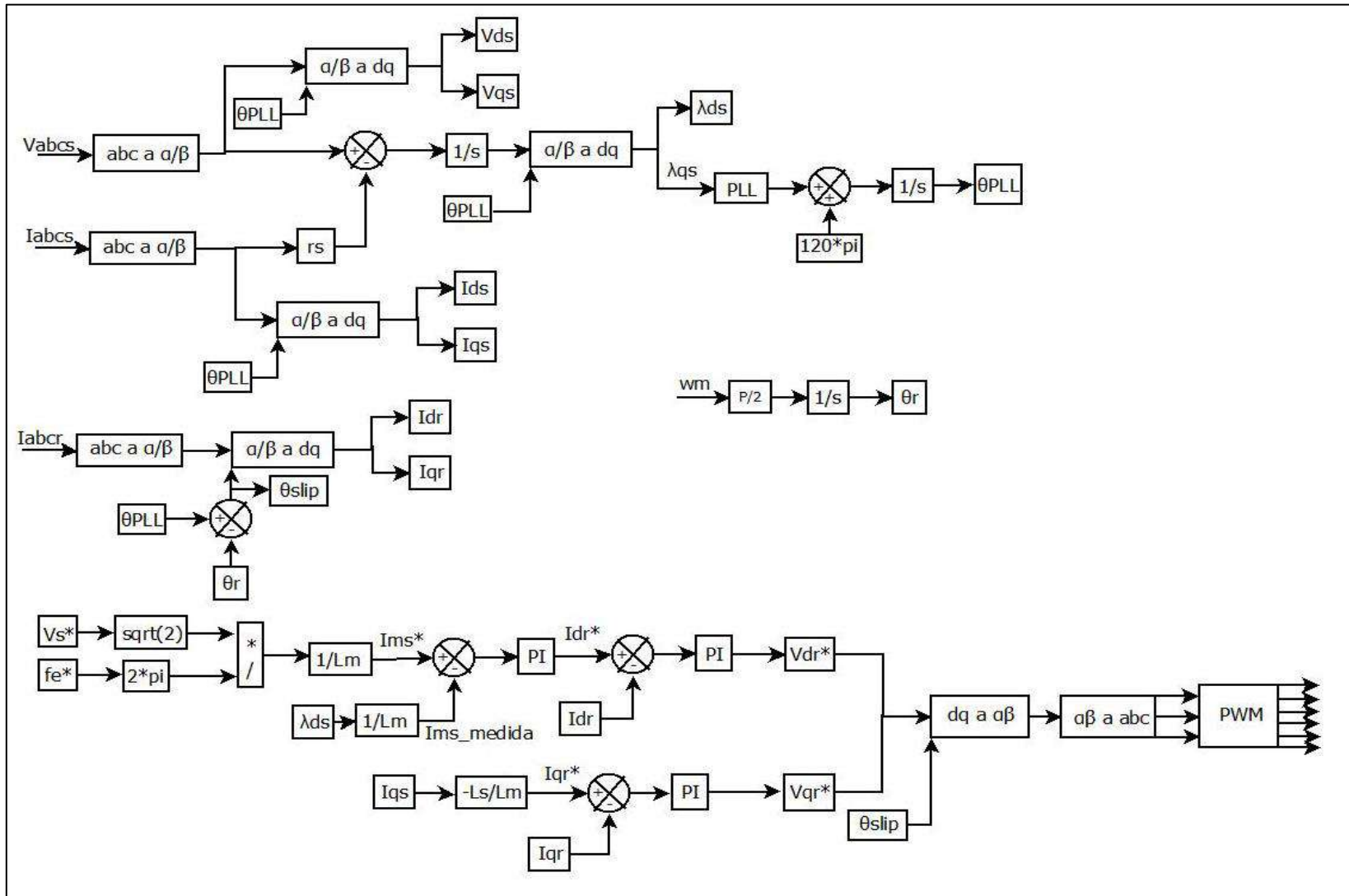


Figura 44.- Esquema general del control del MSC.

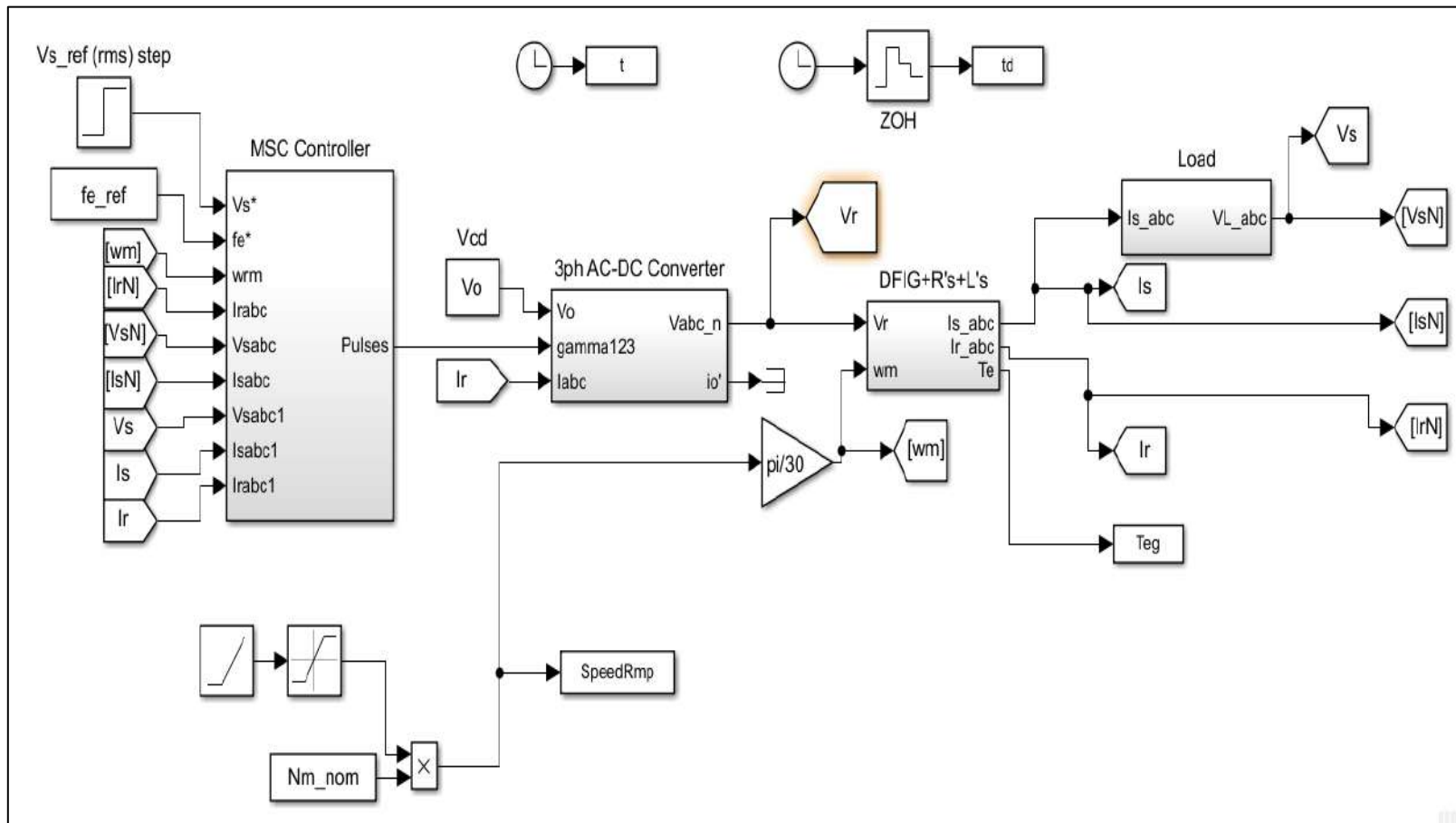


Figura 45.- Diagrama de la sección de potencia en el módulo Simulink de Matlab®, 2017.

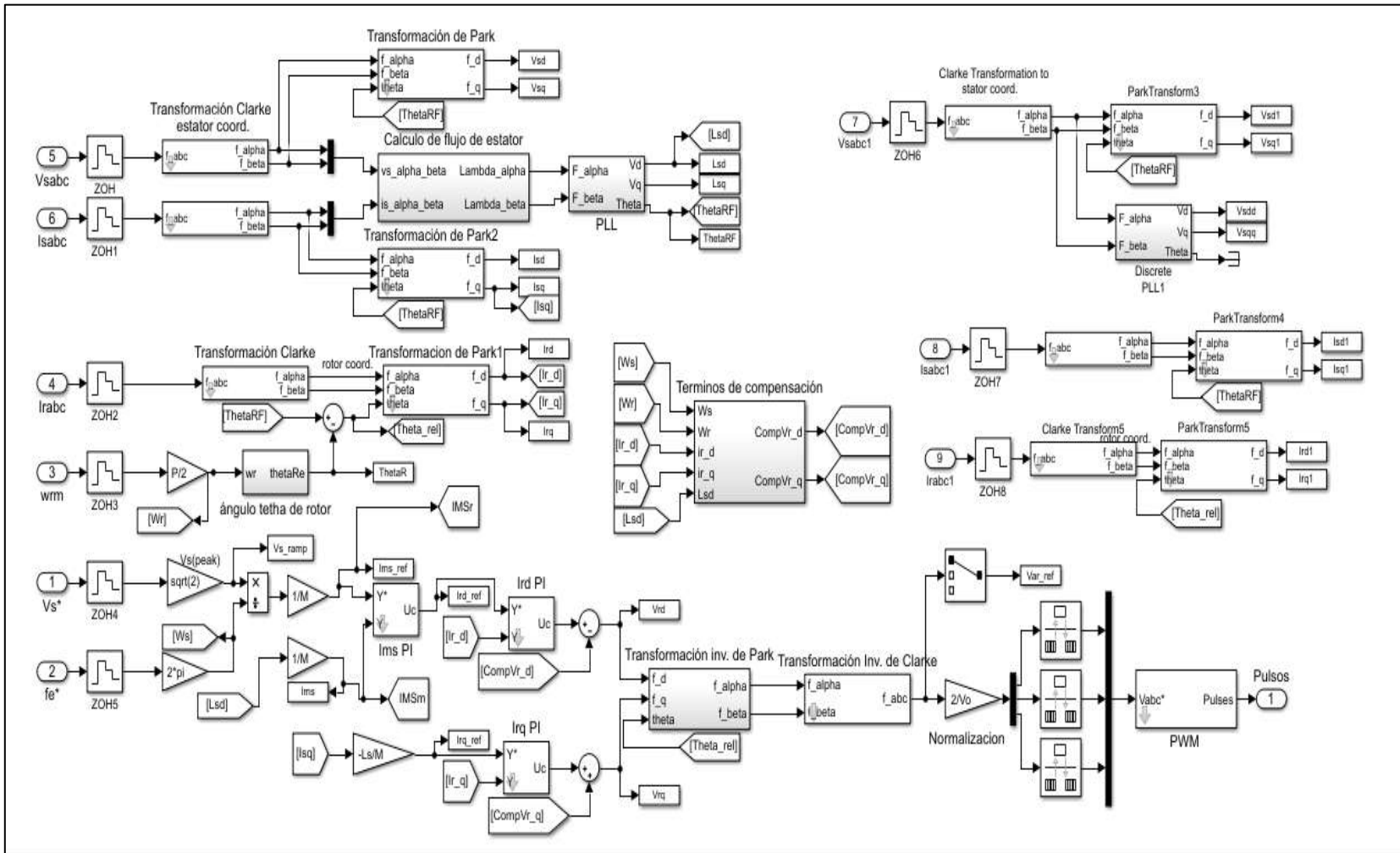


Figura 46.- Diagrama de control del MSC en módulo Simulink de Matlab®, 2017.

En la Figura 46 también se puede encontrar diferentes bloques conocidos como “To Workspaces” encargados de exhibir el valor que se está midiendo en tiempo real de las diferentes variables, de manera similar a lo que se pudiera apreciar en un osciloscopio. Las mediciones mencionadas se presentan en el Capítulo 5.

Por último, pero no menos importante, se encuentran los bloques utilizados para determinar el tiempo de simulación denominado “t” y el bloque “td” que indica la cantidad de tiempo a graficar con el código de Matlab® que se encuentra en el Apéndice C

Por su parte la Figura 45 muestra el esquema de control de la Figura 44 implementado en Simulink. en dicha imagen se puede apreciar, además de lo descrito con anterioridad, el bloque de donde se obtienen los términos de compensación necesarios para llevar el control de manera adecuada. Cabe resaltar que se utilizaron los bloques denominados “Zero Orden Hold” que tienen como función discretizar la señal de entrada, como las lecturas de voltaje, corriente, etc.

Lo anterior ayuda a trabajar con valores discretos, los cuales posteriormente se vuelven continuos en la zona de normalización gracias a la ayuda de una ganancia que tiene como función arrojar un valor de 0 a 1, el cual pasará por los bloques denominados “Rate Transition” para finalmente entrar al PWM. Bloque que con la señal de entrada proporcionada enviará un conjunto de pulsos al convertidor CD – CA. Los resultados son presentados y analizados de forma gráfica en el capítulo siguiente en la sección nombrada como “Resultados de la simulación en Matlab®/Simulink MSC”.

4.3 Control del lado de la carga

El subsistema que se asocia con el FEC se encuentra conformado por un filtro RLC, cuyo objetivo es reducir la contaminación armónica producida por el convertidor conmutado que se puede apreciar en la Figura 53.

Este subsistema además es el encargado de gestionar el flujo de energía, del estator hacia al rotor o viceversa, dependiendo de la velocidad de giro, lo cual es logrado de forma indirecta a través de la regulación de la tensión del bus de corriente directa.

En este caso, se sigue el mismo procedimiento que se lleva a cabo con el MSC con la finalidad de comprobar la efectividad de los controladores. En otras palabras, las ganancias de los controladores son primeramente obtenidas y probadas en un sistema de forma simple, sin la interacción de todas las variables que participan. Finalmente, de igual forma que para el MSC, en el Capítulo 5 se contrasta el comportamiento de los controladores trabajando en el sistema sin la interacción de todas las variables contra el comportamiento del sistema completamente integrado.

Los valores utilizados para el filtro RLC, es una resistencia de 2.19 Ohm, una inductancia de 10.16 mH, por último, una capacitancia de 100 μ F. Para este caso se utiliza un voltaje de CD con el doble del valor del voltaje nominal de estator del DFIG, es decir de 416 volts de CD. El sistema de control FEC es considerado en el marco de referencia del voltaje del estator del DFIG, lo que permite lograr un control desacoplado de la potencia activa y reactiva. Las ecuaciones escalares de este subsistema en el marco de referencia considerado son presentadas en (80) y (81).

$$v_{nd} = -r_2 i_{nd} - L_2 \frac{di_{nd}}{dt} + \omega_e L_2 i_{nq} + v_{sd} \quad (80)$$

$$v_{nq} = -r_2 i_{nq} - L_2 \frac{di_{nq}}{dt} - \omega_e L_2 i_{nd} \quad (81)$$

Donde V_{nd} , V_{nq} , i_{nd} , i_{nq} son las componentes dq de los voltajes y las corrientes del FEC respectivamente. Además, r_2 en Ohms y L_2 en Henry, son los elementos que conforman el filtro RLC. De igual manera, ω_e corresponde a la frecuencia angular deseada dada por la ecuación (82).

$$\omega_e^* = 2\pi f_e^* \quad (82)$$

4.3.1 Controlador de las corrientes del lado de la carga

En este caso, las ganancias de los controladores PI de las corrientes del FEC fueron calculadas a través del método de colocación de polos, utilizando la ecuación (83) la cual es un arreglo de las ecuaciones (80) y (81). Donde * representa *d* o *q* dependiendo el caso.

$$r_2 i_{*f} + L_2 \frac{di_{*f}}{dt} = v_{*f} \quad (83)$$

Mientras que los términos que no aparecen de las ecuaciones (80) y (81) son los valores utilizados para la realimentación del sistema, que, en este caso para la sintonización del controlador no son tomados en cuenta.

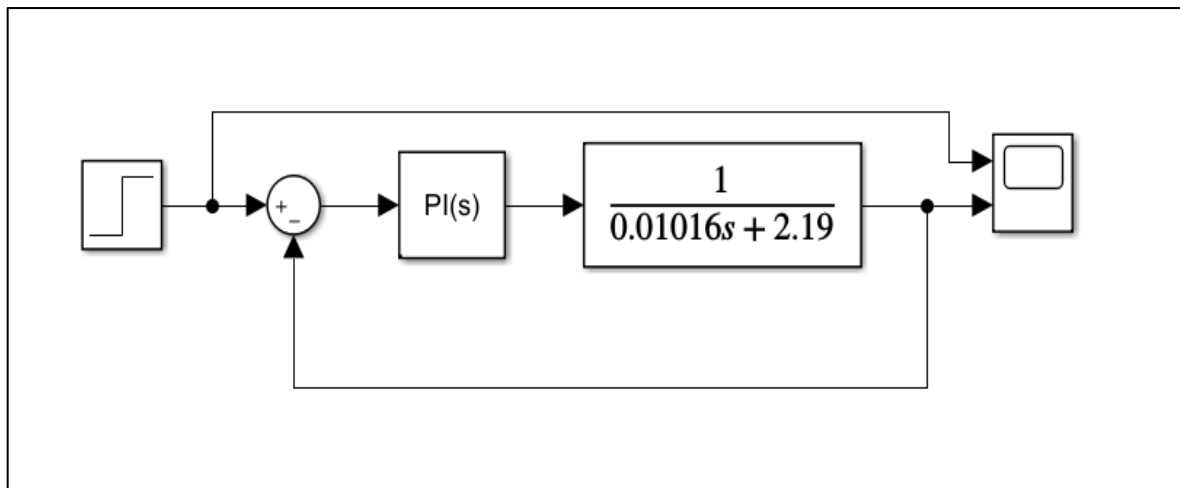


Figura 47.- Diagrama a bloques del filtro del FEC.

El diagrama de bloques donde se muestra la función de transferencia que representa el funcionamiento del filtro RLC es expuesto en la Figura 47. Dicha función de transferencia posee el siguiente numerador y denominador:

$$N = 1$$

$$D = [L_2 r_2]$$

En este caso se siguió el mismo proceso para la obtención de los polos deseados del sistema realizando cambios en a los valores establecidos del numerador y denominador de la función de transferencia como se muestra. Además, el tiempo de establecimiento y sobreimpulso deseado fueron requeridos de 0.02 segundos y de 10% respectivamente.

