



# ANÁLISIS DE LA OPERACIÓN DINÁMICA DE LA MÁQUINA ASÍNCRONA DOBLEMENTE ALIMENTADA CON CONTROL BACK-TO-BACK

**TESIS**

Que para obtener el grado de  
**MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

presenta

**Diego Antonio López Almazán**

**Dr. J. Aurelio Medina Ríos**

Director de Tesis

División de Estudios de Posgrado. Facultad de Ingeniería Eléctrica  
Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo

Morelia, Michoacán. Agosto 2022





**ANÁLISIS DE LA OPERACIÓN DINÁMICA DE LA MÁQUINA  
ASÍNCRONA DOBLEMENTE ALIMENTADA CON CONTROL BACK  
TO BACK**

Los Miembros del Jurado de Examen de Grado aprueban la Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica de Diego Antonio López Almazán.

Dr. Antonio Ramos Paz  
*Presidente del Jurado*

  
\_\_\_\_\_

Dr. J. Aurelio Medina Rios  
*Director de Tesis*

  
\_\_\_\_\_

Dra. Elisa Espinosa Juárez  
*Vocal*

  
\_\_\_\_\_

Dr. Roberto Tapia Sánchez  
*Vocal*

  
\_\_\_\_\_

Dr. Fernando Martínez Cárdenas  
*Revisor Externo (ITM)*

  
\_\_\_\_\_

Dr. J. Aurelio Medina Rios  
*Jefe de la División de Estudios de Posgrado  
de la Facultad de Ingeniería Eléctrica. UMSNH  
(Por reconocimiento de firmas)*

  
\_\_\_\_\_

UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE HIDALGO  
Agosto 2022

*Esta tesis esta dedicada en especial a mis padres, Alicia Almazán Flores y Marco Antonio López Domínguez, a mis hermanos, amigos y profesores que me ayudaron y acompañaron en el andar de este largo camino.*



# Resumen

En esta tesis se presenta el modelo matemático del control y matemático de una máquina de inducción doblemente alimentada o DFIM por sus siglas en inglés, en el marco de referencia  $qd0$ . Para el control de la máquina se utilizaron estrategias de control vectorial usando un convertidor AC/DC/AC, conocido como Back-to-Back.

El control del convertidor se dividió en dos partes, convertidor del lado de la red y convertidor del lado del rotor de la máquina. Para la conmutación de ambos lados del convertidor se utilizó la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM) con inyección del tercer armónico.

Se verificó el modelo de la máquina y los diagramas de control del convertidor Back-to-Back en Simulink®, se desarrolló un sistema donde la máquina opera de manera aislada, se realizaron simulaciones donde se sometió a la máquina a diferentes condiciones de operación y modos de operación, se aplicaron fallas simétricas y asimétricas, donde se analizan los diversos transitorios. Con la ayuda de herramientas predefinidas en Simulink® se hizo un análisis de calidad de la energía, donde se obtuvo el espectro armónico e interarmónico del voltaje del estator de la máquina y de las corrientes del rotor y estator, así como el factor de distorsión armónica total (THD).

Posteriormente, en Simulink® se conectó a la máquina a una red eléctrica donde se incluyeron elementos como líneas de transmisión, transformadores y cargas adicionales, se volvieron a realizar simulaciones donde se le aplicaron distintas fallas a la máquina interactuando con los elementos que conforman una red eléctrica y se comparó con los resultados obtenidos con la máquina operando de manera aislada.

**PALABRAS CLAVE:** Motores Polifásicos de Inducción, Redes eléctricas, fallas eléctricas, Calidad de energía, Máquina asincrona.



# Abstract

This thesis presents the mathematical model of a doubly fed induction machine, in the  $qd\theta$  frame of reference, in order to control the machine vector control strategies will be used via an AC/DC/AC converter, commonly known as Back-to-Back.

The control stage for the converter was divided into two parts, a converter on the grid side and other on the rotor side of the machine, in order to synchronize both sides of the converter a PWM with third harmonic injection was used.

The machine model and the Back-to-Back control diagrams were verified in Simulink©, a system was developed where the machine operates in an isolated condition, different scenarios in simulation were made considering several operation modes and conditions, symmetric and asymmetric faults were applied, in order to study their transient effects on the machine; using Simulink© defined tools a power quality analysis was made, where the harmonic and interharmonic spectra for the machine's stator voltage and the stator and rotor currents, as well as the THD were obtained.

Subsequently in Simulink© the machine was connected to an electrical network where elements such as transmission lines, additional transformers and loads are included. The same fault free and faulty scenarios were simulated with the interactions of the added elements (for more realistic simulation) and the results were compared with the previous case studies.





# Contenido

Dedicatoria . . . . .	III
Resumen . . . . .	V
Abstract . . . . .	VII
Contenido . . . . .	IX
Lista de Figuras . . . . .	XIII
Lista de Tablas . . . . .	XIX
Lista de Símbolos . . . . .	XXII
1. Introducción . . . . .	1
1.1. Marco Teórico . . . . .	1
1.1.1. Conceptos Básicos . . . . .	1
1.1.2. Motores polifásicos de inducción (Jaula de Ardilla y Rotor Devanado) . . . . .	4
1.1.3. Máquina de inducción doblemente alimentada (DFIM) . . . . .	5
1.1.4. Redes Eléctricas . . . . .	7
1.1.5. Fallas Eléctricas . . . . .	9
1.1.6. Calidad de la Energía . . . . .	10
1.2. Antecedentes . . . . .	11
1.3. Justificación . . . . .	12
1.4. Objetivos de la Tesis . . . . .	13
1.4.1. Objetivo general . . . . .	13
1.4.2. Objetivos Particulares . . . . .	13
1.5. Metodología de investigación . . . . .	13
1.6. Descripción de los Capítulos . . . . .	14
2. Modelo de la máquina asíncrona doblemente alimentada . . . . .	17
2.1. Introducción . . . . .	17
2.2. Modelado en coordenadas $qd0$ . . . . .	17
2.3. Sistemas de control . . . . .	25
2.3.1. Convertidor Back-to-Back . . . . .	26
2.3.2. Sistema Lado de la Red . . . . .	27
2.3.3. Convertidor del Lado del Rotor de la Máquina . . . . .	31
2.3.4. Enlace de Corriente Directa . . . . .	32
2.3.5. Modulación de ancho de pulso con inyección del tercer armónico. . . . .	34

2.3.6.	Control del Lado del Rotor de la Máquina de Inducción Doblemente Alimentada . . . . .	35
2.3.7.	Control del Lado de la Red de la Máquina de Inducción Doblemente Alimentada . . . . .	39
2.4.	Consideraciones para su operación como generador/motor . . . . .	40
2.4.1.	Relaciones aproximadas entre la potencia activa, el par y las velocidades de la máquina . . . . .	43
2.4.2.	Modos de Operación en los cuatro cuadrantes . . . . .	43
2.5.	Análisis de su operación aislada . . . . .	45
2.5.1.	Validación de resultados con Matlab/Simulink© . . . . .	45
2.6.	Conclusiones . . . . .	69
3.	Análisis de la operación de DFIM bajo condiciones de falla y no senoidales . . . . .	71
3.1.	Introducción . . . . .	71
3.2.	Tipos de falla . . . . .	72
3.2.1.	Falla monofásica de línea a tierra . . . . .	74
3.2.2.	Falla trifásica . . . . .	79
3.3.	Fenómenos adversos de calidad de la energía . . . . .	84
3.3.1.	Armónicos e interarmónicos . . . . .	84
3.4.	Conclusiones. . . . .	91
4.	Operación de la DFIM conectada a la Red Eléctrica . . . . .	93
4.1.	Introducción . . . . .	93
4.2.	Operación de la máquina DFIM conectada a la red eléctrica . . . . .	94
4.2.1.	Bus infinito . . . . .	94
4.2.2.	Red de Transmisión . . . . .	95
4.2.3.	Cargas Adicionales . . . . .	97
4.2.4.	Modelo de la máquina . . . . .	101
4.3.	Casos de estudio . . . . .	101
4.3.1.	Caso 1 de estudio. Sistema operando sin la presencia de perturbaciones . . . . .	101
4.3.2.	Caso de estudio 2. Sistema operando ante la presencia de fallas . . . . .	109
4.4.	Armónicos, interarmónicos y THD . . . . .	115
4.5.	Conclusiones . . . . .	121
5.	Conclusiones generales y sugerencias de trabajo de investigación futuro . . . . .	123
5.1.	Conclusiones Generales . . . . .	123
5.2.	Trabajos Futuros . . . . .	124
A.	Máquina síncrona . . . . .	127
B.	Transformador . . . . .	131
C.	Línea de transmisión . . . . .	137
C.1.	Resistencia de líneas eléctricas de transmisión . . . . .	138
C.1.1.	Resistencia de corriente directa . . . . .	138
C.1.2.	Resistencia de un conductor metálico en función de la temperatura . . . . .	138

---

C.2. Inductancia de líneas de eléctricas de transmisión . . . . .	139
C.2.1. Inductancia de una línea de dos conductores. . . . .	139
C.2.2. Inductancia de conductores acoplados o compuestos . . . . .	140
C.2.3. Inductancia en líneas trifásicas con espaciamento equilátero . . . . .	141
Referencias	143
Glosario	147
Lista de Abreviaturas . . . . .	149



# Lista de Figuras

1.1. Fuerza respecto del conductor y del campo magnético . . . . .	2
1.2. Área $dS$ . . . . .	2
1.3. Trayectoria Cerrada . . . . .	3
1.4. Rotor de máquina de inducción jaula de ardilla . . . . .	4
1.5. Rotor de máquina de inducción rotor devanado . . . . .	5
1.6. Sistema Eléctrico de Potencia. . . . .	8
2.1. Circuito equivalente de la máquina de inducción en el eje $q$ . . . . .	22
2.2. Circuito equivalente de la máquina de inducción en el eje $d$ . . . . .	22
2.3. Circuito equivalente de la máquina de inducción en el eje $\theta$ . . . . .	23
2.4. Conexión típica de alimentación para una máquina de inducción doblemente alimentada . . . . .	26
2.5. Convertidor Back-to-Back . . . . .	27
2.6. Sistema del lado de la red. . . . .	28
2.7. Formas de onda de los voltajes a la salida del convertidor. . . . .	30
2.8. Convertidor del lado del rotor y filtro que alimentan a la máquina. . . . .	31
2.9. Filtro $\frac{dv}{dt}$ . . . . .	32
2.10. Enlace de Corriente Directa . . . . .	32
2.11. Inyección del tercer armónico a una señal de referencia. . . . .	34
2.12. Control vectorial de una Máquina de Inducción Doblemente Alimentada (Lado del rotor). . . . .	36
2.13. Cálculo de $\theta_s$ . . . . .	37
2.14. Representación vectorial de los diferentes marcos de referencia. . . . .	38
2.15. Control vectorial de una Máquina de Inducción Doblemente Alimentada (Lado de la red). . . . .	39
2.16. Circuito equivalente de la máquina de inducción en operación en estado estable. . . . .	41
2.17. Balance de potencia activa de una Máquina de Inducción Doblemente Alimentada. . . . .	42
2.18. Operación como motor o generador de una máquina de inducción . . . . .	44
2.19. Bloque en Simulink© de una Máquina de inducción. . . . .	45
2.20. Fuente Trifásica Balanceada. . . . .	46
2.21. Cambio de marco de referencia ( $abc \rightarrow DQ$ ). . . . .	47
2.22. Cambio de marco de referencia ( $DQ \rightarrow dq$ ). . . . .	48

2.23. Cálculo de $\theta_r$ . . . . .	48
2.24. Control PI . . . . .	49
2.25. Inyección del tercer armónico . . . . .	50
2.26. Inyección de los términos X2 y X3 . . . . .	50
2.27. Control del convertidor lado del rotor en Simulink© . . . . .	52
2.28. Control del convertidor lado de la red en Simulink© . . . . .	55
2.29. Bloques de Simulink© (PWM y puente universal de interruptores) . . . . .	56
2.30. Conexión de una máquina de inducción doblemente alimentada de manera aislada, implementado en Simulink©. . . . .	57
2.31. Prueba en Vacío (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina. . . . .	58
2.32. Prueba en Vacío (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	59
2.33. Máquina de inducción doblemente alimentada a carga nominal (Motor). . . . .	59
2.34. Motor con carga nominal. A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina. . . . .	60
2.35. Motor a carga nominal. A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	61
2.36. Máquina de inducción doblemente alimentada con su carga nominal (Generador). . . . .	61
2.37. Generador con carga nominal (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina. . . . .	62
2.38. Generador con carga nominal (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	63
2.39. Carga variable operación como motor (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina. . . . .	64
2.40. Carga variable operación como motor (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	65
2.41. Carga variable operación como generador (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina. . . . .	66
2.42. Carga variable operación como generador (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	67
2.43. Operación motor como motor y generador (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina. . . . .	68
2.44. Operación motor y generador (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	69
3.1. Bloque en Simulink© de interruptores trifásicos. . . . .	72
3.2. A) Bloque predeterminado en Simulink© para aplicar fallas (simétricas y asimétricas). B) Vista interna donde $R_{on}$ es la resistencia interna de los interruptores y $R_g$ es la resistencia a tierra. . . . .	73
3.3. Implementación de los bloques de fallas y de interruptores trifásicos. . . . .	73
3.4. Falla monofásica a tierra en la fase $a$ . . . . .	74
3.5. Circuito eléctrico, falla monofásica. . . . .	75

3.6. Falla monofásica operación como motor (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Par de la máquina durante la falla monofásica, C) Velocidad de la máquina, D) Velocidad de la máquina durante la falla. . . . .	76
3.7. Falla monofásica operación como motor (corrientes y voltajes). A) Corriente de la <i>fase a</i> del estator, B) Corriente de la <i>fase a</i> del rotor. . . . .	77
3.8. Falla monofásica operación como generador (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Par de la máquina durante la falla monofásica, C) Velocidad de la máquina, D) Velocidad de la máquina durante la falla. . . . .	78
3.9. Falla monofásica operación como generador (corrientes y voltajes). A) Corriente de la <i>fase a</i> del estator, B) Corriente de la <i>fase a</i> del rotor. . . . .	79
3.10. Tipos de falla trifásica. A) Falla trifásica, B) Falla trifásica a tierra . . . . .	79
3.11. Circuito eléctrico, falla trifásica. . . . .	80
3.12. Falla trifásica operación como motor (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Par de la máquina durante la falla monofásica, C) Velocidad de la máquina, D) Velocidad de la máquina durante la falla. . . . .	81
3.13. Falla trifásica operación como motor (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	82
3.14. Falla trifásica operación como generador (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Par de la máquina durante la falla monofásica, C) Velocidad de la máquina, D) Velocidad de la máquina durante la falla. . . . .	83
3.15. Falla trifásica operación como generador (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	84
3.16. Corriente $I_{sa}$ . . . . .	86
3.17. Dos ciclos de la corriente $I_{sa}$ del estator . . . . .	86
3.18. Armónicos e interarmónicos de la corriente $I_{sa}$ del estator. . . . .	87
3.19. Corriente $I_{ra}$ . . . . .	88
3.20. Dos ciclos de la corriente $I_{ra}$ . . . . .	88
3.21. Armónicos e interarmónicos de la corriente $I_{ra}$ del rotor. . . . .	89
3.22. Voltaje $V_{sa}$ . . . . .	89
3.23. Dos ciclos del voltaje $V_{sa}$ . . . . .	90
4.1. Sistema eléctrico completo representado por diagrama de bloques. . . . .	94
4.2. Bus infinito . . . . .	95
4.3. Red de transmisión. . . . .	95
4.4. Cargas adicionales . . . . .	98
4.5. Máquina conectada a la red eléctrica. A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina. . . . .	102
4.6. Operación conectada a la Red. A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	103
4.7. Corrientes del rotor de la máquina. . . . .	104
4.8. Corrientes del estator de la máquina. . . . .	104
4.9. Voltajes del estator de la máquina. . . . .	105
4.10. Comportamiento de los motores de inducción MIJA. A) Corriente de la fase a del estator, B) Velocidad de la máquina, C) Corriente de la fase a del rotor, D) Par de la máquina. . . . .	106



4.11. Comportamiento de la carga RLC. A) Formas de onda de los voltajes en la carga RLC. B) Voltajes de la carga RLC en estado estable (ventana de tiempo de 3.02 s a 3.26 s) . . . . .	107
4.12. Comportamiento de las corrientes de la carga RLC. A) Señal completa de las corrientes en la carga RLC. B) Corrientes de la carga RLC en estado estable (ventana de tiempo de 3.02 s a 3.26 s). . . . .	108
4.13. A) Potencia activa, B) Potencia reactiva. . . . .	109
4.14. Circuito eléctrico, falla trifásica en el sistema completo. . . . .	110
4.15. Operación conectada a la red, Falla trifásica (Par y Velocidad). A) Par de la máquina, B) Par de la máquina durante la falla, C) Velocidad de la máquina, D) Velocidad durante la falla. . . . .	110
4.16. Operación conectada a la red, Falla trifásica (Corrientes y voltajes de la máquina). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	111
4.17. Formas de onda antes, durante y después de la falla. A) Corriente del estator, B) Corriente del rotor, C) Voltajes del estator. . . . .	112
4.18. Comportamiento de la carga RLC. A) Voltaje de la carga RLC durante la falla, B) Corriente de la carga RLC durante la falla. . . . .	114
4.19. Comportamiento de la carga dinámica antes, durante y después de la falla trifásica. A) Potencia activa durante la falla, B) Potencia reactiva durante la falla. . . . .	115
4.20. Voltaje del estator de la máquina DFIM $V_{sa}$ . . . . .	116
4.21. Dos ciclos de $V_{sa}$ en estado estable . . . . .	116
4.22. Espectro armónico/interarmónico y THD de $V_{sa}$ . . . . .	117
4.23. Corriente del estator de la DFIM $I_{sa}$ . . . . .	117
4.24. Ventana de tiempo de dos ciclos de la corriente del estator $I_{sa}$ en estado estable. . . . .	118
4.25. Espectro armónico e interarmónico y THD. . . . .	118
4.26. Corriente del rotor de la máquina DFIM $I_{ra}$ . . . . .	119
4.27. Dos ciclos de $I_{ra}$ en estado estable. . . . .	119
4.28. Espectro armónico e interarmónico y THD de $I_{ra}$ . . . . .	120
A.1. Tipos de Rotor de la máquina síncrona. a) Rotor de polos lisos, b) Rotor de polos salientes. . . . .	128
A.2. Diagrama Fasorial. a) Factor de potencia atrasado, b) Factor de potencia adelantado. . . . .	129
A.3. Modos de operación de la máquina síncrona. . . . .	130
B.1. Transformador ideal. . . . .	131
B.2. Circuitos equivalentes. a) Transformador ideal, b) Transformador no ideal. . . . .	133
B.3. Circuitos equivalentes referidos. a) Referido al primario, b) Referido al secundario. . . . .	134
B.4. Circuito equivalente del transformador en la prueba de corto circuito. . . . .	135
C.1. Resistencia en función de la temperatura. . . . .	139

---

C.2. Campo magnético debido a la corriente que fluye por el conductor 1, donde $r_1 \neq r_2$ . . . . .	140
C.3. Línea monofásica de dos conductores compuestos.. . . . .	141
C.4. Línea trifásica con arreglo equilátero y balanceada . . . . .	142



# Lista de Tablas

2.1. Combinaciones de apertura y cierre de los interruptores y los voltajes a la salida. . . . .	30
2.2. Modos de operación de una Máquina de inducción de rotor devanado o doblemente alimentada. . . . .	44
2.3. Parámetros de una máquina de inducción doblemente alimentada de 2 MW. . . . .	46
4.1. Parámetros del Bus infinito . . . . .	95
4.2. Parámetros de T1 (Transformador de 75 MVA) . . . . .	96
4.3. Parámetros de T2 (Transformador de 10 MVA) . . . . .	96
4.4. Línea de transmisión de 60 Km . . . . .	97
4.5. Parámetros de T3 (Transformador de 15 MVA) . . . . .	99
4.6. Parámetros de T4 (Transformador de 15 MVA) . . . . .	99
4.7. Parámetros de la carga dinámica de 5 MW y 2.5 MVar . . . . .	100
4.8. Parámetros de los motores de inducción jaula de ardilla. . . . .	100
4.9. Parámetros de la carga RLC . . . . .	100





# Lista de Símbolos

$\ell$	Longitud de un conductor.
$I$	Corriente eléctrica.
$F$	Fuerza.
$B$	Densidad deL flujo magnético.
$\phi$	Flujo magnético.
$n$	Vector perpendicular hacia afuera del elemento unitario.
$A$	Área.
$H$	Intensidad de campo magnético.
$\mathbf{F}$	Fuerza magnetomotriz.
$f_s$	Frecuencia del estator.
$n_s$	Velocidad sincrónica.
$np$	Número de polos.
$V_{ind}$	Voltaje inducido en un conductor.
$v$	Velocidad del rotor en relación al flujo rotatorio del estator.
$\mathbf{L}$	Longitud de un conductor.
$i$	Corriente en un conductor.
$\omega_r$	Frecuencia angular de voltajes y corrientes en los devanados del rotor.
$\omega_s$	Frecuencia angular de voltajes y corrientes en los devanados del estator.
$\omega_m$	Frecuencia angular del rotor.
$\Omega_m$	Velocidad mecánica.
$s$	Deslizamiento.
$K_s$	Matriz para las variables del estator.
$K_r$	Matriz para las variables del rotor.
$\theta$	Velocidad angular.
$\theta_r$	Velocidad angular del rotor.
$\beta$	Diferencia entre la velocidad angular del rotor y del estator.
$V_{qs}, V_{ds}, V_{0s}$	Voltajes en $qd0$ del estator.
$i_{qs}, i_{ds}, i_{0s}$	Corrientes en $qd0$ del estator.
$\lambda_{qs}, \lambda_{ds}, \lambda_{0s}$	Enlaces de flujo en $qd0$ del estator.
$r_s$	Resistencia del estator.
$V'_{qr}, V'_{dr}, V'_{0r}$	Voltajes en $qd0$ del rotor referidos al estator.
$i'_{qr}, i'_{dr}, i'_{0r}$	Corrientes en $qd0$ del rotor referidas al estator.
$\lambda'_{qr}, \lambda'_{dr}, \lambda'_{0r}$	Enlaces de flujo en $qd0$ del rotor referidos al estator.
$r_r$	Resistencia del rotor.
$\omega$	Velocidad de referencia.
$T_e$	Par Eléctrico.
$T_L$	Par Mecánico.

$L_{ls}$	Inductancia de dispersión del estator.
$L'_{lr}$	Inductancia de dispersión del rotor.
$L_M$	Inductancia mutua.
$V_{abc}$	Voltajes trifásicos balanceados.
$V_{qd0s}$	Voltajes del estator en coordenadas $qd0$ .
$V_{qd0r}$	Voltajes del rotor en coordenadas $qd0$ .
$t$	Tiempo.
$Hz$	Hertz.
$V_3$	Voltaje del tercer armónico.
$ \lambda_s $	Magnitud aproximada del flujo en el estator.
$P_s$	Potencia activa del estator.
$P_r$	Potencia activa del rotor.
$P_{mec}$	Potencia mecánica.
$T_{em}$	Par electromagnético.
$Q_s$	Potencia reactiva del estator.
$Q_r$	Potencia reactiva del rotor.
$THD$	Distorsión armónica total.
$FFT$	Transformada rápida de Fourier.
$R_{on}$	Resistencia interna de los interruptores.
$R_g$	Resistencia a tierra.
$RPM$	Revoluciones por minuto.
$f(x)$	Función periódica.
$V_1$	Voltaje rms de la componente fundamental.
$V_h$	Voltaje rms de la componente armónica.
$I_1$	Corriente rms de la componente fundamental.
$I_h$	Corriente rms de la componente armónica.
$I_s$	Corrientes del estator.
$V_s$	Voltajes del estator.
$V_r$	Voltajes del rotor.
$I_r$	Corrientes del rotor.
$I_{sa}$	Corriente de la fase a del estator.
$I_{ra}$	Corriente de la fase a del rotor.
$V_{sa}$	Voltaje de la fase a del estator.
$F_r$	Frecuencia del rotor.
$s$	Segundos.
$PP$	Pares de polos.





# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Marco Teórico

#### 1.1.1. Conceptos Básicos

Las máquinas Eléctricas están constituidas de circuitos eléctricos y magnéticos acoplados; por circuito magnético entendemos una trayectoria del flujo magnético, tal como un circuito eléctrico proporciona el camino para la corriente eléctrica. En máquinas eléctricas, los conductores que conducen la corriente eléctrica interactúan con los campos magnéticos (provenientes, ellos mismos de las corrientes en los conductores o de imanes permanentes), produciendo una conversión electromecánica de energía.

Consideremos un conductor de longitud  $\ell$  colocado entre los polos de un imán. Supóngase que el conductor lleva una corriente  $I$  y que forma un ángulo recto con las líneas de flujo magnético. Sobre el conductor actúa una fuerza  $F$  cuya magnitud está dada por:

$$F = BI\ell \tag{1.1}$$

Aquí,  $B$  es la *magnitud de la densidad de flujo magnético*, cuya dirección está dada por las líneas de flujo. La Ecuación (1.1) es un enunciado de la Ley de Ampere; donde  $I$  es un vector de magnitud  $\ell$  en la dirección de la corriente. Nuevamente, la fuerza está en ángulos rectos, tanto respecto del conductor, como del campo magnético, según se muestra en la Figura 1.1. La ley de Ampere, representada por la Ecuación (1.1), respecto al desarrollo de la fuerza o par, proporciona la base de la operación de los motores eléctricos.

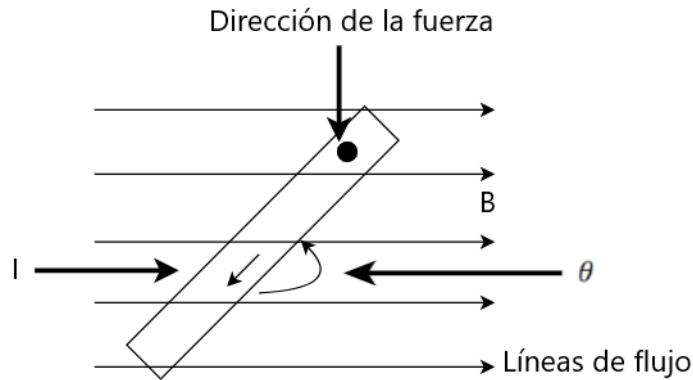


Figura 1.1: Fuerza respecto del conductor y del campo magnético

El flujo magnético  $\phi$ , a través de una superficie dada (abierta o cerrada) es el flujo de  $\mathbf{B}$  a través de esa superficie; esto es

$$\phi = \int \mathbf{B} * d\mathbf{S} = \int \mathbf{B} * \mathbf{n} * dS \quad (1.2)$$

donde  $\mathbf{n}$  es la perpendicular hacia afuera del elemento unitario de área  $dS$ , que pertenece a la superficie mostrada en la Figura 1.2.

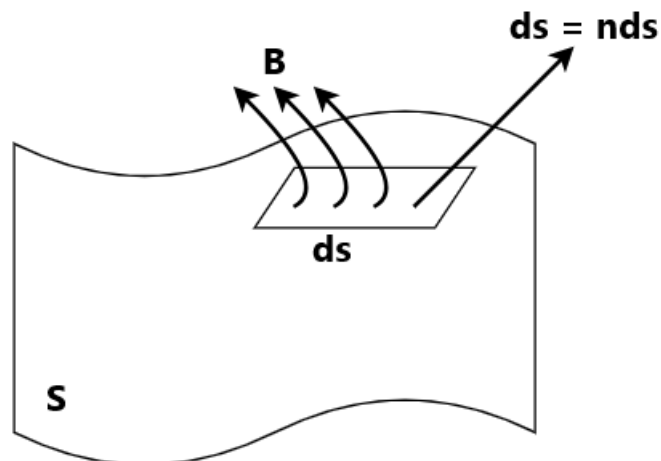


Figura 1.2: Área  $dS$

Si  $\mathbf{B}$  es contante en magnitud y perpendicular a la superficie del área  $A$ , la Ecuación

(1.2) se reduce a

$$\phi = BA \quad (1.3)$$

a partir de la cual

$$B = \frac{\phi}{A} \quad (1.4)$$

La relación mutua entre la corriente eléctrica y un campo magnético está dada por la *Ley de Ampere* para circuitos, una de cuyas formas es

$$I = \oint H dI \quad (1.5)$$

donde  $H$  se define como la *intensidad de campo magnético* (en A/m) debida a la corriente  $I$ . De acuerdo con la Ecuación (1.5), la integral de la componente tangencial de  $H$  alrededor de una trayectoria cerrada es igual a la corriente encerrada por la trayectoria; cuando la trayectoria cerrada es atravesada  $N$  veces por la corriente, según se muestra en la Figura 1.3

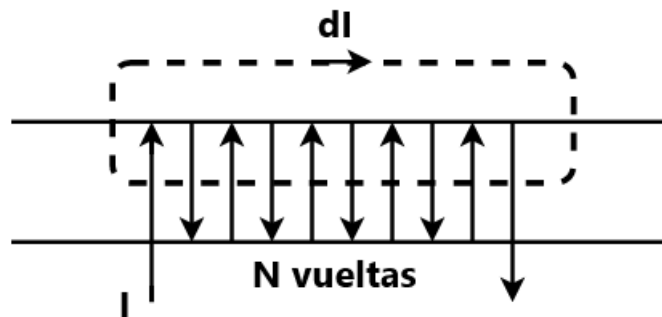


Figura 1.3: Trayectoria Cerrada

la Ecuación (1.5) se convierte en

$$\oint H dI = NI = \mathbf{F} \quad (1.6)$$

donde  $\mathbf{F}$  se conoce como *fuerza magnetomotriz* (fmm) [Syed, 1984].

### 1.1.2. Motores polifásicos de inducción (Jaula de Ardilla y Rotor Devanado)

El motor de inducción es probablemente el más común de todos los motores. Como la máquina de corriente continua o la máquina síncrona (Revisar Apéndice A para conocer a detalle el modelo matemático de la máquina síncrona), un motor de inducción consta de un estator y un rotor, montado este último sobre cojinetes y separado del estator por un entrehierro. El núcleo del estator, está hecho de laminaciones, lleva conductores colocados en ranuras. Estos conductores están interconectados en una forma predeterminada y constituyen los devanados de armadura

Se suministra corriente alterna a los devanados de estator; las corrientes en los devanados del rotor son inducidas a través del campo magnético creado por las corrientes de estator. El rotor de la máquina de inducción es cilíndrico y lleva barras conductoras en corto circuito en ambos extremos por medio de anillos conectores, como en la máquina de tipo jaula de ardilla mostrada en la Figura 1.4.

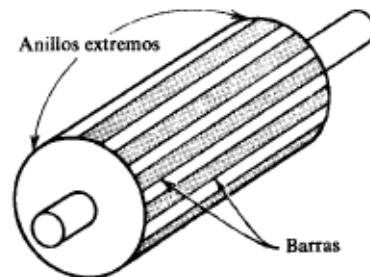


Figura 1.4: Rotor de máquina de inducción jaula de ardilla

Otra variante es la de un devanado polifásico con terminales en anillos deslizantes para permitir conexiones externas, como se muestra en la Figura 1.5 para la máquina de rotor devanado.

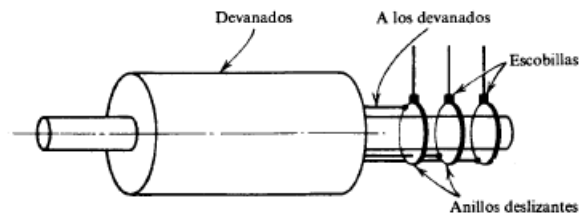


Figura 1.5: Rotor de máquina de inducción rotor devanado

Algunas veces la máquina del tipo jaula se denomina máquina sin escobillas y la máquina de rotor devanado se identifica como máquina de anillos deslizantes [Syed, 1984].

### 1.1.3. Máquina de inducción doblemente alimentada (DFIM)

La máquina de inducción doblemente alimentada contiene un par de devanados trifásicos; uno colocado en el estator y el otro en el rotor.

Estos dos devanados trifásicos necesitan ser alimentados de forma independiente y también ambos devanados pueden suministrar energía de forma bidireccional. Los devanados trifásicos del rotor pueden ser conectados en delta o en estrella. Esta máquina es muy similar a la máquina de inducción jaula de ardilla; sin embargo, desde el punto de vista de construcción, el rotor de la máquina de inducción doblemente alimentada es más grande y requiere de mayor mantenimiento.