El código utilizado es presentado al igual que los del MSC en el Apéndice B del presente documento. La Figura 48 presenta el mapa de polos y ceros con el programa ya antes mencionado donde se obtienen polos de tipo compuestos conjugados lo que resulta en un sistema de tipo subamortiguado. Por otro lado, la Figura 49 presenta la respuesta al escalón de la función de transferencia donde las ganancias, proporcional K_c e integral K_i son:

$$K_c = 2.048$$

$$K_i = 654.1441$$

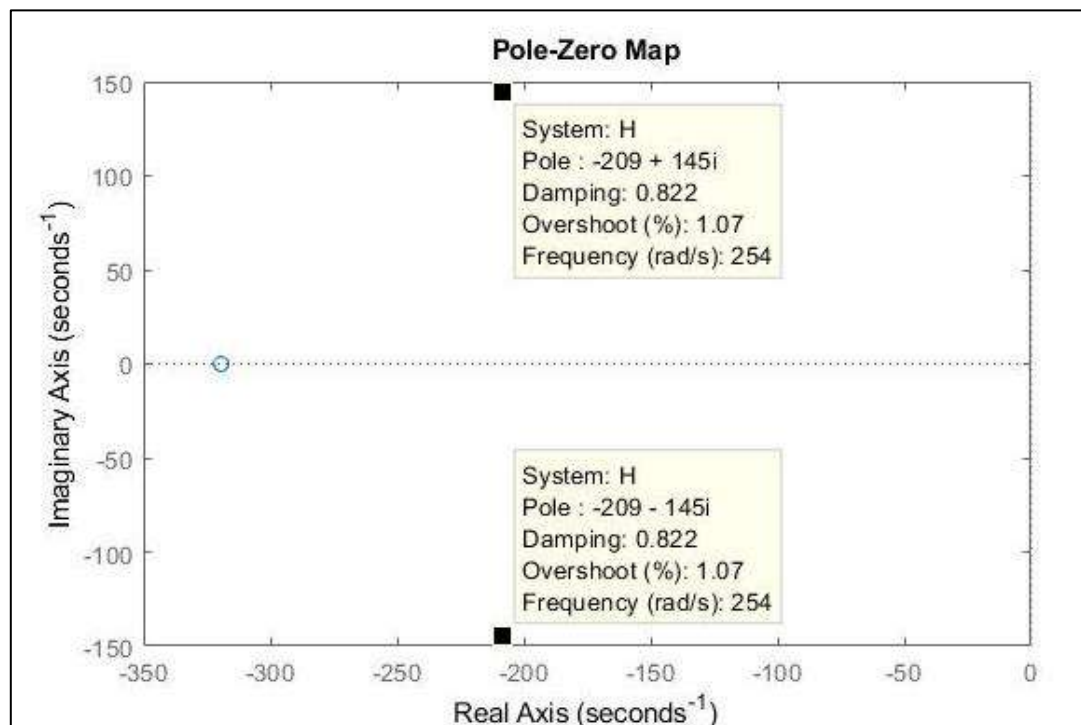


Figura 48.- Mapa de polos y ceros para las corrientes del FEC.

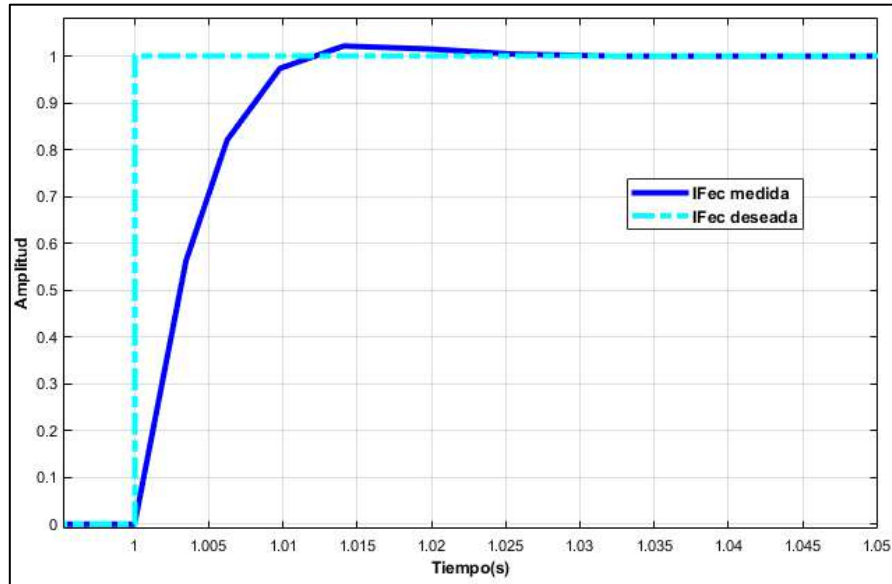


Figura 49.- Respuesta al escalón de la función de transferencia de la corriente del FEC.

Para seleccionar el voltaje del bus de CD es necesario aplicar la ecuación (84) [49], la cual permite obtener la amplitud requerida del voltaje del convertidor denominada V_{af} :

$$V_{af} = \sqrt{(v_f + r_f + I_f)^2 + (L_f * \omega_s * I_f)^2} \quad (84)$$

Teniendo en cuenta que V_f se obtiene de la ecuación (85), mientras que I_f se obtiene de la ecuación (86).

$$V_f = V_s * \sqrt{2/3} \quad (85)$$

$$I_f = I_s * \sqrt{2} \quad (86)$$

Donde V_s e I_s son el voltaje y la corriente nominal del estator del DFIG, para este caso valores de 200 V y 1.5 A, respectivamente. Una vez conseguido el valor de V_{af} es necesario aplicar la ecuación (87) para que el voltaje de CD sea apropiado agregando un margen del 40% lo que resulta en [49]:

$$V_{cdbus} = 1.4 * V_{af} * \sqrt{3} \quad (87)$$

Lo que indica que es necesario tener un voltaje de 407.71 volts, sin embargo, para facilitar el desarrollo y futuras operaciones se opta por un voltaje de 400 volts. A continuación, se presenta en la Figura 50 el diagrama de bloques donde se presentan las plantas, sin la intervención de otras variables o retroalimentaciones, que deben ser controladas.

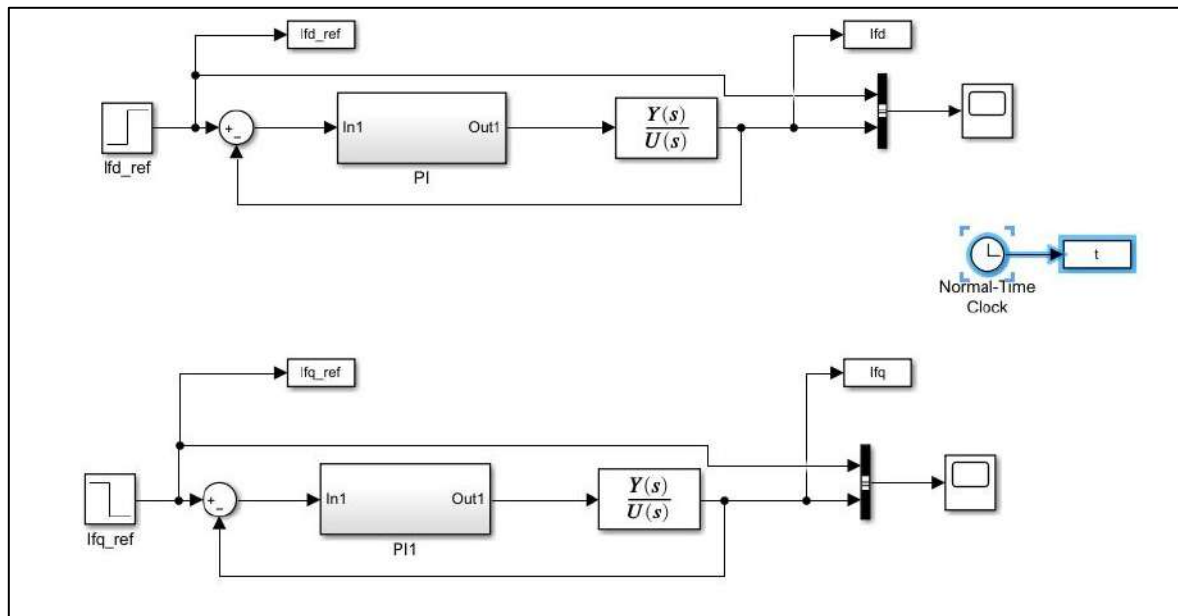


Figura 50.- Diagrama simplificado del FEC.

Posteriormente, en el siguiente capítulo del documento, los resultados que obtienen los controladores bajo la condición anteriormente descrita serán comparadas con el esquema de control presentado en la Figura 51, que fue desarrollado para controlar las corrientes del FEC y de manera indirecta regular el voltaje del bus de corriente directa.

En primer lugar, deben de ser medidos el voltaje trifásico del capacitor, así como la corriente trifásica que circula. Dichas variables deben pasar por las transformaciones de Clarke y posteriormente de Park para tenerlas en el marco de referencia dq . Por otro lado, es necesario medir el voltaje del estator del DFIG para que después de pasar por las transformaciones antes mencionadas, por medio de una PLL obtener el ángulo de referencia con el que trabajarán las transformaciones de Park y la transformación inversa de Park.

En segundo lugar, es necesario contar con los valores deseados de la componente d y la componente q de la corriente del FEC. Dichos valores permiten controlar indirectamente la potencia reactiva Q y la potencia activa P respectivamente que en este caso particular a la componente d se le asigna el valor de 0, mientras que a la componente q se le asigna un valor de -8 Ampers, la cual se obtiene a partir de la ecuación (88).

$$I_q = \frac{V_{cdbus}}{(r_f^2) * 10} \quad (88)$$

Una vez que se tienen los valores de referencia de ambas componentes de corriente se procede a realizar el control. Se comparan los valores medidos contra los valores deseados y se obtiene el error o la diferencia entre ellos, dicho error es procesado por el controlador PI para ajustar el valor de salida al que se le agrega la realimentación para obtener la componente d y la componente q del voltaje del filtro.

Dichas componentes dq del voltaje del filtro deben ser transformadas a componentes $\alpha\beta$ haciendo uso de la transformación inversa de Park y ocupando el ángulo obtenido previamente por la PLL. Posteriormente, es necesario cambiar al marco de referencia abc haciendo uso de la transformación inversa de Clarke. Además, es conveniente hacer la normalización de las señales antes mencionadas para que tengan un valor que vaya de 0 a 1, lo que es logrado al multiplicar la señal por el voltaje del bus de CD sobre dos.

Finalmente, antes de ser introducidos esos valores al modulador de ancho de pulsos es necesario agregar el bloque denominado “Rate Transistion” para lograr pasar de valores discretos a valores continuos. Dichos valores serán procesados por el ya mencionado PWM el cual enviará los pulsos necesarios al convertidor del FEC para lograr controlar el subsistema de la forma deseada.

Cabe mencionar que en la Figura 51 que representa el esquema de control del FEC no se muestran las realimentaciones por cuestiones de espacio, sin embargo, en la Figura 52 que presenta el diagrama de control desarrollado en Simulink es posible apreciarlos.

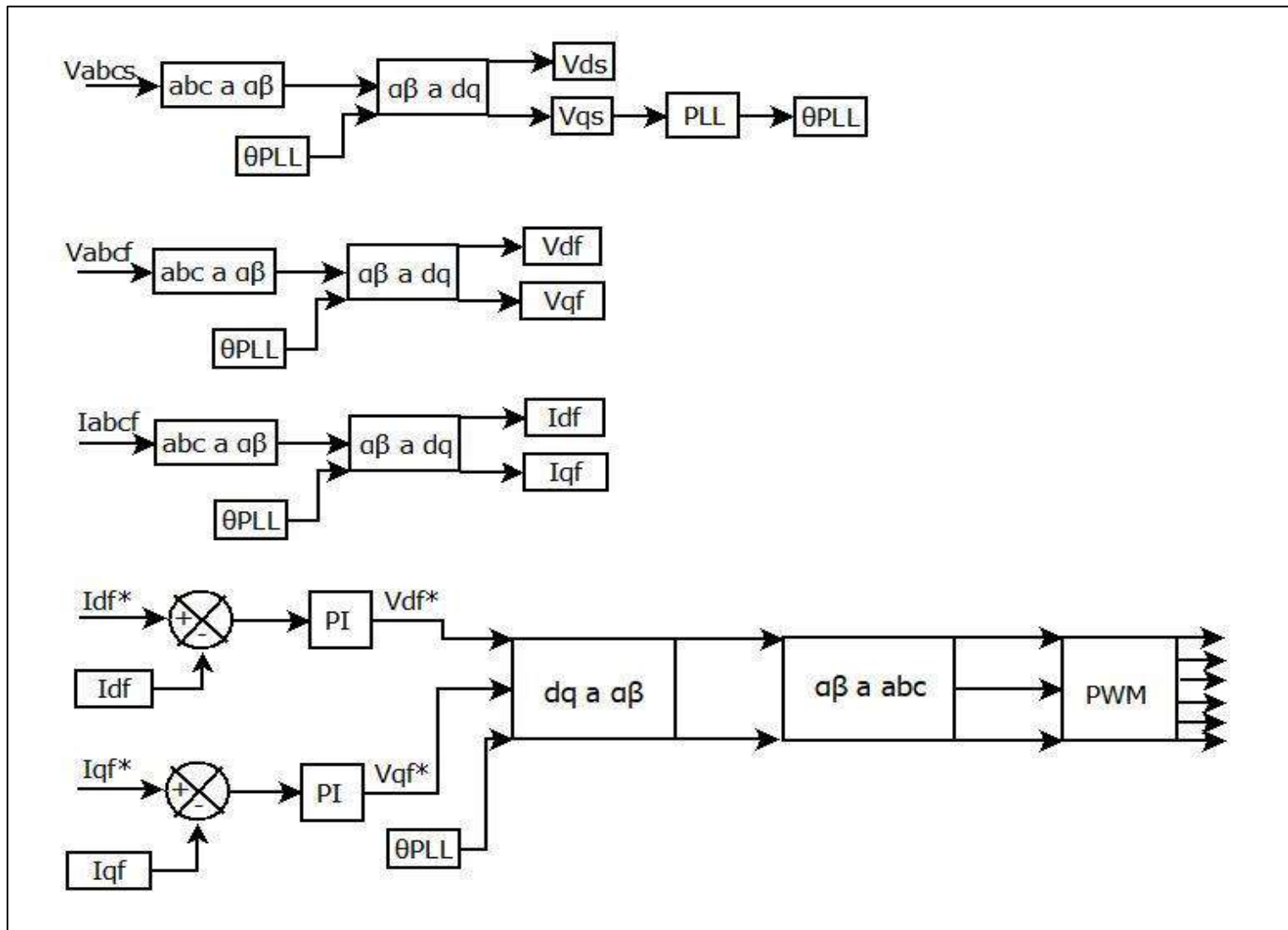


Figura 51.- Esquema general del control del FEC.

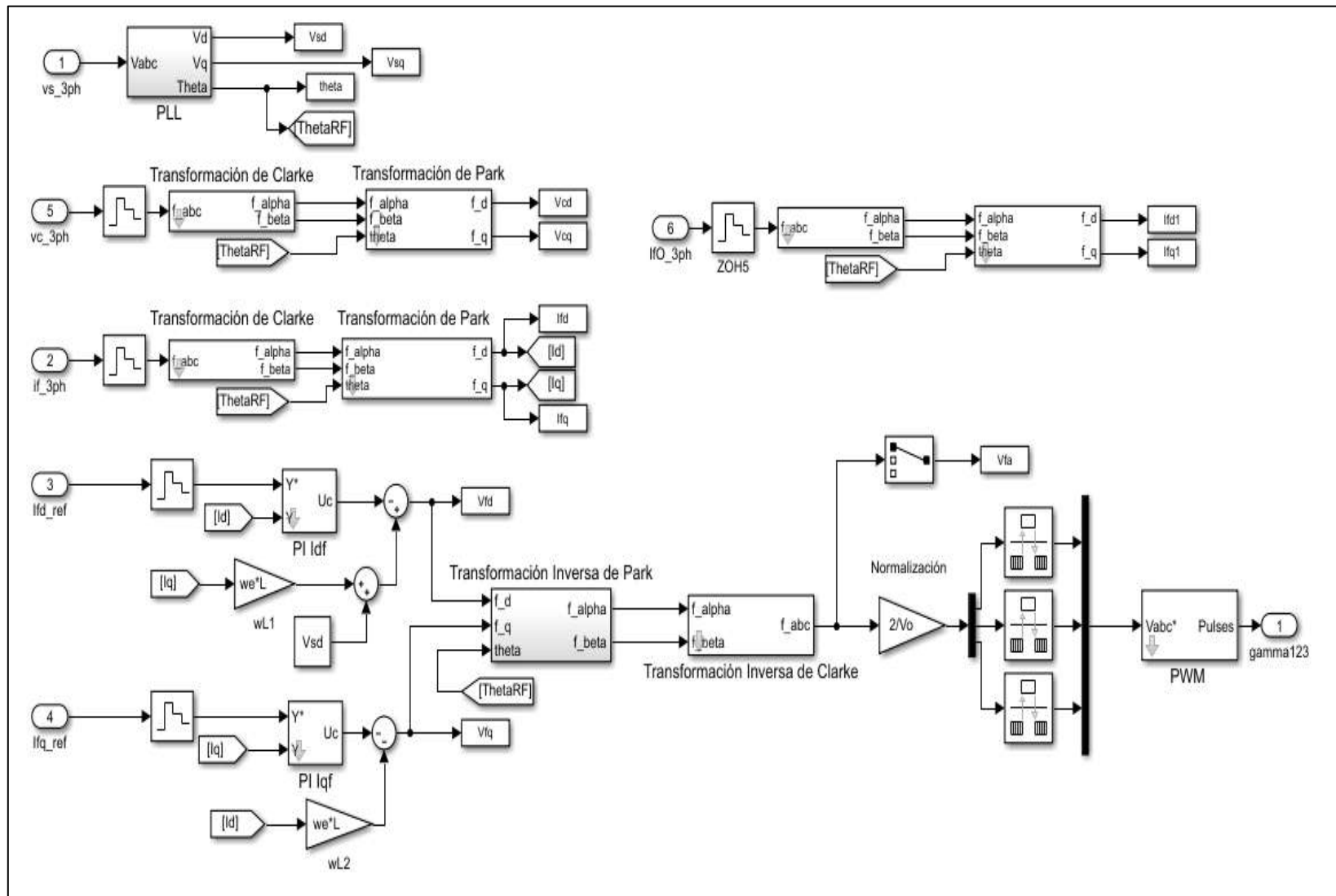


Figura 52.- Diagrama de control del FEC en módulo Simulink de Matlab®,2017.

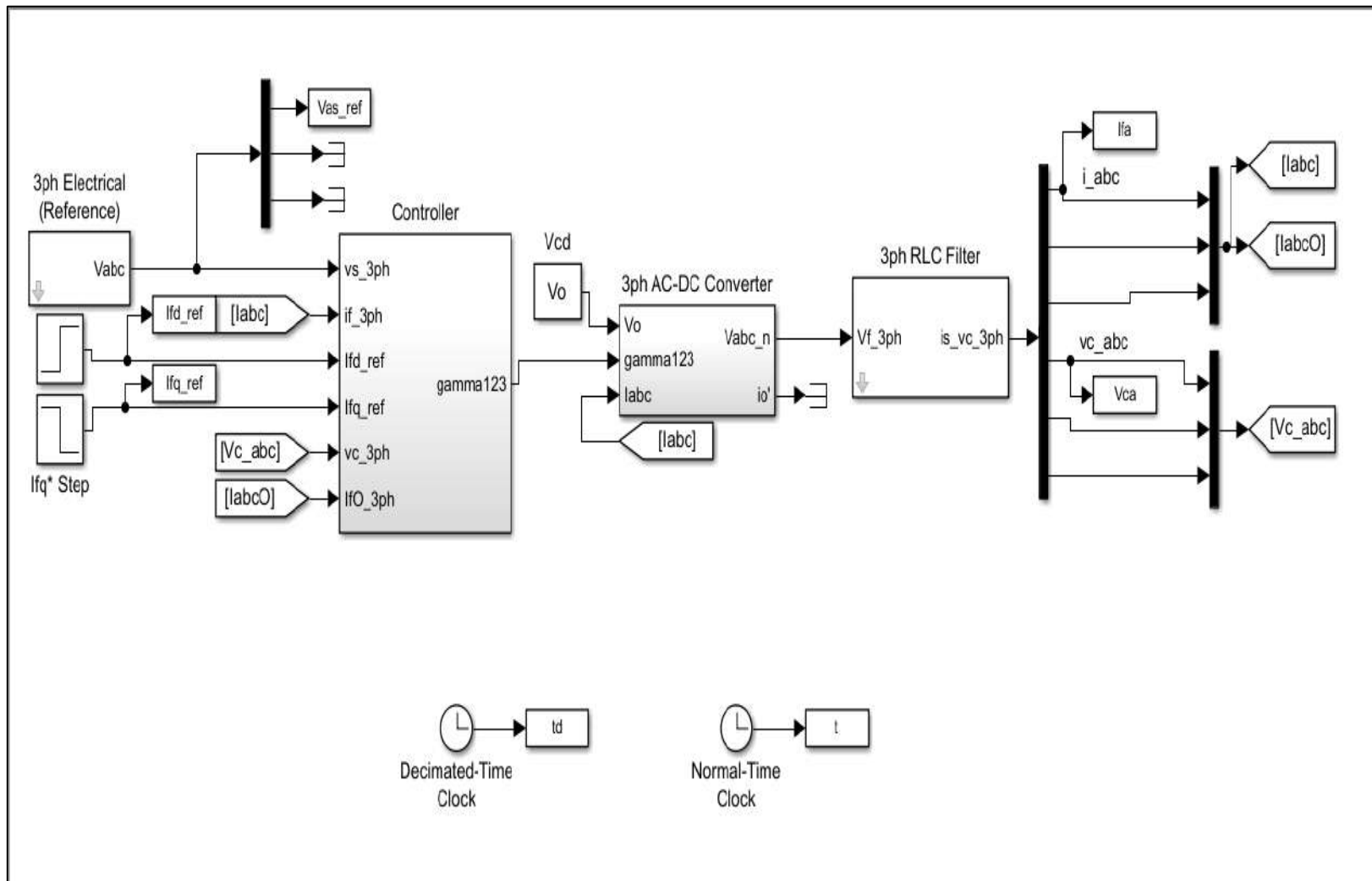


Figura 53.- Diagrama de potencia del FEC en módulo Simulink de Matlab®, 2017 .

La Figura 53 muestra el diagrama de potencia del FEC donde se puede apreciar de izquierda a derecha como entrada al bloque que representa el diagrama de control las referencias de las componentes dq de la corriente del filtro en bloques de escalón. De igual forma, se presentan las mediciones de los voltajes y corrientes del DFIG, así como las mediciones de los voltajes y las corrientes del filtro RLC.

Posteriormente, se presenta el bloque del controlador explicado con anterioridad seguido del bloque del convertidor CA – CD. Dicho convertidor tiene por entradas la magnitud del voltaje de CD requerida, los pulsos que son enviado por el módulo PWM y las mediciones de las corrientes que circulan por el filtro RLC. Este elemento cuenta con dos salidas, de las cuales la corriente de salida es enviada a un elemento con nombre “Terminator” debido a que no es un valor de interés y la otra es la de los voltajes con los que el convertidor alimenta al filtro RLC conectado a continuación.

Finalmente, del filtro mencionado se obtienen las mediciones individuales de cada fase de corriente y voltaje las cuales se conectan a un elemento denominado “Mux” el cual tiene como función unir las señales para arrojar una sola a la salida, es decir, en este caso se obtiene el valor de los voltajes y corrientes trifásicas del filtro.

De igual manera, es importante mencionar que se utilizaron dos bloques para el tiempo de la simulación, el tiempo decimado utilizado en el programa de Matlab® (ver Apéndice C) que tiene como labor graficar valores de interés presentados en la siguiente sección y el tiempo normal que es el tiempo que dura la simulación.

Es necesario aclarar que el programa de Matlab® utilizado para correr la simulación es presentado en el Apéndice C donde se muestran los valores de los parámetros mostrados y de las referencias requeridas. En la siguiente sección se presentan los resultados experimentales de ambos controladores tanto el MSC como el FEC, así como un análisis breve de lo que se puede apreciar en las gráficas.

CAPÍTULO V

RESULTADOS DE SIMULACIÓN OBTENIDOS

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos de un estudio de simulación realizado en el software Simulink/Matlab®. Para este estudio, los diagramas del sistema simplificado y el sistema complejo tanto para el MSC, como para el FEC, son presentados en el capítulo anterior a partir de la sección 4.2. Así mismo, las condiciones del ambiente de simulación pueden ser encontradas en los códigos que se muestran en el Apéndice E. Por otro lado, los valores de los parámetros de la máquina se presentan en la Tabla 2 del Capítulo 3.

5.1 Resultados de la simulación en Simulink/Matlab® del MSC

El estudio de simulación realizado consistió en un conjunto de tres pruebas descritas de manera general a continuación. En la primera, se realiza la comparación entre la respuesta de los controladores en el sistema simplificado con el que fueron sintonizados (ver apartados 4.2.1 y 4.2.2 del Capítulo 4), contra el sistema completo donde interactúan todas las variables (ver Figura 44 del Capítulo 4). En segundo lugar, se observa el periodo transitorio de ciertas señales del sistema completo. Finalmente, se muestra cómo afecta a las diferentes variables, la velocidad a la que gira el primo – motor.

a) Comparación entre el sistema simplificado y el sistema completo

En las siguientes gráficas se puede apreciar la comparación entre las corrientes dq del rotor de ambos sistemas. La Figura 54 corresponde al caso de los controladores trabajando en el sistema simplificado (ver Figura 43 en el Capítulo 4), mientras que la Figura 55 corresponde a la respuesta que se tiene cuando los controladores se ponen a prueba ante todas las variables del sistema completo (ver Figura 46 en el Capítulo 4). Para ambas figuras, la componente d de la corriente es representada por una línea de color rojo, mientras que su referencia se muestra en una línea punteada color verde. Por otro lado, la componente q es representada por una línea azul, mientras que su referencia se muestra en una línea punteada color cian.

En dichas gráficas se realizaron acercamientos, en la Figura 54 se llevó a cabo para verificar si en el sistema simplificado, donde se llevó a cabo la sintonización de los controladores, estos trabajan de acuerdo al tiempo de establecimiento requerido de 0.009 segundos y al sobreimpulso del 10% (los detalles son presentados en la sección 4.2.1 del Capítulo 4). En esta Figura 54, se puede notar que el desempeño de los controladores para el caso simplificado es acorde a lo requerido e incluso el sobreimpulso de las señales controladas es ligeramente menor al 10%.

En el caso de la Figura 55, el acercamiento fue realizado para observar cómo se comporta cada señal controlada comparada con su respectiva referencia. En dicho acercamiento es posible notar que existe ruido en las mediciones, lo cual se considera normal debido a la interacción de las diferentes variables. Por otro lado, en cuanto al tiempo de establecimiento y el sobreimpulso para este caso los controladores realizan una labor aceptable alcanzando valores muy similares a los valores previamente indicados.

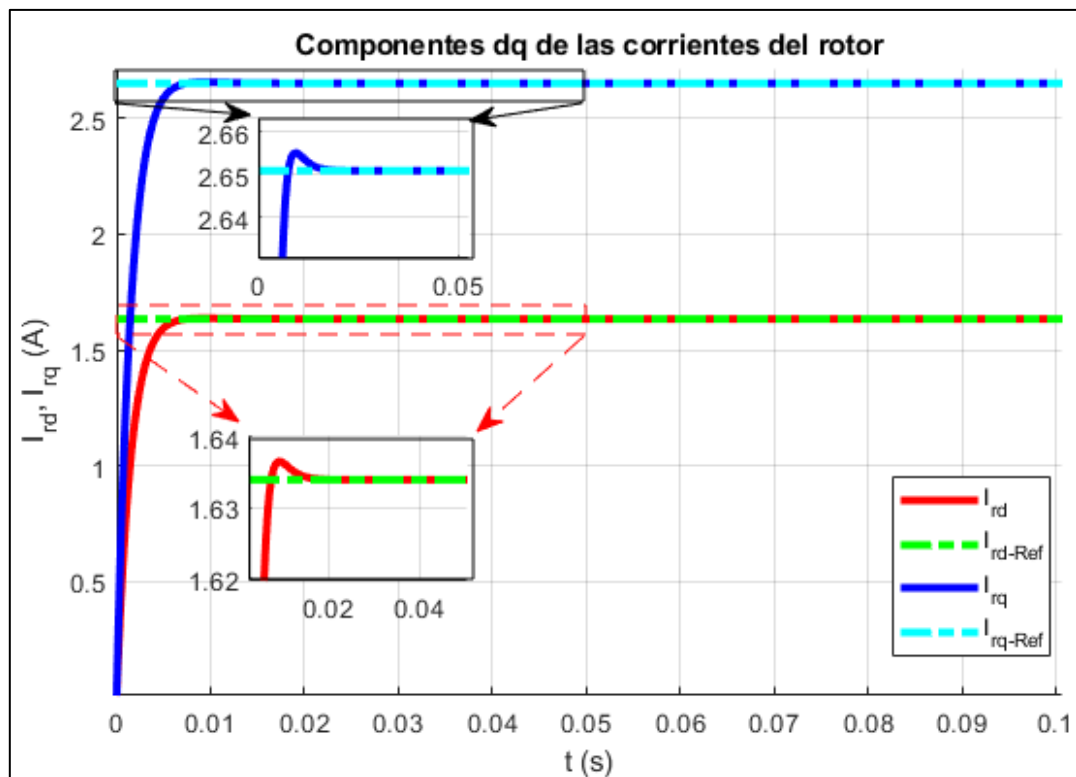


Figura 54.- Componentes dq de las corrientes del rotor en el sistema simplificado.

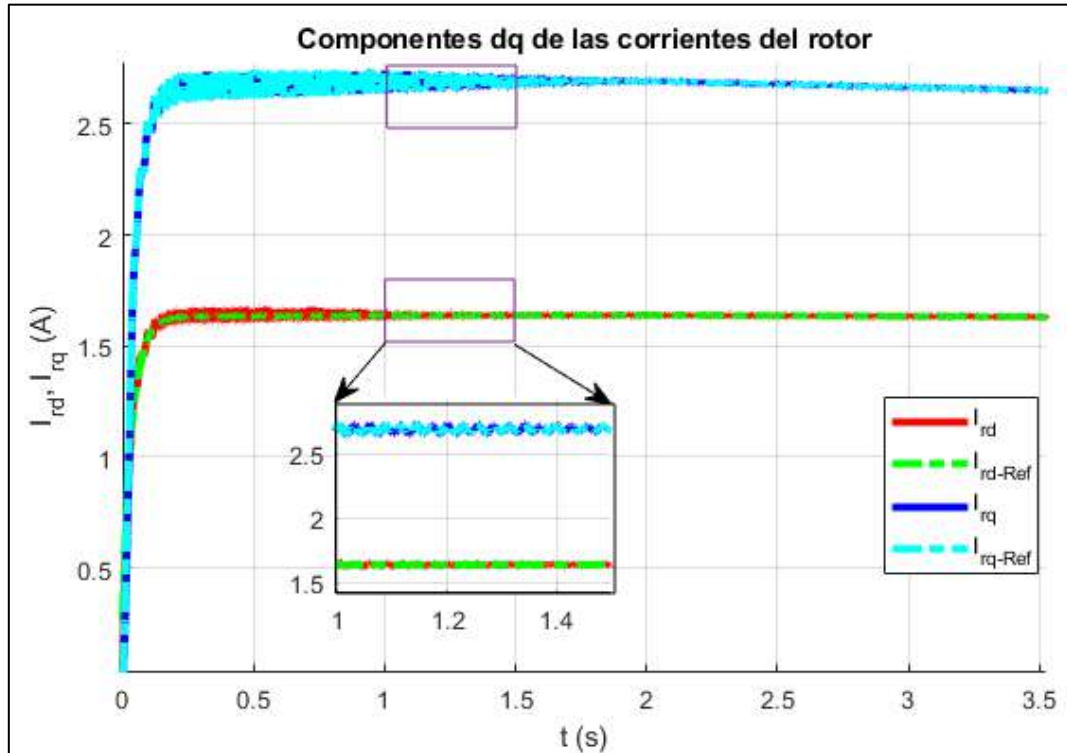


Figura 55.- Componentes dq de las corrientes del rotor del sistema completo.

Por otro lado, se realizó la comparación del control de la corriente de magnetización, la cual se utiliza para controlar de forma indirecta el voltaje del estator (los detalles son presentados en el apartado 4.2.2 del Capítulo 4) en donde se busca tener un sobreimpulso del 10% y un tiempo de establecimiento de 0.2 segundos. Para las gráficas de la Figura 56 y la Figura 57, se utilizó una línea de color azul marino para identificar el control de la corriente de magnetización, mientras que para la referencia se utilizó una línea punteada de color cian.

La Figura 56 representa el comportamiento de los controladores al trabajar sobre la corriente de magnetización en el sistema simplificado. Es importante recordar que el control de la corriente de magnetización en el sistema completo es considerado el controlador maestro, mientras que el control de las componentes del rotor es el controlador esclavo. Para el caso de esta figura, el controlador cumple con los requisitos impuestos de sobreimpulso y tiempo de establecimiento alcanzando una amplitud de 1.705 y un tiempo ligeramente mayor a 0.2 segundos respectivamente.

Al comparar la gráfica de la Figura 56 con la de la Figura 57 es posible notar que el sobreimpulso difiere. Lo anterior, se debe a distintos fenómenos como lo son: las interacciones con las diferentes variables que participan en el sistema, el proceso de discretización, el ruido que pueda emitir el modulador de ancho de pulsos y que este es el controlador maestro como se mencionó anteriormente.

Además, en la Figura 57 que representa el sistema completo se llevó a cabo un acercamiento con la finalidad de mostrar el comportamiento que tiene la señal controlada comparada con la referencia en la cual se muestra el ruido previamente mencionado el cual es manifestado por las señales del modulador de ancho de pulsos y por el proceso de discretización de las señales, sin embargo las variaciones presentadas son lo suficientemente pequeñas para ser despreciables.

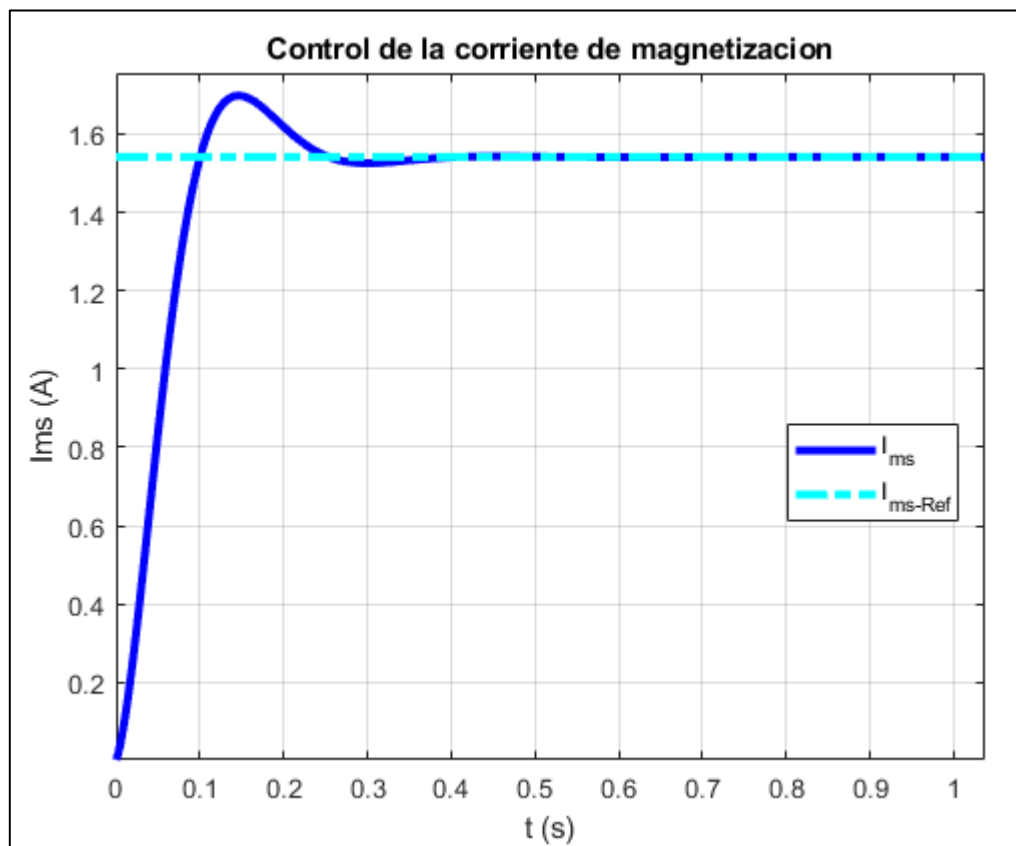


Figura 56.- Control de la corriente de magnetización en el sistema simplificado.