El estator está compuesto por tres devanados separados  $120^\circ$  y  $p$  pares de polos. Cuando se suministra un voltaje trifásico balanceado al devanado del estator a frecuencia  $f_s$ , se induce un flujo magnético en el estator. El flujo en el estator gira a una velocidad constante; es decir a la velocidad síncrona ( $n_s$ ), que está dada por la siguiente expresión

$$n_s = \frac{60f_s}{p} (\text{rev}/\text{min}) \quad (1.7)$$

El flujo rotatorio del estator induce una fuerza electromotriz también conocido como voltaje inducido en los devanados del rotor de acuerdo a la Ley de Faraday:

$$v_{ind} = (v * B)\mathbf{L} \quad (1.8)$$

Donde:

- $v_{ind}$  Voltaje inducido en un conductor del rotor.
- $v$  Velocidad del rotor en relación al flujo rotatorio del estator.
- $B$  Densidad del flujo en el estator.
- $L$  Longitud del conductor.

Debido a este voltaje inducido en los devanados del rotor, el voltaje puede ser suministrado externamente a través de las escobillas, con lo que se induce una corriente en los devanados del rotor. Debido a la Ley de Laplace, esta corriente crea una fuerza inducida en el rotor de la máquina, que se expresa como

$$F = i * (L * B) \quad (1.9)$$

Donde:

- $F$  Fuerza inducida.
- $i$  Corriente en un conductor del rotor.
- $B$  Densidad del flujo en el estator.
- $L$  Longitud del conductor.

### Deslizamiento

El voltaje inducido en el rotor depende de la relación entre la velocidad del flujo rotatorio en el estator y de la velocidad rotacional del rotor. La frecuencia angular de los voltajes y corrientes inducidos en el rotor están dados por la siguiente relación

$$\omega_r = \omega_s - \omega_m \quad (1.10)$$

Donde:

- $\omega_r$  Frecuencia angular de los voltajes y corrientes en los devanados del rotor (rad/s).
- $\omega_s$  Frecuencia angular de los voltajes y corrientes en los devanados del estator (rad/s).
- $\omega_m$  Frecuencia angular del rotor (rad/s).

Y

$$\omega_m = p\Omega_m \quad (1.11)$$

Donde:

$\Omega_m$  Velocidad mecánica del rotor (rad/s).

Notese que en operación normal en estado estable, los voltajes y corrientes inducidos en los devanados del rotor tienen frecuencia angular  $\omega_r$ ; el suministro externo de voltaje en el rotor también debería tener frecuencia angular  $\omega_r$ .

Por lo tanto, el término usado comúnmente que define la relación entre la velocidad del estator y la frecuencia angular del rotor es el deslizamiento  $s$ :

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (1.12)$$

Combinando las Ecuaciones (1.10) y (1.12), la relación entre el deslizamiento, el estator y la frecuencia angular del rotor esta dada por [Abad et al., 2011].

$$\omega_r = s\omega_s \quad (1.13)$$

#### 1.1.4. Redes Eléctricas

##### 1.1.4.1. Estructura de las Redes Eléctricas

Una red eléctrica se compone de tres partes principales: las centrales generadoras, las líneas de transmisión y las redes de distribución. Las líneas de transmisión constituyen los eslabones de conexión entre las centrales generadoras y las redes de distribución y conduce a otras redes de potencia por medio de interconexiones. Una red de distribución conecta las cargas aisladas de una zona determinada con las líneas de transmisión.

##### 1.1.4.2. Crecimiento de las Redes Eléctricas

El desarrollo de las redes de corriente alterna, empezó en EE.UU, en 1885, cuando George Westinghouse compró las patentes americanas que protegían el sistema de transporte de corriente alterna, desarrollado por L.Gaulard y J.D Gibbs, de París.

Las primeras líneas de transporte fueron monofásicas y la energía se consumía, generalmente, sólo en alumbrado. Incluso los primeros motores fueron monofásicos; pero el 16 de mayo de 1888, Nikola Tesla, presentó una memoria en la que describía los motores bifásicos de inducción y los síncronos.



En la Figura 1.6 se muestra una red eléctrica con todos sus componentes, desde la central generadora, fuentes de generación distribuida, subestaciones elevadoras y reductoras, transformadores elementos de transmisión y de distribución así como los consumidores.

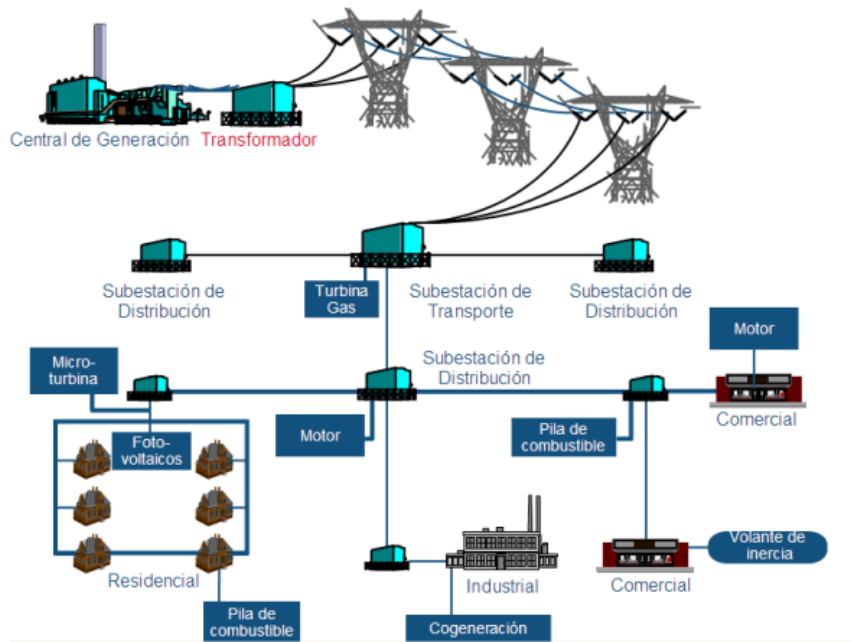


Figura 1.6: Sistema Eléctrico de Potencia.

#### 1.1.4.3. Estudio Flujos de Potencia

Un estudio de flujos de potencia es la determinación del voltaje, corriente, potencia y factor de potencia o potencia reactiva en varios puntos de una red eléctrica, bajo condiciones nominales de operación. Los estudios de flujos de potencia son fundamentales en la programación del futuro desarrollo del sistema, puesto que su adecuada operación depende del conocimiento de los efectos de la interconexión con otras redes, de las nuevas cargas, de las nuevas centrales generadoras y de las nuevas líneas de transporte antes de que se instalen [Stevenson and Suarez, 1962]. Representan el estado estable (caso base) de la red eléctrica, que se toma como referencia para otro tipo de estudios, tales como de estabilidad, transitorios electromagnéticos y/o electromagnéticos, análisis de armónicos, etc.

### 1.1.5. Fallas Eléctricas

Una falla en un circuito en cualquier caso interfiere con el flujo de corriente. La mayoría de las fallas en las líneas de transmisión de 115 KV, o mayores, son originadas por las descargas atmosféricas, que dan como resultado el flameo de los aisladores. El alto voltaje entre un conductor o la torre aterrizada que lo sostiene, origina la ionización del aire que provee de una trayectoria a tierra para la carga inducida por la descarga atmosférica. Una vez que se establece la trayectoria ionizada a tierra, la baja impedancia a tierra resultante permite el flujo de corriente de potencia desde el conductor a tierra y a través de tierra, al neutro aterrizado de un transformador o un generador, cerrándose de esta forma el circuito. La apertura de los interruptores para aislar la porción de la línea que ha fallado del resto del sistema, interrumpe el flujo de corriente en la trayectoria ionizada y permite que se presente la desionización. Por lo general, los interruptores se reconectan en un intervalo de 20 ciclos para que se lleve a cabo la desionización, sin que se restablezca el arco. La experiencia en la operación de líneas de transmisión muestra que una reconexión ultra rápida de los interruptores resulta exitosa después de ocurrir la mayoría de las fallas. Cuando esto no es así, frecuentemente se trata de fallas permanentes, en las que es imposible la reconexión, independiente del intervalo de la reapertura y la reconexión. Las fallas permanentes pueden ser causadas por líneas que caen a tierra [Grainger and Stevenson, 2004].

Existen diferentes tipos de fallas:

- Falla monofásica a tierra (línea a tierra).
- Falla trifásica.
- Falla bifásica (línea-línea).
- Falla bifásica a tierra (línea-línea a tierra).

#### Fallas en Serie

Las fallas de conductor abierto, las fases abiertas o en serie, son los defectos producidos por la interrupción de una o más fases, sin contacto simultáneo con otras fases o tierra. Aunque no producen corrientes elevadas, provocan la circulación de corrientes de secuencia

(en especial negativa) que son peligrosas para los equipos por el fuerte calentamiento que pueden originar [Smok García, 2016].

### 1.1.6. Calidad de la Energía

La calidad de la energía se entiende como la energía eléctrica suministrada a los equipos y dispositivos con las características y condiciones adecuadas de magnitud y balance de las formas de onda de voltaje y corriente, así como de frecuencia, que les permita mantener su continuidad sin que se afecte su desempeño ni provoque fallas, reducción en la vida útil o pérdidas en sus componentes, entre otros fenómenos adversos.

La calidad de suministro eléctrico es la normalización mediante normas o estándares que fijan los niveles, parámetros básicos, forma de onda, armónicos, niveles de distorsión armónica, interrupciones, etc.

La calidad de la energía se puede determinar desde dos puntos de vista, dependiendo si se produce o se consume la energía eléctrica. La calidad de la energía en el productor normalmente se refiere a la capacidad de generar energía eléctrica a frecuencia fundamental (50 Hz o 60 Hz) con una pequeña variación generalmente no mayor a  $\pm 1\%$ , mientras que la calidad de la energía en los niveles de distribución y transmisión se refiere a mantener los niveles de voltaje dentro de un  $\pm 5\%$  [Kennedy, 2000].

Existen diferentes tipos de problemas de calidad de la energía como son:

1. Depresiones de voltaje.

Disminución de entre 0.1 pu y 0.9 pu en el voltaje rms a la frecuencia de la red durante periodos de 0.5 ciclos a 1 minuto.

2. Sobrevoltajes temporales (swells).

Incremento en el voltaje rms a la frecuencia de la red con duración de 0.5 ciclos a 1 minuto. Los valores típicos son 1.1-1.8 pu.

3. Interrupciones.

Las interrupciones son una pérdida total de voltaje en una o más fases por un período de tiempo que va de 0.5 ciclos a 3 s.

#### 4. Transitorios.

Fenómeno o cantidad que varía entre dos estados estacionarios durante un intervalo de tiempo corto en comparación con la escala de tiempo de interés. Un transitorio puede ser un impulso unidireccional de polaridad o una onda oscilatoria amortiguada con el primer pico ocurriendo en cualquier polaridad.

#### 5. Armónico (componente).

Una componente de orden mayor a la de la serie de Fourier de una cantidad periódica

- Interarmónicos (componentes).

Los interarmónicos se definen como una componente en frecuencia de una señal periódica que no es múltiplo entero de la frecuencia fundamental.

#### 6. Contenido armónico.

La cantidad obtenida sustrayendo la componente fundamental de una cantidad alter-nante. [879, 2019].

## 1.2. Antecedentes

El desarrollo de los modelos matemáticos de las máquinas de inducción están reportados en [Krause et al., 2002], [Fitzgerald et al., 2003] y [Chapman, 2005], en donde se describen sus principios y modos de operación.

El análisis de la operación de la máquina de inducción doblemente alimentada (DFIM), por sus siglas en inglés, ha estado principalmente orientado al control y modelado de la máquina asíncrona [Wang and Ding, 1993], [Ioannides, 1991].

Se han publicado numerosos artículos especializados y libros que tratan sobre el control de esta máquina, por ejemplo [Tapia et al., 2003], [Xiang et al., 2006], [Petersson, 2005], [Tennakoon et al., 2006], [Machmoum et al., 2002], [Ekanayake et al., 2003] o por ejemplo en [Abad et al., 2008].

En [Pena et al., 1996] se plantea la ingeniería y el diseño de la máquina asíncrona doblemente alimentada usando un convertidor de potencia Back-to-Back, que se emplea extensamente en la actualidad. En [Abad et al., 2011] se detalla el modelado dinámico de la DFIM

en coordenadas  $qd$  y  $\alpha\beta$ , modelado en estado estable de la DFIM, pruebas, análisis bajo caídas de voltaje y diversas estrategias de control.

En [Abu-Rub et al., 2014] se detalla el control por retroalimentación de corriente del rotor, que es una de las técnicas de control más usadas y desarrolladas. En [Abad and Iwanski, 2014] se muestra el control y las propiedades de esta máquina. Nian propone una estrategia de control basada en una de frecuencia variable y un filtro chebyshev [Nian and Pang, 2019]. Referente a calidad de la energía y perturbaciones, Yikang modela una turbina eólica usando una DFIM bajo fallas de red [Yikang et al., 2005]. En [Yang and Jin, 2021] propone suprimir las oscilaciones de voltaje que se presentan durante fallas desbalanceadas y regular la potencia de salida de la DFIM cuando se presentan variaciones en la velocidad del viento, mediante un dispositivo de almacenamiento de energía. Problemas de calidad de la energía como caídas de voltaje se analizan en [Lopez et al., 2007], [Morren and De Haan, 2005], [Taberna, 2008], [López et al., 2009], [Chondrogiannis and Barnes, 2008]. También se han hecho estudios del comportamiento de la máquina bajo condiciones desbalanceadas, de los cuales se han escrito artículos como [Abad et al., 2009] y falla en el convertido Back-to-Back [Sae-Kok and Grant, 2007]. Kheshti muestra una aplicación real de la máquina asíncrona doblemente alimentada usada en turbinas eólicas, modelada y simulada en PSCAD© [Kheshti et al., 2014].

El efecto de los armónicos en la operación de la DFIM se analiza en las contribuciones [Lindholm and Rasmussen, 2003], [Liao et al., 2003], [Kiani and Lee, 2008].

En [Marques and Iacchetti, 2019] se plantean las topologías de la DFIM para redes de corriente directa.

### 1.3. Justificación

El inminente crecimiento de la demanda de energía eléctrica y el cambio climático ocasionado por la contaminación derivada de la producción de energía eléctrica de manera tradicional está provocando el desarrollo de fuentes alternas de generación. La DFIM es una de las máquinas eléctricas más usadas en los parques eólicos, por lo tanto, conocer y analizar a detalle la DFIM es muy relevante debido a que así podemos buscar opciones para

---

mejorar y hacer más eficiente esta máquina y poder contribuir con mejorar estas unidades de generación de energía eléctrica, que definitivamente representan el futuro de alternativas sustentables para la generación de energía eléctrica.

## 1.4. Objetivos de la Tesis

### 1.4.1. Objetivo general

El objetivo de la investigación reportada en esta tesis se centra en el análisis de la operación dinámica de máquinas asíncronas doblemente alimentadas, en modo de operación aislada y conectada a la red eléctrica, respectivamente. La perspectiva de análisis es hacia estudios de estabilidad transitoria y efectos adversos de la calidad de la energía.

### 1.4.2. Objetivos Particulares

1. Modelado de la Máquina asíncrona doblemente alimentada en coordenadas  $qd\theta$ .
2. Análisis bajo condiciones de falla monofásica y trifásica.
3. Análisis de fenómenos adversos de calidad de la energía.
4. Validación de resultados con simulaciones en Simulink®.
5. Implementación en Matlab/Simulink® de un modelo completo de un Sistema Eléctrico de Potencia con integración de unidades DFIM.
6. Herramienta digital para el análisis dinámico de redes eléctricas con integración de unidades DFIM.

## 1.5. Metodología de investigación

Inicialmente se considera la revisión del estado del arte asociado con el modelado y análisis de la DFIM. Se modelará la DFIM en coordenadas  $qd\theta$  y se estudiarán los sistemas de control para DFIM. Después de haber realizado esto se tomarán en cuenta las consideraciones para su operación como motor y como generador así como la operación aislada de la máquina. Se comprobarán los resultados en el simulador digital Simulink®.

Se analizará la operación de la DFIM bajo condiciones de falla (monofásica y trifásica) y de

calidad de la energía en Simulink® . haciendo consideraciones en el modelo con la intención de simplificar la simulación.

Finalmente se analizará la operación dinámica de la DFIM con un modelo más detallado en Simulink®. donde se incluirá la conexión a la red, el convertidor completo Back-to Back, cargas, elementos de transmisión y transformadores.

## 1.6. Descripción de los Capítulos

### **CAPITULO 1.** Introducción.

En este capítulo se hace una pequeña introducción, la revisión de antecedentes asociados con el tema central de la tesis, se plantean los objetivos tanto generales como particulares así como la metodología utilizada para realizar esta investigación.

### **CAPITULO 2.** Modelado de la Máquina Asíncrona doblemente alimentada.

En este capítulo se hace un modelado de la máquina asíncrona doblemente alimentada en coordenadas  $qd\theta$ , así como los esquemas de control utilizados y las consideraciones que se deben seguir para operar la máquina como motor y como generador. Se analiza la operación de la máquina de manera aislada con la ayuda de MatLab/Simulink® para realizar simulaciones.

### **CAPITULO 3.** Análisis de la operación de la DFIM bajo condiciones de falla y de calidad de la energía.

En este capítulo se utilizará el modelo realizado en la simulación del capítulo dos haciendo las siguientes consideraciones: la máquina está conectada directamente a la fuente, no hay líneas de transmisión ni la interacción con otras cargas, la máquina opera de manera aislada, con la intención de simplificar el modelo. Se analizarán los diferentes tipos de fallas simétricas y asimétricas así como la respuesta de la máquina ante la presencia de alguna de ellas, además se hará un análisis de calidad de la energía.

### **CAPITULO 4** Operación de la DFIM conectada a la Red Eléctrica.

En este capítulo se conectará la máquina a un Bus Infinito a través de líneas de transmisión y transformadores elevadores y reductores, así como, la interacción con otro tipo de cargas

eléctricas, como motores, cargas RLC y cargas dinámicas. Con estos elementos adicionales se hará un estudio del comportamiento de la máquina y como afectan la calidad de la energía la adición de más y más elementos al sistema eléctrico de potencia.

#### **CAPITULO 5** Conclusiones.

En este capítulo de se presentan las conclusiones generales a las que se ha llegado con la realización de la investigación reportada en ésta tesis y se sugieren posibles trabajos de investigación futuros, factibles de realizarse como vertientes de la investigación reportada en esta tesis.





## Capítulo 2

# Modelo de la máquina asíncrona doblemente alimentada

### 2.1. Introducción

En este capítulo se presenta el modelado matemático de la máquina de inducción doblemente alimentada en coordenadas  $qd0$ , también se modelará el sistema de control necesario para hacer que la máquina funcione correctamente, se tomarán en cuenta las condiciones para operar la máquina como motor y como generador. Una vez teniendo en cuenta estas consideraciones, se analizará la operación dinámica de la máquina de manera aislada bajo diferentes condiciones de carga.

Para comprobar los resultados y todas las consideraciones antes mencionadas con la ayuda de Simulink®, se presenta el modelo de la máquina con el esquema de control modelado para su operación de manera aislada.

### 2.2. Modelado en coordenadas $qd0$

A finales de 1920 R. H Park desarrolló un nuevo método para el análisis de máquinas eléctricas proponiendo un cambio de variables de los devanados del estator de una máquina síncrona, tales como voltajes, corrientes y enlaces de flujo, asociando estas variables con devanados que rotan junto con el rotor. Viéndolo de otra manera, él refirió las

variables del estator a un marco de referencia fijo en el rotor. Esta aproximación es conocida como la Transformación de Park, la cual revolucionó por completo el análisis de las máquinas eléctricas, haciéndolo más simple. Con esta transformación, las inductancias de la ecuaciones de voltaje de una máquina síncrona se vuelven constantes [Park, 1929].

Para eliminar la dependencia del tiempo y mantener las inductancias constantes en una máquina de inducción, las variables de rotor, tales como corrientes, voltajes y enlaces de flujo, se refieren al estator [Stanley, 1938]. También se pueden transformar las variables del rotor y del estator a un marco de referencia que gira en sincronismo con el campo magnético giratorio o hacer la transformación de las variables del estator a un marco de referencia en el rotor [Krause and Thomas, 1965].

Como se mencionó anteriormente, la transformación de Park se utiliza para hacer cambios a diferentes marcos de referencia de las variables del estator o del rotor. Con esta transformada podemos pasar del marco de referencia natural  $abc$  a un marco de referencia arbitrario  $qd0$  a través de diferentes matrices de transformación [Krause et al., 2002].

Para pasar de un marco de referencia  $abc$  a un marco de referencia  $qd0$  de las variables del estator y del rotor, se utilizan las siguientes matrices de transformación.

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\beta) & \text{sen}(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Por otra parte, para pasar del marco de referencia  $qd0$  a  $abc$ , se utiliza la inversa de las matrices presentadas anteriormente; es decir,

$$(K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$(K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \text{sen}(\beta) & 1 \\ \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Donde:

$$\beta = \theta - \theta_r \quad (2.5)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.6)$$

$K_s$  Matriz para las variables del estator.

$K_r$  Matriz para las variables del rotor.

$\theta$  Velocidad angular  $\frac{rad}{seg}$ .

$\theta_r$  Velocidad angular del rotor  $\frac{rad}{seg}$ .

$\beta$  Diferencia entre la velocidad angular del rotor y del estator.

Las ecuaciones diferenciales y algebraicas que describen el comportamiento de la máquina de inducción se obtienen de los circuitos equivalentes en el marco de referencia  $qd0$ .

Las ecuaciones en el marco de referencia  $abc$  se presentan en [Krause et al., 2002] como:

$$V_{abcs} = r_s i_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (2.7)$$

$$V_{abcr} = r_r i_{abcr} + p \lambda_{abcr} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Las Ecuaciones (2.7), (2.8) y (2.9) describen el comportamiento de la máquina de inducción en el marco de referencia  $abc$ . Aplicando la Transformación de Park a estas ecuaciones, de acuerdo a [Krause et al., 2002] obtenemos el siguiente sistema de ecuaciones.

$$\mathbf{V}_{qd0s} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{qd0s} + \omega \lambda_{dq s} + p \lambda_{qd0s} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{V}'_{qd0r} = \mathbf{r}'_s \mathbf{i}'_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dqr} + p \lambda'_{qd0r} \quad (2.11)$$

Escribiendo en forma expandida las ecuaciones de voltaje (2.10), (2.11) de la máquina de inducción obtenemos:

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \quad (2.12)$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \quad (2.13)$$

$$V_{0s} = r_s i_{0s} + p \lambda_{0s} \quad (2.14)$$

$$V'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \quad (2.15)$$

$$V'_{dr} = r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \quad (2.16)$$

$$V'_{0r} = r'_r i'_{0r} + p \lambda'_{0r} \quad (2.17)$$

Donde:

$$p = \frac{d}{dt} \quad (2.18)$$

$V_{qs}, V_{ds}, V_{0s}$	Voltajes en $qd0$ del estator.
$i_{qs}, i_{ds}, i_{0s}$	Corrientes en $qd0$ del estator.
$\lambda_{qs}, \lambda_{ds}, \lambda_{0s}$	Enlaces de flujo en $qd0$ del estator.
$r_s$	Resistencia del estator.
$V'_{qr}, V'_{dr}, V'_{0r}$	Voltajes en $qd0$ del rotor referidos al estator.
$i'_{qr}, i'_{dr}, i'_{0r}$	Corrientes en $qd0$ del rotor referidas al estator.
$\lambda'_{qr}, \lambda'_{dr}, \lambda'_{0r}$	Enlaces de flujo en $qd0$ del rotor referidos al estator.
$r'_r$	Resistencia del rotor referida al estator.

En el conjunto de ecuaciones de voltaje de la máquina de inducción, (2.12) a (2.17),  $\omega$  es la referencia y puede tomar diferentes valores.

Si:

$\omega = \omega_r$	Indica que se esta utilizando la referencia del rotor.
$\omega = 0$	Indica que se usa una referencia estática.
$\omega = \omega_e$	Indica que la referencia es la velocidad síncrona.

Donde:

$$(\lambda_{qds})^T = \begin{bmatrix} \lambda_{ds} & -\lambda_{qs} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$(\lambda'_{qdr})^T = \begin{bmatrix} \lambda'_{dr} & -\lambda'_{qr} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Para completar el sistema de ecuaciones es necesario determinar las ecuaciones de enlaces de flujo en el marco de referencia  $qd0$  como [Krause et al., 2002],

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s L_s (K_s)^{-1} & K_s L'_{sr} (K_r)^{-1} \\ K_r (L'_{sr})^T (K_s)^{-1} & K_r L'_r (K_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i'_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Tomando en cuenta que:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{0r} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} i_{qd0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\begin{bmatrix} i'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$K_s L_s (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$K_r L'_r (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$K_s L'_{sr} (K_r)^{-1} = K_r (L'_{sr})^T (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

La Ecuación (2.21) puede escribirse de forma expandida como:

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.29)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.30)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls}i_{0s} \quad (2.31)$$

$$\lambda'_{qr} = L'_{lr}i'_{qr} + L_M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.32)$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{lr}i'_{dr} + L_M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.33)$$

$$\lambda'_{0r} = L'_{lr}i'_{0r} \quad (2.34)$$

Los circuitos equivalentes de la máquina de inducción en los ejes  $q$ ,  $d$  y  $0$  se muestran en las Figuras 2.1, 2.2 y 2.3, respectivamente.

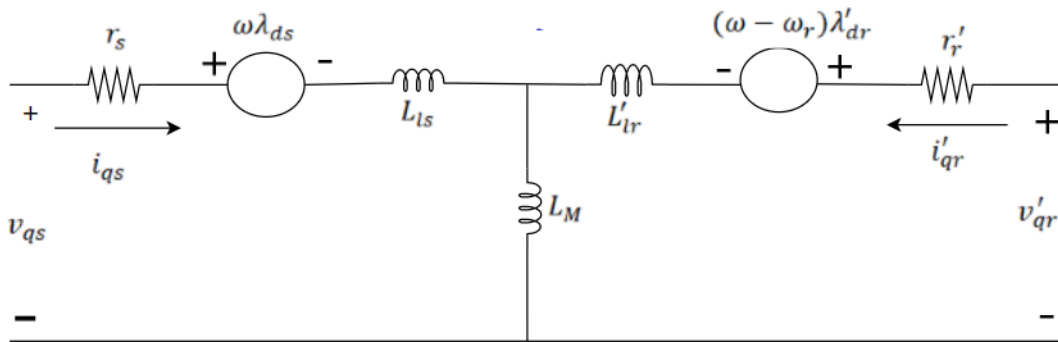


Figura 2.1: Circuito equivalente de la máquina de inducción en el eje  $q$ .

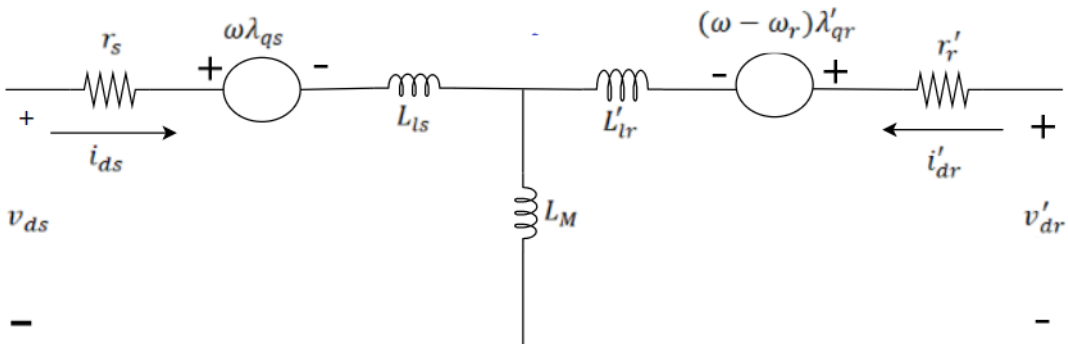


Figura 2.2: Circuito equivalente de la máquina de inducción en el eje  $d$ .

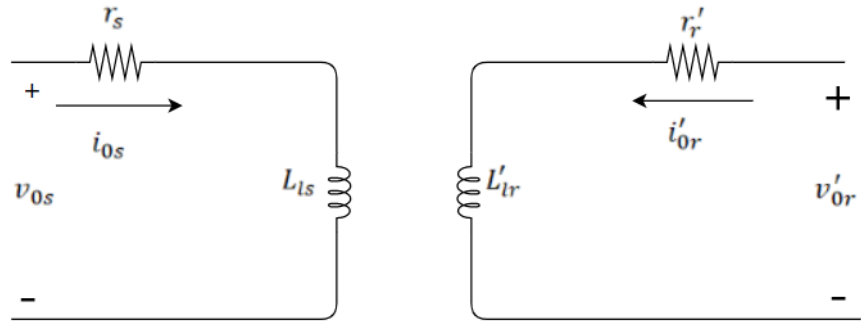


Figura 2.3: Circuito equivalente de la máquina de inducción en el eje  $\theta$ .

El par eléctrico expresado en  $qd0$  se obtiene con la siguiente expresión en términos de enlaces de flujo [Krause et al., 2002]:

$$T_e = \frac{3}{2} PP (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.35)$$

$$T_e = J \left( \frac{2}{np} \right) p \omega_r + T_L \quad (2.36)$$

$PP$  Pares de polos.  
 $np$  Número de polos.  
 $T_e$  Par eléctrico.  
 $T_L$  Par Mecánico.

Las ecuaciones de voltaje (2.12) a (2.17) y de enlaces de flujo, (2.29) a (2.34), se reescriben para obtener un sistema de ecuaciones diferenciales y algebraicas que pueda resolverse a través de algún método numérico. Del análisis en el marco de referencia  $qd0$  se obtiene:

$$p\lambda_{qs} = V_{qs} - r_s i_{qs} - \omega \lambda_{ds} \quad (2.37)$$

$$p\lambda_{ds} = V_{ds} - r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} \quad (2.38)$$

$$p\lambda_{0s} = V_{0s} - r_s i_{0s} \quad (2.39)$$

$$p\lambda'_{qr} = V'_{qr} - r'_r i'_{qr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} \quad (2.40)$$

$$p\lambda'_{dr} = V'_{dr} - r'_r i'_{dr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} \quad (2.41)$$

$$p\lambda'_{0r} = V'_{0r} - r'_r i'_{0r} \quad (2.42)$$



Despejando de la Ecuación (2.36) la derivada de la velocidad angular del rotor resulta.

$$p\omega_r = PP \frac{(T_e - T_L)}{J} \quad (2.43)$$

$$p\theta_r = \omega_r \quad (2.44)$$

De las Ecuaciones (2.29) a (2.34) se despejan las corrientes y se expresan en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & 0 & 0 & L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_M & 0 & 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_M & 0 & 0 & L'_{lr} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 & 0 & L'_{lr} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{0r} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Donde:

- $L_{ls}$  Inductancia de dispersión del estator.
- $L'_{lr}$  Inductancia de dispersión del rotor.
- $L_M$  Inductancia mutua.

Considerando una alimentación trifásica balanceada.

$$V_{abc} = \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega_e t) \\ V_m \cos(\omega_e t - 120) \\ V_m \cos(\omega_e t + 120) \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

De acuerdo a [Krause et al., 2002], el valor de los voltajes en el estator y rotor se obtienen aplicando la transformada de Park; es decir,

$$V_{qd0s} = K_s V_{abc} \quad (2.47)$$

$$V_{qd0r} = K_r V_{abc} \quad (2.48)$$

Realizando las operaciones matriciales correspondientes, obtenemos los siguientes valores para los voltajes  $qd0$  del estator:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega_e t - \theta_r) \\ -V_m \sin(\omega_e t - \theta_r) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Suponiendo que se trata de una máquina de inducción jaula de ardilla, los voltajes  $qd0$  de rotor serían igual a cero, pero si es una máquina de inducción de rotor devanado o DFIM los valores  $qd0$  serían los siguientes:

$$\begin{bmatrix} V_{qr} \\ V_{dr} \\ V_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega_e t) \\ -V_m \sin(\omega_e t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

### 2.3. Sistemas de control

A lo largo de los años se han desarrollado diferentes técnicas para el control de una máquina eléctrica doblemente alimentada, como las técnicas de control directo [Abad et al., 2011].

En esta tesis se utilizaron estrategias de control vectorial usando un convertidor AC/DC/AC o también conocido como un convertidor Back-to-Back. Siendo más específicos, se trata de una técnica de control por lazo de corriente del rotor (*Rotor Current Control Loops*), la cual es una de las técnicas más utilizadas, implementando esta técnica es posible simplificar los diagramas de control considerando las condiciones iniciales de las corrientes magnitud y ángulo como cero. El desarrollo matemático a detalle y de los diagramas de bloques del control de la máquina de inducción doblemente alimentada se presentan en [Abu-Rub et al., 2014] y [Abad et al., 2011]. La Figura 2.4 muestra un esquema de conexión típico de una DFIM. Analizando a detalle este diagrama, podemos observar que el estator está alimentado directamente por la red eléctrica a una magnitud y frecuencia constantes, con lo cual se genera un campo magnético rotatorio en el estator. Por otra parte, el rotor está siendo alimentado a través de un convertidor trifásico de potencia llamado Back-to-Back, el cual con una apropiada estrategia de control se encargará de alimentar correctamente el rotor de la

máquina, además de realizar el intercambio de potencia entre el rotor y la red eléctrica. El rotor y el estator de una máquina de inducción de rotor devanado o doblemente alimentada no trabajan a la misma frecuencia ni a la misma amplitud [Syed, 1984].