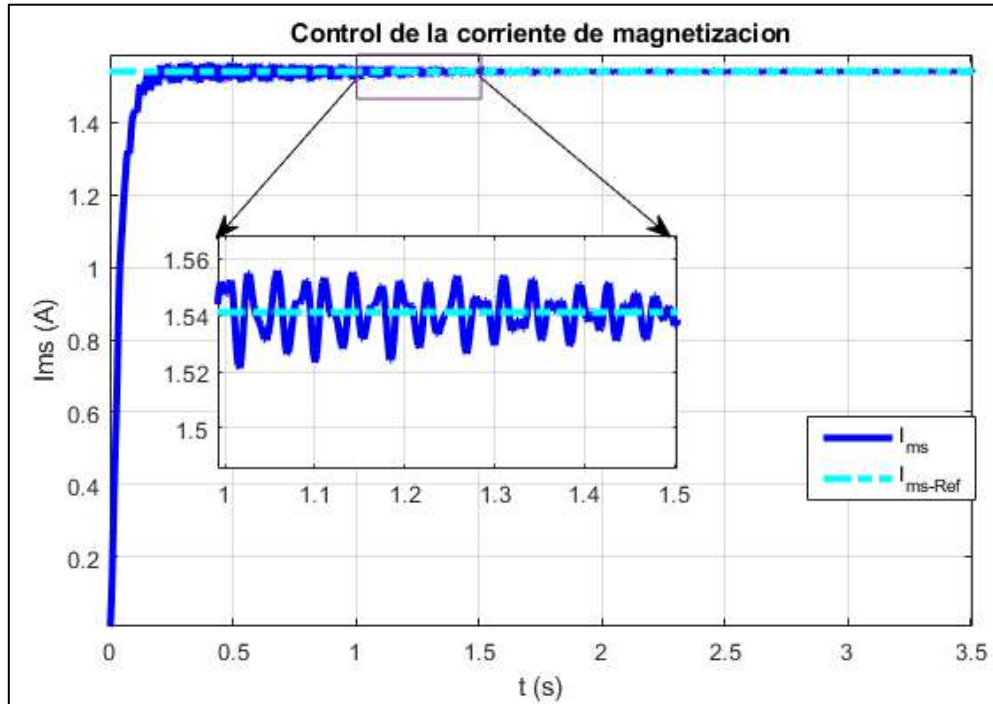


Figura 57.- Control de la corriente de magnetización en el sistema completo.

b) Comportamiento de las variables del sistema dentro del periodo transitorio

A continuación, en la Figura 58, la Figura 59 y en la Figura 60 que corresponden al sistema completo, se muestra el comportamiento en el periodo transitorio de: los voltajes dq del estator, los enlaces dq y el voltaje obtenido en la fase “a” del estator.

En particular, en la Figura 58 se presenta el comportamiento de las componentes dq de los voltajes del estator. En esta gráfica se aprecia como la componente d del voltaje tiene un valor de 0 volts, mientras que la componente q un valor ligeramente mayor a 250 volts. Dicha componente q idealmente debería coincidir con el valor de la señal de referencia representada por la línea punteada, sin embargo, existen factores que lo impiden, los cuales se explican a continuación.

En general, para generadores de gran tamaño se lleva a cabo la suposición de que el valor de la resistencia del estator tiene un valor muy cercano a 0 ohm, lo cual, puede ser corroborado con la ecuación (77) de la sección 4.2.2 del Capítulo 4.

Para este caso, esta suposición no se cumple, lo cual se puede deber a que la máquina considerada es pequeña e ineficiente o bien, que existe un error en los equipos de medición con los que se llevaron a cabo las pruebas para la estimación de parámetros de la máquina. Debido a lo anterior, es por lo que la componente q del voltaje no alcanza el valor de referencia marcado.

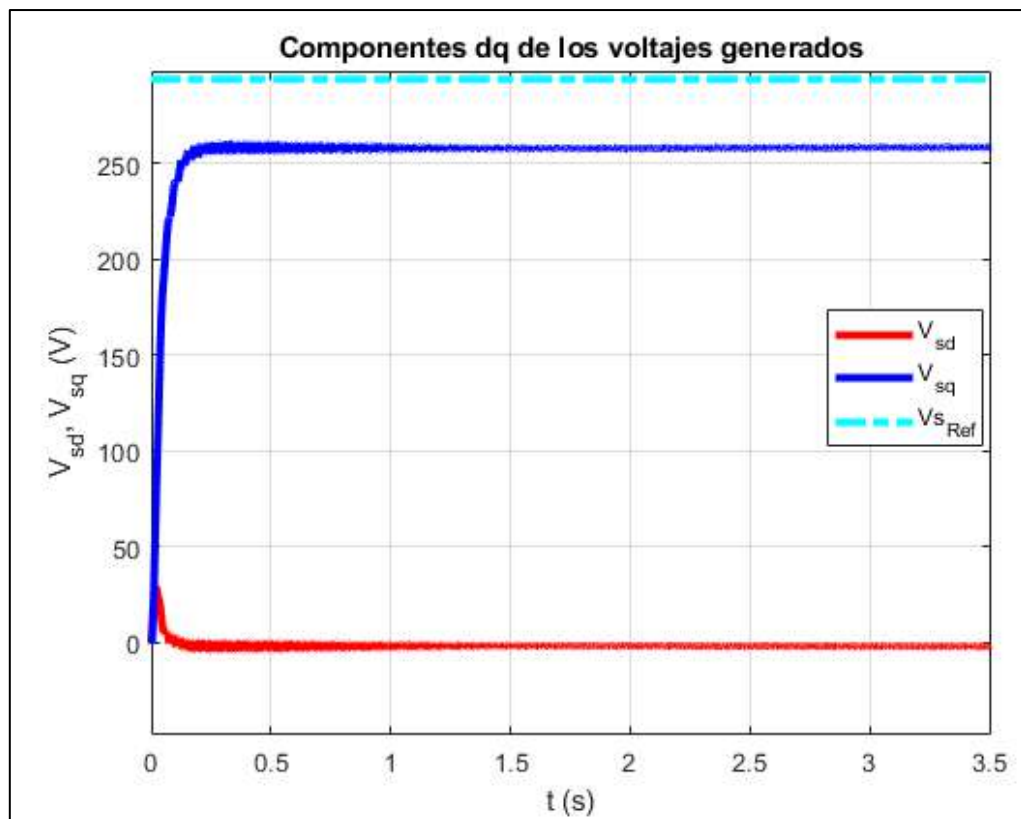


Figura 58.- Componentes dq de los voltajes generados.

Por su parte, en la Figura 59 se muestran los valores de las componentes dq del enlace de flujo de estator. De acuerdo con la orientación que se utiliza para el control con el vector λ_s , el valor de la componente d (color rojo) debe ser igual a la magnitud del vector, mientras la componente q (color azul) debe ser igual a 0. En la Figura 59 es posible notar que la orientación aun no es la ideal, dicha orientación se logra alrededor de los 30 segundos, sin embargo, la cantidad de datos generados ocasiona que se ralentice la velocidad de procesamiento, por lo que no es posible llevar a cabo la simulación los 30 segundos.

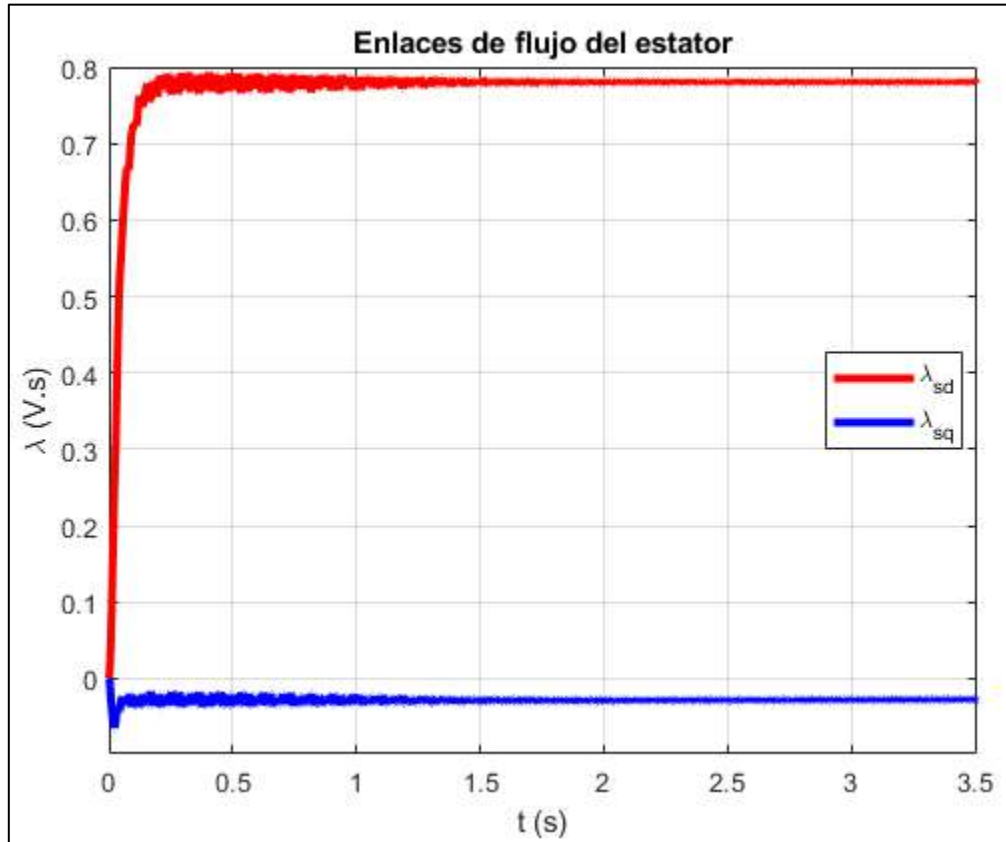


Figura 59.- Enlaces de flujo del estator.

A pesar del obstáculo comentado, es posible apreciar en la Figura 59 y fue corroborado numéricamente que existe una tendencia positiva para lograr la orientación deseada, es decir que la componente d tenga el mismo valor de la magnitud del vector y la componente q un valor igual a 0.

Por otro lado, en la Figura 60, se muestra la fase “a” del voltaje trifásico generado. En dicha figura el voltaje generado es representado por una línea de color rojo, además, se puede observar que la duración de un periodo en este caso es de 16.66 ms, lo que corresponde con la frecuencia esperada de 60 Hertz. Lo anterior, puede ser comprobado utilizando la ecuación (89) donde:

$$Frecuencia = \frac{1}{periodo} \quad (89)$$

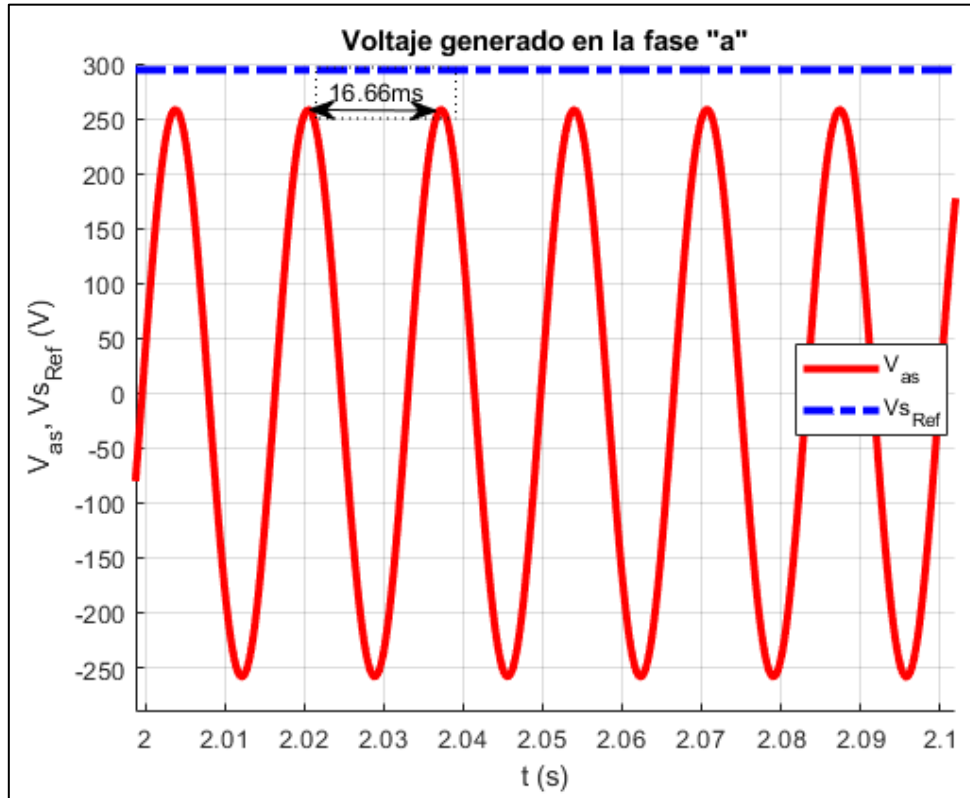


Figura 60.- voltaje generado en la fase "a" del estator.

Cabe mencionar, que la amplitud del voltaje sinusoidal que se muestra en esta figura corresponde al valor de la componente q del voltaje presentada en la Figura 58, para este caso el valor pico del voltaje tampoco alcanza el valor de referencia debido al enfoque dado y que el valor de la resistencia del estator no puede ser ignorado.

c) Comportamiento de las variables ante una rampa de velocidad de operación del DFIG

Finalmente, se presentan las gráficas en las que se puede apreciar cómo se comportan diferentes variables del sistema complejo, ante un incremento en rampa en la velocidad de operación de la máquina. Dicha velocidad parte desde un 20% por debajo del valor de la velocidad síncrona del generador, hasta llegar a un valor de 20% sobre la velocidad síncrona. En otras palabras, la velocidad incrementa desde 1440 hasta las 2160 revoluciones por minuto en un periodo de 2 segundos (del segundo 4 al 6).

En primer lugar, se presentan las corrientes trifásicas del rotor en la Figura 61, donde las componentes a, b y c, son representadas por las líneas azul, roja y verde respectivamente, mientras que la velocidad síncrona de la máquina y la velocidad a la que opera son presentadas en línea punteada de color negro y de color rosa, respectivamente. Cabe mencionar que la gráfica presenta dos escalas, del lado izquierdo, el valor de las corrientes del rotor, mientras que del lado derecho, el valor de la velocidad de operación del DFIG.

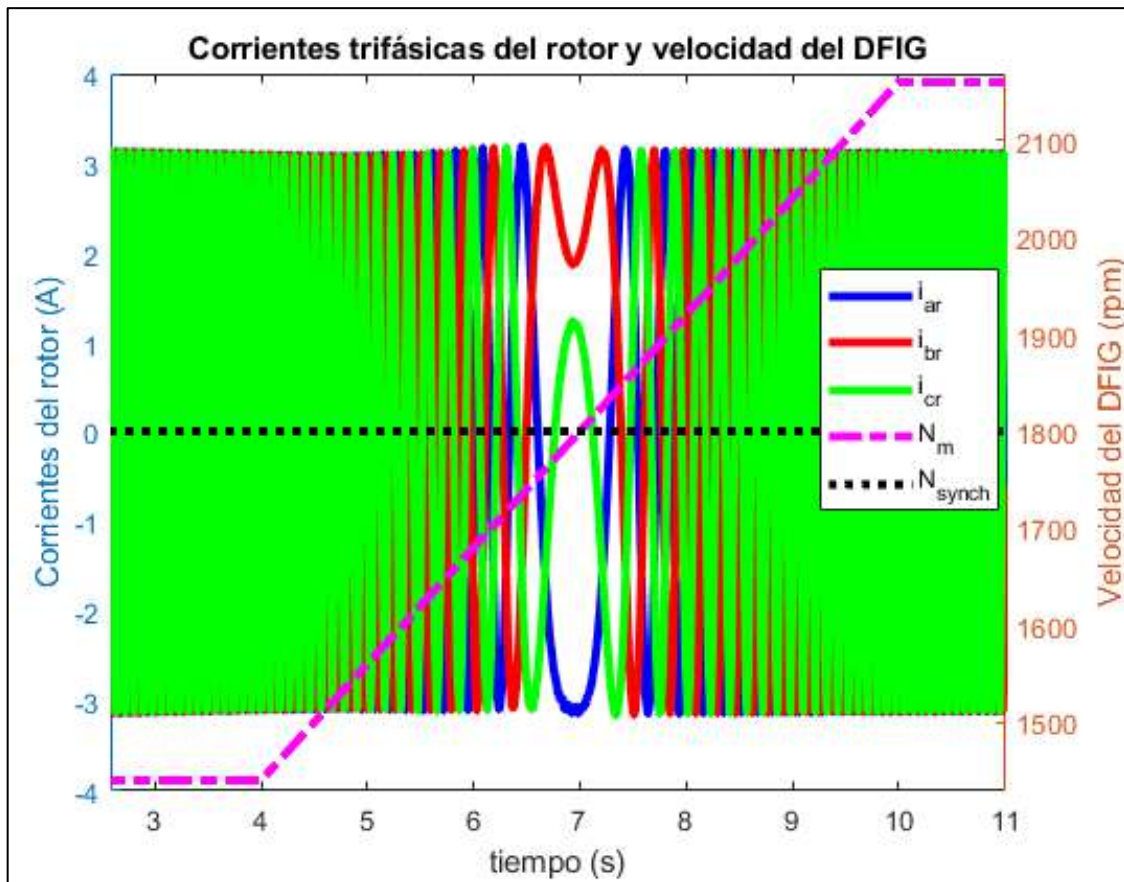


Figura 61.- Corrientes trifásicas del rotor y velocidad del DFIG.

La Figura 62 por su parte, es un acercamiento donde se puede observar de manera más clara las consecuencias sobre las corrientes trifásicas del rotor ante la rampa de velocidad mencionada. En esta gráfica es interesante notar dos fenómenos que ocurren durante el paso por la velocidad síncrona: en primer lugar, que las corrientes se vuelven de CD momentáneamente y, por otro lado, existe un cambio en la secuencia de fases de la corriente.

El primer fenómeno relacionado a que las corrientes se vuelven momentáneamente de CD se debe a que cuando la máquina se encuentra girando a velocidad síncrona existe un deslizamiento con valor de 0, de manera que en ese momento los campos magnéticos del rotor dejan de moverse respecto a la superficie del rotor, por lo que se dice que se produce un campo magnético estacionario el cual da como resultado que las corrientes sean consideradas de CD en ese instante.

Lo anterior, es consecuencia de que la velocidad neta del campo magnética del rotor, que es obtenida cuando se suma la velocidad mecánica del rotor, más la velocidad del campo del rotor y se divide entre la superficie del mismo, es igual a la velocidad de sincronismo.