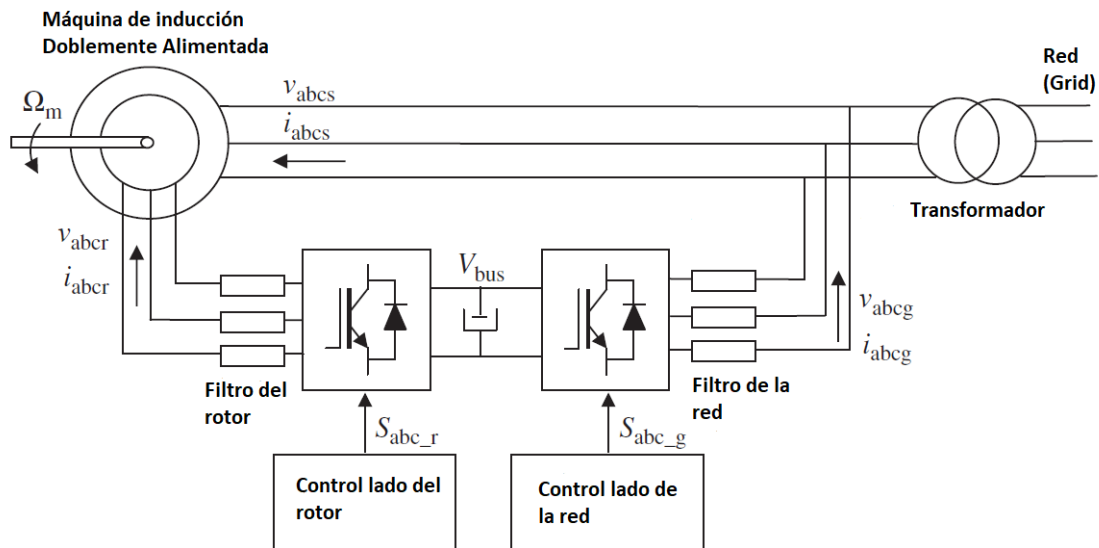


Figura 2.4: Conexión típica de alimentación para una máquina de inducción doblemente alimentada

### 2.3.1. Convertidor Back-to-Back

Un convertidor Back-to-Back consiste en un rectificador y en un inversor conectados a través de un enlace de corriente directa, el voltaje en el enlace de corriente directa debe ser mayor que el pico del voltaje de la red a la que está conectado el convertidor. Este voltaje se regula controlando el flujo de potencia hacia la red. Una de las ventajas de este convertidor es que el sentido de la potencia es bidireccional; esto quiere decir que se puede suministrar potencia del rotor de la máquina hacia la red eléctrica o viceversa. Una propiedad muy importante de este convertidor es la posibilidad de un control rápido del flujo de potencia; si se controla el flujo de potencia hacia la red se logra que el voltaje en el enlace de corriente directa se mantenga constante, contribuyendo a mantener la estabilidad

de la máquina ante la presencia de perturbaciones, además con esto se puede reducir el tamaño del capacitor en el enlace de directa sin afectar el desempeño del inversor (lado del rotor) [Carlsson, 1998].

La Figura 2.5 muestra el esquema de conexión de un convertidor Back-to-Back entre la red y el rotor de la máquina, respectivamente.

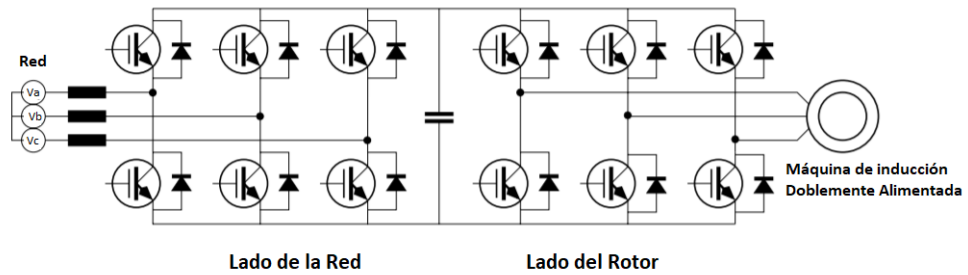


Figura 2.5: Convertidor Back-to-Back

En esta investigación, se utilizó el convertidor clásico de dos niveles, también conocido por sus siglas en inglés 2L-VSC (Two Level Voltage Source Converter). El análisis de este convertidor se dividirá en dos etapas: análisis y control del lado de la red y análisis y control del lado del rotor de la máquina.

### 2.3.2. Sistema Lado de la Red

Esta parte del sistema se compone por el filtro de la red, el voltaje de la red y la parte del convertidor conectado a la red. La Figura 2.6 ilustra más claramente esta parte del sistema.

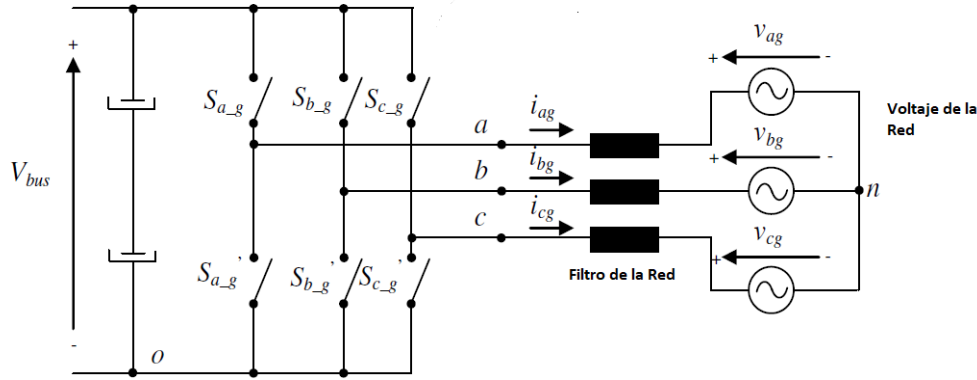


Figura 2.6: Sistema del lado de la red.

Algunas consideraciones a tomar en cuenta son:

- El convertidor Back-to-Back del lado de la red es modelado con interruptores bidireccionales ideales. Como el convertidor puede operar en ambos sentidos, esta parte puede trabajar como rectificador (AC a CD) o como inversor (CD a AC), recordando que en la práctica se utilizan transistores IGBT'S.
- El filtro que se coloca entre la red y el convertidor normalmente se compone de una inductancia por fase.
- La alimentación al convertidor por parte de la red eléctrica se hace a través de un transformador, donde se suministra un voltaje senoidal y balanceado.

### Modelo del Convertidor

Como se mencionó anteriormente, el convertidor es modelado con interruptores ideales, con el propósito de que el flujo de la corriente sea bidireccional. Bajo condiciones ideales se cumple lo siguiente [Abad et al., 2011]:

$$S'_{a_g} = \overline{S_{a_g}} \quad (2.51)$$

$$S'_{b_g} = \overline{S_{b_g}} \quad (2.52)$$

$$S'_{c_g} = \overline{S_{c_g}} \quad (2.53)$$

Donde:

$S'_{ag}, S'_{bg}, S'_{cg}$  Interruptores abiertos.

$\overline{S_{ag}}, \overline{S_{bg}}, \overline{S_{cg}}$  Interruptores cerrados.

Las tres expresiones anteriores dan a entender que en cada pierna del convertidor mostrado en la Figura 2.6 no es posible que los dos interruptores estén en conducción. Se pueden obtener diferentes voltajes de salida en el convertidor; por ejemplo, los voltajes que se refieren a un punto cero del nodo de corriente directa se pueden calcular como,

$$v_{j0} = V_{bus}S_{jg} \quad (2.54)$$

Donde:

$$S_{j0} \in 0, 1 \rightarrow j=a,b,c$$

Bajo diferentes combinaciones de  $S_{ag}$ ,  $S_{bg}$  y  $S_{cg}$  es posible generar corriente alterna a diferentes amplitudes y frecuencias. Para propósitos del modelado, es más útil conocer los voltajes de salida del convertidor referidos al neutro ( $n$ ) de la red.

Las ecuaciones de los voltajes de salida del convertidor de fase a neutro son [Abad et al., 2011]:

$$V_{an} = \frac{V_{bus}}{3} (2S_{ag} - S_{bg} - S_{cg}) \quad (2.55)$$

$$V_{bn} = \frac{V_{bus}}{3} (2S_{bg} - S_{ag} - S_{cg}) \quad (2.56)$$

$$V_{cn} = \frac{V_{bus}}{3} (2S_{cg} - S_{ag} - S_{bg}) \quad (2.57)$$

Analizando las Ecuaciones (2.54) a (2.57) se observa que los voltajes  $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$  y  $V_{c0}$  pueden tomar dos valores 0 y  $V_{bus}$ , respectivamente, de aquí proviene el nombre de convertidor de dos niveles [Abad et al., 2011] y [Archel, 2016]; los voltajes  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  y  $V_{cn}$  pueden tomar cinco diferentes valores.

La Tabla 2.1 muestra las ocho diferentes combinaciones de los voltajes de salida, de acuerdo a los estados permitidos de apertura y cierre de los interruptores del convertidor. La Figura 2.7 muestra las formas de onda de los voltajes de salida del convertidor.

Tabla 2.1: Combinaciones de apertura y cierre de los interruptores y los voltajes a la salida.

$S_{ag}$	$S_{bg}$	$S_{cb}$	$v_{a0}$	$v_{b0}$	$v_{c0}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	$v_{bus}$	$-\frac{V_{bus}}{3}$	$-\frac{V_{bus}}{3}$	$2\frac{V_{bus}}{3}$
0	1	0	0	$v_{bus}$	0	$-\frac{V_{bus}}{3}$	$2\frac{V_{bus}}{3}$	$-\frac{V_{bus}}{3}$
0	1	1	0	$v_{bus}$	$v_{bus}$	$-2\frac{V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{3}$
1	0	0	$v_{bus}$	0	0	$2\frac{V_{bus}}{3}$	$-\frac{V_{bus}}{3}$	$-\frac{V_{bus}}{3}$
1	0	1	$v_{bus}$	0	$v_{bus}$	$\frac{V_{bus}}{3}$	$-2\frac{V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{3}$
1	1	0	$v_{bus}$	$v_{bus}$	0	$\frac{V_{bus}}{3}$	$\frac{V_{bus}}{3}$	$-2\frac{V_{bus}}{3}$
1	1	1	$v_{bus}$	$v_{bus}$	$v_{bus}$	0	0	0

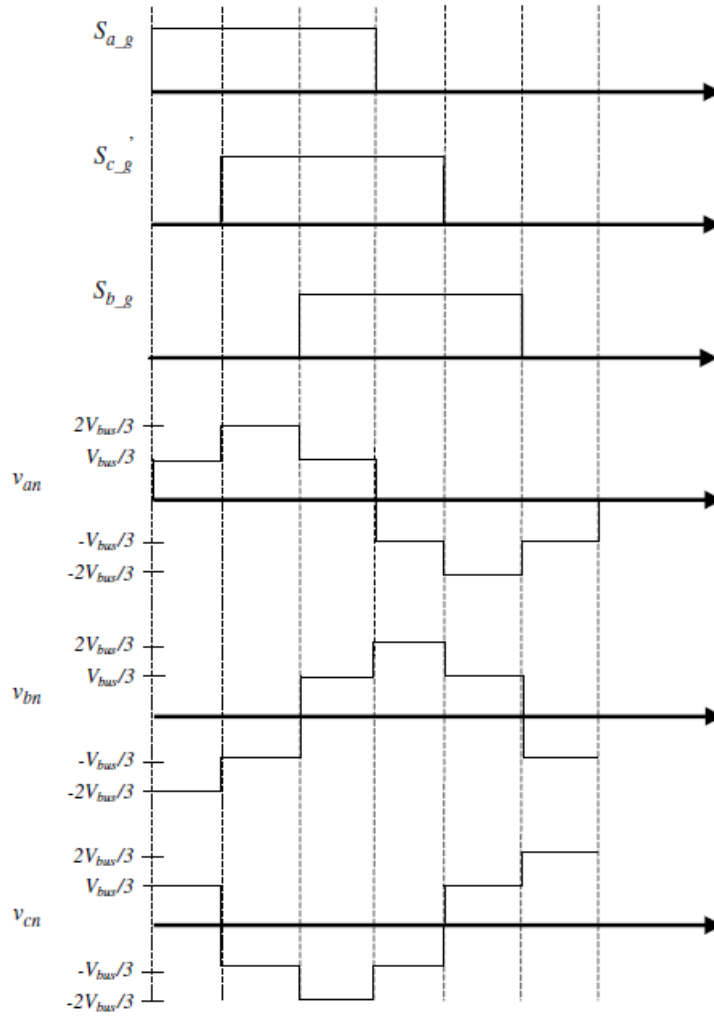


Figura 2.7: Formas de onda de los voltajes a la salida del convertidor.

### 2.3.3. Convertidor del Lado del Rotor de la Máquina

En términos generales, el lado del convertidor que está conectado a la máquina de inducción doblemente alimentada es el mismo que el lado de la red, según se muestra en la Figura 2.8. Analizando detenidamente este esquema, se puede observar que tiene un filtro entre el convertidor y el rotor de la máquina; su principal función es proteger la máquina de los efectos del convertidor, como es la conmutación de los interruptores y la contaminación armónica.

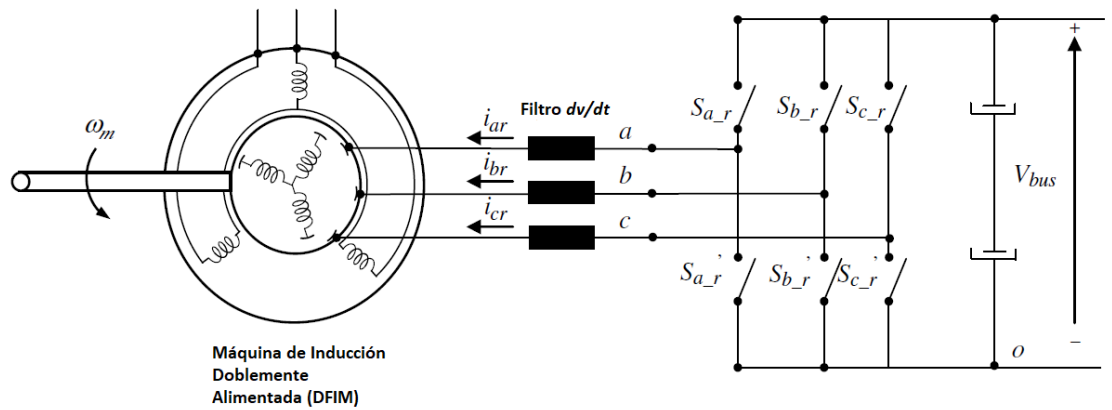


Figura 2.8: Convertidor del lado del rotor y filtro que alimentan a la máquina.

Como se muestra en la Figura 2.9, el filtro  $\frac{dv}{dt}$  se compone principalmente de una resistencia y una inductancia conectados en paralelo; este arreglo de elementos pasivos se conecta uno por fase. Los componentes del convertidor del lado de la red y del rotor, respectivamente, se conectan a través de un enlace de corriente directa.



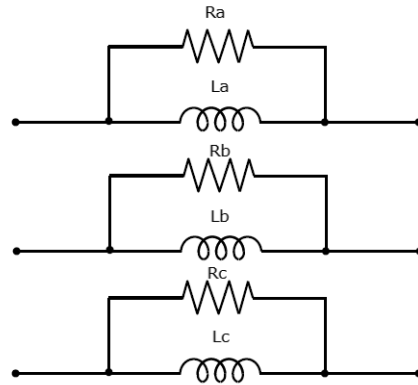


Figura 2.9: Filtro  $\frac{dv}{dt}$ .

#### 2.3.4. Enlace de Corriente Directa

En las secciones anteriores se estudiaron dos de las tres partes que conforman el convertidor Back-to-Back (Convertidor lado de la red y lado del rotor), solo resta analizar el enlace de corriente directa, que se encarga de conectar ambos lados del convertidor. Mediante la energía que se almacena en el capacitor de este enlace, es posible mantener el voltaje constante. En la Figura 2.10 se muestra el modelo simplificado del enlace de corriente directa.

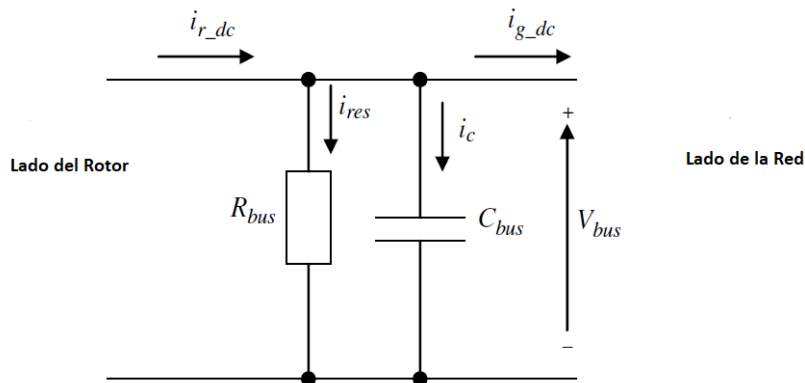


Figura 2.10: Enlace de Corriente Directa

El voltaje  $V_{bus}$  depende de la corriente que fluye a través del capacitor y se obtiene

de la siguiente ecuación,

$$V_{bus} = \frac{1}{C_{bus}} \int i_c dt \quad (2.58)$$

Aplicando la Ley de corrientes de Kirchhoff para conocer la corriente  $i_c$  que fluye a través del capacitor se obtiene

$$i_c = i_{r\_dc} - i_{g\_dc} - i_{res} \quad (2.59)$$

Donde:

- $i_{r\_dc}$  Corriente que fluye del rotor de la máquina al enlace de corriente directa.
- $i_{g\_dc}$  Corriente que fluye del enlace de corriente directa a la red.
- $i_{res}$  Corriente que fluye en la resistencia del enlace de corriente directa.

La corriente a través de la resistencia  $R_{bus}$  es igual a:

$$i_{res} = \frac{V_{bus}}{R_{bus}} \quad (2.60)$$

De acuerdo a [Abad et al., 2011] las corrientes  $i_{r\_dc}$  y  $i_{g\_dc}$  son:

$$i_{g\_dc} = S_{ag}i_{ag} + S_{bg}i_{bg} + S_{cg}i_{cg} \quad (2.61)$$

$$i_{r\_dc} = -S_{ar}i_{ar} - S_{br}i_{br} - S_{cr}i_{cr} \quad (2.62)$$

Una vez analizadas las tres partes que componen un convertidor Back-to-Back (Enlace de Corriente Directa, Convertidor lado de la Red y Convertidor lado del Rotor), es necesario controlar la apertura y cierre de los interruptores que componen el convertidor. Este control puede ser generado por modulación de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Con estas técnicas podemos obtener voltajes a la salida del convertidor, variables en amplitud y frecuencia [Rashid, 2004].

Algunas de las técnicas de modulación de ancho de pulso son:

1. Modulación de ancho de pulso.
2. Modulación de ancho de pulso con inyección del tercer armónico.
3. Modulación del espacio vectorial.

### 2.3.5. Modulación de ancho de pulso con inyección del tercer armónico.

En esta investigación se utilizó la técnica de modulación de ancho de pulso con inyección del tercer armónico. La modulación PWM con inyección del tercer armónico es una técnica de modulación continua basada en la incorporación armónica sobre el voltaje de modulación en los convertidores trifásico. El principal objetivo es maximizar el uso del enlace de corriente directa.

Gracias a la inyección del tercer armónico a la señal de referencia, la máxima amplitud de la componente fundamental del voltaje de salida que se puede obtener es 1.15, por lo tanto aumenta la eficiencia del convertidor y disminuyen las pérdidas.

Como se observa en la Figura 2.11 la adición del tercer armónico provoca una reducción en la amplitud de la señal de referencia la cual permite hacer uso de mayores índices de modulación. Al tratarse de un inversor trifásico el efecto del tercer armónico sobre la carga se ve atenuado.

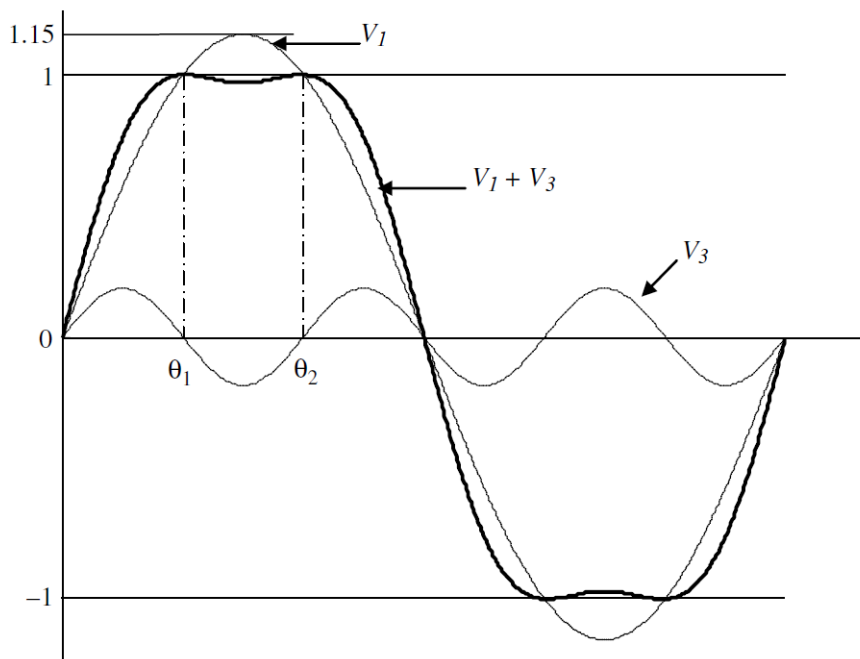


Figura 2.11: Inyección del tercer armónico a una señal de referencia.

Como se puede observar de la Figura 2.11, es claro que el resultado de la suma del

primer armónico ( $V_1$ ) y del tercer armónico ( $V_3$ ) resulta en la forma de onda distorsionada. De acuerdo a [Abad et al., 2011], la señal de referencia de la Figura 2.11 tiene dos máximos; por lo tanto, las ecuaciones del voltaje para el primer y tercer armónico son:

$$V_1 = V_{1max} \text{sen}(\theta) \quad (2.63)$$

$$V_3 = V_{3max} \text{sen}(3\theta) \quad (2.64)$$

### 2.3.6. Control del Lado del Rotor de la Máquina de Inducción Doblemente Alimentada

En esta sección se detalla la implementación de un control por lazo de corriente del rotor. Al igual que en la máquina síncrona, el control vectorial está realizado en un marco de referencia  $qd0$ , donde el eje  $d$  en este caso está alineado con el espacio vectorial de los flujos en el estator, mientras que la componente  $d$  de la corriente de rotor es proporcional a la potencia reactiva del estator y la componente  $q$  de la corriente del rotor es proporcional al par o a la potencia activa de estator.

El diagrama completo del control vectorial de una máquina de inducción doblemente alimentada para el lado del rotor se muestra en la Figura 2.12 [Abu-Rub et al., 2014]

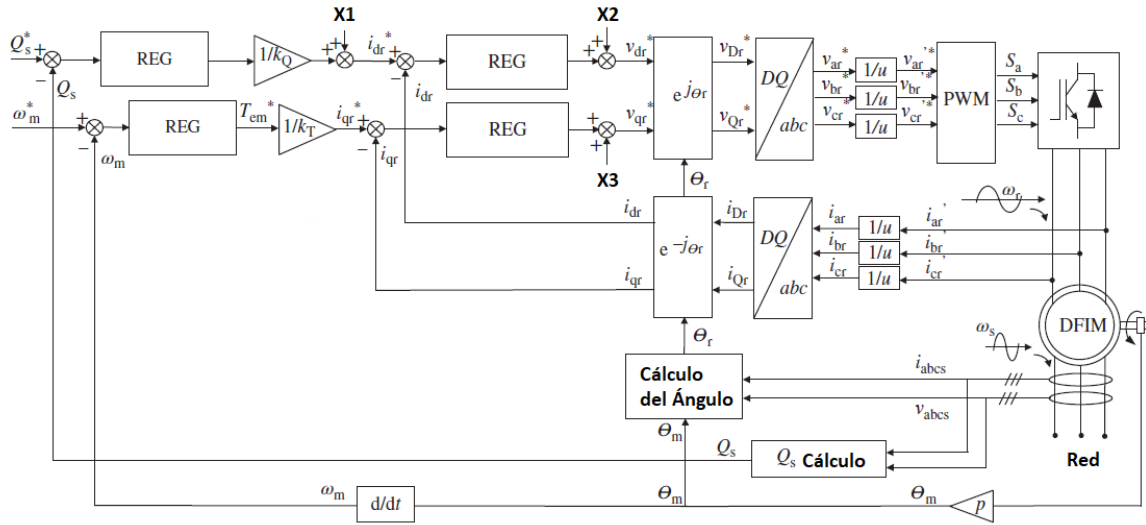


Figura 2.12: Control vectorial de una Máquina de Inducción Doblemente Alimentada (Lado del rotor).

Donde:

$$\begin{aligned}
 K_T &= -\frac{3}{2}p \frac{L_m}{L_s} |\lambda_s| \\
 K_Q &= -\frac{3}{2}\omega_s \frac{L_m}{L_s} |\lambda_s| \\
 X_1 &= \frac{|\lambda_s|}{L_m} \\
 X_2 &= -\omega_r \sigma L_r i_{qr} \\
 X_3 &= \omega_r \sigma L_r i_{dr} + \omega_r |\lambda_s| \frac{L_m}{L_s}
 \end{aligned}$$

Y tomando en cuenta que:

$$\begin{aligned}
 |\lambda_s| &\text{ Magnitud aproximada del flujo en el estator.} \\
 \sigma &\text{ Constante dada por } \frac{1-(L_m)^2}{L_s * L_r}.
 \end{aligned}$$

El diagrama de la Figura 2.12 puede simplificarse, eliminando el lazo retro-alimentado de la potencia reactiva. Esto se puede hacer debido a que si se analiza detenidamente esa rama, se observa que se obtiene  $i_{dr}$  al final. En una máquina de inducción, independientemente que sea una máquina de inducción jaula de ardilla o una máquina de rotor devanado, como es el caso, se puede optar porque todas las condiciones iniciales sean igual a cero; si se elige  $i_{dr} = 0$  se elimina toda la rama de control de la potencia reactiva.

Considerando lo anterior es posible implementar este esquema de control para la DFIM, pero no sin antes analizar a detalle el diagrama de control (Figura 2.12) para conocer como

obtener cada uno de los elementos necesarios para su correcto funcionamiento.

Primeramente hay que recordar que se pueden efectuar transformaciones a diferentes marcos de referencia [Abad et al., 2011]; es decir

1. Marco de referencia del estator ( $\alpha\beta$ ).
2. Marco de referencia del rotor ( $DQ$ ).
3. Marco de referencia síncrono ( $dq$ )

Para pasar del marco de referencia abc a  $DQ$  se hace lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} X_D \\ X_Q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Pero como se mencionó anteriormente, es posible pasar de un marco de referencia a otro. En

este caso, si se desea pasar de  $DQ$  a  $abc$  basta con despejar el vector  $\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$  de la Ecuación (2.65).

Finalmente solo resta pasar de  $DQ$  a  $dq$  y se obtienen las componentes  $i_{dr}$  y  $i_{qr}$  que se requieren en esta etapa de control.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & -\text{sen}(\theta_m) \\ \text{sen}(\theta_m) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_D \\ X_Q \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Otra parte importante a analizar es el cálculo del ángulo de los voltajes del estator; estos se obtienen restando  $90^\circ$  al ángulo estimado por el PLL, como se muestra en la Figura 2.13.

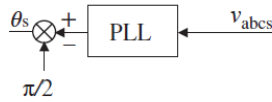


Figura 2.13: Cálculo de  $\theta_s$ .

Si se analiza la representación vectorial de los diferentes marcos de referencia, se puede sustituir el uso del PLL por algo mucho más simple.

En la Figura 2.14 se observa que las componentes  $\alpha$  y  $\beta$  de los voltajes del estator están desfasados  $90^\circ$ ; el ángulo  $\theta_s$  puede calcularse al transformar los voltajes del marco de referencia  $abc$  a  $\alpha\beta$ , y aplicando la función trigonométrica arco-tangente se puede obtener el valor de  $\theta_s$ .

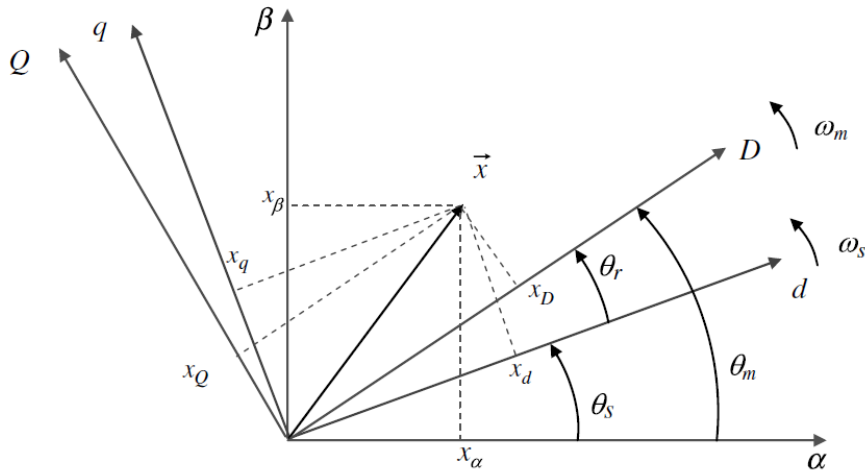


Figura 2.14: Representación vectorial de los diferentes marcos de referencia.

Finalmente, los bloques reguladores son controladores PI, si se ignora el efecto del convertidor Back-to-Back y los posibles retardos de las mediciones y en el proceso computacional. Aplicando teoría de control clásico y las ganancias apropiadas de los controladores PI, el esquema de control funcionará correctamente [Abu-Rub et al., 2014] y [Ogata, 2003].

### 2.3.7. Control del Lado de la Red de la Máquina de Inducción Doblemente Alimentada

La Figura 2.15 muestra el control del lado de la red, el cual es muy similar al control requerido en el lado del rotor de la máquina de inducción doblemente alimentada. El calculo del ángulo de los voltajes de la red  $V_g = V_s$  se obtiene de acuerdo al procedimiento descrito en la subsección anterior. Los bloques reguladores siguen siendo simples controles PI, en donde solo se seleccionaron ganancias apropiadas. Sin embargo, lo que cambia son las transformaciones, ya que en este diagrama de control primero se pasa de  $abc$  a  $\alpha\beta$  y luego de  $\alpha\beta$  a  $qd$ .

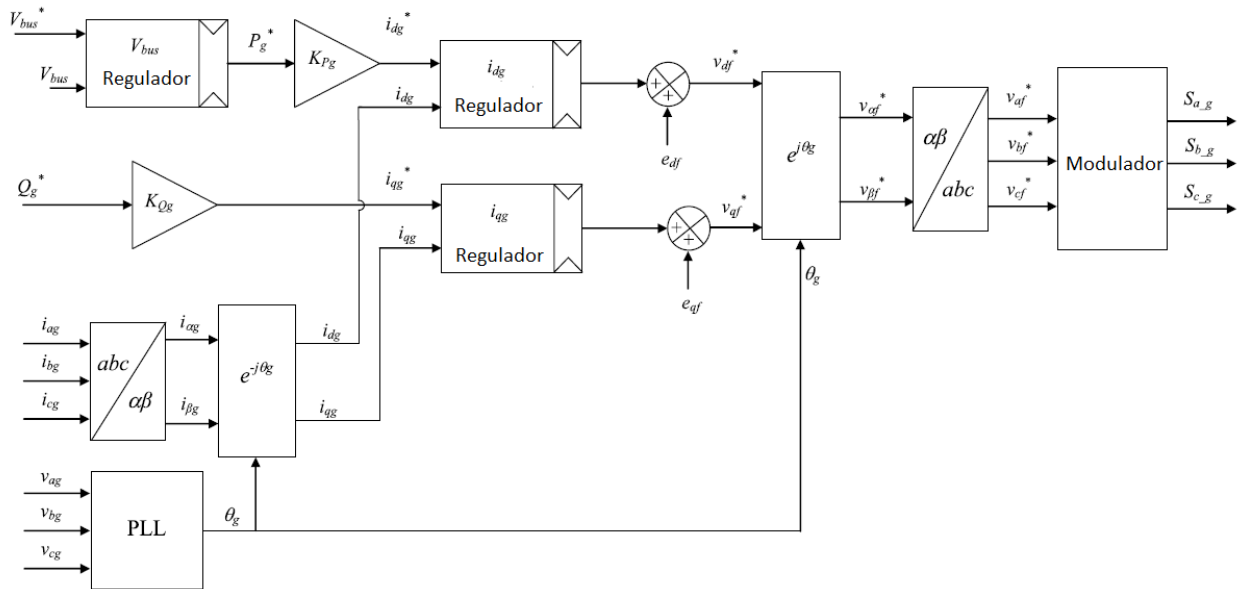


Figura 2.15: Control vectorial de una Máquina de Inducción Doblemente Alimentada (Lado de la red).