Mientras que el segundo fenómeno se debe a que, a velocidad subsíncrona el campo magnético del rotor gira en la misma dirección en la que gira el rotor, mientras que a velocidad supersíncrona el campo magnético del rotor en sentido contrario del giro mecánico del rotor.

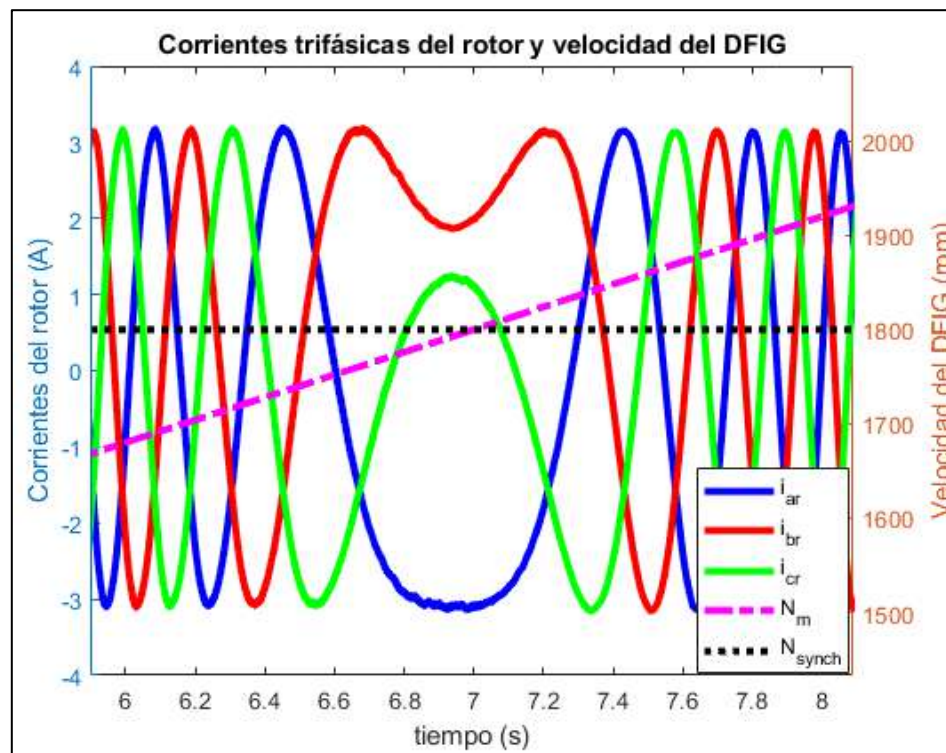


Figura 62.- Acercamiento a las corrientes trifásicas del rotor y velocidad del DFIG.

El comportamiento de las componentes dq de las corrientes del rotor ante la misma rampa de velocidad se presenta la Figura 63. En dicha imagen, se puede apreciar como las componentes dq controladas (señales en rojo y azul marino, respectivamente) siguen bastante bien a sus referencias correspondientes (señales punteadas en color verde y cian, respectivamente).

Cabe destacar, que una vez que la velocidad de operación del DFIG se acerca a la velocidad de sincronismo, se generan variaciones en las componentes de las corrientes, debido a los acoplamientos que ocurren bajo dicha condición de operación. Sin embargo, los controladores PI son lo suficientemente robustos para dominar estos cambios y alcanzar la referencia dada. Una vez que la máquina pasa la velocidad de sincronismo las referencias y las componentes dq de las corrientes se mantienen sin cambios notables.

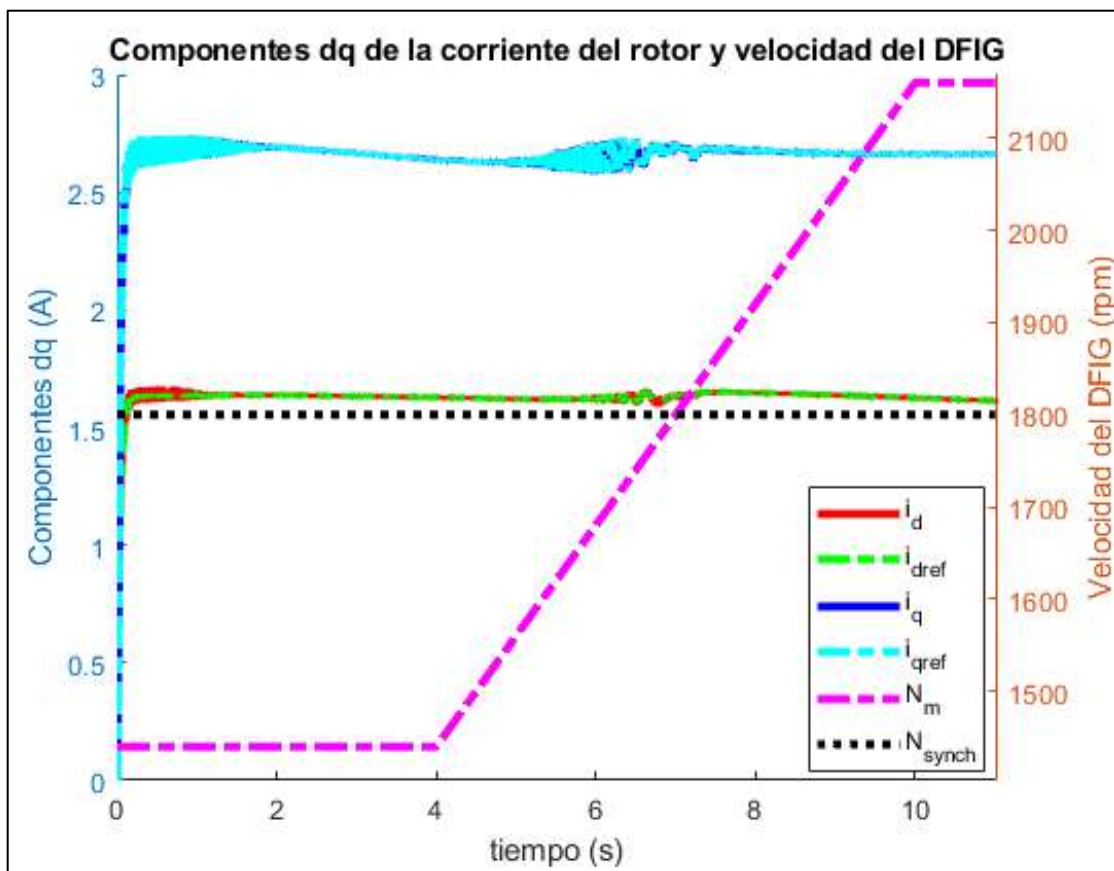


Figura 63.- Componentes dq de la corriente del rotor y velocidad del DFIG.

Por otro lado, las componentes dq de los voltajes del rotor, así como la velocidad de la máquina, son presentados en la Figura 64. Al iniciar la rampa de velocidad, las componentes dq empiezan a cambiar su valor dependiendo de dicha velocidad. En especial el cambio más notorio puede ser observado en la componente q , caso contrario a lo que pasa en la Figura 63, donde las componentes de la corriente mantienen prácticamente el mismo valor a lo largo del tiempo de simulación.

Para este caso, la razón por la cual ocurre esta variación del valor de las componentes del voltaje se debe a que dichas componentes son las utilizadas para controlar a las corrientes del rotor y mantenerlas en los valores de referencia.

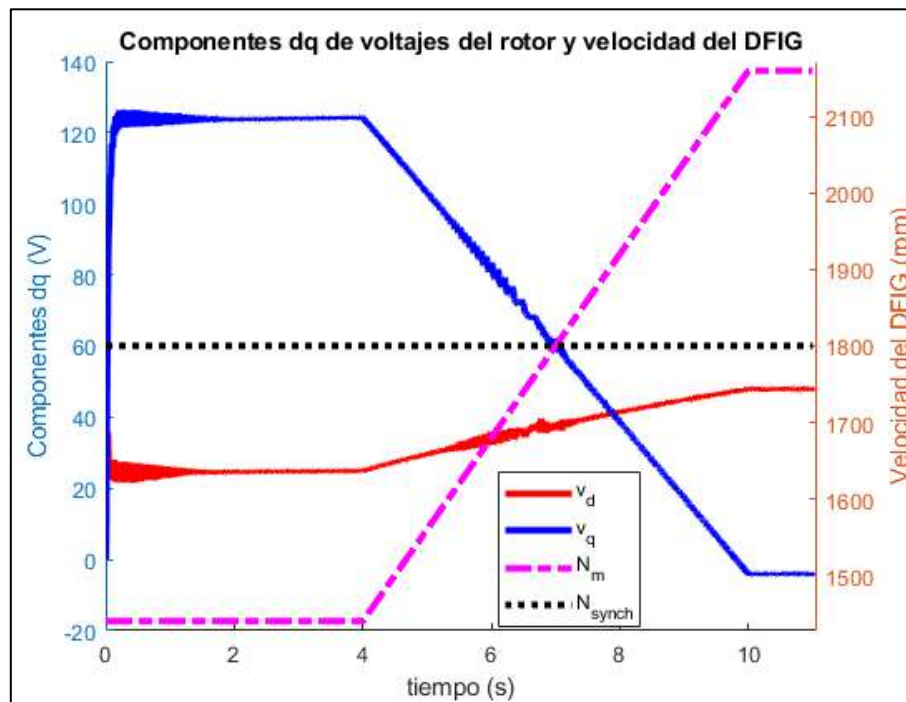


Figura 64.- Componente dq de los voltajes de rotor y velocidad del DFIG.

Las potencias de la máquina, tanto las del rotor, como las del estator, se muestran en la Figura 65 y en la Figura 66, respectivamente. En la Figura 65, se puede apreciar como las potencias, activa y reactiva del rotor varían a partir de que inicia la rampa de velocidad. Dichas potencias se relacionan con el deslizamiento que se presenta en la máquina, en consecuencia, al incrementar la velocidad el deslizamiento disminuye.

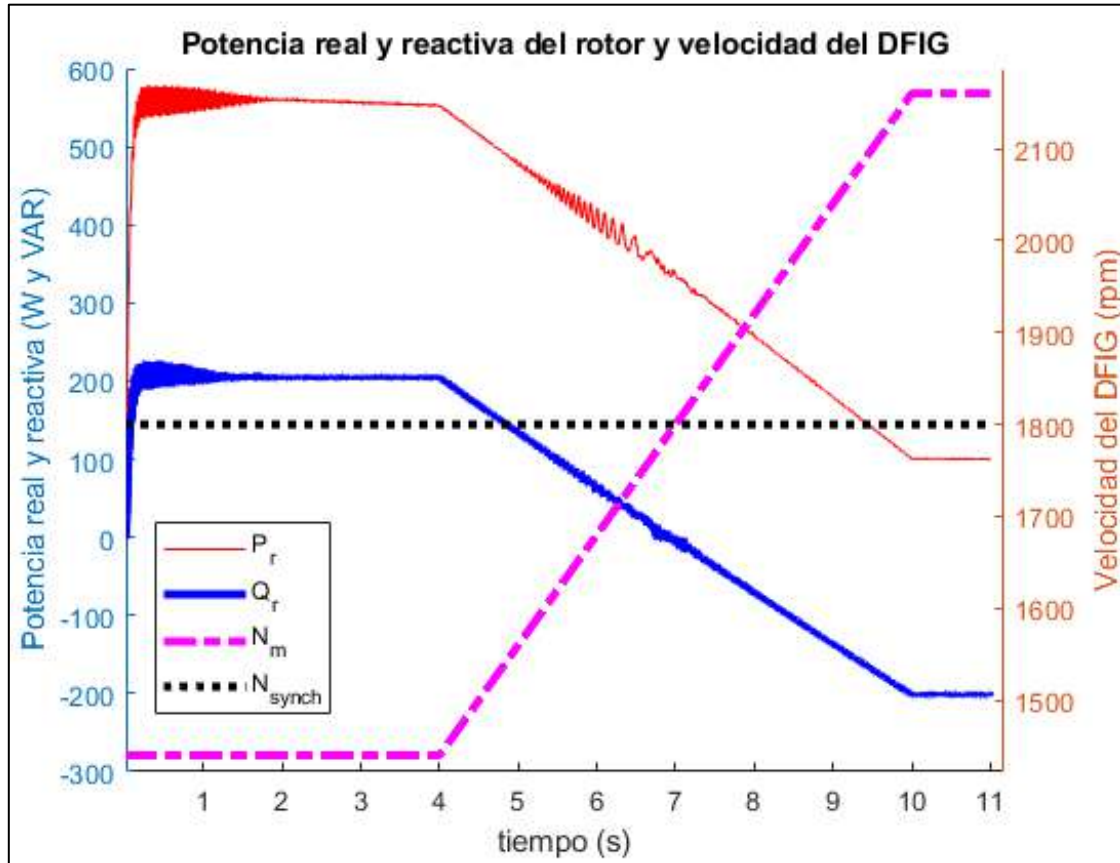


Figura 65. Potencia real y reactiva de rotor y velocidad del DFIG.

En cuanto a la Figura 66 que representa a la potencia activa y reactiva del estator, éstas prácticamente no varían durante la duración de la rampa de velocidad. El que no se generen cambios en los valores de las potencias se debe en mayor medida a que el estator se encuentra conectado a una carga fija. Debido a lo anterior, sobre todo la potencia activa (línea de color rojo) del estator se mantiene prácticamente constante, ya que en su mayoría se entrega a la resistencia de carga y esta última no presenta cambios en su valor.

Por su parte, la potencia reactiva idealmente debería tener un valor de 0, ya que la carga es meramente resistiva. Sin embargo, debido a las inductancias del generador, como las de dispersión y la de magnetización, es por lo que la potencia reactiva tiene un valor pequeño (línea de corlo azul).

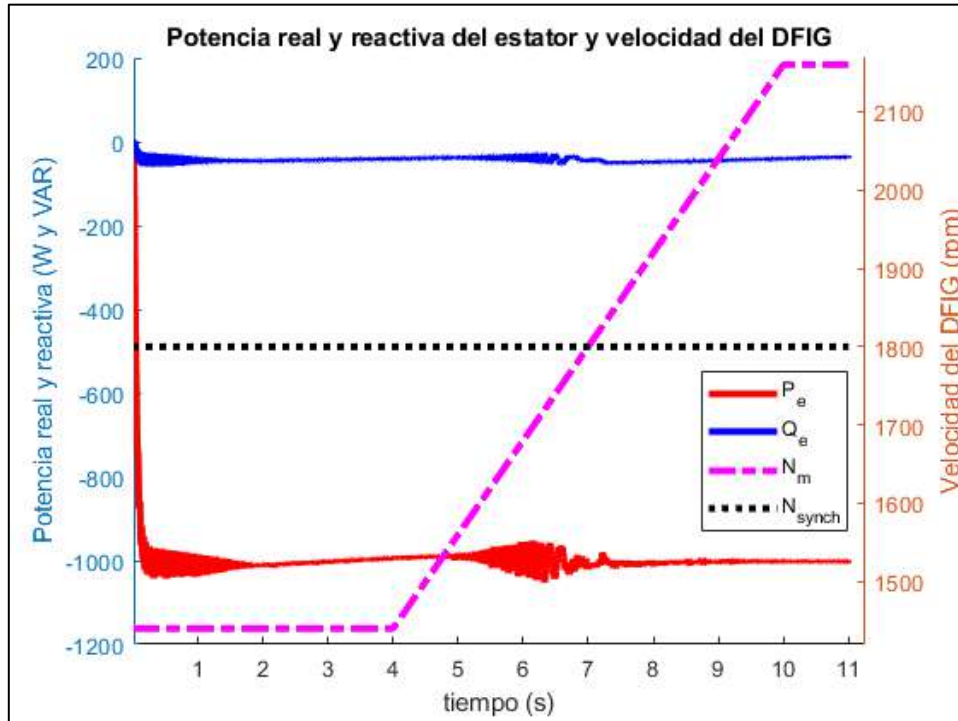


Figura 66.- Potencia real y reactiva del estator y velocidad del DFIG.

Cabe aclarar que durante el cruce por la velocidad síncrona es, de acuerdo con las gráficas presentadas, el momento más complicado para los controladores gobernar las diferentes variables, es por esto que ocurren ligeras variaciones en ese periodo de tiempo.

5.2 Resultados de la simulación en Matlab®/Simulink FEC

Con el fin de probar a los controladores diseñados y observar su desempeño ante las condiciones de simulación dadas, las cuales pueden encontrarse en el código utilizado para la simulación en el Apéndice E, se realizó una comparación de su desempeño entre el sistema simplificado explicado en la sección 4.3.1 del Capítulo 4 y el completo del mismo capítulo.

En este caso particular se requiere un voltaje del bus de corriente directa de 400 volts. La prueba consiste en aplicar escalones, los cuales que representa las referencias de las componentes dq de la corriente del FEC, con un valor inicial diferente al necesario para obtener los 400 volts mencionados. Una vez que transcurrieron 5 segundos, los escalones tendrán como valor final el necesario para conseguir los 400 volts.

Dicho control, como antes se menciona, puede ser llevado a cabo a partir de la corriente que circula por el filtro RLC. Para lograr lo anterior, previamente se deben obtener las componentes dq de la corriente mencionada, las cuales están relacionadas con la potencia activa y reactiva que se inyectan a la carga.

En primer lugar, se realiza la comparación del comportamiento de las componentes dq de las corrientes del FEC entre el sistema simplificado y el completo ante el escalón mencionado. En la Figura 67 se muestra tanto el comportamiento en el sistema simplificado, como el del sistema completo, donde se puede apreciar la diferencia del desempeño de los controladores ante cada situación.

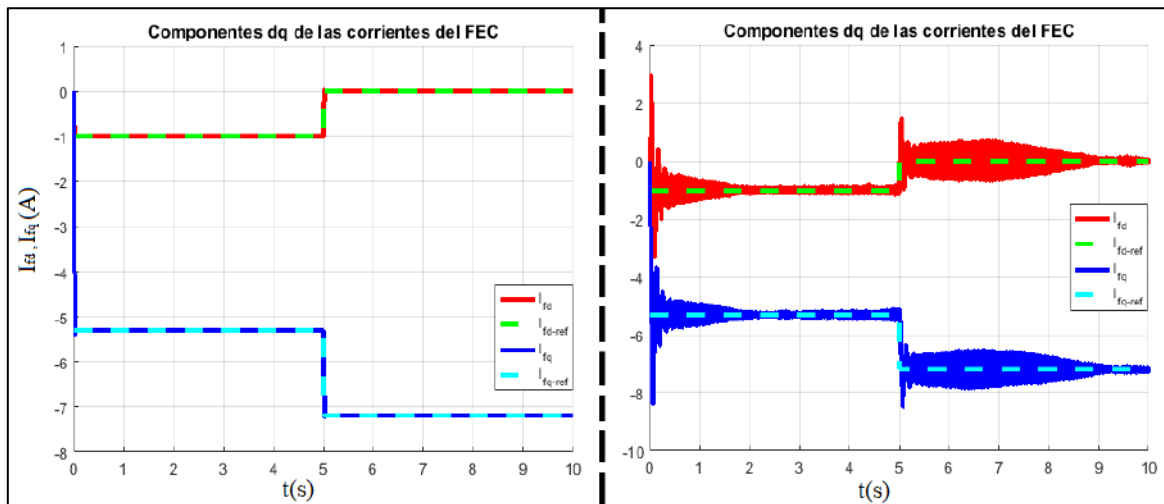


Figura 67.- Comparación entre las componentes de las corrientes del FEC.