Para transformar las variables en el marco de referencia  $abc$  a  $\alpha\beta$  se realiza la siguiente operación matricial:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.67)$$



Y para pasar de  $\alpha\beta$  a  $dq$ :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & -\text{sen}(\theta_m) \\ \text{sen}(\theta_m) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

Según [Abad et al., 2011] los valores de las ganancias  $K_{Pg}$  y  $K_{Qg}$  así como de  $e_{df}$  y  $e_{qf}$  son:

$$K_{Pg} = \frac{1}{\frac{3}{2}V_{dg}} \quad (2.69)$$

$$K_{Qg} = \frac{1}{-\frac{3}{2}V_{dg}} \quad (2.70)$$

$$e_{df} = -\omega_s L_f i_{qg} \quad (2.71)$$

$$e_{qf} = \omega_s L_f i_{dg} \quad (2.72)$$

En secciones siguientes se presentará la validación de este esquema de control y en capítulos, posteriores, la máquina se someterá a diversas pruebas y se conectará a un sistema eléctrico de potencia.

## 2.4. Consideraciones para su operación como generador/motor

En [Abad et al., 2011] se presenta el desarrollo de las expresiones matemáticas que describen los modos de operación de la máquina de inducción doblemente alimentada (DFIM), como motor y como generador.

Se parte de una pequeña modificación del circuito equivalente de la máquina como se muestra en la Figura 2.16.

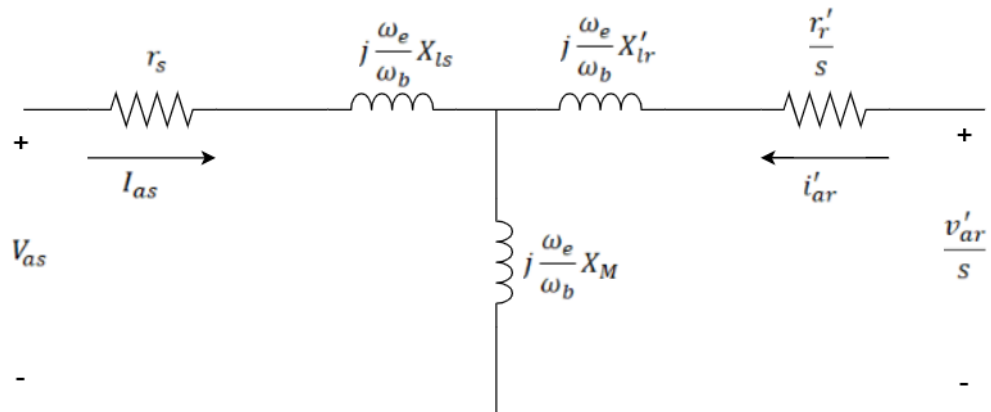


Figura 2.16: Circuito equivalente de la máquina de inducción en operación en estado estable.

El cambio mostrado en la Figura 2.16 es que se re-definen la resistencia del rotor y el voltaje del rotor, respectivamente, en dos términos nuevos; es decir,

$$\frac{r'_r}{s} \rightarrow r_r + r_r \left( \frac{1-s}{s} \right) \quad (2.73)$$

$$\frac{V'_{ar}}{s} \rightarrow V'_{ar} + V'_{ar} \left( \frac{1-s}{s} \right) \quad (2.74)$$

Se pueden determinar las pérdidas de la máquina a través de las siguientes dos expresiones que están en términos de las resistencias del rotor y del estator.

$$P_{ps} = 3r_s |I_{as}|^2 \quad (2.75)$$

$$P_{pr} = 3r_r |I'_{ar}|^2 \quad (2.76)$$

Haciendo un balance de potencia activa de la máquina.

$$P_s + P_r = P_{ps} + P_{pr} + P_{mec} \quad (2.77)$$

$$P_s = 3Re(\underline{V}_s \cdot \underline{I}_s^*) \quad (2.78)$$

$$P_r = 3Re(\underline{V}_r \cdot \underline{I}_r^*) \quad (2.79)$$

$$P_{mec} = T_{em} \frac{\omega_m}{p} \quad (2.80)$$

La Figura 2.17 muestra el balance de potencia activa de la máquina.

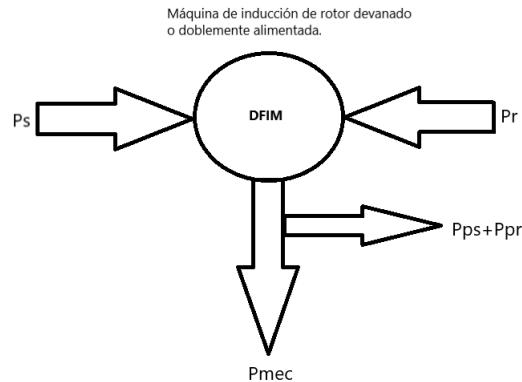


Figura 2.17: Balance de potencia activa de una Máquina de Inducción Doblemente Alimentada.

Donde:

- $P_s$  Potencia activa del estator (W).
- $P_r$  Potencia activa del rotor (W).
- $P_{ps}$  Pérdidas en el estator (W).
- $P_{pr}$  Pérdidas en el rotor (W).
- $P_{mec}$  Potencia mecánica (W).
- $T_{em}$  Par Electromagnético.

Si:

- $P_s > 0 \Rightarrow$  La máquina recibe potencia a través del estator.
- $P_s < 0 \Rightarrow$  La máquina entrega potencia a través del estator.
- $P_r > 0 \Rightarrow$  La máquina recibe potencia a través del rotor.
- $P_r < 0 \Rightarrow$  La máquina entrega potencia a través del rotor.

El signo de la potencia mecánica  $P_{mec}$  define la operación como motor o como generador de la máquina:

$P_{mec} > 0 \Rightarrow$  La máquina está entregando potencia a través del eje y está operando como motor.

$P_{mec} < 0 \Rightarrow$  La máquina está recibiendo potencia a través del eje y está operando como generador.

De forma similar a las ecuaciones de potencia activa (2.78) y (2.79) es posible obtener ecuaciones para la potencia reactiva como:

$$Q_s = 3Im(\underline{V}_s \cdot \underline{I}_s^*) \quad (2.81)$$

$$Q_r = 3Im(\underline{V}_r \cdot \underline{I}_r^*) \quad (2.82)$$

Despejando  $P_{mec}$  de la Ecuación (2.77) y haciendo el desarrollo descrito en [Abad et al., 2011] se obtiene:

$$P_{mec} = 3\omega_m L_m \cdot (\underline{I}_r^* \cdot \underline{I}_s) \quad (2.83)$$

Ahora que se conoce el valor de la  $P_{mec}$  se puede despejar de la Ecuación (2.80) el par electromecánico  $T_{em}$ , obteniéndose como resultado:

$$T_{em} = 3pL_m \cdot (\underline{I}_r^* \cdot \underline{I}_s) \quad (2.84)$$

### 2.4.1. Relaciones aproximadas entre la potencia activa, el par y las velocidades de la máquina

De las ecuaciones de potencia activa del rotor y de potencia activa del estator presentadas anteriormente, se pueden establecer relaciones aproximadas entre las potencias activas tanto del estator como del rotor, las velocidades y el par electromecánico. Si se considera que se desprecian las pérdidas de potencia de la máquina, la relación entre el rotor y estator es:

$$P_r \approx -sP_s \quad (2.85)$$

Sustituyendo la Ecuación (2.85) en la Ecuación (2.77) y despejando  $P_{mec}$ , se obtiene

$$P_{mec} \approx P_s - sP_s = (1 - s)P_s \quad (2.86)$$

Por último, la relación entre el par y la potencia activa de estator está dada por

$$P_s \approx T_{em} \frac{\omega_m}{p} \quad (2.87)$$

### 2.4.2. Modos de Operación en los cuatro cuadrantes

La máquina DFIM puede operar bajo diferentes condiciones, dependiendo de la potencia activa y de la velocidad de la misma. La Figura 2.18 muestra las características en estado estable de una máquina de inducción (par vs velocidad).

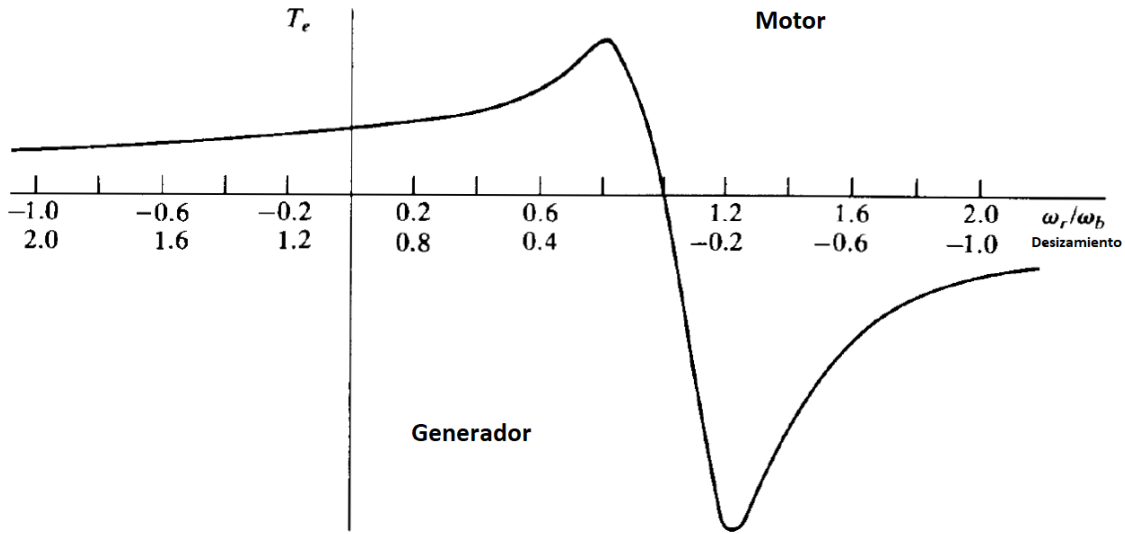


Figura 2.18: Operación como motor o generador de una máquina de inducción

La Figura 2.18 muestra las condiciones bajo las cuales la máquina opera como motor o como generador; mientras el par sea positivo y el deslizamiento sea menor a uno la máquina actúa como motor, mientras que si el par es negativo y el deslizamiento es mayor a uno, la máquina opera como generador [Krause et al., 2002].

La máquina puede operar como motor hiper-síncrono o sub-síncrono, de igual manera como generador hiper-síncrono o sub-síncrono, lo que indica que la máquina puede operar de cuatro maneras distintas bajo las condiciones mostradas en la Tabla 2.2:

Tabla 2.2: Modos de operación de una Máquina de inducción de rotor devanado o doblemente alimentada.

Motor	Velocidad	$P_{mec}$	$P_s$	$P_r$
1 $\Rightarrow$ Motor ( $T_{em} > 0$ )	$s < 0$ ( $\omega_m > \omega_s$ ) Hipersincronismo	$> 0$	$> 0$	$> 0$
2 $\Rightarrow$ Motor ( $T_{em} > 0$ )	$s > 0$ ( $\omega_m < \omega_s$ ) Subsincronismo	$> 0$	$> 0$	$< 0$
3 $\Rightarrow$ Generador ( $T_{em} < 0$ )	$s < 0$ ( $\omega_m > \omega_s$ ) Hipersincronismo	$< 0$	$< 0$	$< 0$
4 $\Rightarrow$ Generador ( $T_{em} < 0$ )	$s > 0$ ( $\omega_m < \omega_s$ ) Subersincronismo	$< 0$	$< 0$	$> 0$

## 2.5. Análisis de su operación aislada

### 2.5.1. Validación de resultados con Matlab/Simulink©

Para validar y comprobar los resultados de la operación de la máquina de manera aislada bajo diferentes condiciones de carga, operando como motor o generador, se utilizó MatLab/Simulink© , en donde se implementó el control completo del convertidor Back-to-Back, descrito en la Subsección 2.3.

El diagrama implementado en Simulink© es el mostrado en la Figura 2.4 [Abad et al., 2011]. La Figura 2.19 muestra el bloque que representa a una máquina de inducción, tanto jaula de ardilla como de rotor devanado o también conocida como doblemente alimentada. A este bloque se le introducen los parámetros de una máquina real; las terminales  $A$ ,  $B$  y  $C$  corresponden al devanado del estator, mientras que las terminales  $a$ ,  $b$  y  $c$  son las terminales del devanado del rotor; la terminal  $T_m$  es donde se conecta la carga a la que operará la máquina. De la terminal  $m$  se pueden obtener todas las variables eléctricas y mecánicas de la máquina, como las corrientes de estator y rotor, la velocidad de la máquina, el par de la máquina, etc. También es importante elegir las condiciones iniciales de la máquina; dentro del bloque se puede elegir el marco de referencia en el que se quiere trabajar (rotor, estacionario o síncrono).

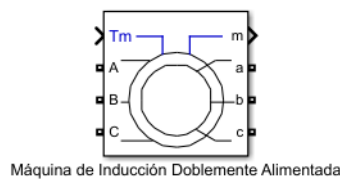


Figura 2.19: Bloque en Simulink© de una Máquina de inducción.

El sistema de ecuaciones diferenciales que rigen el comportamiento de este bloque es el mismo que se expuso en la Sección 2.2 y cuyo desarrollo matemático detallado se encuentra en [Krause et al., 2002].

En esta investigación se utilizaron los siguientes parámetros de una máquina de inducción

doblemente alimentada real presentada en [Abad et al., 2011].

Tabla 2.3: Parámetros de una máquina de inducción doblemente alimentada de 2 MW.

Parámetro	Valor
Frecuencia (Hz)	50
Velocidad Síncrona (rev/min)	1500
Potencia Nominal (KW)	2000
Voltaje nominal del estator línea-línea ( $V_{rms}$ )	690
Corriente nominal del estator ( $A_{rms}$ )	930
Par nominal ( $N \cdot m$ )	3250
Conexión del estator	Estrella
Pares de polos	2
Voltaje nominal del rotor $V_r$ ( $V_{rms}$ )	2070
Conexión del rotor	Estrella
u (Relación del número de vueltas estator-rotor)	$\frac{1}{3}$
Inercia	127
$R_s$ ( $m\Omega$ )	2.6
$L_{\sigma s}$ (mH)	0.087
$L_m$ (mH)	2.5
$R_r'$ ( $m\Omega$ )	26.1
$L_{\sigma r}$ ( $\mu H$ )	783
$R_r$ ( $m\Omega$ )	2.9
$L_{\sigma r}$ (mH)	0.087
$L_s$ (mH)	2.587
$L_r$ (mH)	2.587

La fuente de alimentación del sistema completo es una fuente de corriente alterna trifásica balanceada, que se representa por el bloque de Simulink© mostrado en la Figura 2.20, al cual se le configura magnitud, ángulo de fase y frecuencia.



Figura 2.20: Fuente Trifásica Balanceada.

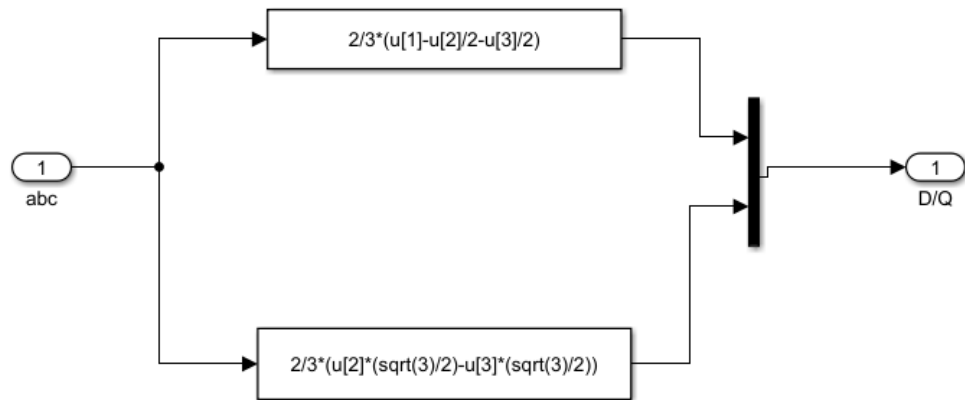
Es de suma importancia medir la constante de los voltajes y corrientes del estator y rotor, respectivamente, para esto se utiliza un multímetro trifásico, ya que las mediciones se requieren para implementar el control del convertidor Back-to-Back.

Teniendo en cuenta esto, se puede implementar el control del lado del rotor de la máquina mostrado en la Figura 2.12.

Analizando el diagrama de la Figura 2.12, se observa entre el bloque del PWM y el bloque que transforma de coordenadas  $DQ$  a  $abc$  un factor de  $\frac{1}{u}$ ; este factor se usa para pasar los voltajes del rotor de la máquina de la referencia del estator a la del rotor.

Desglosando por partes, el diagrama de la Figura 2.12 facilita su implementación en Simulink©, puede partir primero por las transformaciones entre los diferentes marcos de referencia. Estas transformaciones se implementan a través de funciones de Matlab para pasar de coordenadas  $abc$  a  $DQ$ .

Por ejemplo, para realizar la transformación de  $abc$  a  $DQ$  se utiliza la Ecuación (2.65). En Simulink© se realiza esta operación matricial como se muestra en la Figura 2.21:



Este bloque convierte de  $abc \rightarrow D/Q$  del marco de referencia del rotor.

Figura 2.21: Cambio de marco de referencia ( $abc \rightarrow DQ$ ).

Todas las transformaciones se pueden implementar como se muestra en la Figura 2.21, lo único que se modifica son los valores de las funciones para que se obtenga el cambio correcto entre marcos de referencia.



La Figura 2.22 es la representación en Simulink© de la Ecuación (2.66).



Figura 2.22: Cambio de marco de referencia (DQ  $\rightarrow$  dq).

Una vez que se tienen los cambios entre diferentes marcos de referencia, se puede proceder a calcular los ángulos  $\theta_r$  y  $\theta_s$ . No es necesario implementar el PLL, basta con transformar los voltajes del estator de  $abc$  a  $\alpha\beta$  y con una función arcotangente se pueden obtener estos ángulos.

La Figura 2.23 muestra como se deben conectar los bloques y cuales deben considerarse para calcular el ángulo que se requiere.

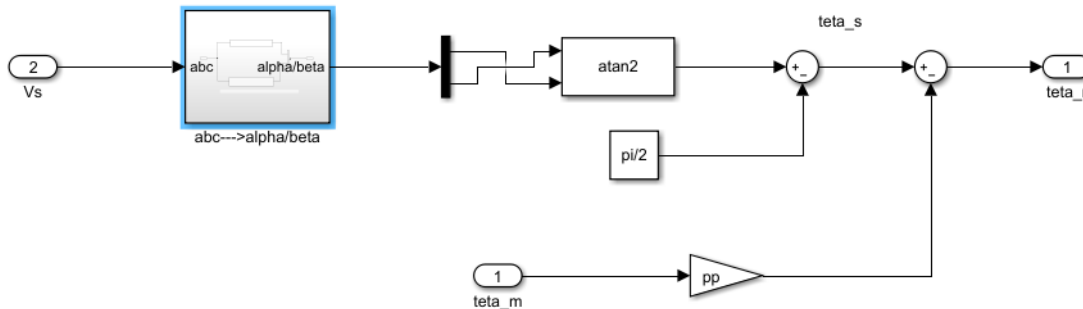


Figura 2.23: Cálculo de  $\theta_r$

Los reguladores son solo controles PI que se implementan en Simulink© de acuerdo a como se muestra en la Figura 2.24

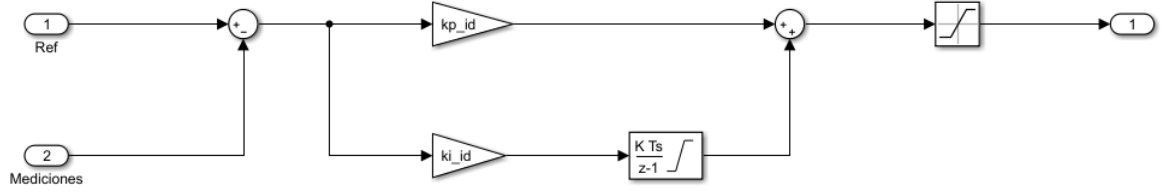


Figura 2.24: Control PI

De acuerdo a [Abu-Rub et al., 2014] los valores de las ganancias de los PI necesarios para el control del convertidor Back-to-Back del lado del rotor de la máquina son las siguientes:

- $\tau_i = \frac{\sigma L_r}{R_r}$
- $\tau_n = 0.05$
- $\omega_{ni} = \frac{100}{\tau_i}$
- $\omega_{nn} = \frac{1}{\tau_n}$

1. Ganancias para el regulador de la componente  $d$  de la corriente de rotor.

$$K_{p\_id} = (2 \cdot \omega_{ni} \cdot \sigma \cdot L_r) - R_r$$

$$K_{i\_id} = (\omega_{ni}^2) \cdot L_r \cdot \sigma$$

2. Ganancias para el regulador de la componente  $q$  de la corriente del rotor.

$$K_{p\_iq} = K_{p\_id}$$

$$K_{i\_iq} = K_{i\_id}$$

3. Ganancias para el regulador de la velocidad.

$$K_{p\_n} = \frac{2 \cdot \omega_{nn} \cdot J}{pp}$$

$$K_{i\_n} = \frac{\omega_{nn}^2 \cdot J}{pp}$$

$$K_T = -\frac{3}{2} pp \frac{L_m}{L_s} |\lambda_s|$$

Donde:

$$|\lambda_s| = V_s \cdot \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}}{2 \cdot f \cdot \pi} \quad (2.88)$$

Para la inyección del tercer armónico se utiliza siguiente expresión:

$$V_3 = -\frac{\max\{V_a V_b V_c\} + \min\{V_a V_b V_c\}}{2} \quad (2.89)$$

La implementación de la Ecuación (2.89) en Simulink® es la mostrada en la Figura 2.25

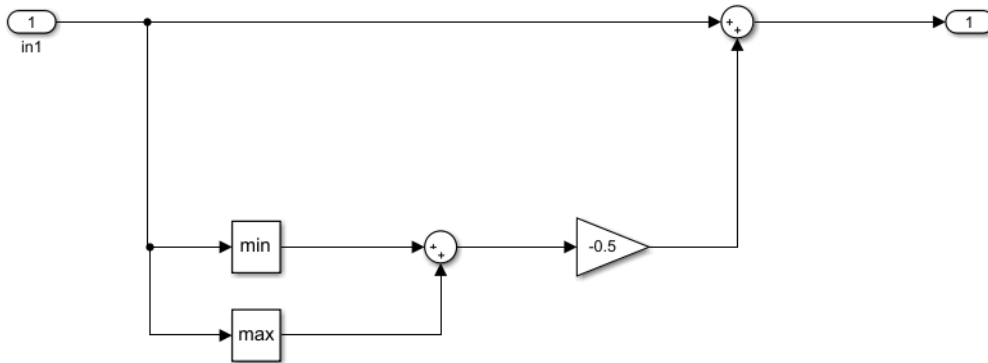


Figura 2.25: Inyección del tercer armónico

La entrada **in1** recibe los voltajes el estator y a través de los bloques *max* y *min* se obtienen sus valores máximo y mínimo, respectivamente.

Por último, de la Figura 2.12 se agregan los términos **X2** y **X3** con funciones de Simulink®, de manera muy similar a como se construyen los bloques y subsistemas de las transformación entre marcos de referencia, como se muestra en la Figura 2.26.

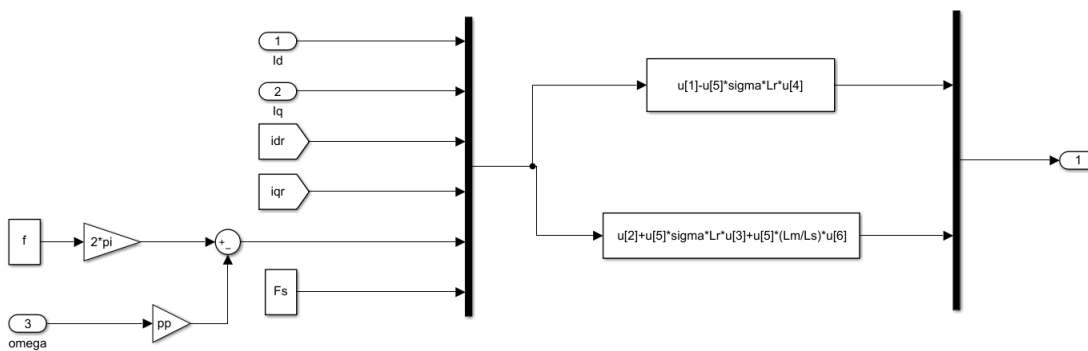


Figura 2.26: Inyección de los términos X2 y X3

Ya se tienen todos los elementos por separado que se necesitan para implementar

---

el control del convertidor del lado del rotor de la máquina, solo resta unirlos y agregar los bloques necesarios para pasar del marco de referencia del estator al del rotor. Los bloques contienen el término  $\frac{1}{u}$ , dando como resultado el diagrama de bloques mostrado en la Figura 2.27, que controla el lado del rotor del convertidor Back-to-Back.

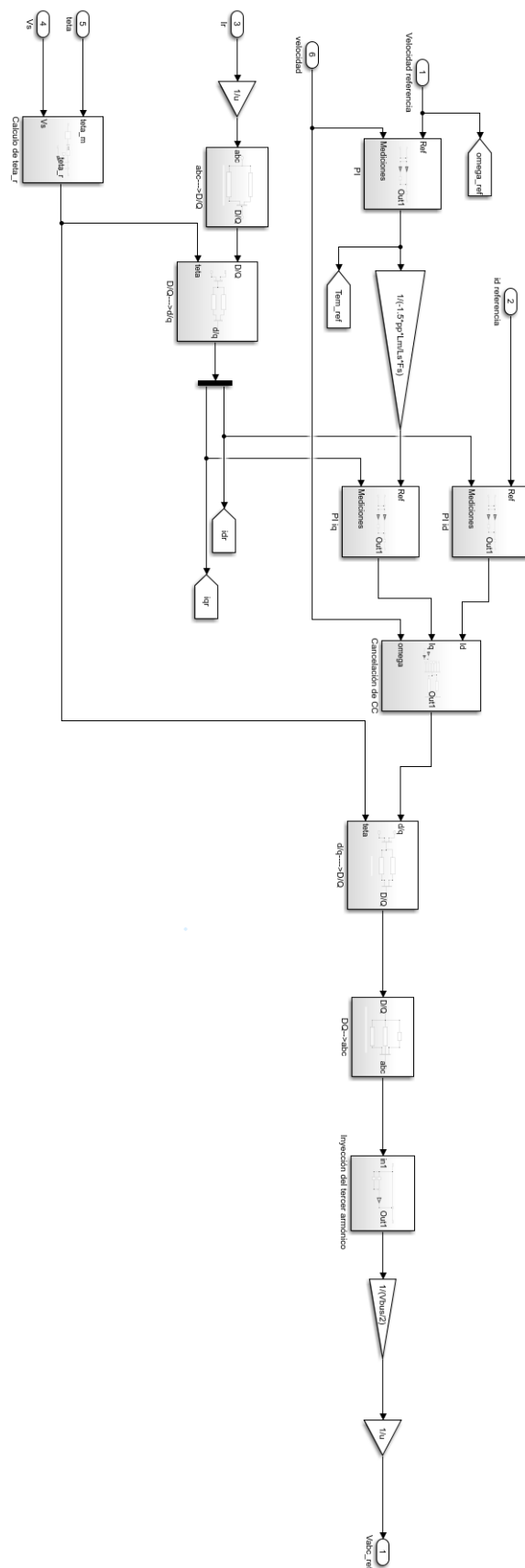


Figura 2.27: Control del convertidor lado del rotor en Simulink©

Para el control del lado de la red del convertidor Back-to-Back mostrado en la Figura 2.15 se utilizan los mismos principios que en el control de lado del rotor. Las transformaciones de  $abc$  a  $\alpha\beta$  y de  $\alpha\beta$  a  $dq$  se estructuran de la misma manera que en las Figuras 2.21 y 2.22. La inyección del tercer armónico se implementa de la misma manera, al igual que el cálculo del ángulo  $\theta_g$ ; los reguladores (controles PI) son idénticos, lo único que cambia son el valor de la ganancia proporcional y de la ganancia integral, pero la estructura es la misma. De acuerdo a [Abad et al., 2011], las ganancias para los PI necesarios para el control del convertidor del lado de la red son:

- $C_{bus} = 80 \times 10^{-3}$
- $R_g = 20 \times 10^{-6}$
- $L_g = 400 \times 10^{-6}$
- $K_{pg} = -\frac{1}{1.5 \cdot V_s \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}}$
- $K_{qg} = -K_{pg}$
- $\tau_{iq} = \frac{L_g}{R_g}$
- $\omega_{nig} = 2 \cdot 50 \cdot \pi$

Donde  $C_{bus}$ ,  $R_g$  y  $L_g$  son los valores para los filtros.

1. Ganancias para el regulador de la componente  $d$  de la corriente de la red:

$$K_{p\_idg} = (2 \cdot \omega_{nig} \cdot \sigma \cdot L_g) - R_g$$

$$K_{i\_idg} = (\omega_{nig}^2) \cdot L_g$$

2. Ganancias para el regulador de la componente  $q$  de la corriente de la red:

$$K_{p\_iqg} = K_{p\_idg}$$

$$K_{i\_iqg} = K_{i\_idg}$$

3. Ganancias para el regulador de del voltaje  $V_{bus}$ :

$$K_{p\_v} = -1000$$

$$K_{i\_v} = -300000$$

El esquema de control para el lado de la red implementado en Simulink© se presenta en la Figura 2.28.

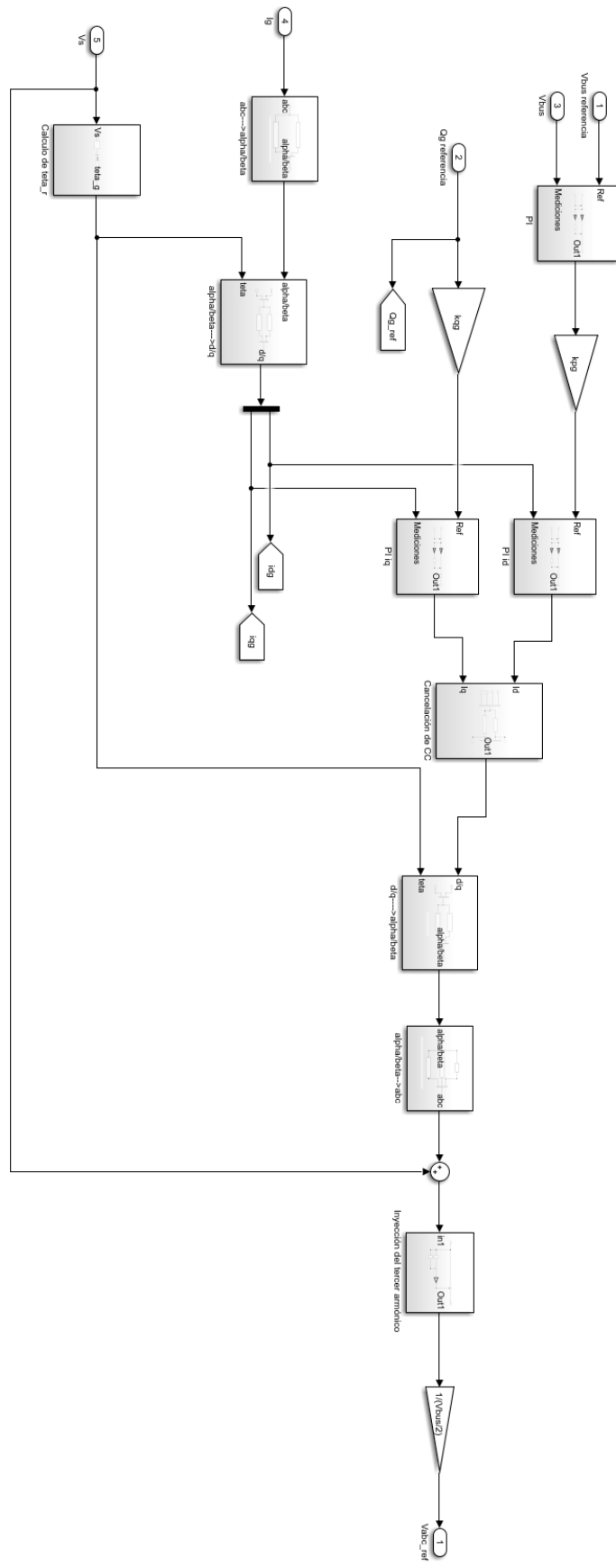


Figura 2.28: Control del convertidor lado de la red en Simulink©



En este trabajo de investigación se utilizó un modulo predeterminado PWM y un puente de interruptores ideales. Los bloques correspondientes de Simulink© se muestran en la Figura 2.29.

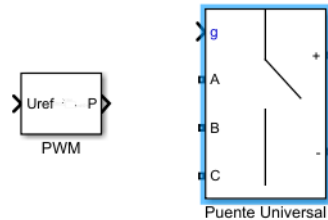


Figura 2.29: Bloques de Simulink© (PWM y puente universal de interruptores)

La salida de los subsistemas de control, tanto de la red como del rotor de la máquina, se conectan a la terminal  $U_{ref}$  del bloque PWM; la terminal  $p$  del PWM se conecta a la terminal  $g$  del puente universal.

Ahora es posible implementar el sistema de la Figura 2.4 en Simulink©, conociendo los parámetros de la máquina, los sistemas de control para los dos lados del convertidor Back-to-Back, así como los valores del filtro del lado de la red y del lado del rotor. Se utilizó un transformador quasi-ideal y como se analizará la operación aislada de la máquina, se omitió el transformador conectado a la red. La fuente trifásica balanceada a la que está conectado el sistema (Figura 2.4) proporciona el voltaje y frecuencia necesarios para que el sistema opere de forma correcta.

En la Figura 2.30 se muestra el sistema, donde la máquina opera de manera aislada.

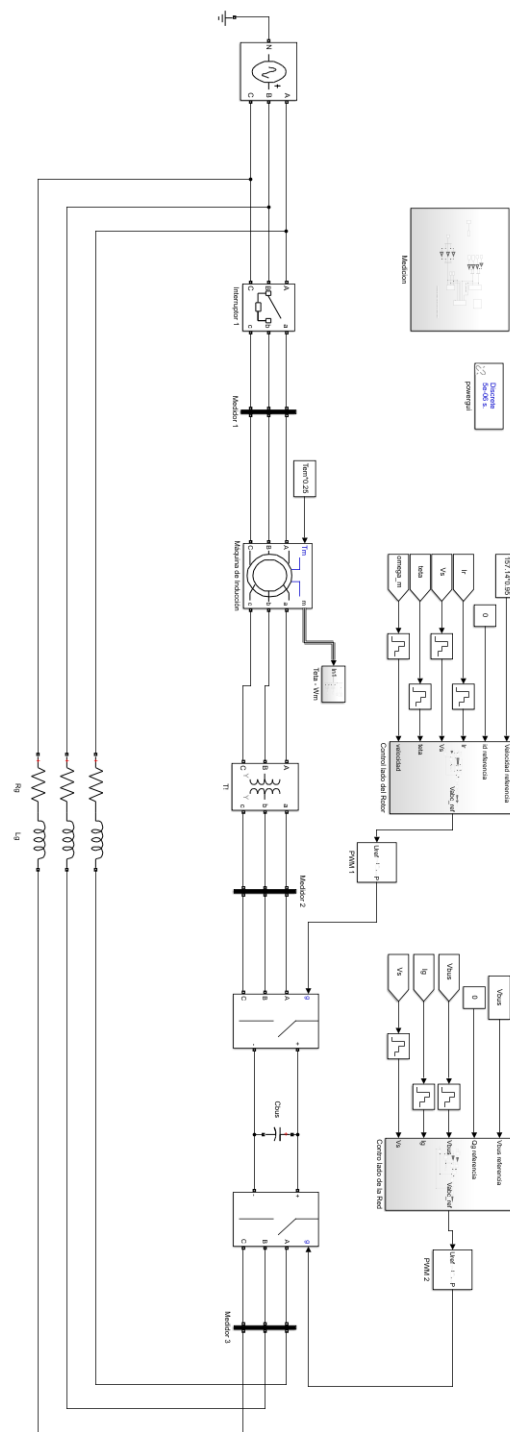


Figura 2.30: Conexión de una máquina de inducción doblemente alimentada de manera aislada, implementado en Simulink©.

Para validar los sistemas de control implementados anteriormente se han realizado distintos casos de estudio donde los parámetros de la máquina son los de la Tabla 2.3 bajo diferentes condiciones de carga y operando como motor o generador.

### 1. Máquina de Inducción Doblemente Alimentada operando en vacío y arrancando del reposo.

Simulando la máquina bajo esta condición de operación se obtiene el comportamiento de las corrientes, voltajes, par y velocidad, respectivamente mostrado en las Figuras 2.31 y 2.32.

En la Figura 2.31 se observa que la rampa de aceleración de la máquina va desde el tiempo de simulación  $t = 0$  s a  $t = 1.6$  s, el par tarda aproximadamente 2 s en estabilizarse.

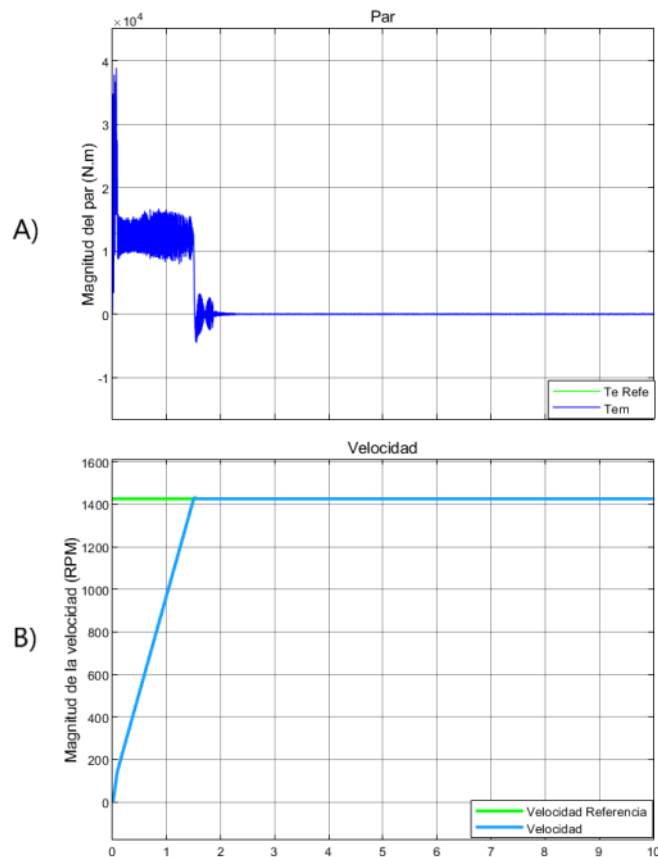


Figura 2.31: Prueba en Vacío (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina.

La Figura 2.32 muestra las corrientes y voltajes de la máquina en vacío. El transitorio de la máquina dura aproximadamente  $1.8\text{ s}$  hasta que llega a su estado estable de operación. Las corrientes de la máquina en estado estacionario tienen una magnitud, de  $0\text{ A}$  para el rotor y de  $700\text{ A}$  para el estator.

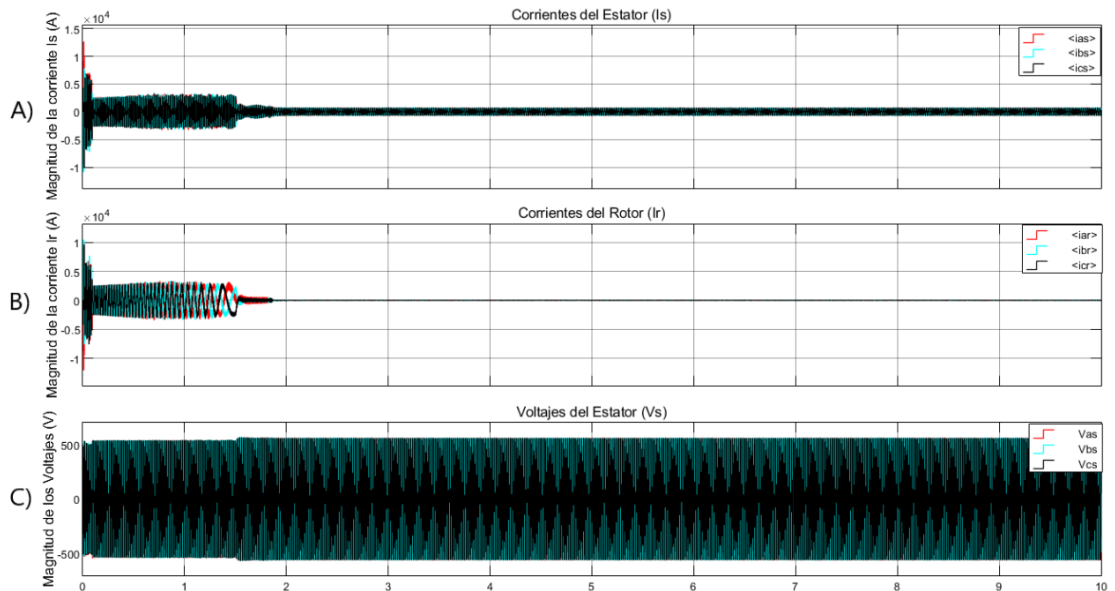


Figura 2.32: Prueba en Vacío (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator. B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator.

## 2. Máquina de Inducción Doblemente Alimentada operando como motor a carga nominal y arrancando del reposo.

La máquina arranca en vacío y después se le conecta la carga. Su representación en Simulink© se muestra en la Figura 2.33.

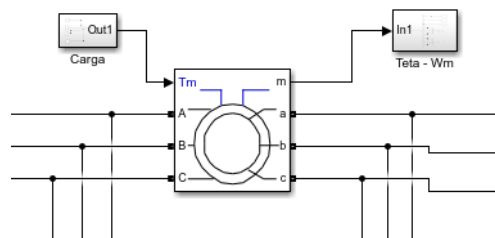


Figura 2.33: Máquina de inducción doblemente alimentada a carga nominal (Motor).

Simulando la máquina bajo estas condiciones de operación se obtiene la respuesta dinámica del par y velocidad de la máquina, mostrada en la Figura 2.34, donde se observa el transitorio inicial de la máquina que dura aproximadamente  $1.6\text{ s}$ , el mismo tiempo que tarda la máquina en alcanzar una velocidad en estado estable de  $1425\text{ RPM}$ . Para el lapso de tiempo comprendido entre  $t = 1.6\text{ s}$  a un instante antes de  $t = 3\text{ s}$  la máquina opera en vacío, posteriormente se conecta la carga en  $t = 3\text{ s}$ . En este momento la corriente del rotor y de estator incrementan a  $640\text{ A}$  y  $920\text{ A}$ , respectivamente, prácticamente sin retraso (función escalón). La velocidad del rotor permanece prácticamente sin variación.

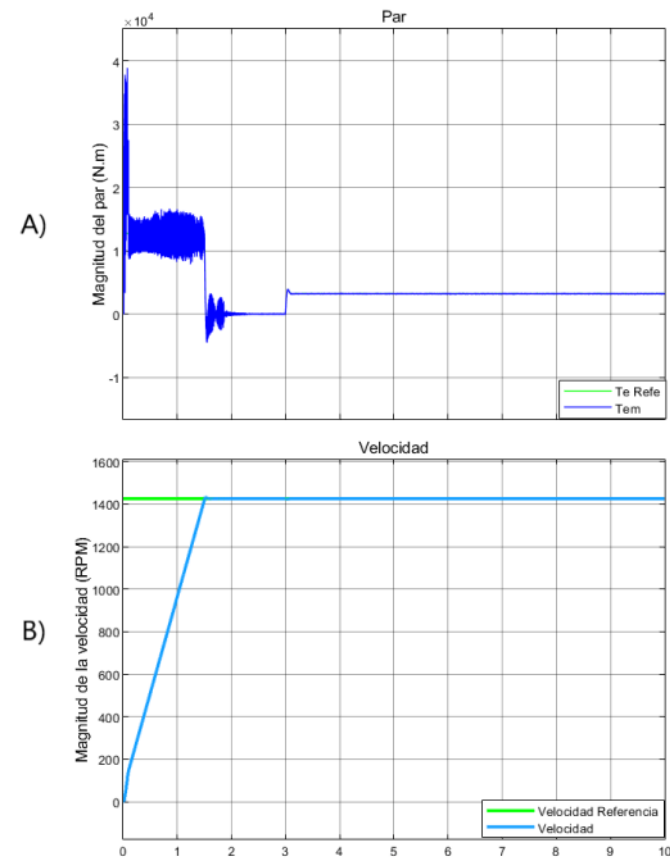


Figura 2.34: Motor con carga nominal. A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina.

El comportamiento de las corrientes de la máquina y del voltaje del estator se muestra en la Figura 2.35. Del análisis de las gráficas, se observa que la corriente del rotor y

del estator tienen una magnitud aproximada de 640 A y 920 A, respectivamente.

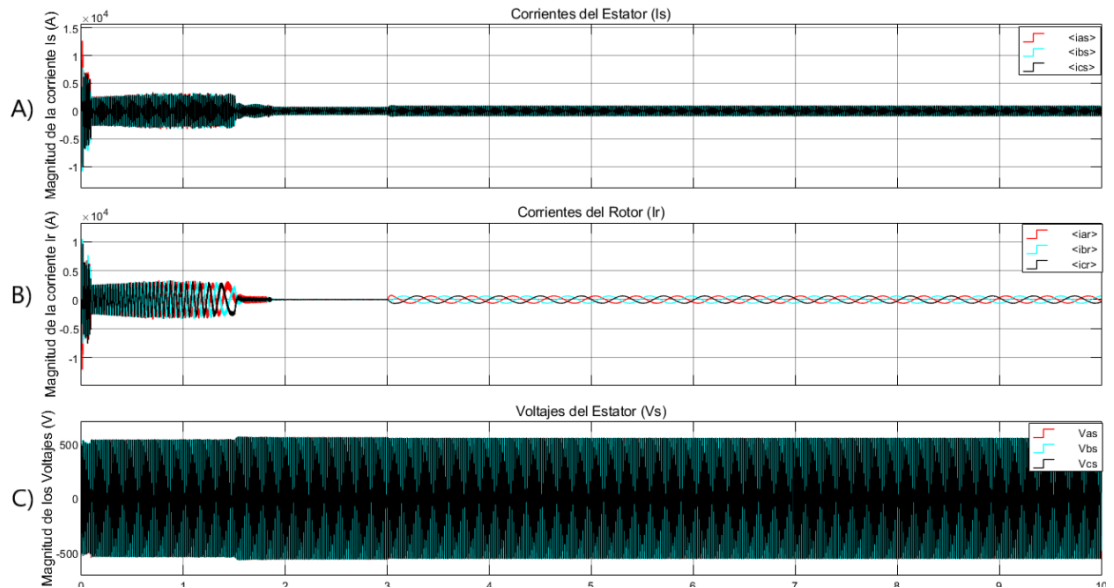


Figura 2.35: Motor a carga nominal. A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator.

### 3. Máquina de Inducción Doblemente Alimentada operando como generador con su carga nominal.

La máquina arranca en vacío y después se le conecta la carga. Su representación en Simulink© se muestra en la Figura 2.36.

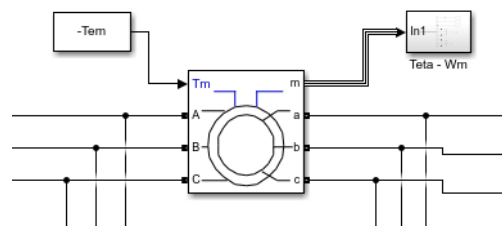


Figura 2.36: Máquina de inducción doblemente alimentada con su carga nominal (Generador).

Las Figuras 2.37 y 2.38 muestran el comportamiento del par, velocidad, corrientes y voltajes, respectivamente. Cuando el tiempo de simulación es igual a 3 s, se le conecta la carga nominal; además, la máquina acelera por arriba de la velocidad de sincronismo

en un 10% y comienza a operar como generador. En un tiempo aproximado de 3.2 s la máquina ya se encuentra operando en estado estacionario.

Se observa en la Figura 2.38 el comportamiento de las corrientes y voltajes de la máquina. La corriente del rotor tiene una magnitud aproximada de 640 A según se muestra en la Figura 2.38(B), mientras que la corriente del estator una magnitud de aproximadamente 920 A como se muestra en en la Figura 2.38(A). En relación a los voltajes del estator mostrados en la Figura 2.38(C) tiene una magnitud de 690 V.

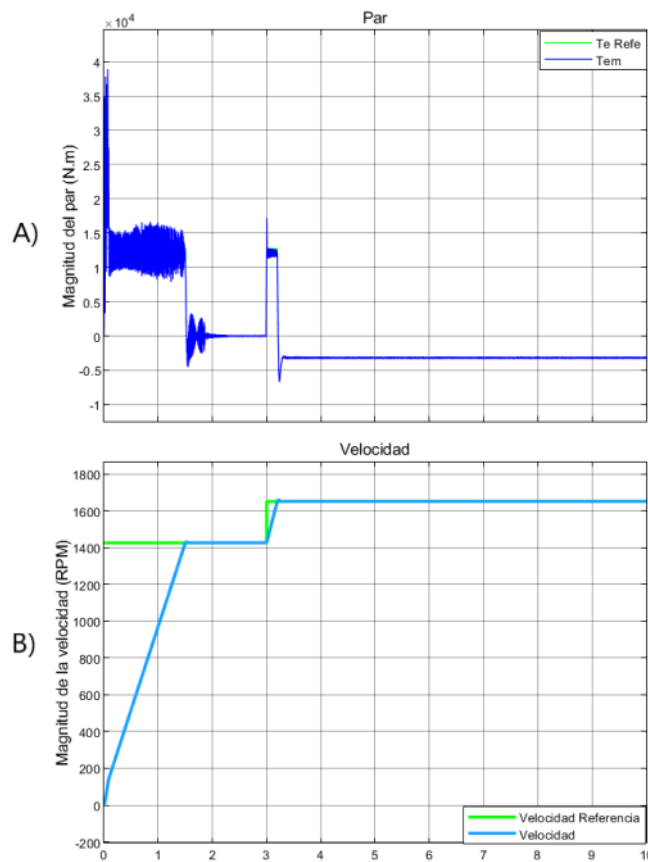


Figura 2.37: Generador con carga nominal (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina.

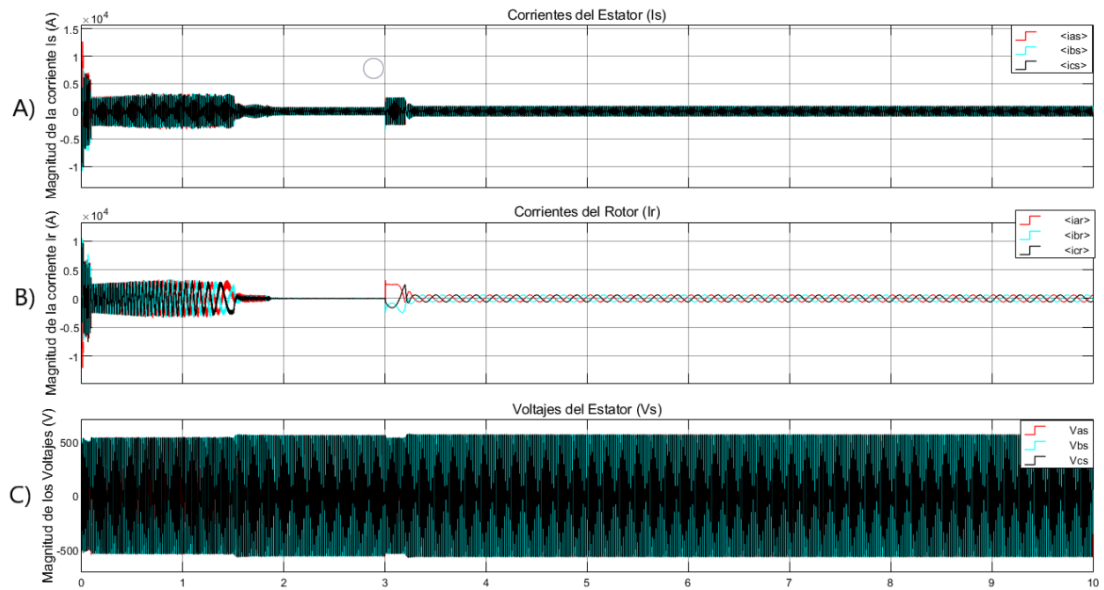


Figura 2.38: Generador con carga nominal (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator.

#### 4. Máquina operando como motor sometida a cambios de carga repentinos.

La máquina arranca en vacío y después se le conectan diferentes valores de carga, según se muestra en las Figuras 2.39 y 2.40, respectivamente.

El transitorio inicial tiene una duración aproximada de  $1.6\text{ s}$ , en la ventana de tiempo de simulación que comprende de  $1.6\text{ s}$  hasta un instante antes de  $3\text{ s}$  la máquina se encuentra operando en vacío; posteriormente, en  $3\text{ s}$  se conecta el 50% de la carga, en  $5\text{ s}$  se incrementa a su carga nominal y finalmente en  $8\text{ s}$  la carga disminuye a un 25% de la carga nominal.

La Figura 2.40 muestra las corrientes y voltajes de la máquina, donde se observa los cambios en las magnitudes de las corrientes y voltajes. Ante diferentes niveles de carga. Por ejemplo, la magnitud de la corriente del rotor y del estator de la máquina cuando opera con el 50% de la carga es de 320 A y 750 A, respectivamente; cuando se incrementa la carga a la nominal, estas corrientes también se incrementan, llegando a una magnitud aproximada de 640 A para la corriente del rotor y 920 A para la corriente del estator. Cuando se disminuye la carga al 25%, la corriente del rotor disminuye su magnitud a 165 A y la del estator a 690 A aproximadamente. Los voltajes del estator



de la máquina sufren variaciones de 10 a 20 volts.

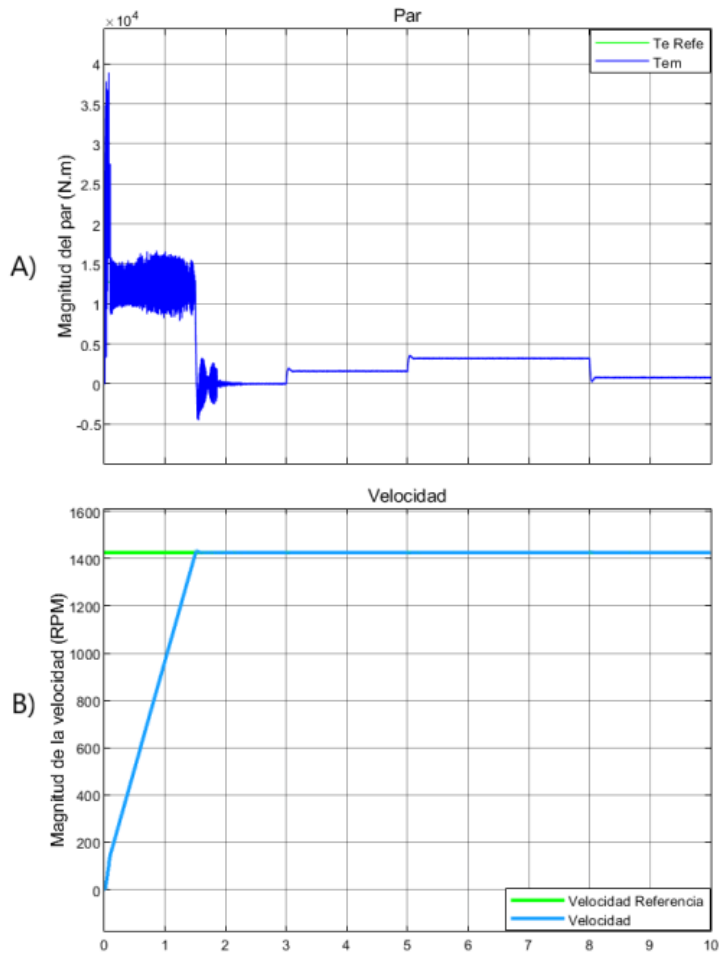


Figura 2.39: Carga variable operación como motor (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina.

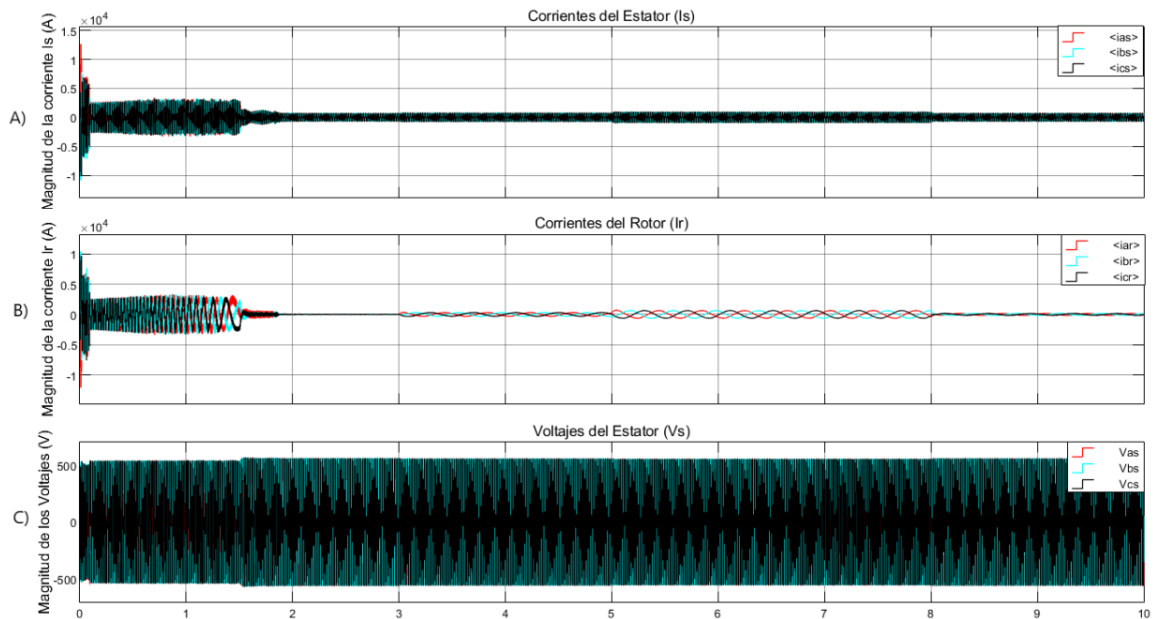


Figura 2.40: Carga variable operación como motor (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator.

### 5. Máquina operando como generador sometida a cambios de carga repentinos.

La máquina arranca en vacío y después se le conectan diferentes valores de carga, según se muestra en las Figuras 2.41 y 2.42, respectivamente. Cuando el tiempo de simulación es  $t = 3 \text{ s}$  se le conecta el 50% de la carga y la máquina comienza a acelerar por arriba de la velocidad de sincronismo; posteriormente, en  $5 \text{ s}$  se aumenta la carga su nominal y en  $8 \text{ s}$  se disminuye al 25% de la carga nominal. Como se observa en la Figura 2.41, la máquina no cambia instantáneamente su modo de operación a generador, un lapso de tiempo de  $3 \text{ s}$  a  $3.2 \text{ s}$  donde la máquina opera como motor; una vez que la máquina alcanza el 110% de la velocidad de sincronismo comienza a operar como generador.

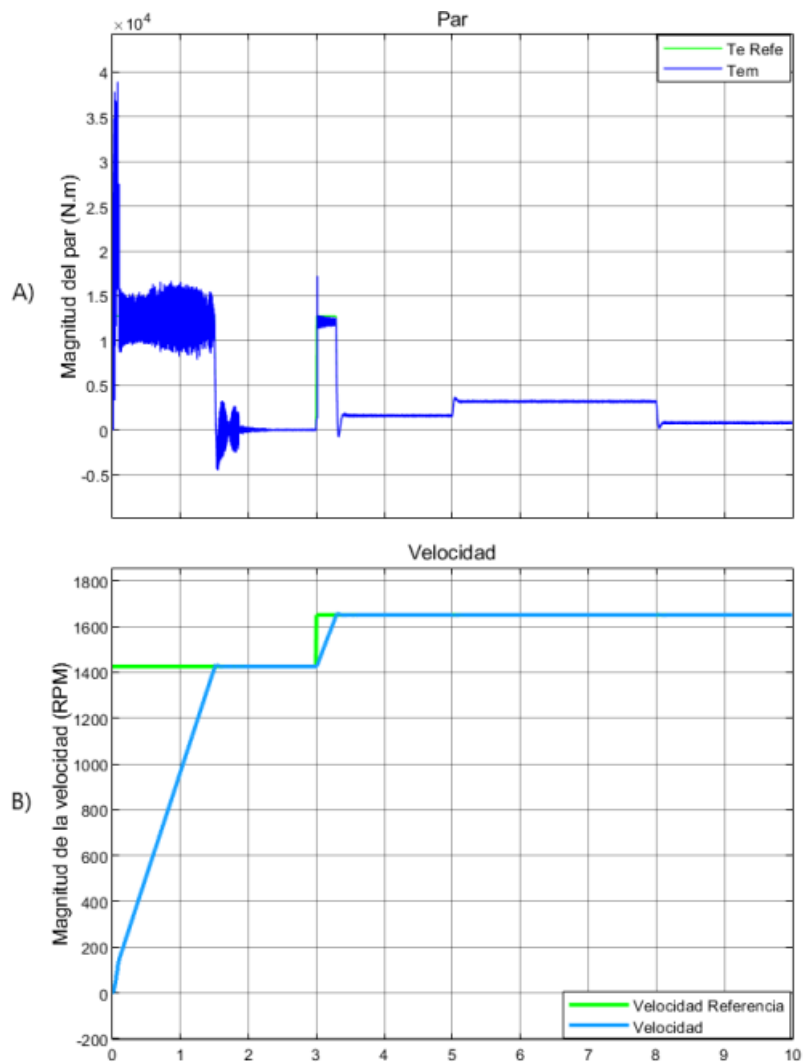


Figura 2.41: Carga variable operación como generador (par velocidad)r. A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina.

En la Figura 2.42 muestra las corrientes y voltajes de la máquina bajo estas condiciones de operación.

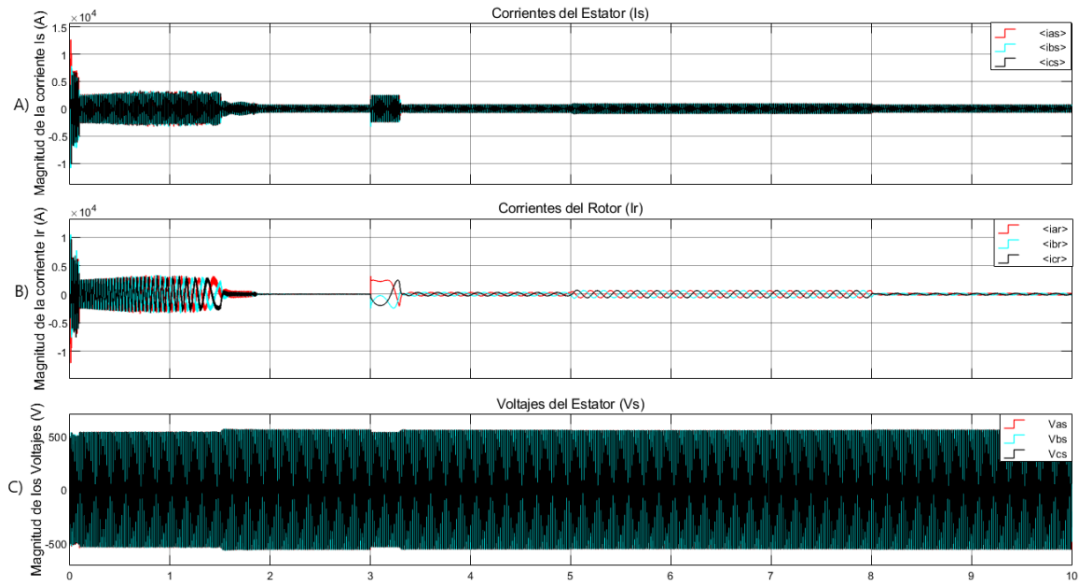


Figura 2.42: Carga variable operación como generador (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator.

**6. Por último, la máquina puede cambiar su modo de operación de motor a generador y viceversa.**

En la Figura 2.43 se muestra el comportamiento del par y de la velocidad de la máquina. La máquina arranca del reposo y en vacío; el transitorio inicial de la máquina tiene una duración aproximada de  $1.6$  s; posteriormente, en  $3$  s se conecta su carga nominal y la máquina opera como motor a una velocidad de 1425 RPM; finalmente, en  $7$  s la máquina ahora opera como generador con su su carga nominal, donde acelera por encima de la velocidad de sincronismo hasta que llega a 1650 RPM. El transitorio durante la transición en el modo de operación de motor a generador es de aproximadamente  $0.2$  s.