Al comparar ambas gráficas es notorio la diferencia de variaciones que existe entre las señales controladas. Esto se debe principalmente a que en la gráfica del sistema simplificado no influyen otras señales o perturbaciones más que la función de transferencia de las componentes dq de la corriente. Por otro lado, en la gráfica del sistema completo se observan más variaciones en los valores de las señales controladas, lo cual es causado por la interacción de todas las variables, la discretización de las señales y las perturbaciones producidas por el modulador de ancho de pulsos.

Con la finalidad de apreciar mejor el periodo transitorio que ocurre en las señales controladas al momento de agregar un cambio en la señal de referencia, se realizaron acercamientos a las componentes d y q de la corriente, como se puede apreciar en la Figura 68 y la Figura 69 respectivamente. En dichos acercamientos es posible notar que el control sobre las componentes en las gráficas del sistema simplificado es mejor debido a que se cumple con el tiempo de establecimiento de 0.02 segundos y con un sobreimpulso del 10%, mientras que en el sistema completo se tiene un tiempo de establecimiento de 0.2 segundos y un sobreimpulso mayor al 10%, sin embargo, el control aún es aceptable. Lo anterior, es causado por la cantidad de variables que participan en un sistema u otro lo que facilita o dificulta controlar cada señal.

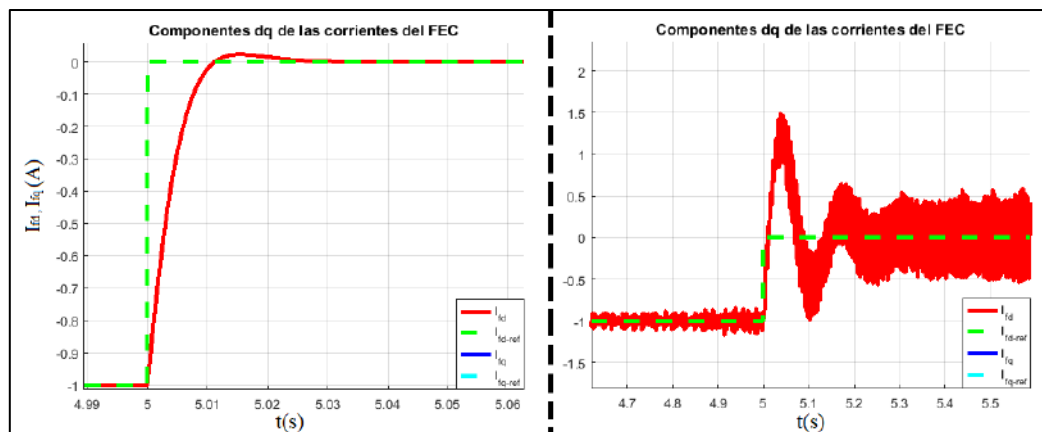


Figura 68.- Comparación de la componente “d” de las corrientes del FEC.

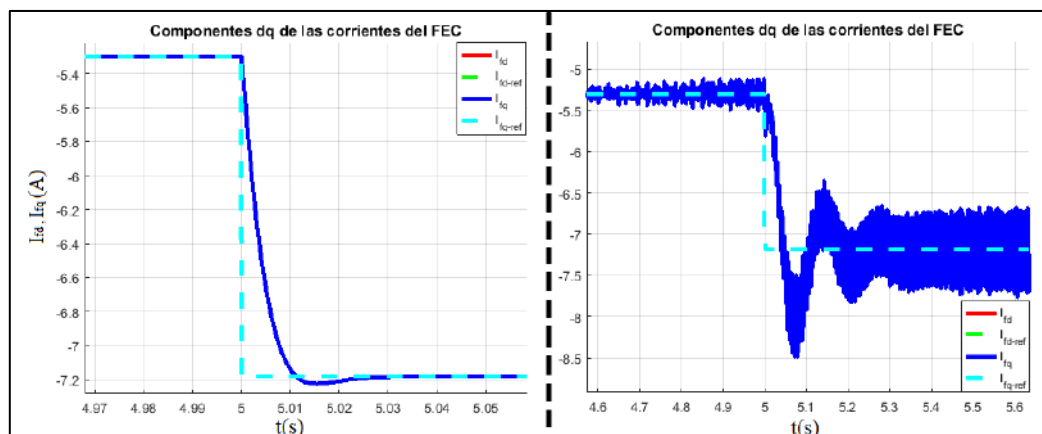


Figura 69.- Comparación de la componente “q” de las corrientes del FEC.

Finalmente, el objetivo de la Figura 70 y la Figura 71 es mostrar como en el instante en que se da el cambio de referencia por el escalón mencionado anteriormente, se alcanzan los valores requeridos para sincronizar o poner en fase al voltaje del capacitor de la fase "a" con su referencia y de ese modo lograr la interconexión con mínimas perturbaciones transitorias.

En ambas figuras se graficaron el voltaje de referencia (señal punteada de color verde), el voltaje medido (señal en color rojo) y la corriente del capacitor del filtro (señal de color azul) colocado en la fase "a", con la finalidad de observar el comportamiento de dichas variables. Cabe mencionar que cuando las referencias de las componentes dq de las corrientes del FEC sufrieron un cambio de valor (ver Figura 67), ese evento repercutió en el comportamiento del voltaje medido en el capacitor de la fase "a", lo cual se puede observar al comparar la Figura 70 donde el voltaje aún no es sincronizado, contra la Figura 71 donde ya ocurrió dicha sincronización.

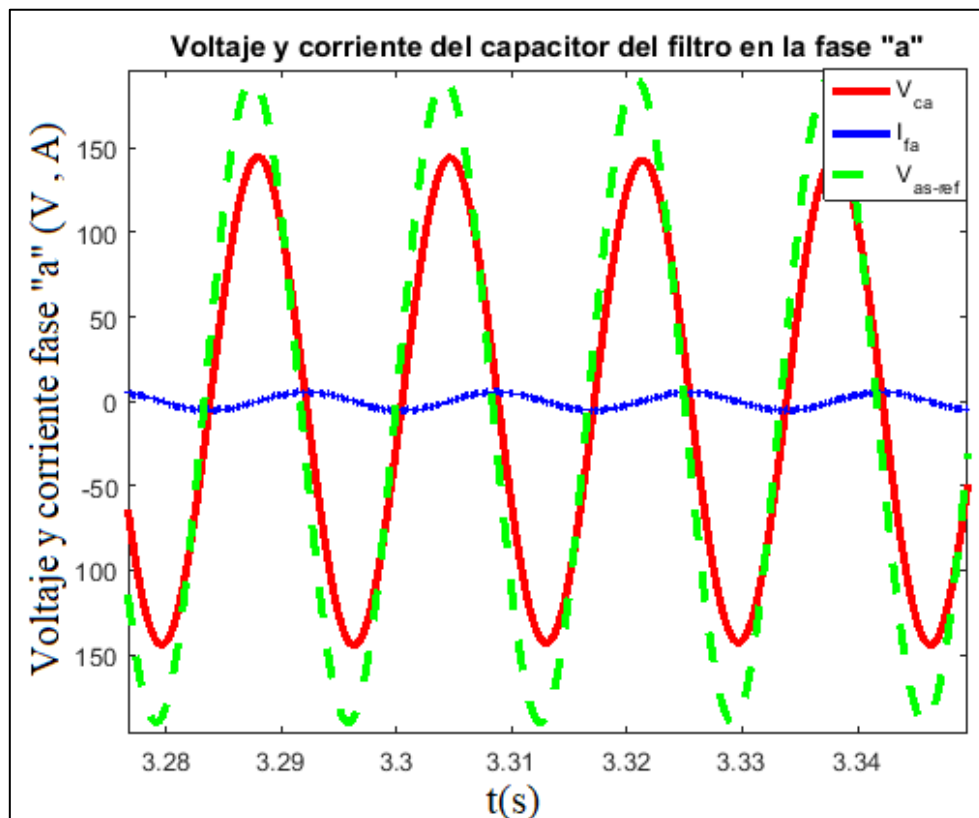


Figura 70.- Voltaje y corriente del capacitor antes de la sincronización.

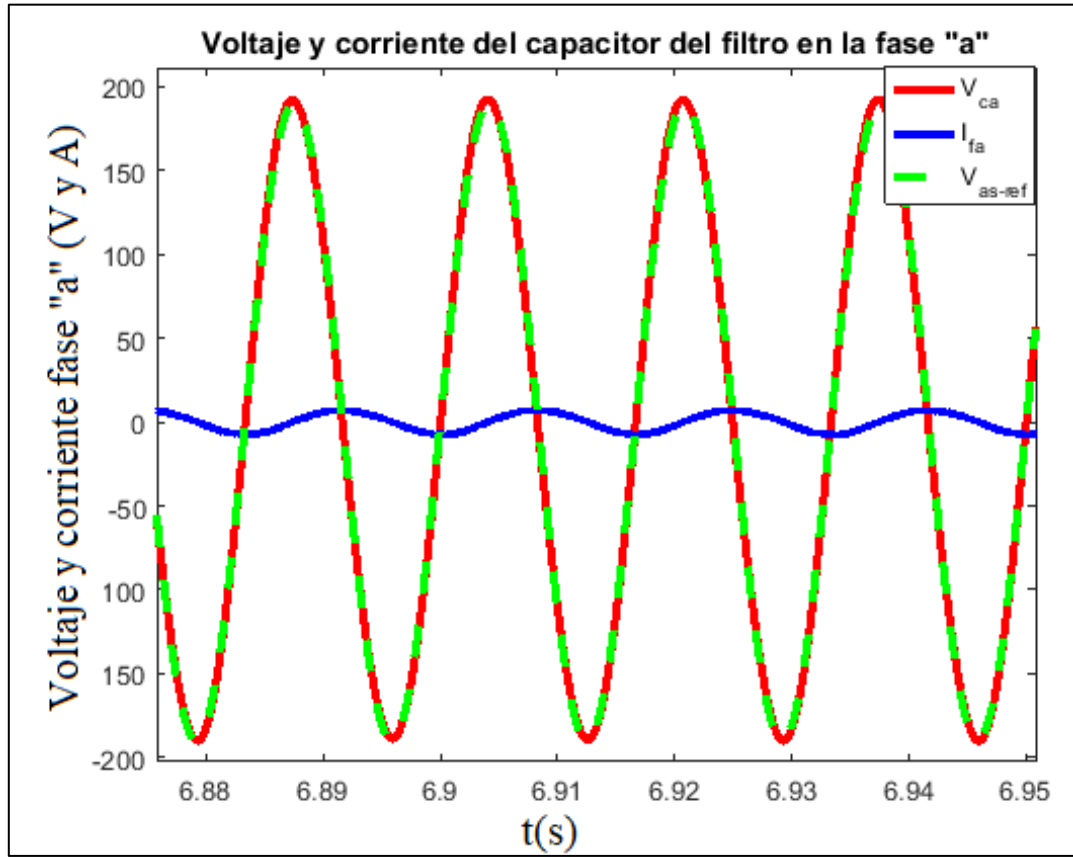


Figura 71.- Voltaje y corriente del capacitor después de la sincronización.

CAPÍTULO VI

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En esta última sección se presentan las conclusiones obtenidas del presente proyecto. De igual manera, se exponen las recomendaciones para la continuidad del tema de estudio y las mejoras que se pueden llevar a cabo en trabajos futuros.

6.1 Conclusiones

Ante el cambio climático que el planeta enfrenta y las amenazas que esto conlleva a la calidad de vida y a la vida misma, los seres humanos se han visto en la necesidad de hacerle frente a esta amenaza. Una de las alternativas con mayor alcance, de acuerdo con lo expuesto en el documento, es el uso de las energías renovables. Dicho tipo de energías, con los estudios, gestiones y acuerdos adecuados, puede llegar a ser el elemento clave para lograr la descarbonización de la industria eléctrica.

En este proyecto considera la generación de electricidad a partir de energía eólica. El tema de investigación desarrollado es el control del generador de inducción en modo doblemente alimentado en un sistema de generación eólica donde se alimenta a una carga meramente resistiva. El fin del proyecto es dejar las bases para que en el Instituto se pueda llevar a cabo el estudio de los WECS y realizar futuras investigaciones relacionadas con los distintos modos de operación que pueden presentar dichos sistemas.

En este caso particular, se trabajó con el control vectorial, el cual es uno de los más utilizados en la industria. Además, se hizo uso de las transformaciones de Clarke y de Park para manejar las ecuaciones que rigen el comportamiento de la máquina en el plano dq . Lo anterior permitió conseguir a través del método de asignación de polos las ganancias de los controladores PI a utilizar en cada lado a controlar de la máquina, para finalmente a través de los convertidores del MSC y el FEC, que reciben las señales del modulador, lograr el control del sistema en general.

Gracias a lo anterior, fue posible controlar las componentes dq de la corriente del rotor, a la par de la corriente de magnetización del DFIG, lo cual dio como resultado que, al aplicar una velocidad al rotor de la máquina, que se encontrara en un rango de $\pm 20\%$ la velocidad síncrona del generador se obtuvieran resultados aceptables para el control del MSC, manteniendo un voltaje de amplitud y frecuencia constante sobre la carga a alimentar.

Por otro lado, con respecto al FEC, se logró controlar las componentes dq de la corriente del filtro RLC, con las cuales es posible controlar la potencia activa y reactiva que se inyectan a la carga antes mencionada. Aunado a esto, también fue posible sincronizar el valor del voltaje de la fase “a” del capacitor con el valor de la referencia, buscando evitar las perturbaciones de la interconexión.

De esta forma se alcanzaron los objetivos planteados para este proyecto esperando contribuir a esta línea de investigación en el Instituto, para que sirva como herramienta de estudio y práctica de los futuros ingenieros.

6.2 Recomendaciones y trabajos futuros

Una vez terminado el proyecto y después de un breve análisis se llegó a las siguientes recomendaciones para trabajos futuros:

- Utilizar los elementos mencionados para construir el banco de pruebas de forma física y comparar los resultados experimentales con los obtenidos en simulación.
- Implementar una carga auxiliar utilizando elementos como un banco de baterías o capacitores con la finalidad de aprovechar mejor la energía producida,
- Buscar que los controladores sean auto sintonizables con la finalidad de adaptarse a los cambios en los parámetros de los elementos utilizados en el banco de prueba causados principalmente por el aumento de temperatura en estos al estar sometidos a prueba.
- Adaptar el esquema de control para poder probar diferentes modos de operación del WECS, ya sea en modo DFIG alimentando a una carga aislada, conectado a la red, o bien, modo SEIG alimentando una carga aislada o conectado a la red.

REFERENCIAS

- [1] M. Grooten and R. Almond, “Informe Planeta Vivo - 2018: Apuntando más alto.,” WWF, Gland, Suiza, 2018.
- [2] O. Flores, N. Delgado, and D. Pontes, “PRODESEN-2016-2030,” México, 2016.
- [3] L. Beltrán, E. Villanueva, and L. Muñozcano, “Prospectiva Energías Renovables 2015 - 2029,” México, 2015.
- [4] R. Alexandri, L. Muñoz, and L. Guerrero, “Prospectiva de Energías Renovables 2016 - 2030,” México, 2016.
- [5] Secretaría de Energía, *Ley de Transición Energética*. Ciudad de México, 2020, pp. 1–91.
- [6] U. Shahzad, “A Quantitative Comparison of Wind and Solar Energy,” *Durreesamin J.*, vol. 2, no. May, p. 7, 2017.
- [7] P. Jennings, “New directions in renewable energy education,” *Renew. Energy*, vol. 34, no. 2, pp. 435–439, 2009.
- [8] J. R. Arribas *et al.*, “Computer-Based Simulation and Scaled Laboratory Bench System for the Teaching and Training of Engineers on the Control of Doubly Fed Induction Wind Generators,” *IEEE Trans. POWER Syst.*, vol. 26, no. 3, pp. 1534–1543, 2011.
- [9] D. Xu, F. Blaabjerg, W. Chen, and N. Zhu, “DFIG test bench,” in *In Advanced Control of Doubly Fed Induction Generator for Wind Power Systems*, IEEE, 2018, pp. 415–448.
- [10] R. Peña, C. Clare, and M. Asher, “A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine,” *IEE Proc.*, vol. 143, no. 5, p. 8, 1996.
- [11] R. Peña, G. Asher, J. Clare, and R. Cardenas, “A constant frequency constant voltage variable speed stand alone wound rotor induction generator,” in *International Conference on Opportunities and Advances in International Electric Power Generation*, 1996, pp. 111–114.
- [12] R. Peña, C. Clare, and M. Asher, “Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable speed wind-energy generation,” *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 3, pp. 231–241, 1996.
- [13] D. Forchetti, G. Garcia, and M. I. Valla, “Vector Control Strategy for a Doubly-Fed Stand-Alone Induction Generator,” *IEEE 2002 28th Annu. Conf. Ind. Electron. Soc. IECON 02*, vol. 2, no. 4, pp. 991–995, 2002.