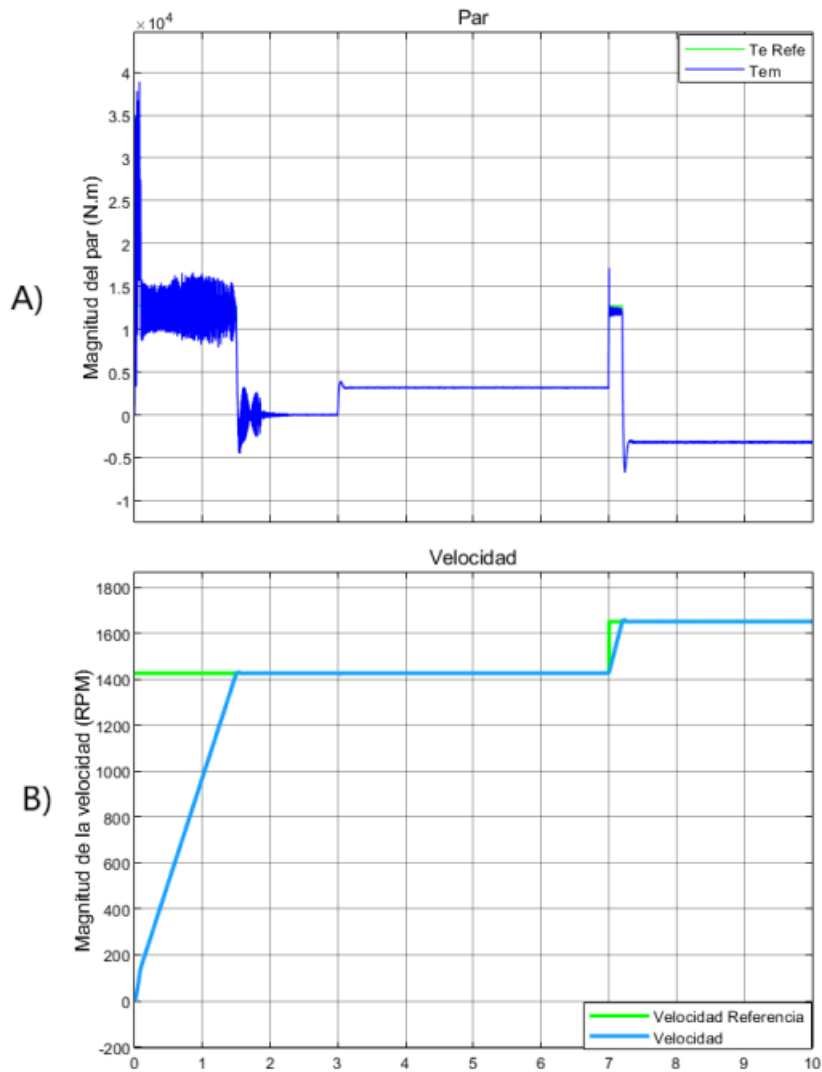


Figura 2.43: Operación motor como motor y generador (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina.

La Figura 2.44 se muestran las corrientes y voltajes de la máquina bajo estas condiciones de operación.

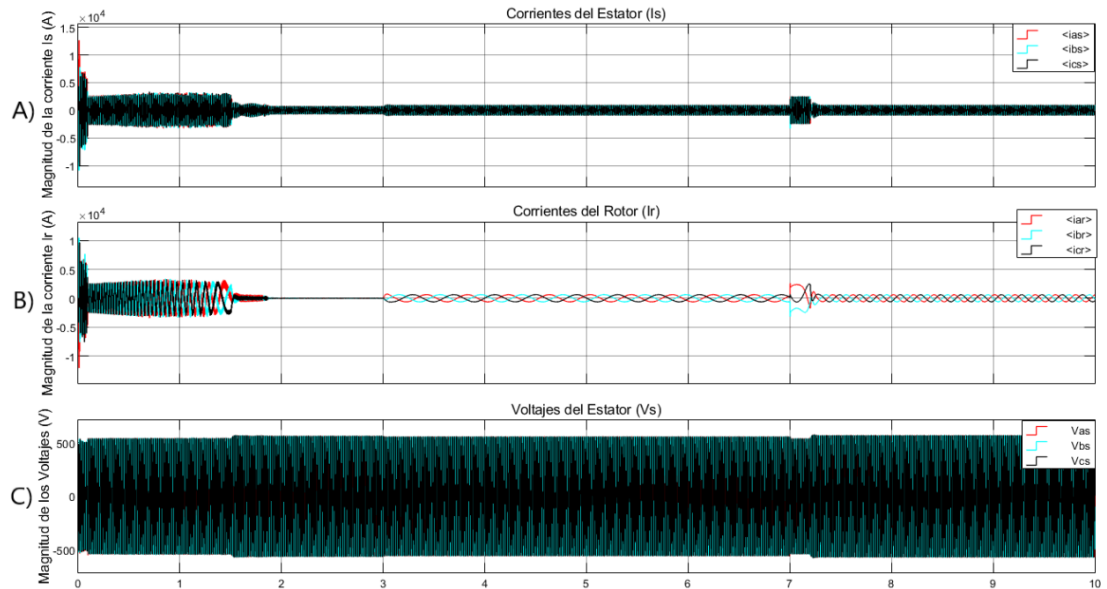


Figura 2.44: Operación motor y generador (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator.

## 2.6. Conclusiones

En este capítulo, se presentó el modelo matemático para una máquina de inducción. Cabe hacer notar de que independientemente de si es una máquina de inducción jaula de ardilla o una de rotor devanado, el modelo matemático prácticamente no cambia. Se implementó un control por lazo de corriente del rotor, necesario para alimentar correctamente el rotor de la máquina, dividiendo en dos partes el control: el control del lado del rotor y el control del lado de la red. Se analizaron los cuatro modos de operación de la máquina y finalmente con la ayuda de Simulink© se implementó un sistema completo que incluye una máquina de inducción doblemente alimentada operando de manera aislada, un convertidor Back-to-Back, así como el control necesario para el control de dicho convertidor.

Con el sistema implementado en Simulink© se puede hacer que la máquina trabaje en vacío, bajo distintas condiciones de carga o como motor/generador.

Para hacer que las simulaciones tengan una respuesta dinámica cercana a la obtenida en la práctica, en todos los casos simulados se considera que debido a que se trata de una máquina de 2 MW, lo suficientemente grande para impedirle arrancar con carga, entonces la máquina arranca del reposo y en vacío, una vez que llega al estado estable se le conecta carga y se implementan las acciones necesarias (incremento en la velocidad por arriba de la velocidad síncrona, cambio de signo en el par) para que la máquina trabaje como motor o generador. Implementar estas acciones permite obtener resultado más apegados a la realidad, sino que también hace que el transitorio de la máquina sea más suave.

## Capítulo 3

# Análisis de la operación de DFIM bajo condiciones de falla y no senoidales

### 3.1. Introducción

En este capítulo se analiza la operación de la máquina bajo condiciones de falla; considerando en particular la aplicación de fallas trifásicas y monofásicas a tierra, así como su comportamiento dinámico con diferentes valores de carga, considerando su operación como motor y como generador.

Se realiza un estudio de calidad de la energía de las corrientes del estator, de las corrientes rotor y de los voltajes del estator de la máquina. Con la ayuda de la herramienta FFT de Simulink®, se extrae de las formas de onda de voltaje y corriente, respectivamente, su contenido armónico y su *Distorsión Armónica Total* (THD), por sus siglas en inglés.

Las simulaciones se realizan en Simulink® con el modelo detallado en el Capítulo 2, considerando la operación aislada de la máquina.



### 3.2. Tipos de falla

Para aplicar a la máquina los distintos tipos de falla (simétricas y asimétricas) se utilizan los bloques definidos en Simulink®; Figura 3.1 y Figura 3.2, respectivamente. El bloque de la Figura 3.1 también puede ser representado por interruptores individuales, en donde se puede elegir el estado inicial de los interruptores (abierto o cerrado), así como el tiempo en que cambiarán de estado. Ambos bloques cuentan con *Snubbers*, y sirven para proteger al interruptor; no se pueden definir con valor de cero porque Simulink® lo restringe; es más conveniente que se les asigne un valor muy pequeño, para que al aplicarse una falla, la caída de voltaje en el *Snubber* sea pequeña y no afecte de manera significativa el resultado de la simulación.

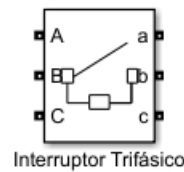


Figura 3.1: Bloque en Simulink® de interruptores trifásicos.

En la Figura 3.2 se muestra el segundo bloque necesario para la aplicación de las distintas fallas; éste se puede configurar para aplicar cualquier falla simétrica (trifásica) o asimétrica (bifásica o monofásica). Se puede seleccionar el tiempo en que se aplicará la falla, así como el tiempo de duración y el de liberación de la misma.

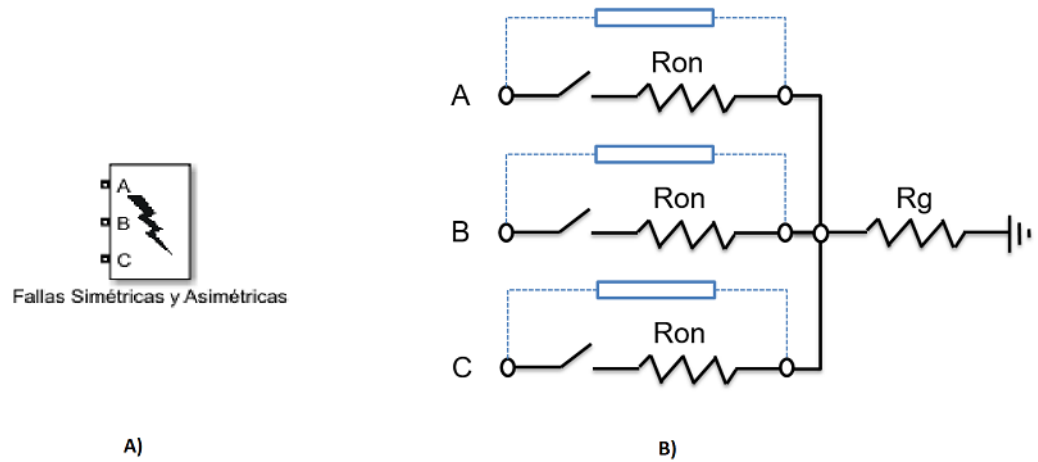


Figura 3.2: A) Bloque predeterminado en Simulink© para aplicar fallas (simétricas y asimétricas). B) Vista interna donde  $R_{on}$  es la resistencia interna de los interruptores y  $R_g$  es la resistencia a tierra.

La conexión de los dos bloques necesarios para la representación de fallas en distintos puntos del sistema, presentada en el Capítulo 2 (Figura 2.30), se muestra en la Figura 3.3. Los puntos considerados para la aplicación de la fallas es el rotor y el estator de la máquina.

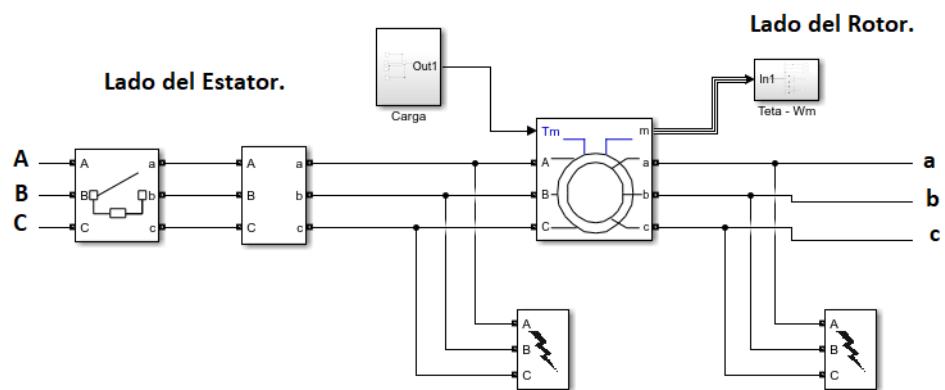


Figura 3.3: Implementación de los bloques de fallas y de interruptores trifásicos.

### 3.2.1. Falla monofásica de línea a tierra

Una falla monofásica de línea a tierra es ocasionada por descargas atmosféricas o por los conductores que hacen contacto con las estructuras aterrizadas que los sostienen; este es el tipo de falla más común que se presenta en un sistema eléctrico de distribución y transmisión [Grainger and Stevenson, 2004].

La Figura 3.4 muestra que la falla se presenta en la fase  $a$  en el punto  $k$  de la línea, a través de la impedancia  $Z_f$ .

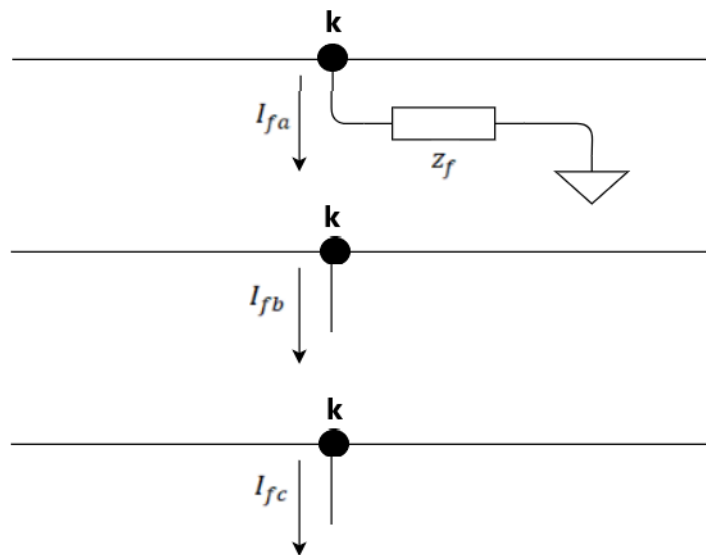


Figura 3.4: Falla monofásica a tierra en la fase  $a$ .

#### Simulación de una falla monofásica a tierra.

Esta simulación consiste en que la máquina arranca en vacío y desde el reposo, con la finalidad de que el transitorio de la máquina al inicio sea más suave; en  $3\text{ s}$  se le conecta el  $50\%$  su carga nominal, posteriormente en  $5\text{ s}$  se conecta su carga nominal; en aproximadamente  $6.2\text{ s}$  opera ya en estado estable. En  $6.5\text{ s}$  se aplica una falla monofásica a tierra. La fase fallada es la  $a$  con una duración de  $0.5\text{ s}$  aproximadamente 25 ciclos; se libera en  $7\text{ s}$ . Después de un transitorio de  $1\text{ s}$ , la máquina regresa a su estado estacionario

de pre-falla en aproximadamente en  $1.5\text{ s}$ .

En la Figura 3.5 se muestra el circuito eléctrico que se implementó en Simulink© para esta condición de operación.

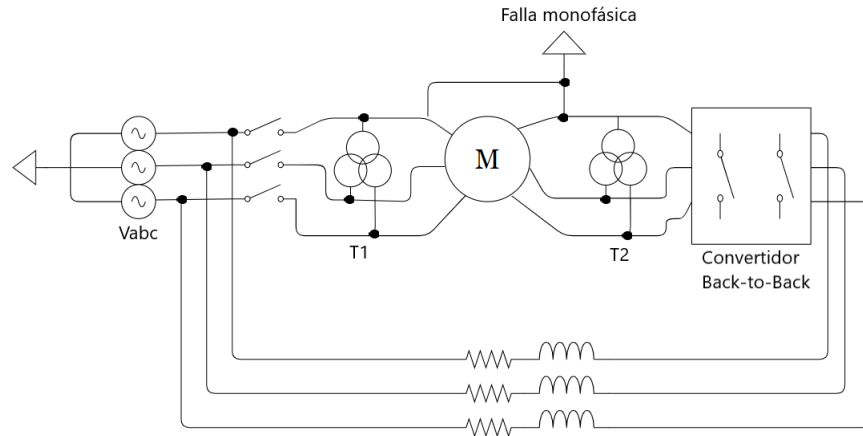


Figura 3.5: Circuito eléctrico, falla monofásica.

Las gráficas de corrientes, par y velocidad bajo esta falla se presentan a continuación:

#### 1. Operación como motor.

La Figura 3.6 muestra como se comporta el par y la velocidad de la máquina bajo estas condiciones operativas. La máquina tiene un transitorio de aproximadamente  $1.8\text{ s}$ ; en el mismo tiempo que llega a su velocidad nominal. Después de que se libera la falla, tiene nuevamente un transitorio de aproximadamente un segundo hasta que alcanza nuevamente el estado estable de operación.

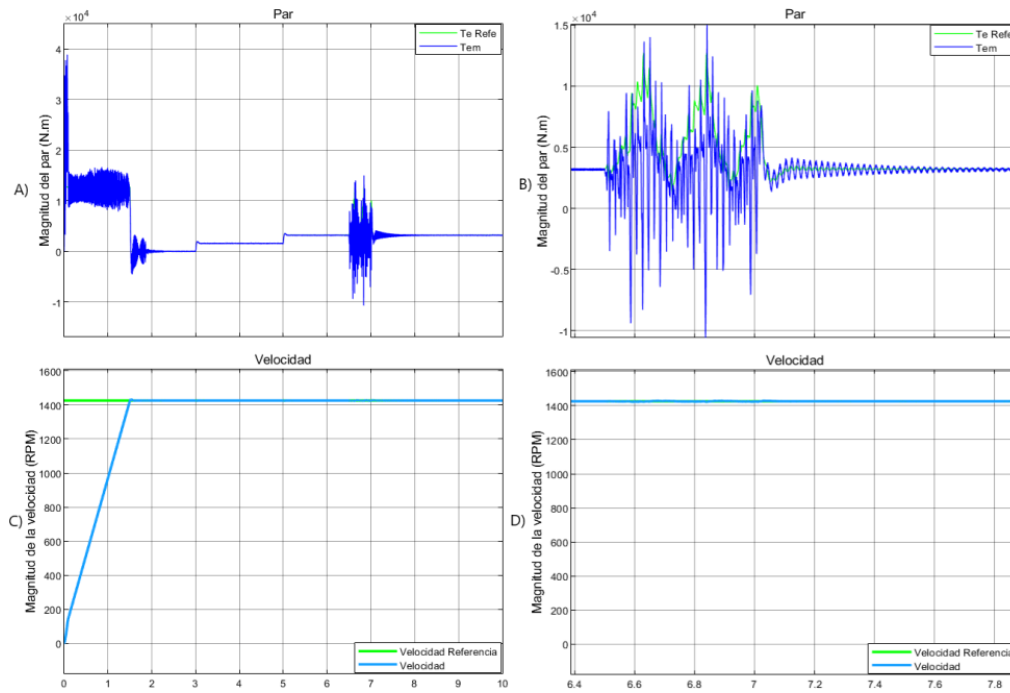


Figura 3.6: Falla monofásica operación como motor (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Par de la máquina durante la falla monofásica, C) Velocidad de la máquina, D) Velocidad de la máquina durante la falla.

La Figura 3.7 muestra las corrientes del rotor y estator. Durante el periodo de falla, la corriente del rotor presenta un pico de máximo de 4150 A, mientras que en estado estable la amplitud máxima es de aproximadamente 640 A. Para la corriente del estator sucede algo similar, la amplitud máxima es de aproximadamente 3700 A, siendo en estado estacionario de 920 A.

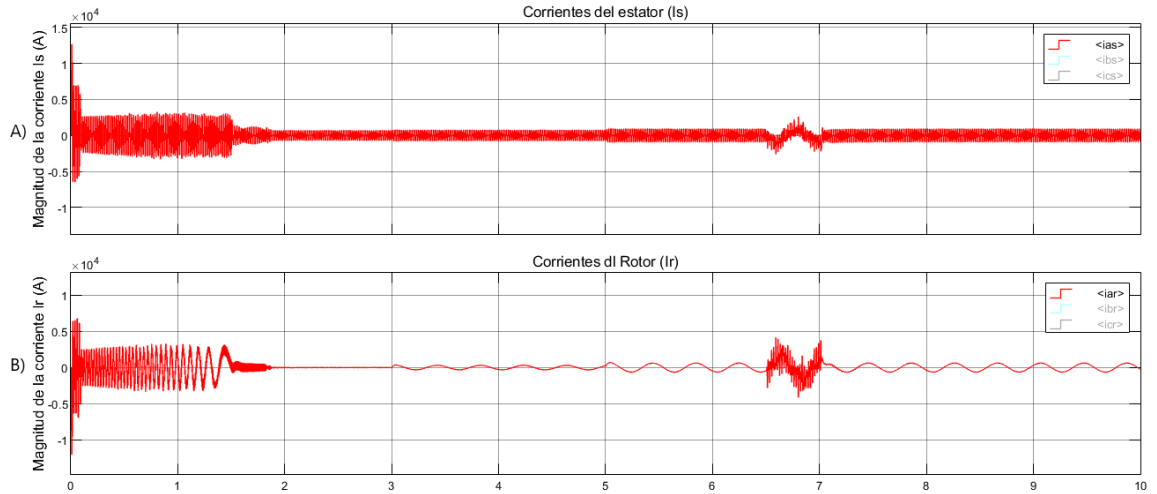


Figura 3.7: Falla monofásica operación como motor (corrientes y voltajes). A) Corriente de la *fase a* del estator, B) Corriente de la *fase a* del rotor.

## 2. Operación como generador.

En la Figura 3.8 se muestra el par y la velocidad de la máquina operando como generador. En un tiempo  $t = 3$  s, la máquina acelera por arriba de la velocidad de sincronismo y en ese mismo instante se le conecta la carga. Observe que al momento de que la máquina opera como motor en una ventana de tiempo que abarca desde  $t = 3$  s a  $t = 3.2$  s y posteriormente comienza su operación como generador.

La Figura 3.9 muestra la corriente  $i_a$  del estator y rotor de la máquina. Durante el tiempo que la falla está sostenida, el pico máximo de corriente del rotor es de aproximadamente 5000 A, siendo que esta corriente en estado estable es de 640 A. Para la corriente del estator sucede algo muy similar, el pico más alto de corriente durante la falla es de más 5150 A, mientras que bajo condiciones nominales de operación y con la misma carga es de aproximadamente 920 A. Observe que en  $t = 3$  s las corrientes del rotor cambian de signo indicando el modo de operación de la máquina para éste caso como generador.

La máquina alcanza su estado estacionario de pre-falla en aproximadamente 1.8 s. En 6.5 s se aplica una falla monofásica a tierra. La fase fallada es la *a* con una duración de 0.5 s aproximadamente 25 ciclos; se libera en 7 s. Después de un transitorio de 1

s, la máquina regresa a su estado estacionario de pre-falla en aproximadamente 1.5 s.

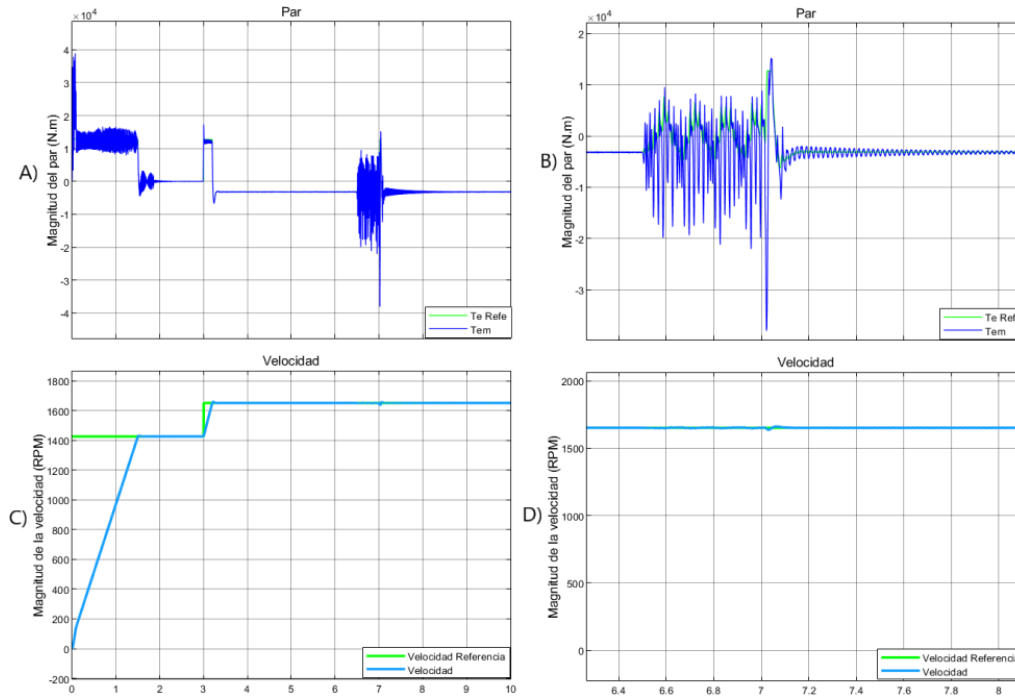


Figura 3.8: Falla monofásica operación como generador (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Par de la máquina durante la falla monofásica, C) Velocidad de la máquina, D) Velocidad de la máquina durante la falla.

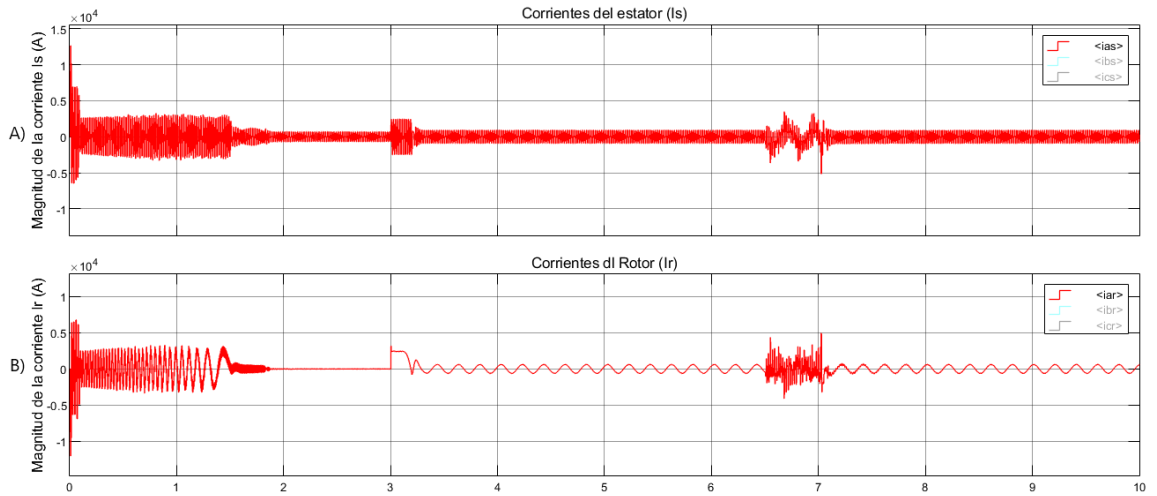


Figura 3.9: Falla monofásica operación como generador (corrientes y voltajes). A) Corriente de la *fase a* del estator, B) Corriente de la *fase a* del rotor.

### 3.2.2. Falla trifásica

En una falla trifásica, también conocida como simétrica, se involucran las tres fases [Grainger and Stevenson, 2004]. En general, es la falla más severa que se puede presentar en un sistema eléctrico, por lo que es de interés particular para el diseño e implantación de sistemas de protección.

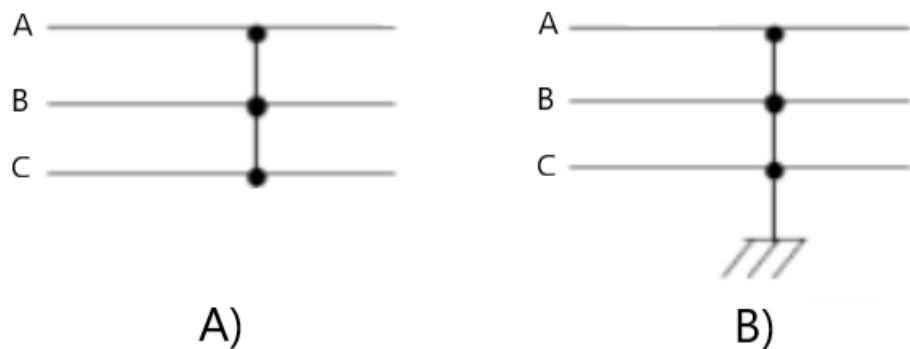


Figura 3.10: Tipos de falla trifásica. A) Falla trifásica, B) Falla trifásica a tierra



### Falla trifásica a tierra

En este estudio se aplica una falla trifásica a tierra a la máquina de inducción doblemente alimentada, considerando su operación como motor y como generador respectivamente. Se le conectará su carga nominal paulatinamente para que los transitorios sean de menor magnitud y más suaves. Cuando opere con su carga nominal, se aplicará la falla con una duración de 25 ciclos o medio segundo, recordando que la frecuencia fundamental es de 50 Hz.

La máquina arranca del reposo y en vacío; en 3 s se conecta 25 % de la carga, en 4 s se incrementa a un 50 % y finalmente a los 5 s, la carga aumenta hasta la nominal. El sistema alcanza su estado estable de operación, previo a la aplicación de la falla, la cual se aplica en  $t = 6.5$  s y se libera en  $t = 7$  s. Después de un transitorio de 1.2 s, la máquina regresa a su estado estacionario de pre-falla en aproximadamente en 1.6 s.

En la Figura 3.11 se muestra el circuito eléctrico que se implementó en Simulink© para esta condición de operación.

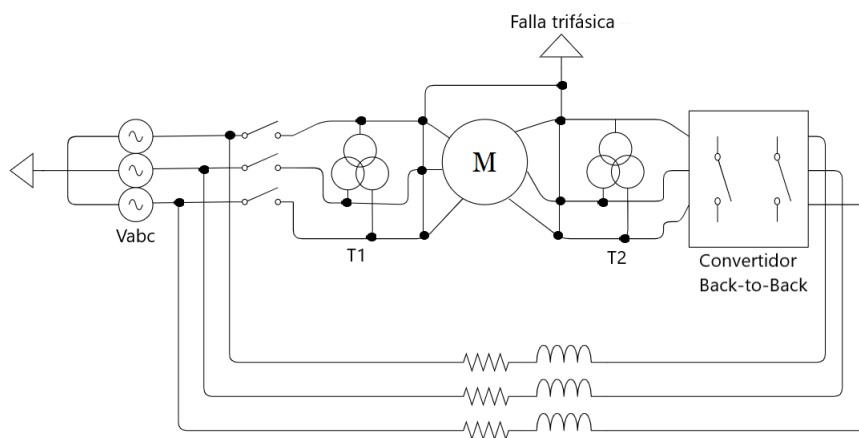


Figura 3.11: Circuito eléctrico, falla trifásica.

#### 1. Operación como motor.

La Figura 3.12 muestra los incrementos de carga hasta llegar a la nominal. Previo a la ocurrencia de la falla, estos incrementos de carga no se ven reflejados en grandes variaciones de la velocidad de la máquina; sin embargo, al instante de ocurrencia de la

falla, la velocidad cae súbitamente hasta 1290 RPM en un tiempo de aproximadamente 0.5 s. Al liberar la falla, en  $t = 7$  s la máquina comienza a acelerar hasta llegar nuevamente a la velocidad de referencia en  $t = 7.4$  s.

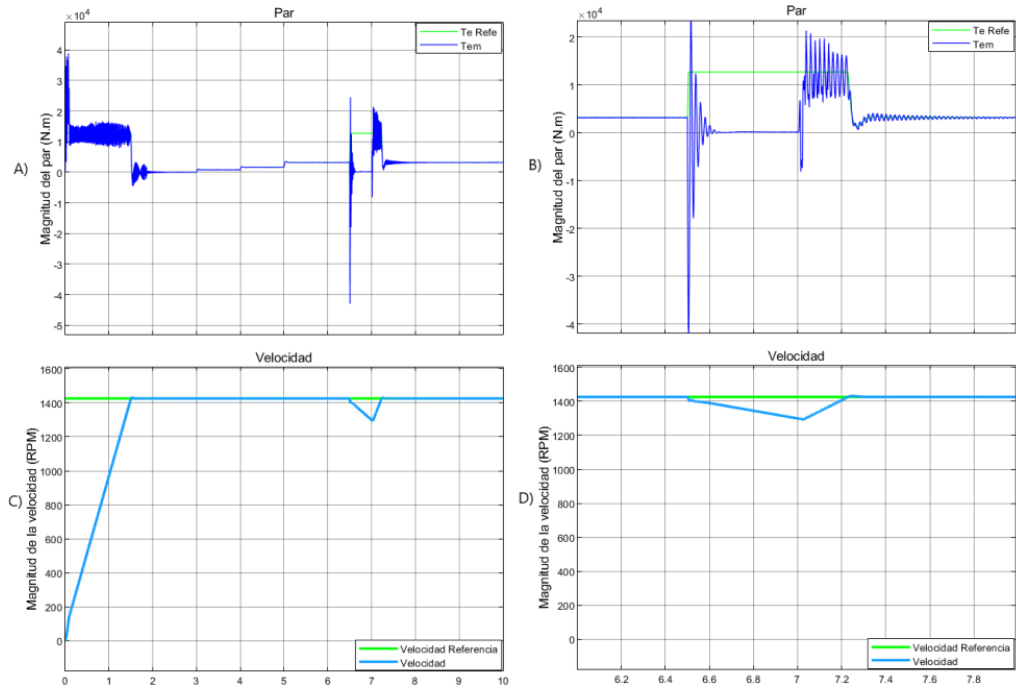


Figura 3.12: Falla trifásica operación como motor (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Par de la máquina durante la falla monofásica, C) Velocidad de la máquina, D) Velocidad de la máquina durante la falla.