- [14] B. Rabelo and W. Hofmann, "DSP-based Experimental Rig with the Doubly-Fed Induction Generator for Keywords," in *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings (Cat. No.01TH8594)*, 2002, pp. 1–12.
- [15] R. Galindo del Valle, M. Cotoroge, B. Rabelo, and W. Hofmann, "Emulation of an Isolated Wind Energy Conversion System: Experimental Results," in *Robotics and Automotive Mechanics Conference (CERMA)*, 2009, pp. 462–467.
- [16] R. Galindo del Valle and G. Guerrero Ramírez, "Construcción de un banco de pruebas para emular sistemas eólicos basados en un generador de inducción," in *Ier. Congreso Internacional sobre Energía Eólica*, 2010, vol. 1, pp. 32–54.
- [17] J. Restrepo, J. Viola, S. Cuenca, and F. Quizhpi, "Banco de Emulación de Perfiles de Viento para Aplicaciones en Energía," *Rev. Técnica "energía"*, vol. 11, no. February, pp. 77–84, 2015.
- [18] G. Calderón *et al.*, "Simulation and Comparative Analysis of DFIG- based WECS Using Stator Voltage and Stator Flux Reference Frames," *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 15, no. 6, pp. 1052–1059, 2017.
- [19] M. Dal, "An Analytical Model and the Comparative Simulation for Stand-alone Operated DFIG," in *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2018, pp. 491–498.
- [20] F. Akbar, S. Syamsuddin, and R. Nazir, "Operation Simulation of Doubly Fed Induction Generator (DFIG) as Stand Alone Generator," in *2019 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, 2019, pp. 47–52.
- [21] M. Suwan, T. Neumann, C. Feltes, I. Erlich, and S. Member, "Educational Experimental Rig for Doubly-Fed Induction Generator based Wind Turbine," in *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2012, pp. 1–8.
- [22] C. Pavarini, "International Energy Agency," *Tracking the decoupling of electricity demand and associated CO2 emissions*, 2019. [Online]. Available: <https://www.iea.org/commentaries/tracking-the-decoupling-of-electricity-demand-and-associated-co2-emissions>.
- [23] Secretaría de Energía, "Explicación ampliada de la Reforma energética," Ciudad de México, 2013.
- [24] J. Lee and F. Zhao, "Gwec global wind report 2019," Brussels, Belgium, 2019.
- [25] J. Lee and F. Zhao, "Global wind report 2018," Brussels, Belgium, 2019.
- [26] I. E. Agency, "Renewables 2018: Key Findings," *Renewables 2018: Key Findings*, 2018. [Online]. Available: www.iea.org/renewables2018.
- [27] J. C. Schallenberg Rodríguez and M. D. Torres, *Energías renovables y eficiencia energética*. Santa Cruz de Tenerife: Instituto Tecnológico de Canarias, S.A, 2008.

- [28] J. González-Velasco, *Energías Renovables*, no. Centrales de energía. Barcelona, España, 2009.
- [29] L. Trevor and K. Alexander, “Why wind energy,” in *Wind energy engineering: a handbook for Onshore and Offshore wind turbines*, Chennai, India: Elsevier Ltd, 2017, pp. 3–23.
- [30] J. F. Manwell, J. G. McGowan, and A. L. Rogers, *Wind Energy explained*. Wiltshire, Great Britain: John Wiley & Sons, Ltd, 2010.
- [31] I. Munteanu, A. I. Bratcu, and N. Cutululis, *Optimal Control of Wind Energy Systems Towards a Global Approach*. Springer, 2008.
- [32] G. S. Stavrakakis, *Electrical Parts of Wind Turbines*, vol. 2. Chania Greece: Elsevier Ltd., 2012.
- [33] D. S. L. Simonetti, A. Amorim, and F. Oliveira, “Doubly Fed Induction Generator in Wind Energy Conversion Systems,” *Adv. Renew. Energies Power Technol.*, vol. 1, no. Solar and Wind Energies, pp. 461–490, 2018.
- [34] N. Hatzigiorgiou, M. Donnelly, S. Papathanassiou, and P. Lopes, “Modeling new forms of generation and storage,” 2000.
- [35] I. Kosow, *Máquinas eléctricas y transformadores*. Prentice Hall, 1991.
- [36] P. W. Carlin and A. S. Laxson, “The History and State of the Art of Variable-Speed Wind Turbine Technology The History and State of the Art of Variable-Speed Wind Turbine Technology,” *Wind Energy*, vol. 6, no. February, pp. 2–7, 2001.
- [37] G. K. Singh, “Self-excited induction generator research—a survey,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 69, no. 2–3, pp. 107–114, 2004.
- [38] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, “Doubly fed induction generator systems,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 8, no. 3, pp. 26–33, 2002.
- [39] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics – Selected Problems*. USA, 2002.
- [40] A. Beainy, C. Maatouk, N. Moubayed, and F. Kaddah, “Comparison of different types of generator for wind energy conversion system topologies,” in *2016 3rd International Conference on Renewable Energies for Developing Countries (REDEC)*, 2016, pp. 1–6.
- [41] L. Hansel, W. Henrik, and L. Helle, “Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines,” Roskilde, Denmark., 2002.
- [42] M. Burgos, Á. G. González, and M. A. Vallejo, “Generadores inducción en las prácticas de laboratorio,” *Rev. enseñanza Univ.*, vol. 7, no. 8, pp. 87–101, 1994.
- [43] M. Faraday, S. C. A. Parsons, U. King, and U. Kingdom, “The generator,” in *Electrical generator and electrical plant*, Australia: Elsevier Ltd, 1971, pp. 81–159.

- [44] N. E. M. Association, “Nema mg 1-2016,” Rosslyn, Virginia, 2016.
- [45] M. Pernia, “Motores asincronos,” San Cristóbal, Venezuela, 2014.
- [46] H. Enríquez, *Curso de transformadores y motores de inducción*. México: Limusa, 2005.
- [47] E. Contreras and R. Sánchez, *Libro digital de la máquina de inducción trifásica*. Universidad Tecnológica de Pereira, 2013.
- [48] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Berlin, Germany,: Springer- Verlag, 1985.
- [49] G. Abad, J. Lopez, M. A. Rodriguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, *Doubly fed induction machine modeling and control for wind energy generation*, IEEE Press. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [50] C. A. Torres, A. A. Gomes, and A. E. Mejia, “Control vectorial de la máquina de inducción,” *Sci. Tech. Año XV*, vol. 7, no. 43, pp. 55–60, 2009.
- [51] F. Blaschke, “The Principle of Field Orientation as Applied to the NEW Transvector Closed-Loop System for Rotating-Field Machines,” 1972.
- [52] I. Takahashi and T. Noguchi, “New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [53] K. Chan, T.-F. and Shi, “Modeling and simulation of induction motor,” in *Applied inteligente control of induction motor of induction motor drives*, Beijing: John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2011, pp. 31–74.
- [54] B. Robyns, B. Francois, and J. P. Hautier, “Vector control of induction machines,” in *Vector control of induction machine*, London: Springer, 2012, pp. 75–88.
- [55] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, “Reference frame theory,” in *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, Wiley-IEEE Press, 2002, pp. 109–140.
- [56] R. Galindo del Valle, “Desarrollo de un sistema de generación eléctrica basado en una estructura reversible back-to-back y un generador doble-alimentado,” Altamira, México, 2012.
- [57] A. Tounsi, “On the Wind Energy Conversion Systems,” in *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, 2019, no. 3, pp. 1271–1279.
- [58] S. Müller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, “Doubly fed induction generator systems for wind turbines,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 2, pp. 26–33, 2002.
- [59] C. H. Weigand, H. K. Lauw, and D A Marckx, “Variable-Speed Generation Subsystem Using the Doubly Fed Generator Period of Performance Variable-Speed Generation Subsystem Using the Doubly Fed Generator Period of Performance,”

Oregon, 2000.

- [60] K. Ogata, “Análisis de la respuesta transitoria y estacionaria,” in *Ingeniería de control moderna*, Madrid, España: Pearson Education, 2010, pp. 159–350.
- [61] R. H. Rangel, “Transformada de Laplace,” in *Introducción a los sistemas de control: Conceptos, aplicaciones y simulación con MATLAB*, México: Pearson Education, 2010, pp. 24–382.
- [62] M. A. Paz, T. A. R. Real, and S. C. Garibo, “Algoritmo didáctico para la asignación implícita de polos mediante la Especificación de características temporales deseadas usando controladores PI industriales,” *Form. Univ.*, vol. 6, no. 6, pp. 23–40, 2013.
- [63] J. C. Basilio and S. R. Matos, “Design of PI and PID Controllers With Transient Performance Specification,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 45, no. 4, pp. 364–370, 2002.
- [64] C.-T. Chen, “The root locus method,” in *Analog and digital control system design*, USA: Oxford University press, 2006, pp. 223–262.
- [65] S. Rosado, “Protección contra sobretensiones en el bus DC de un convertidor de potencia para generador eólico de accionamiento directo,” in *Conference: XVI Encuentro Regional Iberoamericano de CIGRE*, 2017, no. 5, pp. 122–130.
- [66] M. B. C. Salles, K. Hameyer, J. R. Cardoso, A. P. Grilo, and C. Rahmann, “Crowbar System in Doubly Fed Induction Wind Generators,” *Energies 2010*, vol. 3, no. 4, pp. 738–753, 2010.
- [67] X. Yang, L. Li, and F. Jiang, “A Control Strategy Combining Sliding Mode Controller with Crowbar Circuit for Low Voltage Ride Through of Direct-Drive Wind Power System,” in *2nd IET Renewable Power Generation Conference (RPG 2013)*, 2013, pp. 1–4.

APENDICE A.- PRUEBA EN VACÍO, ROTOR BLOQUEADO Y PUENTE KELVIN

Prueba en vacío

A continuación, se presenta la tabla de los valores obtenidos durante la prueba en vacío a la máquina de inducción utilizada como DFIG. Para la prueba mencionada se utilizó el método de los dos wattmetros, de la cual se obtuvo la lectura de la potencia, siendo:

I_n = Corriente que circula por la fase correspondiente en Ampere.

I_v = Corriente en vacío obtenida del promedio de las 3 fases en Ampere.

W_n = Potencia obtenida de uno u otro wattmetro en Watts.

W_t = Potencia total obtenida de la suma de la medición de los dos wattmetros en Watts.

V_1 = Voltaje de línea en volts.

Tabla 3.- Datos obtenidos de la prueba en vacío a la máquina de inducción de tipo rotor devanado.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Ia	0.6 A	W1	100 W
Ib	0.6 A	W2	-60 W
Ic	0.6 A	WT	40 W
Iv	0.6 A	V1	208 V

Además, se tomó la medición del voltaje en las terminales del devanado del rotor encontrándose en vacío y se obtuvo el valor de $V_2 = 98.28 \text{ volts}$.

A continuación, se presentan las operaciones matemáticas necesarias para obtener los parámetros del circuito equivalente de la máquina de inducción. Para dicho proceso, es conveniente contar con la prueba en vacío y de rotor bloqueado que se muestra más adelante.

- **De la prueba en vacío:**

Voltaje de fase.

$$V_o = V_1 / \sqrt{3} = 120.0888 \text{ volts/fase}$$

Corriente en vacío.

$$I_o = \frac{I_a + I_b + I_c}{3} = 0.6 \text{ ampers}$$

Relación de transformación.

$$a = \frac{V_o}{V_2} = \frac{208}{98.28} = 2.1164$$

Potencia por fase.

$$W_{tf} = \frac{W_t}{3} = 13.333 \text{ watts}$$

Potencia reactiva por fase.

$$Q_o = \sqrt{(V_o * I_o)^2 - W_{tf}^2} = 70.8089 \text{ Var}$$

$$X_n = \frac{Q_o}{I_o^2} = 196.6914 \text{ ohms}$$

Siendo el deslizamiento en estas pruebas $s=0$ se puede afirmar que:

$$X_n \approx X_{ls} + X_m$$

Datos que serán obtenidos más adelante en los cálculos de las pruebas de rotor bloqueado.

Prueba a rotor bloqueado

A continuación, se presenta la tabla de los valores obtenidos durante la prueba a rotor bloqueado a la máquina de inducción utilizada como DFIG. Del mismo modo que en la prueba en vacío, se utilizó el método de los dos wattmetros, siendo:

I_{nb} = Corriente que circula por la fase correspondiente en Ampere.

I_{pb} = Corriente a rotor bloqueado obtenida del promedio de las 3 fases en Ampere.

W_{nb} = Potencia obtenida de uno u otro wattmetro en Watts.

W_{tb} = Potencia total obtenida de la suma de la medición de los dos wattmetros en Watts.

V_{1b} = Voltaje entre fases a rotor bloqueado en volts.

Tabla 4.- Datos obtenidos de la prueba a rotor bloqueado a la máquina de inducción.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Iab	1.3 A	W1	50
Ibb	1.3 A	W2	120
Icb	1.3 A	Wtb	170
Ipb	1.3 A	V1b	87.1

Prueba con el Puente Kelvin

El puente de Kelvin Figura 72, es un instrumento de medición preciso para obtener resistencia de bajos valores. Su principio de funcionamiento se basa en aplicar una pequeña tensión para hacer circular corriente a la resistencia que se desea medir, con el uso del selector de valores y bornes multiplicadores se debe lograr que el galvanómetro que posee marque con su aguja el valor 0, lo que quiere decir que ese es el valor de la resistencia. Con este instrumento se midió el valor de la resistencia del estator (R_s) de la máquina de inducción. Midiendo cada una de las fases y obteniendo el promedio de su suma.

$R_s = 13.4$ ohms/fase.



Figura 72.- Puente de Kelvin utilizado.

- **De la prueba a rotor bloqueado:**

Voltaje de fase.

$$V_{pb} = \frac{V_{1b}}{\sqrt{3}} = 50.2872 \text{ volts/fase}$$

Corriente en vacío.

$$I_{pb} = \frac{I_a + I_b + I_c}{3} = 1.3 \text{ ampers}$$

Potencia por fase.

$$W_{tbf} = \frac{W_t}{3} = 56.6666 \text{ watts}$$

Potencia reactiva por fase.

$$Q_b = \sqrt{(V_{pb} * I_{pb})^2 - W_{tbf}^2} = 32.5971 \text{ Var}$$

Reactancia de fuga del estator.

$$X_{ls} = 0.3 * \left(\frac{Q_b}{I_{pb}^2} \right) = 5.7864 \text{ ohms/fase}$$

Reactancia de fuga del rotor.

$$X_{lr} = 0.7 * \left(\frac{Q_b}{I_{pb}^2} \right) = 13.5017 \text{ ohms/fase}$$

Reactancia magnetizante.

$$X_m = X_n - X_{ls} = 190.9049 \text{ ohms/fase}$$

Teniendo en cuenta que:

$$R = \frac{W_{tbf}}{I_{pb}^2} = 33.5305 \text{ ohms}$$

$$R_2 = R - R_s = 20.1305 \text{ ohms}$$

Resistencia de rotor.

$$R_r = R_2 * \left(\frac{X_{lr} + X_m}{X_m} \right)^2 = 23.0786 \text{ Ohms}$$

Inductancia magnetizante.

$$L_m = \frac{X_m}{2\pi f} = 0.50639 \text{ H/fase}$$

Inductancia de fuga de estator.

$$L_{ls} = \frac{X_{ls}}{2\pi f} = 0.01534 \text{ H/fase}$$

Inductancia de fuga de rotor.

$$L_{lr} = \frac{X_{lr}}{2\pi f} = 0.03581 \text{ H/fase}$$

APÉNDICE B.- PRUEBA AL INVERSOR TRIFÁSICO Y A LA TARJETA DE ADQUISICIÓN DE CORRIENTES

Se realizaron pruebas experimentales a uno de los inversores del convertidor B2B junto con el microcontrolador de Texas Instruments TMS320F28335 con la finalidad de corroborar el correcto funcionamiento de ambos dispositivos e implementar las transformaciones de Clarke y Park. El proceso consistió en desarrollar un esquema de control de lazo abierto que se presenta en la Figura 73.

El objetivo de la prueba era obtener un porcentaje del total del voltaje (en voltaje de CA) que puede brindar una fuente de voltaje de CD. Para este caso, se le asigna un valor a la componente d de 0.35, lo cual representa el 35% de la tensión total a entregar (dicha componente puede tomar un valor entre 0 y 1, asociado con un porcentaje del 0 al 100%).

Por otro lado, a la componente q por simplicidad se le asigna un valor de 0. El paso siguiente es aplicar la transformación inversa de Park, utilizando un ángulo obtenido a partir de una señal diente de sierra que va de 0 a 2π con un periodo de $16.66ms$, asociado con una frecuencia de 60 Hertz. Posteriormente, se usa la transformación inversa de Clarke, para de las componentes $\alpha\beta$ obtener las abc del voltaje.

A dichas señales trifásicas (con amplitud máxima de 1, aunque en este caso se presenta de 0.35) se le agrega un offset que permita tener solamente valores positivos (teóricamente de 0 a 2, aunque en este caso va de 0 a 0.70). Finalmente, se le aplican dos ganancias, la primera para conseguir un valor de 0 a 1, mientras que la segunda es utilizada para normalizar la entrada en porcentaje al módulo PWM de la tarjeta TMS320F28335. Por otro lado, en la Figura 74 se presentan los voltajes trifásicos que se obtienen a la salida del inversor.

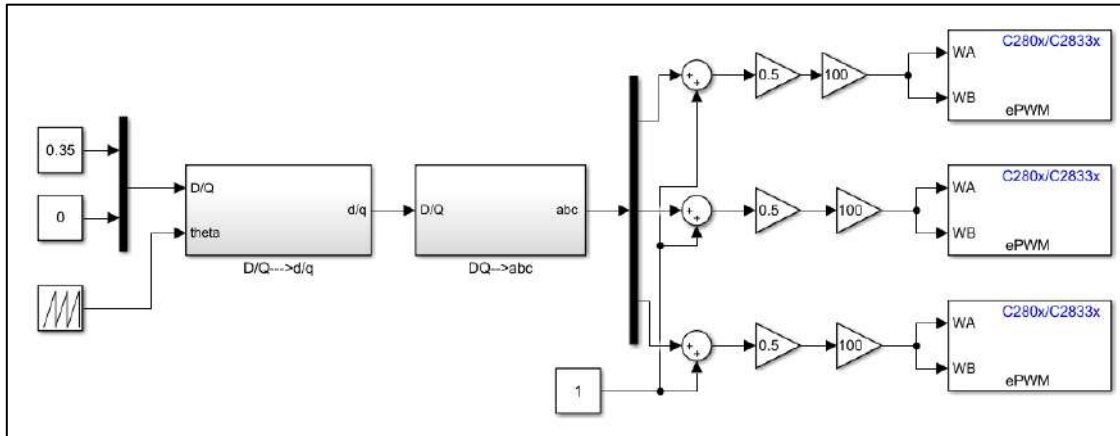


Figura 73.- Diagrama de bloques utilizado en Simulink.

Para este caso, la carga que se alimentó fue de tipo RLC, conformada por elementos con una resistencia de 2 Ohms, una inductancia de 10mH y una capacitancia de $100\mu\text{F}$. En la Figura 74, además de las señales trifásicas obtenidas del DSC, es posible apreciar el ángulo generado por la función diente de sierra que es utilizado para la transformación inversa de Park. Cabe mencionar que la amplitud de las señales trifásicas está dada por el valor asignado a la componente d , por lo que su amplitud es de 35 volts.