El comportamiento de las corrientes de la máquina y del voltaje del estator se muestra en la Figura 3.13. Del análisis de las gráficas de las corrientes, se observa que la corriente del rotor durante la falla llega a aproximadamente 13400 A y para el estator la corriente alcanza un valor aproximado de 14900 A. Bajo condiciones nominales de operación, trabajando como motor y con carga nominal, las corrientes tienen valores de aproximadamente 640 A para el rotor y 920 A para el estator. Es decir 20 veces menos que el valor alcanzado durante la falla para el rotor y 16 veces para el estator. De la Figura 3.13, se puede observar que el voltaje durante la falla no es igual a cero y esto es debido a la pequeña caída de voltaje en los *Snubbers* de los interruptores.

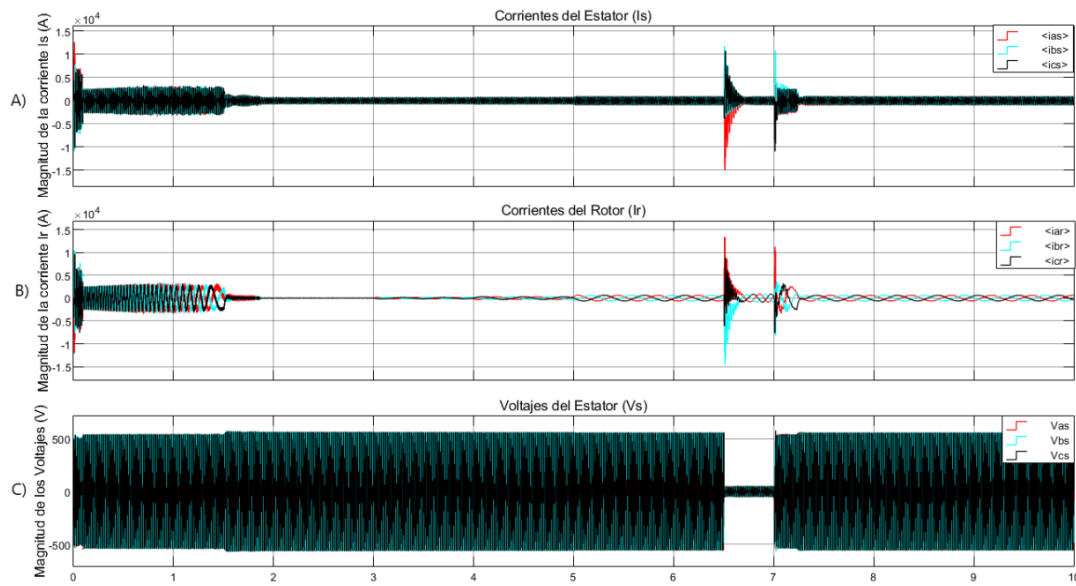


Figura 3.13: Falla trifásica operación como motor (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator.

## 2. Operación como generador.

La Figura 3.14 muestra que en el tiempo de simulación de 3 s la máquina comienza a operar como generador y procediendo de manera idéntica a lo descrito en la Sección 3.2.2 para su operación como motor, se realiza una conexión gradual de carga en diferentes pasos. Al liberar la falla, la máquina pasa por un transitorio de baja magnitud, regresando a su estado estacionario de pre-falla en aproximadamente 1.3 s.

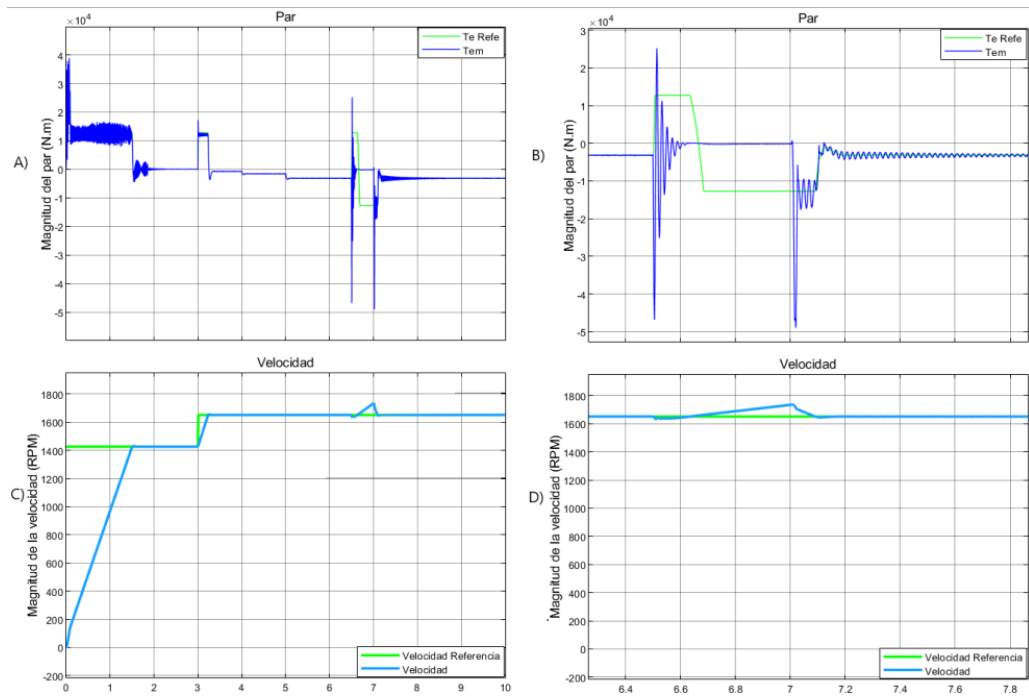


Figura 3.14: Falla trifásica operación como generador (par y velocidad). A) Par de la máquina, B) Par de la máquina durante la falla monofásica, C) Velocidad de la máquina, D) Velocidad de la máquina durante la falla.

La Figura 3.15 muestra las corrientes del rotor y estator y el voltaje del estator. Durante la falla, la corriente del estator alcanza un pico máximo aproximado de 14800 A y la corriente del rotor de casi 15300 A. La magnitud de las corrientes de falla trifásicas es aproximadamente 3 veces más grande que la obtenida para el caso de la aplicación de una falla monofásica a tierra.

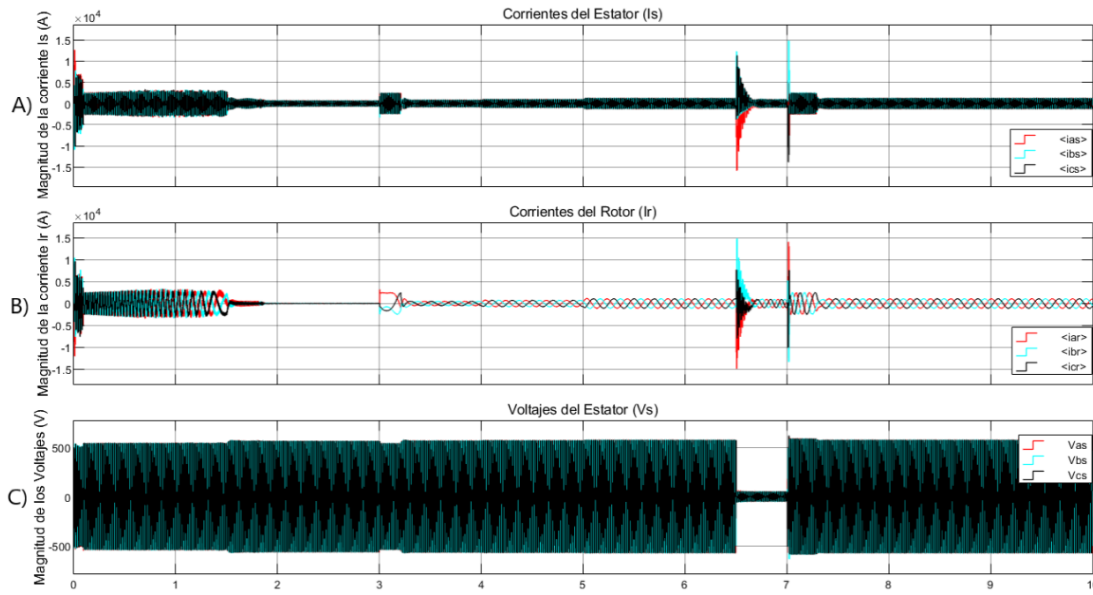


Figura 3.15: Falla trifásica operación como generador (corrientes y voltajes). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator.

### 3.3. Fenómenos adversos de calidad de la energía

#### 3.3.1. Armónicos e interarmónicos

Uno de los más grandes problemas a los que se enfrentan los sistemas eléctricos, es producido por la inclusión de elementos de electrónica de potencia y cargas no lineales. Para descomponer una onda periódica contaminada es necesario utilizar la transformada de Fourier, pero primero hay que definir lo que es una serie de Fourier.

Las series de Fourier surgen de la tarea práctica de representar una función periódica  $f(x)$  dada en términos de funciones seno y coseno. Estas series son trigonométricas, cuyos coeficientes se determinan a partir de  $f(x)$  mediante las fórmulas de Euler. Una función periódica con período de  $2\pi$  puede representarse por una serie trigonométrica de la siguiente manera [Mohan et al., 2009]:

$$f(x) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(nx) + b_n \sin(nx)) \quad (3.1)$$

Para conocer los coeficientes  $a_0$ ,  $a_n$  y  $b_n$  se utilizan las fórmulas de Euler, de acuerdo a [Mohan et al., 2009] son:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx \quad (3.2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos(nx) dx \quad (3.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sen(nx) dx \quad (3.4)$$

La transformada de Fourier de una señal continua  $f(x)$  es una transformación de dicha señal que permite calcular la contribución de cada valor de frecuencia a la formación de la misma [Mohan et al., 2009]. Matemáticamente se representa como:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.5)$$

Donde a  $F(\omega)$  se le denomina espectro de Fourier de la señal  $f(x)$ .

Otro parámetro muy importante que describe de manera cuantitativa la distorsión armónica en los sistemas de transmisión y de distribución de energía eléctrica es el factor de distorsión armónica total, también conocido en la literatura como *Total Harmonic Distortion* (THD). Este parámetro considera la contribución individual de cada componente armónico de la señal de la siguiente manera:

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} \quad (3.6)$$

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \quad (3.7)$$

Donde:

- $V_1$  Voltaje rms de la componente fundamental.
- $V_h$  Voltaje rms de la componente armónica.
- $I_1$  Corriente rms de la componente fundamental.
- $I_h$  Corriente rms de la componente armónica.

En Simulink© se puede hacer uso de la transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) [Mohan et al., 2009] en el bloque *powergui*. Con esta herramienta podemos conocer el espectro armónico de la corriente del estator  $I_s$ , de la corriente del rotor  $I_r$  y del voltaje del estator  $V_s$ ; también se obtiene el THD de esta tres formas onda periódicas. Este

estudio se hará con la máquina operando como motor y operando en estado estable.

Para todos los casos se analizan la corrientes de la *fase a* y el voltaje también de la *fase a*.

### Corriente del Estator $I_{sa}$

En la Figura 3.16 se muestra la evolución en el dominio del tiempo de la forma de onda de corriente del estator de la *fase a*. En un tiempo de simulación de 5 s, la máquina se encuentra operando en estado estable y a carga nominal. En este punto se elige una ventana de 2 ciclos ( $0.04$  S) para determinar el grado de contaminación que presenta la forma de onda.

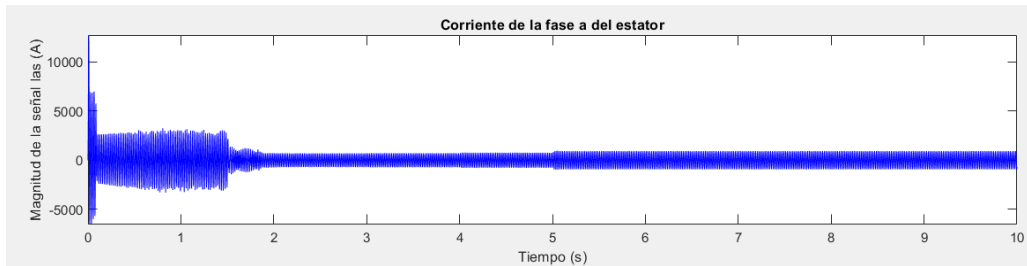


Figura 3.16: Corriente  $I_{sa}$

A la forma de onda mostrada en la Figura 3.17, que representa la ventana de tiempo seleccionada de dos ciclos de la corriente de la **fase a**, comprendidos entre  $6$  s y  $6.04$  s, se analiza mediante la FFT, para conocer el THD y los armónicos e interarmónicos presentes en la señal.

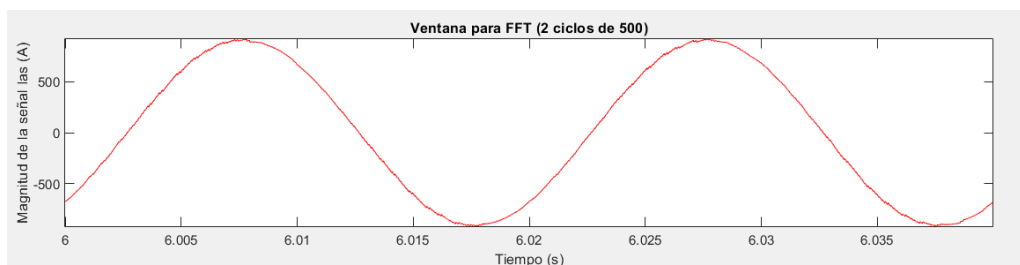


Figura 3.17: Dos ciclos de la corriente  $I_{sa}$  del estator

La distorsión armónica total para la corriente  $I_{sa}$  del estator es de 0.66%. En la Figura 3.18 se muestra el THD y el espectro de armónicos e interarmónicos que contiene la corriente  $I_{sa}$  del estator. Del contenido individual del armónicos e interarmónicos, resaltan los armónicos impares; Para este caso en particular, su magnitud es pequeña y esta dentro del valor permitido por la norma de 6.5% según la resolución por la que la Comisión Reguladora de Energía (CRE) expide las disposiciones administrativas de carácter general que contienen los criterios de eficiencia, calidad, confiabilidad, continuidad, seguridad y sustentabilidad del Sistema Eléctrico Nacional: Código de Red conforme dispone Ley de la Industria Eléctrica, la última reforma se publico en el DOF (Diario Oficial de la Federación) del 11/05/22 [de La Federación et al., 2022].

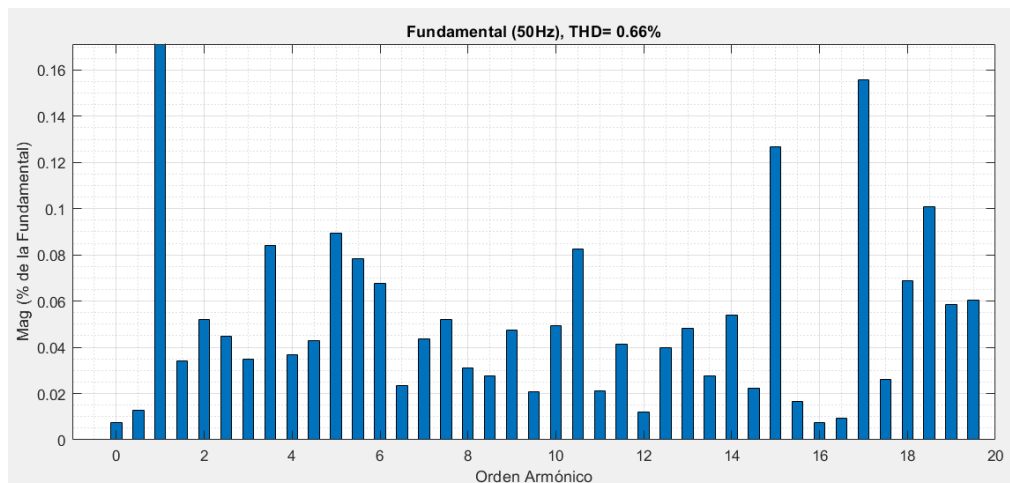


Figura 3.18: Armónicos e interarmónicos de la corriente  $I_{sa}$  del estator.

### Corriente del Rotor $I_{ra}$

La evolución en el dominio del tiempo de la forma de onda de la corriente del rotor de la *fase a* se muestra en la Figura 3.19, donde se observa que en el tiempo de simulación de 5 s, la máquina se encuentra operando en estado estacionario y a carga nominal .



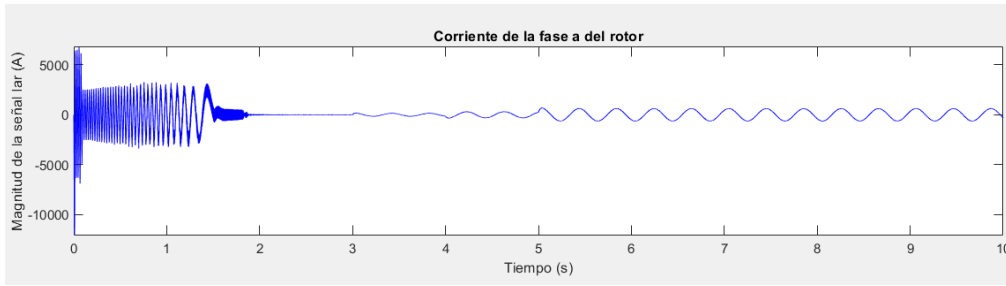


Figura 3.19: Corriente  $I_{ra}$ .

La frecuencia de la corriente del rotor, se puede obtener como

$$F_r = \frac{1}{P} \quad (3.8)$$

El periodo aproximado para la corriente del rotor en estado estable es de 0.4 seg. Sustituyendo en la Ecuación (3.8) se obtiene:

$$F_r = \frac{1}{0.4s} = 2.5Hz \quad (3.9)$$

A partir de 5 s de simulación, la máquina opera con carga nominal y en estado estable; se eligen los dos ciclos mostrados en la Figura 3.20 que comprende de  $t = 6 s$  a  $t = 6.8 s$  para extraer sus componentes armónicos e interarmónicos.

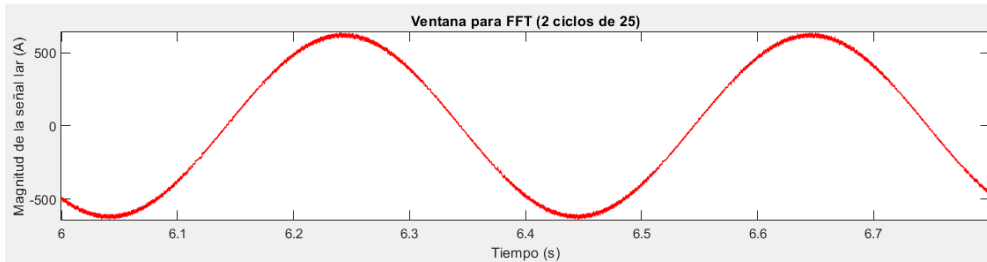


Figura 3.20: Dos ciclos de la corriente  $I_{ra}$ .

Aplicando la FFT a la forma de onda de la corriente del rotor se obtiene el espectro de armónicos e interarmónicos mostrado en la Figura 3.21, en la cual se observa que los armónicos impares son los de mayor magnitud; en esta señal de corriente el valor en por ciento del THD es de 2.02%. Este valor de THD se encuentra dentro del valor permitido de acuerdo a la resolución de la Comisión Reguladora de Energía: Código de Red

conforme dispone la Ley de la Industria Eléctrica, donde la última reforma se publicó en [de La Federación et al., 2022].

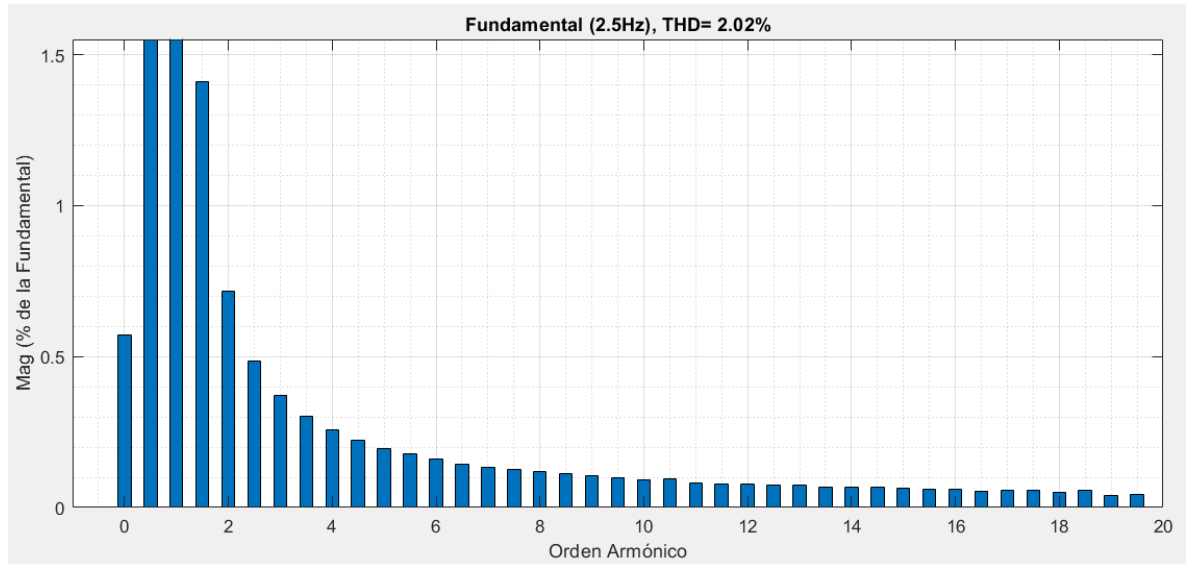


Figura 3.21: Armónicos e interarmónicos de la corriente  $I_{ra}$  del rotor.

### Voltaje del Estator $V_{sa}$

En la Figura 3.22 se muestra la evolución en el dominio del tiempo de la forma de onda correspondiente al voltaje de la *fase a* del estator, se puede observar el transitorio inicial que abarca de  $t = 0$  s a  $t = 1.5$  s, posteriormente el voltaje se mantiene en estado estacionario periódico.

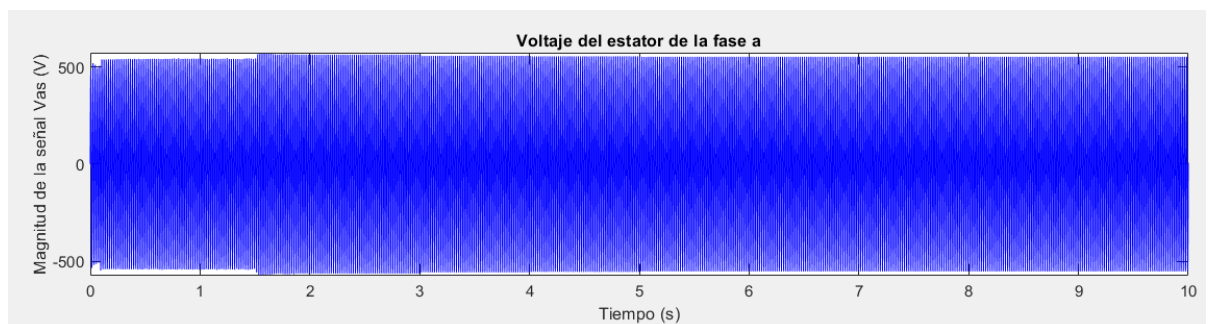


Figura 3.22: Voltaje  $V_{sa}$ .

La Figura 3.23 muestra la ventana de tiempo de los dos períodos de la forma de onda de voltaje comprendidos entre  $6\text{ s}$  y  $6.04\text{ s}$ .

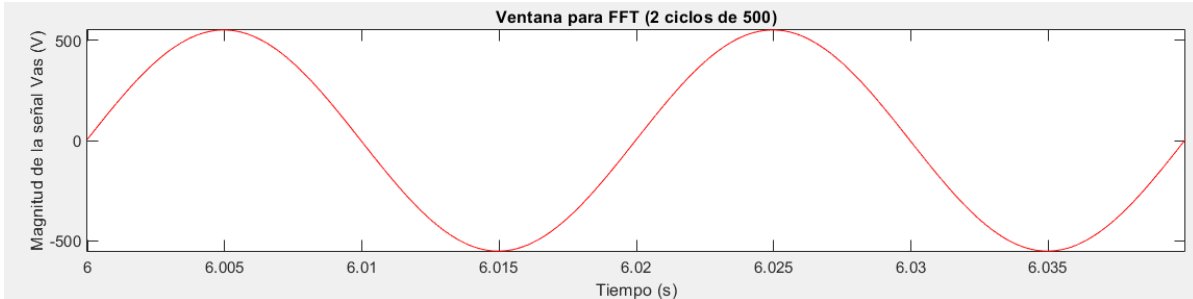


Figura 3.23: Dos ciclos del voltaje  $V_{sa}$ .

Se aplica la FFT a la ventana de dos ciclos del voltaje del estator para conocer su contenido armónico. El THD es insignificante (0.02%).

### 3.4. Conclusiones.

En este capítulo se analizó el comportamiento dinámico del modelo desarrollado de la máquina doblemente alimentada bajo condiciones de falla. En particular, ante la presencia de fallas simétricas (falla trifásica) y fallas asimétricas (falla monofásica). De los resultados obtenidos y para las condiciones de falla consideradas, se observó que el sistema es estable; es decir, fue capaz de regresar al estado estable de pre-falla, una vez liberada la falla.

Para los casos de estudio analizados, se observó que las corrientes de falla pueden incrementar hasta en 20 veces su valor nominal; lo que es un claro indicativo del peligro potencial que representan para el sistema mientras la falla está sostenida.

En relación al análisis de la operación dinámica de la máquina con Simulink<sup>®</sup>, se observa que para su modo de operación como generador, la máquina arranca como motor e internamente el bloque de Simulink<sup>®</sup> hace el cambio necesario para que opere como generador.

En relación al análisis de armónicos e interarmónicos, se observó que para los casos de estudio realizados, las formas de onda de la corriente del rotor, la corriente del estator y el voltaje del estator, casi no contienen contaminación armónica/interarmónica, lo cual se refleja en los valores obtenidos de THD y componentes individuales.



## Capítulo 4

# Operación de la DFIM conectada a la Red Eléctrica

### 4.1. Introducción

En este capítulo se analiza la operación dinámica de la máquina DFIM conectada a una red eléctrica donde tiene interacción con otras cargas, tales como motores de inducción, cargas *RLC* y cargas dinámicas; también se conectan líneas de transmisión y transformadores reductores, con niveles de voltajes adecuados a las cargas. Una vez que se tiene el sistema eléctrico de potencia conectado se realiza un estudio del comportamiento de la máquina en estado estable, también se aplica una falla trifásica a tierra en terminales de la máquina para ver como responde el sistema completo y finalmente se utiliza la herramienta FFT para conocer el espectro armónico y el factor total de distorsión armónica (THD) que contienen las corrientes del estator y rotor, así como los voltajes del estator de la máquina de inducción doblemente alimentada mientras está conectada a una red eléctrica e interactuando con otras cargas.

## 4.2. Operación de la máquina DFIM conectada a la red eléctrica

Para estas simulaciones se utiliza el modelo desarrollado en Simulink© desarrollado en el Capítulo 2 y Capítulo 3. El sistema está conformado por los subsistemas y bloques mostrados en la Figura 4.1:

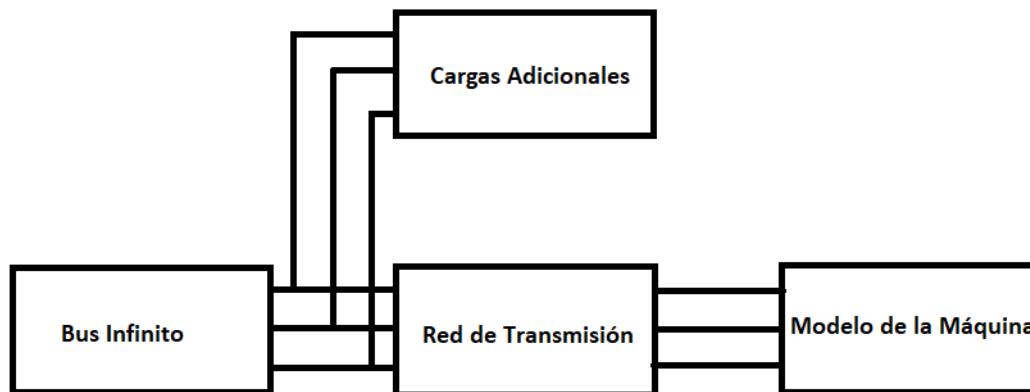


Figura 4.1: Sistema eléctrico completo representado por diagrama de bloques.

Los parámetros que se utilizaron en los diversos elementos que conforman el sistema eléctrico, tales como líneas de transmisión, cargas y transformadores fueron obtenidos de ejemplos que vienen predefinidos en la versión R2018b de Matlab©. El equipo de cómputo utilizado en este trabajo de investigación es una computadora portátil (laptop) marca OMEN© con un procesador Intel© I7 de novena generación, 8 GB de RAM, tarjeta gráfica NVIDIA© GeForce© GTX 1650 y almacenamiento mixto (SSD y HDD).

### 4.2.1. Bus infinito

El bloque del bus infinito de la Figura 4.1 se compone por una fuente programable de voltaje. Este es un bloque definido en Simulink© mostrado en la Figura 4.2, donde se pueden hacer variaciones en la amplitud del voltaje, la fase o en la frecuencia.

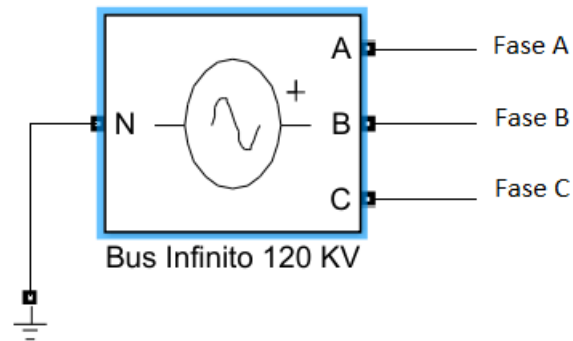


Figura 4.2: Bus infinito

Los datos del bloque de la Figura 4.1 se presentan en la Tabla 4.1:

Tabla 4.1: Parámetros del Bus infinito

Bus Infinito	
Amplitud $V_{rms}$ L-L	120 KV
Fase	$0^\circ$
Frecuencia (Hz)	50

#### 4.2.2. Red de Transmisión

Para el caso de este trabajo de investigación, el bloque de red de transmisión de la Figura 4.1 fue implementado en Simulink© como se muestra en la Figura 4.3:

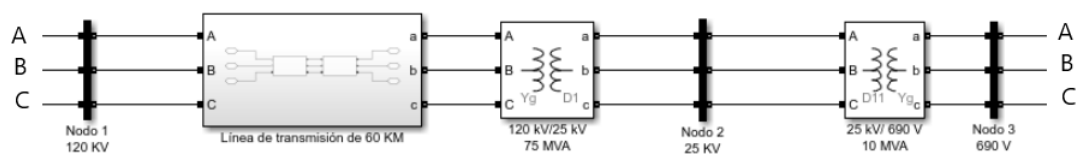


Figura 4.3: Red de transmisión.

De acuerdo a la figura anterior, se observan dos transformadores reductores y una línea de transmisión de 60 Km. Revisar el Apéndice C para conocer a detalle el modelo



matemático de la línea de transmisión.

Es importante hacer algunas observaciones acerca de los parámetros de los transformadores como las inductancias, resistencias, voltajes del primario, voltajes del secundario, potencia nominal y frecuencia. En cuanto a los parámetros, como inductancias y resistencias, estas pueden ser iguales en todos los transformadores, debido a que con los valores nominales que ya vienen definidos en Simulink®, su comportamiento es casi idéntico al de un transformador ideal, lo único que se necesita cambiar sin tener ningún efecto en su comportamiento, es la frecuencia, potencia nominal y los voltajes del primario y secundario. El desarrollo del modelo del transformador se encuentra descrito en el Apéndice B.

Para el caso de los dos transformadores T1 y T2 de la Figura 4.3, los parámetros se muestran en las Tablas 4.2 y 4.3.