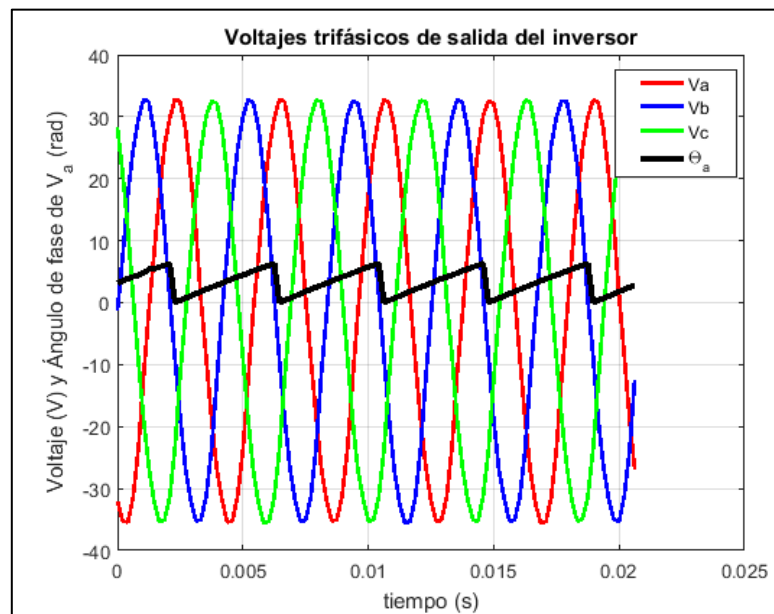


Figura 74.- Voltajes trifásicos a la salida del inversor.

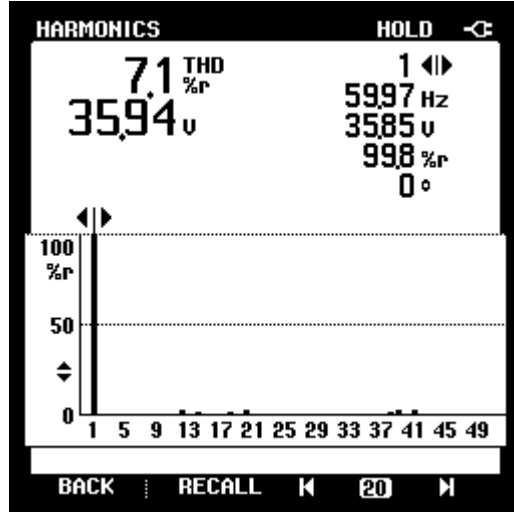


Figura 75.- Armónicos asociados.

Por su parte, la Figura 75 presenta el contenido armónico de la tensión de uno de los condensadores de la carga considerada. Puede observarse que la amplitud corresponde razonablemente bien al valor asignado a la componente d , con una distorsión armónica relativamente pequeña.

APÉNDICE C.- EXPLICACIÓN DEL DIAGRAMA ELÉCTRICO DEL BANCO DE PRUEBAS

En la Figura 76 se puede apreciar el diagrama eléctrico del banco de pruebas de una forma más detallada. Cabe aclarar, que todas las conexiones e interruptores son trifásicos, sin embargo, por motivos de simplicidad se presentan las conexiones y los mismos interruptores, con excepción de S2, con un solo elemento. Por otro lado, en la Tabla 5 se muestra cuales interruptores deben de estar encendidos y cuales apagados para trabajar en modo DFIG o SEIG, tanto conectado a la red, como alimentando a una carga aislada.

Tabla 5.- Modos de operación del banco de pruebas.

Modo de operación	S1	S2	S3	S4	S5	S6
DFIG conectado a la red	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF
SEIG conectado a la red	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF
DFIG alimentando una carga	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON
SEIG alimentando una carga	OFF	ON	ON	ON	OFF	ON

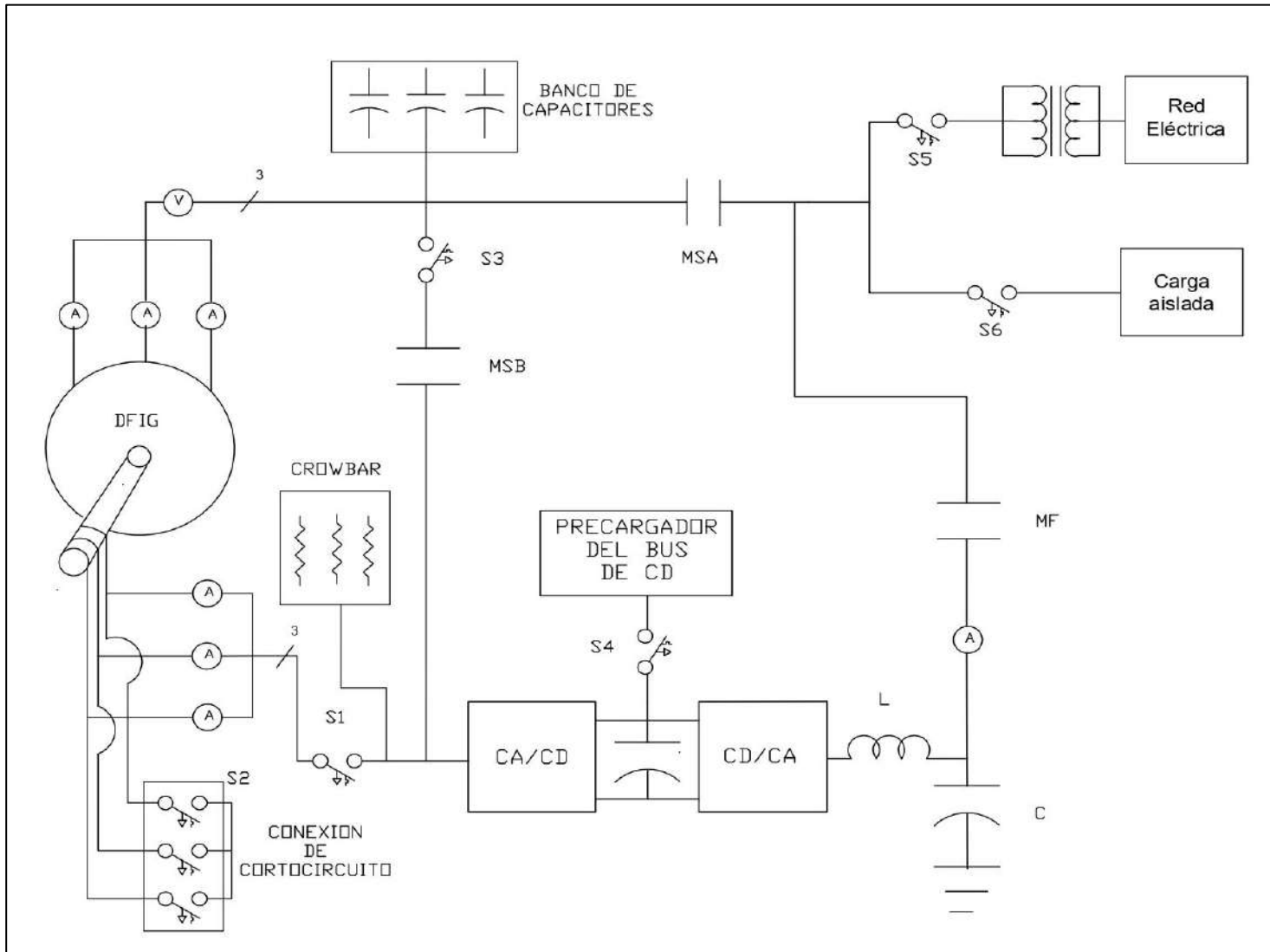



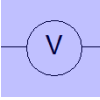


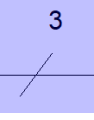
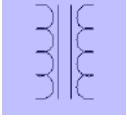


Figura 76.- Diagrama del banco de pruebas.

Tabla 6.- Descripción de la simbología usada en el diagrama.

Símbolo	Descripción	Símbolo	Descripción
	Inductor del filtro LC.		Medición de corriente.
	Capacitor.		Medición de voltaje.
	Memoria de la bobina del contactor de arranque y paro.		Interruptor termomagnético.
	3 conductores.		Transformador.

El diagrama del banco de pruebas presentado pretende que funcione básicamente en 2 formas: modo DFIG o modo SEIG. Dentro de cada modo de operación el sistema puede alimentar a 2 elementos, ya sea conectándose a la red o bien, alimentando a una carga aislada. Una forma sencilla para identificar en que modo se encuentra trabajando es observando si el banco de capacitores es utilizado, cuando esto ocurre, el banco de pruebas se encontrará trabajando en modo SEIG, de lo contrario se encontrará trabajando en modo DFIG.

Por otro lado, en el diagrama del banco de pruebas de la Figura 76 se muestran el contactor “A” del estator (MSA), el contactor “B” del estator (MSB) y el contactor del FEC (MF). Dichos contactores se encuentra en un estado normalmente abierto y tienen como finalidad energizar o desenergizar esa parte del circuito, dependiendo del botón que se oprima en el circuito de control, presentado en la Figura 77.

Además, como es posible apreciar en este sistema se consideran también el uso de una protección “crowbar” conocida también como protección de sobrevoltaje. Lo anterior, con la finalidad de proteger al circuito al que está conectado. Cabe mencionar que una vez accionada la protección esta no regresara a su operación normal aunque la sobretensión haya pasado, por lo que es necesario eliminar la alimentación por completo.

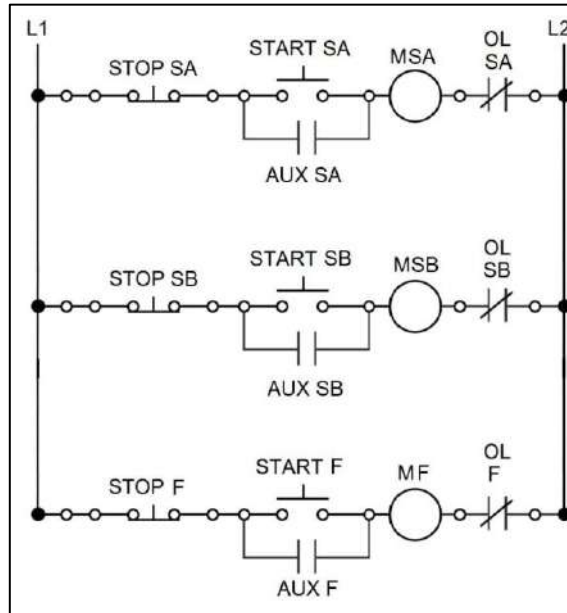


Figura 77.- Diagrama del circuito de control de arranque y paro.

Los problemas que pueden presentarse en el sistema pueden afectar los componentes del convertidor B2B, de forma particular a los semiconductores. Lo anterior, debido a que estos son susceptibles a las sobretensiones, las cuales pueden producir fallos con destrucción de los módulos del convertidor [65].

En general, la protección de los “crowbar” puede ubicarse ya sea en el circuito de potencia a la salida del lado de la máquina del convertidor, que es normalmente usado en generadores de inducción [66], o bien, en el bus de CD cuando se trata de sistemas de tipo de accionamiento directo o sin caja multiplicadora [67].

APÉNDICE D.- CÓDIGO PARA LA OBTENCIÓN DE LA GANANCIA DE LOS CONTROLADORES POR ASIGNACIÓN DE POLOS

- Código para las ganancias del controlador de Ird del MSC.

```
Clc
clear all
close all

%% Diseño del Controlador PI
%Funcion de transferencia del proceso
Kp=1;
Tau=0.05069889
P=tf(Kp,[Tau 23.0786]);

k=Kp; %Obtiene la Ganancia de la Planta
[n,d]=tfdata(P,'v'); %Obtiene el numerador y denominador de la FT
L=P.iodelay;

% Especificaciones de Diseño
Mp=10; %Sobreimpulso
ep=sqrt(((log(Mp/100))^2)/(pi^2+((log(Mp/100))^2))); %Factor de
amortiguamiento

Tss=0.009; %Tiempo de establecimiento
Wn=3/(ep*Tss); %frecuencia angular

Pds=[1 2*ep*Wn Wn^2];
tfp=tf(Pds(3),Pds);
polos=eig(tfp) ;

Kc=(Pds(2)*Tau-1)/k; %Calculo de Kc
Ki=Tau*polos(1)*polos(2)/Kp %Calculo de Ki
td=0;

%Controlador PI
C=tf([Kc Ki],[1 0]);

%Simulación con el Modelo en lazo cerrado
H=minreal((C*P)/(1+C*P));
step(H);
figure
pzmap(H);
```

- Código para las ganancias del controlador de Ird del MSC.

```

clc
clear all
close all

%% Diseño del Controlador PI
Kp=1;
Tau=0.0389283
P=tf(Kp,[Tau 1]);

%Obtiene la Ganancia de la Planta
k=Kp;
%Obtiene el numerador y denominador de la FT
[n,d]=tfdata(P,'v');
L=P.iodelay;

% Especificaciones de Diseño
Mp=10; %sobreimpulso
ep=sqrt(((log(Mp/100))^2)/(pi^2+((log(Mp/100))^2))); %Factor de
amortiguamiento

Tss=0.2; %Tiempo de establecimiento
Wn=3/(ep*Tss); %frecuencia angular

Pds=[1 2*ep*Wn Wn^2];
tfp=tf(Pds(3),Pds);
polos=eig(tfp) ;

Kc=(Pds(2)*Tau-1)/k; %Calculo de Kc
Ki=Tau*polos(1)*polos(2)/Kp %Calculo de Ki
td=0;

%Controlador PI
C=tf([Kc Ki],[1 0]);

%Simulación con el Modelo en lazo cerrado
H=minreal((C*P)/(1+C*P));
step(H);
figure
pzmap(H);

```


- Código para las ganancias del controlador de Ifd del FEC.

```

clear all
close all

%% Diseño del Controlador PI

%Funcion de transferencia del proceso
Kp=1;
Tau=0.01016
P=tf(Kp,[Tau 2.19]);

%Obtiene la Ganancia de la Planta
k=Kp;
%Obtiene el numerador y denominador de la FT
[n,d]=tfdata(P,'v');
L=P.iodelay;

% Especificaciones de Diseño
Mp=10; %sobreimpulso
ep=sqrt(((log(Mp/100))^2)/(pi^2+((log(Mp/100))^2))); %Factor de
amortiguamiento

Tss=0.02; %Tiempo de establecimiento%
Wn=3/(ep*Tss); %frecuencia angular

Pds=[1 2*ep*Wn Wn^2];
tfp=tf(Pds(3),Pds);
polos=eig(tfp) ;

Kc=(Pds(2)*Tau-1)/k; %Calculo de Kc
Ki=Tau*polos(1)*polos(2)/Kp %Calculo de Ki
td=0;

%Controlador PI
C=tf([Kc Ki],[1 0]);

%Simulación con el Modelo en lazo cerrado
H=minreal((C*P)/(1+C*P));
step(H);
figure
pzmap(H);

```

APÉNDICE E.- CÓDIGO PARA EL FUNCIONAMIENTO DE LOS DIAGRAMAS DE SIMULINK

- Código de funcionamiento para el MSC.

```
clear all
clc

Fs= 4800
Ts= 1/Fs;
Fsw= 4800;
paso=Ts/200
decC= 100;
dd=10;

%Parámetros del DFIG
Vs=208;           %voltaje estator
P = 4;           %pares de polos
Rs= 13.4;        %resistencia de estator
Rr= 23.0786;     %resistencia de rotor
M = 0.5063;     %inductancia magnetizante
Lsm = (2/3)*M;
Lrm = Lsm;
Lls = 0.01534;
Llr = 0.03581;
Ls=M+Lls;        % Inductancia del estator
Lr=M+Llr;        % Inductancia del rotor
sigma= 1 - M^2/(Ls*Lr);
Lm= M^2/Ls;
Kp_ims=0.1678    %ganancia proporcional de Ims
Ki_ims=25.0637   %ganancia integrla de Ims

Kp_ir= 32.7993   %ganancia proporcional de Ir
Ki_ir= 1.61e4    %ganancia proporcional de Ir
XoS = zeros(7,1);

%Parámetros de conexión y carga
Rl= 0;
Ll= 0;
RL= 100; %resistencia de la carga
LL= 0.01016;

% Párametros del control de IMS (Vs)
Vs_ref= 208;%RMS
fe_ref= 60; %Hz
we_ref=2*pi*fe_ref;
disp('El voltaje pico deseado es:');
```

```

Vpico=sqrt(2)*Vs_ref
disp(' ');
disp('La magnitud del flujo estatórico es:');
Lsd_ref= Vpico/we_ref
disp(' ');
disp('La magnitud de Ims es:');
Ims_ref=Lsd_ref/M

% Parámetros de PLL|
Kp11=-50;
Ki11=-2;
% Bus de CD
Vo= 400;
% Velocidad de operación
Nm = 1440;
Nm_nom = 1800;

%% Pendiente de la rampa de crecimiento
StrtTime= 4;
InitValue= 0.80;
FinalValue=1.20;
duration=6;
pendiente= (FinalValue-InitValue)/duration; %Para un crecimiento en 2
segs

```

- Código de funcionamiento para el FEC.

```

clear all
clc

Fs=4800 %2400 %9600 %48000 %frecuencia de muestreo
Fsw=4800 %frecuencia de conmutación
Ts=1/Fs % intervalo de muestreo

N=200; %100; %
paso=Ts/N %paso de integración 200 veces más pequeño

% Decimaciones usadas en las variables en tiempo real
dc1=1 % para las variables "externas" al controlador
dc2=1 % para las variables "internas" del controlador
% Decimación para las variables muestreadas
dd=1

Vo=400;

R=2.19; %resistencia del filtro
L=0.01016; %inductancia del filtro
C=100e-6; %capacitancia del filtro
Vp=190; %voltaje pico
fe=60; %frecuencia
we=2*pi*fe;

```

```

Kc=2.0480           %ganancia proporcional
Ki=654.1441        %ganancia integral
nC_If=[2.048 -1.7754]; %ganancias discretizadas
dC_If=[1 -1];      %ganancias discretizadas

Kp11=-50;
Kip11=-2;

```

- Código para graficar diferentes señales del FEC.

```

%Para graficar las señales del programa de simulación FEC

%% Voltaje en la fase "a" de los capacitores del filtro
figure(1)
plot(t,Vca,'r',t,Ifa,'b',t,Vas_ref,'g--')
title('Voltaje en la fase "a" de los capacitores del filtro')

%% Componentes dq de las corrientes del FEC
figure(2)
hold on
plot(td,Ifd,'r',t,Ifd_ref,'g--',td,Ifq,'b',t,Ifq_ref,'c--')
title('Componentes dq de las corrientes del FEC')

```