Tabla 4.2: Parámetros de T1 (Transformador de 75 MVA)

Transformador T1	
Potencia nominal	75 MVA
Frecuencia	50 Hz
Voltaje del primario	120 KV
Voltaje del secundario	25 KV
$R_1$	0.002667 pu
$L_1$	0.08 pu
$R_2$	0.002667 pu
$L_2$	0.08 pu
Resistencia de magnetización ( $R_m$ )	500 pu
Inductancia de magnetización ( $L_m$ )	500 pu

Tabla 4.3: Parámetros de T2 (Transformador de 10 MVA)

Transformador T2	
Potencia nominal	10 MVA
Frecuencia	50 Hz
Voltaje del primario	25 KV
Voltaje del secundario	690 V
$R_1$	0.0008334 pu
$L_1$	0.025 pu
$R_2$	0.0008334 pu
$L_2$	0.025 pu
Resistencia de magnetización ( $R_m$ )	500 pu
Inductancia de magnetización ( $L_m$ )	inf

Los parámetros de la línea de transmisión de 60 Km están dados en secuencia positiva y cero y se muestran en la Tabla 4.4,:

Tabla 4.4: Línea de transmisión de 60 Km

Línea de transmisión de 60 Km	
Frecuencia	50 Hz
Resistencia de secuencia positiva $r_1$	$0.01273 \Omega/Km$
Resistencia de secuencia cero $r_0$	$0.3864 \Omega/Km$
Inductancia de secuencia positiva $L_1$	$0.9337 \times 10^{-3} H/Km$
Inductancia de secuencia cero $L_0$	$4.1264 \times 10^{-3} H/Km$
Capacitancia de secuencia positiva $C_1$	$12.74 \times 10^{-9} F/Km$
Capacitancia de secuencia cero $C_0$	$7.751 \times 10^{-9} F/Km$
Longitud	60 Km

### 4.2.3. Cargas Adicionales

Este bloque está compuesto por transformadores reductores y una línea de transmisión, en cuanto a las cargas conectadas; se tienen motores de inducción del tipo jaula de ardilla (MIJA), una carga dinámica y carga RLC. El sistema desarrollado en Simulink© se presenta en la Figura 4.4:



La Figura 4.4 muestra el sistema que conecta las cargas adicionales con la máquina de inducción doblemente alimentada y la fuente; la línea de transmisión tiene los parámetros mostrados en la Tabla 4.4, además, dos transformadores reductores; las cargas están conectadas a diferentes niveles de voltaje; la carga dinámica a 120 KV, la carga RLC a 13.8 KV y los motores de inducción a 400 V.

Los parámetros y características de cada una de las cargas y de los transformadores T3 y T4 se muestran en las Tablas 4.5 y 4.6, respectivamente:

Tabla 4.5: Parámetros de T3 (Transformador de 15 MVA)

Transformador T2	
Potencia nominal	15 MVA
Frecuencia	50 Hz
Voltaje del primario	120 KV
Voltaje del secundario	13.8 KV
$R_1$	0.002 pu
$L_1$	0.08 pu
$R_2$	0.002 pu
$L_2$	0.08 pu
Resistencia de magnetización ( $R_m$ )	500 pu
Inductancia de magnetización ( $L_m$ )	500 pu

Tabla 4.6: Parámetros de T4 (Transformador de 15 MVA)

Transformador T4	
Potencia nominal	10 MVA
Frecuencia	50 Hz
Voltaje del primario	13.8 KV
Voltaje del secundario	400V
$R_1$	0.002 pu
$L_1$	0.08 pu
$R_2$	0.002 pu
$L_2$	0.08 pu
Resistencia de magnetización ( $R_m$ )	500 pu
Inductancia de magnetización ( $L_m$ )	500 pu

En la Tabla 4.7 se muestra los parámetros de la carga dinámica.

Tabla 4.7: Parámetros de la carga dinámica de 5 MW y 2.5 MVar

Carga dinámica	
Voltaje nominal L-L	120 KV
Frecuencia	50 Hz
Potencia activa inicial	5 MW
Potencia reactiva inicial	2.5 MVar
Voltaje inicial	0.98441 pu
Ángulo inicial	-1.41063°

En la Tabla 4.8 se presentan los parámetros de los motores de inducción del tipo jaula de ardilla.

Tabla 4.8: Parámetros de los motores de inducción jaula de ardilla.

Motores de inducción	
Potencia nominal	4 KVA
Voltaje nominal L-L	400 V
Frecuencia	50 Hz
Resistencia del estator	1.405 $\Omega$
Resistencia del rotor	1.395 $\Omega$
Inductancia del estator	0.005839 H
Inductancia del rotor	0.005839 H
Inductancia mutua	0.1722 H
Inercia	0.0131 $kg \cdot m^2$
Factor de fricción	0.002985 $N \cdot m \cdot s$
Pares de polos	2

Finalmente, la Tabla 4.9 contiene los parámetros de la carga RLC.

Tabla 4.9: Parámetros de la carga RLC

Carga RLC	
Voltaje L-L ( $V_{rms}$ )	13.8 KV
Frecuencia	50 Hz
Potencia activa P (W)	5 MW
Potencia reactiva inductiva (QL)	5 MVar
Potencia reactiva capacitiva (Qc)	1 MVar

#### 4.2.4. Modelo de la máquina

Para la implementación de este bloque en Simulink® se utiliza el mismo modelo mostrado en la Figura 2.30. Todos los valores y constantes necesarios para el control de la máquina, así como los parámetros de la máquina de inducción doblemente alimentada se presentan en el Capítulo 2.

### 4.3. Casos de estudio

En esta sección analiza el modelo de la máquina de inducción doblemente alimentada conectada a la red eléctrica, considerando su operación en estado estable, posteriormente se aplica una falla trifásica a tierra en terminales de la máquina para determinar la repercusión de esta en todas las cargas del sistema y en el comportamiento de dinámico la máquina, operando de manera aislada y conectada a una red eléctrica. Finalmente, mediante la aplicación de la FFT, se obtendrá el contenido armónico y el THD, de las corrientes del estator y del rotor, así como los voltajes del estator.

#### 4.3.1. Caso 1 de estudio. Sistema operando sin la presencia de perturbaciones

En este caso de estudio la máquina de inducción doblemente alimentada trabaja como motor con su carga nominal, no se aplica ninguna falla y se observa en las siguientes gráficas como en el transitorio las corrientes toman valores pico de aproximadamente 8000 A, mientras que los voltajes en el estator de la máquina alcanzan picos de 1300 V, esto debido a la inclusión de cargas, elementos de electrónica de potencia, transformadores y elementos de transmisión. Una vez que transcurre el transitorio, la máquina regresa a su estado nominal en estado estable. También se presentarán las respuestas de las otras cargas ante estas condiciones operativas del sistema.

En la Figura 4.5 se muestra el par y la velocidad de la máquina. El transitorio inicial dura aproximadamente  $1.5 s$ , comparando con los casos de estudio realizados en el Capítulo 3. Se observa que este transitorio inicial es más brusco y con picos de mayor magnitud, cuando el tiempo de simulación es  $t = 1.5 s$  hasta un instante antes de  $3 s$  la máquina se encuentra

en vacío; cuando  $t = 3\text{ s}$  se conecta el total de la carga y durante el tiempo restante de la simulación opera en estado estacionario.

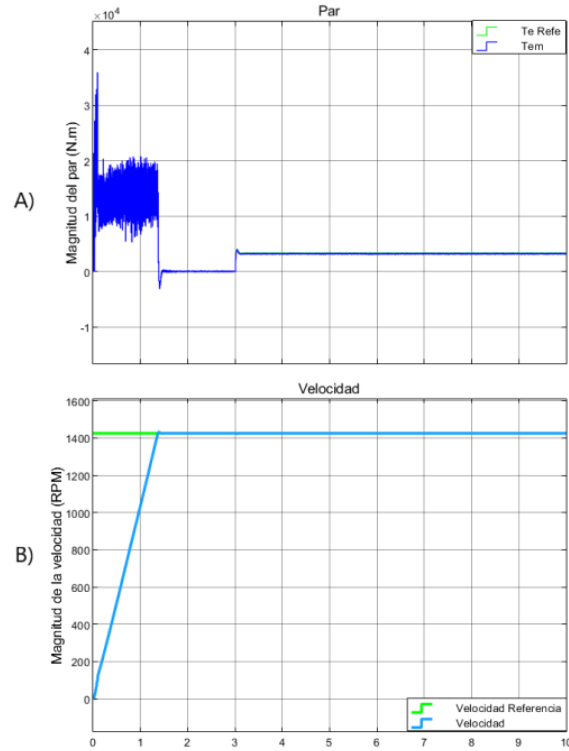


Figura 4.5: Máquina conectada a la red eléctrica. A) Par de la máquina, B) Velocidad de la máquina.

Las corrientes del estator, del rotor y el voltaje del estator de la DFIM se muestran en la Figura 4.6. El transitorio que aproximadamente  $1.5\text{ s}$ , durante el cual, el voltaje toma valores pico de hasta  $1300\text{ V}$ , que es más del doble del valor en estado estacionario.

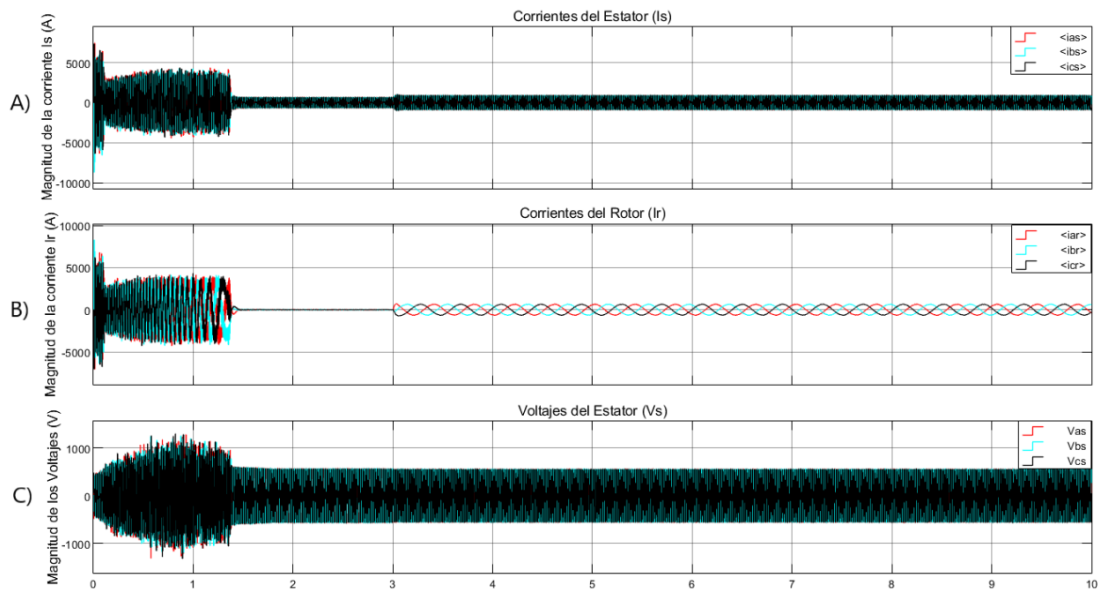


Figura 4.6: Operación conectada a la Red. A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator.

Haciendo un zoom a las formas de onda de la Figura 4.6 en estado estable y tomando una ventana de  $1\text{ s}$  para las corrientes del rotor desde  $t = 6\text{ s}$  a  $t = 7\text{ s}$  y de  $0.1\text{ s}$  para las corrientes y voltajes del estator de  $t = 6.3\text{ s}$  a  $t = 6.4\text{ s}$ . En la Figura 4.7 se muestran las formas de onda de las corrientes del estator; la Figura 4.8 muestra las formas de onda de las corrientes del rotor y finalmente la Figura 4.9 muestra las formas de onda de los voltajes del estator. Comparando con los resultados obtenidos en los casos de estudio realizados en el Capítulo 3, se observa que las formas de onda de los voltajes y las corrientes de la máquina ya no son senoidales perfectas, sino que existe un grado mayor de contaminación armónica en dichas formas de onda, debido a la interacción de la máquina con los transformadores y líneas de transmisión, así como la presencia de diversos tipos de cargas.



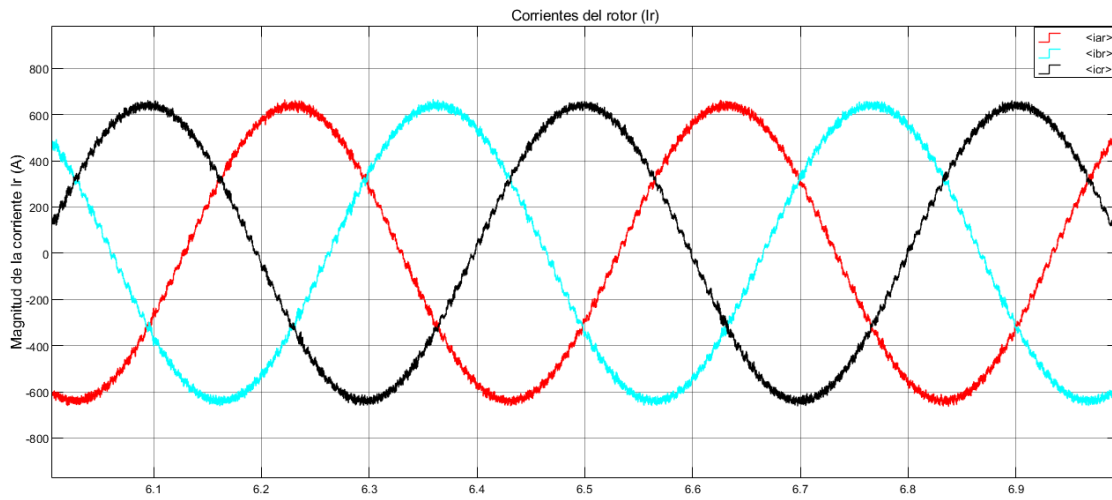


Figura 4.7: Corrientes del rotor de la máquina.

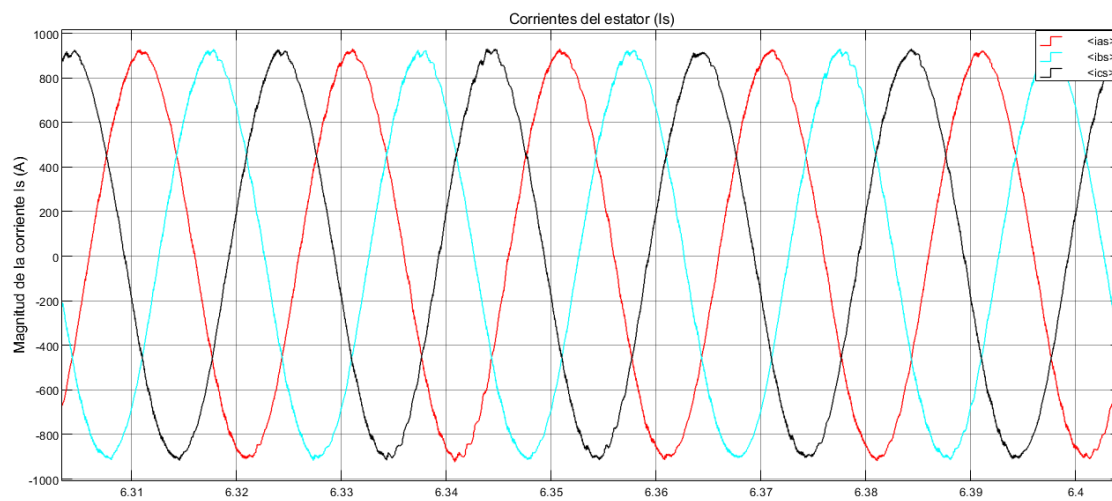


Figura 4.8: Corrientes del estator de la máquina.

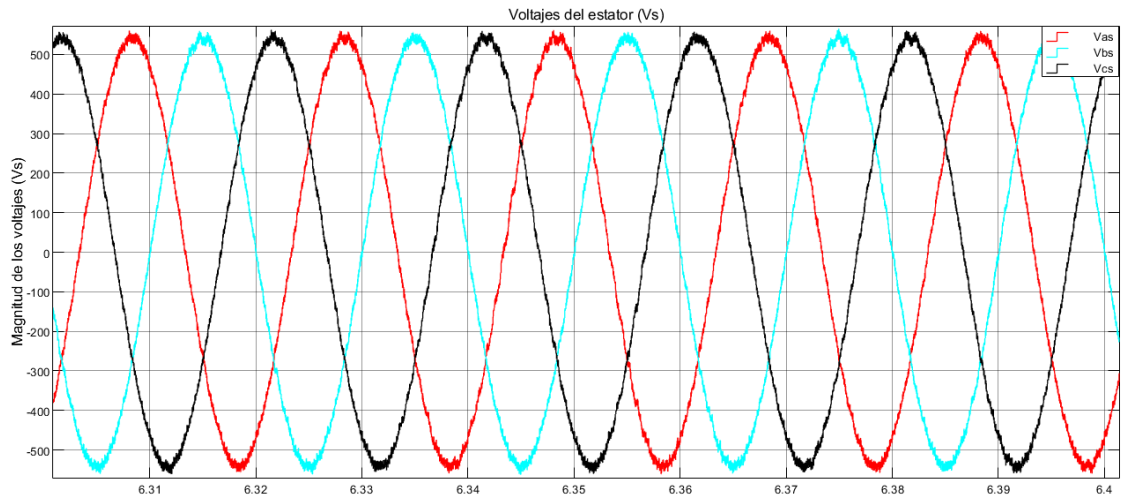


Figura 4.9: Voltajes del estator de la máquina.

### Cargas adicionales

- **Motores de inducción jaula de ardilla.**

La Figura 4.10 muestra el comportamiento de los motores de inducción de 4KW operando de manera conjunta con el resto de la red eléctrica, se considera la condición de operación previa de un transitorio con una duración aproximada de  $0.2 s$ . Considerando su operación en estado estable a plena carga (25 N.m), la velocidad nominal es de 1430 RPM, siendo las corrientes del estator y del rotor de una magnitud de 12 A y 10 A, respectivamente.

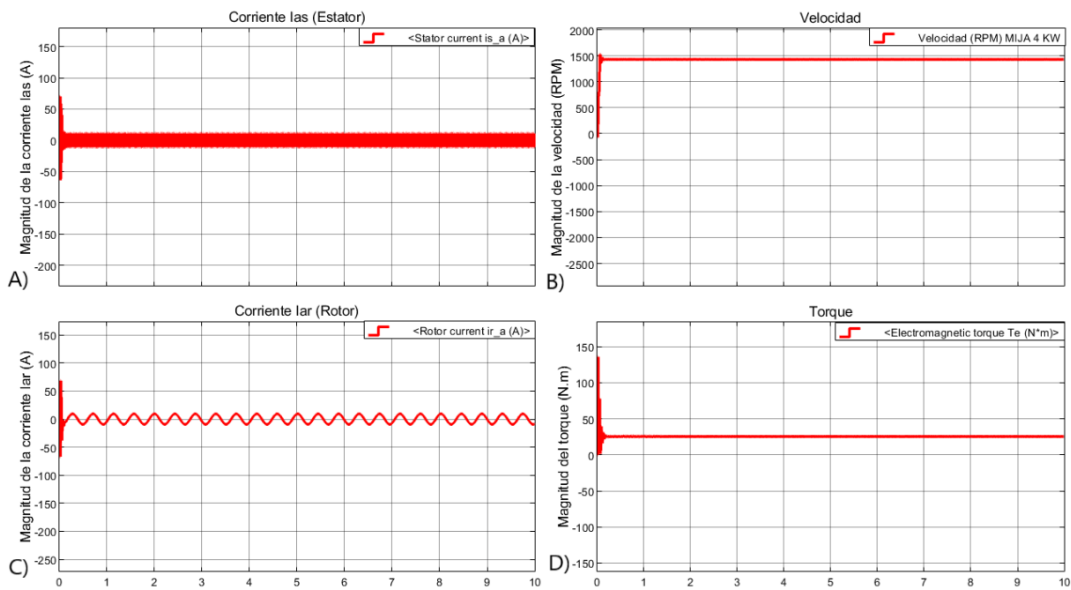


Figura 4.10: Comportamiento de los motores de inducción MIJA. A) Corriente de la fase a del estator, B) Velocidad de la máquina, C) Corriente de la fase a del rotor, D) Par de la máquina.

- **Carga RLC.**

El voltaje en la carga RLC se muestra en la Figura 4.11; al igual que la máquina de inducción doblemente alimentada presenta un transitorio, no tan brusco ni con picos tan pronunciados como los de la máquina. Durante el transitorio en la carga RLC, el pico máximo de voltaje tiene es de 11750 V; es decir, 750 V más que el valor del voltaje operando en estado estacionario.

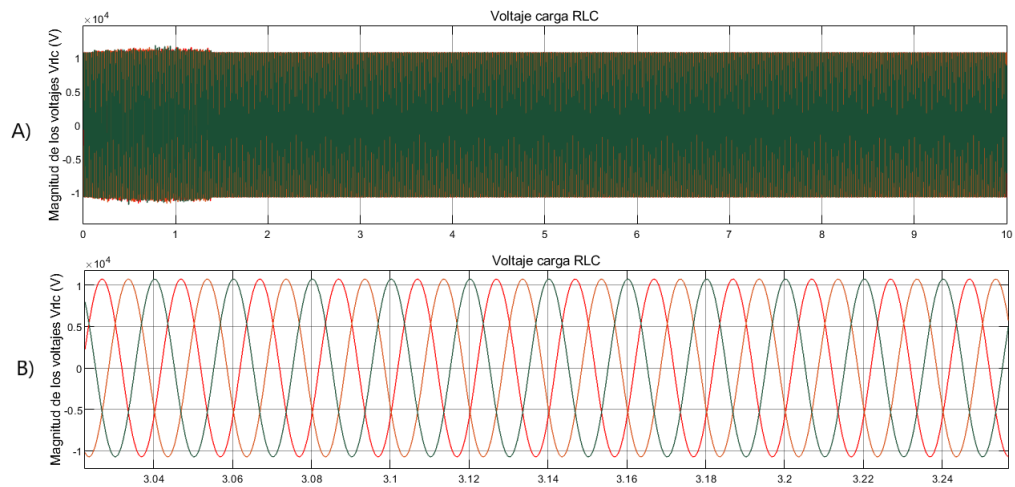


Figura 4.11: Comportamiento de la carga RLC. A) Formas de onda de los voltajes en la carga RLC. B) Voltajes de la carga RLC en estado estable (ventana de tiempo de 3.02 s a 3.26 s)

Las corrientes en la carga RLC se muestran en la Figura 4.12. Se puede apreciar que la corriente en esta carga se mantiene constante durante todo el tiempo de simulación.

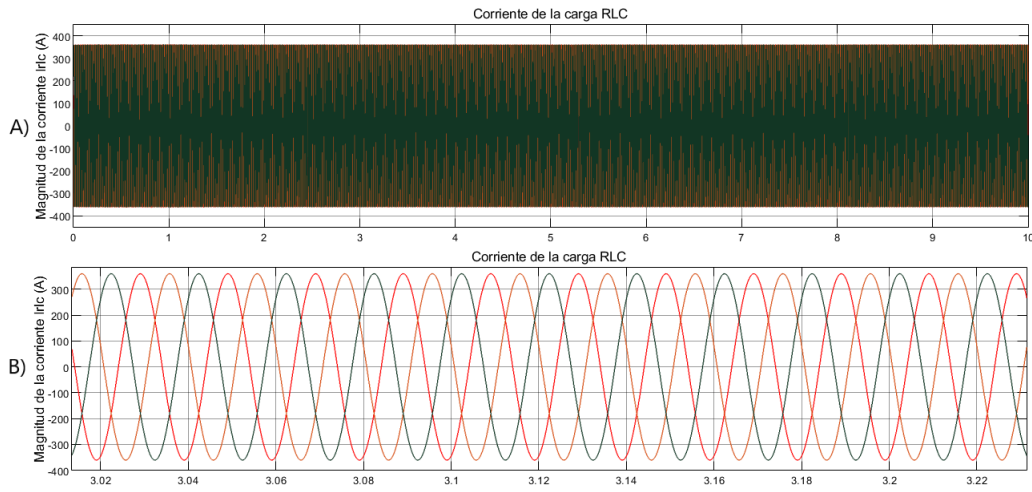


Figura 4.12: Comportamiento de las corrientes de la carga RLC. A) Señal completa de las corrientes en la carga RLC. B) Corrientes de la carga RLC en estado estable (ventana de tiempo de 3.02 s a 3.26 s).

- **Carga dinámica**

La carga dinámica, constituida por una carga trifásica dinámica donde la potencia activa  $P$  y la potencia reactiva  $Q$  varía en función del voltaje de secuencia positiva, tiene como valores iniciales 5 MW y 2.5 MVAR, respectivamente. Inicialmente atraviesa un transitorio de aproximadamente 1.5 s, conforme transcurre el tiempo de simulación las potencia activa y reactiva aumentan su valor de manera aleatoria, las gráficas de la potencia activa y reactiva se muestran en la Figura 4.13.

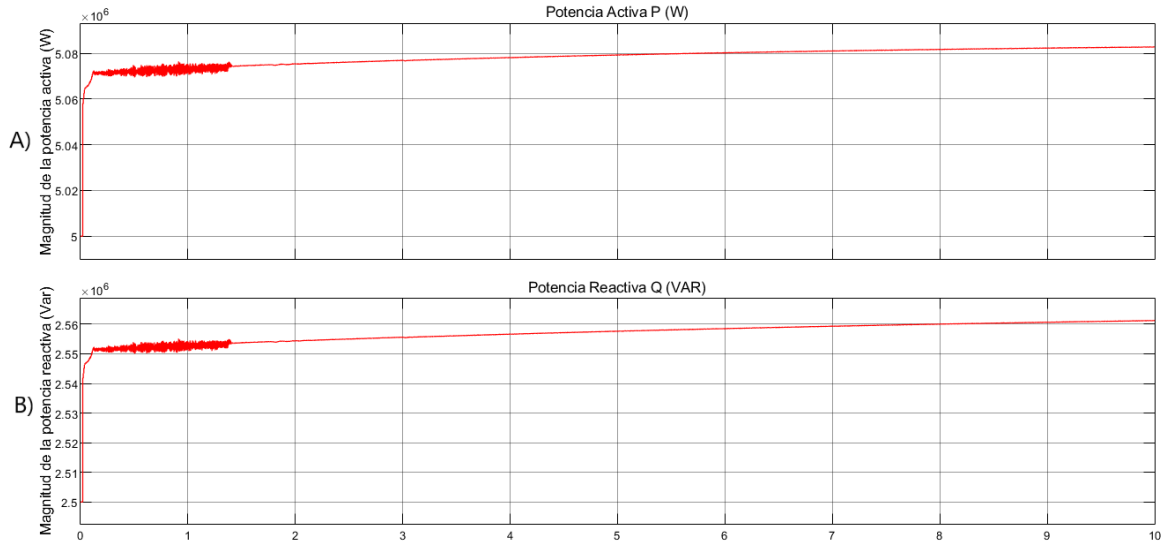


Figura 4.13: A) Potencia activa, B) Potencia reactiva.

#### 4.3.2. Caso de estudio 2. Sistema operando ante la presencia de fallas

- **Falla trifásica en terminales de la máquina.**

Para este caso de estudio se aplica una falla trifásica a tierra en terminales de la máquina, con una duración de  $0.2$  s. La máquina se encuentra operando como motor y bajo las mismas condiciones de arranque y carga que se utilizaron en los casos de estudio del Capítulo 3. La falla se sostiene por  $0.2$  s o 10 ciclos; se aplica en el tiempo de simulación  $t = 5$  s y se libera en  $t = 5.2$  s.

El par y la velocidad de la máquina ante la aplicación de una falla trifásica en sus terminales se muestra en la Figura 4.15; también se muestra el momento en el que se conecta la carga en  $t = 3$  s. Cuando se aplica la falla en  $t = 5$  la velocidad tiene una caída constante durante los  $2$  s que se sostiene la falla, llegando a un valor de aproximadamente 1325 RPM. Una vez que se libera la falla en  $t = 5.2$  s, la máquina pasa por un transitorio de aproximadamente  $0.15$  s, siendo el tiempo total para que la máquina regrese a su estado de operación de pre-falla de  $0.35$  s.

En la Figura 4.14 se muestra el circuito eléctrico que se implementó en Simulink© para esta condición de operación.

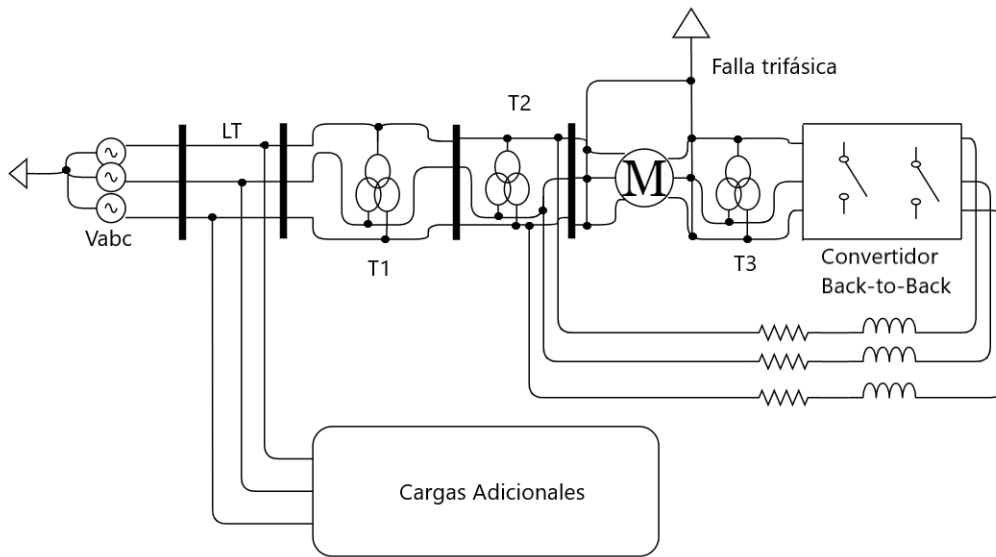


Figura 4.14: Circuito eléctrico, falla trifásica en el sistema completo.

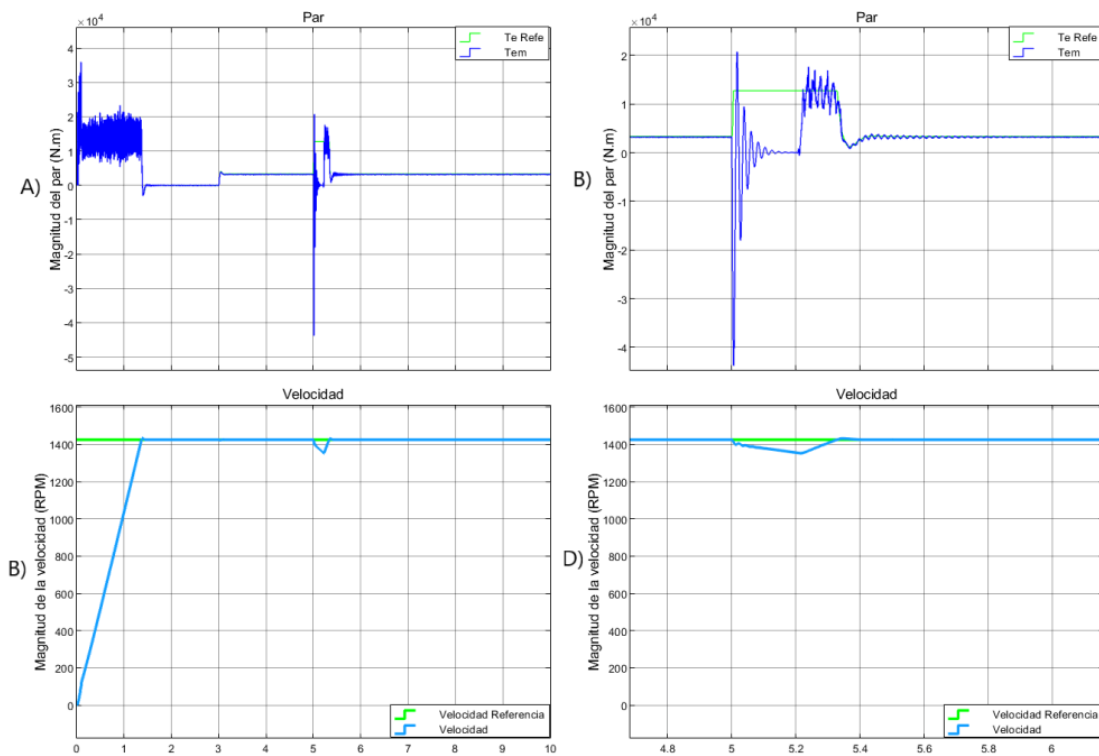


Figura 4.15: Operación conectada a la red, Falla trifásica (Par y Velocidad). A) Par de la máquina, B) Par de la máquina durante la falla, C) Velocidad de la máquina, D) Velocidad durante la falla.

En el caso de las corrientes del estator y del rotor, éstas alcanzan un pico máximo de aproximadamente 15000 A durante la falla, siendo en estado estacionario son de 920 A para el estator y 640 A para el rotor. En la Figura 4.16 se muestran las corrientes de la máquina (estator y rotor) y los voltajes del estator. A diferencia de los casos de estudio que se hicieron en el Capítulo 3, donde también se aplicó una falla trifásica en terminales de la máquina operando de manera aislada, se puede observar la diferencia ahora que está conectada a una red eléctrica e interactuando con más elementos; las oscilaciones de los transitorios son más severas, los picos de corriente son mayores aproximadamente 16 veces el valor nominal para el estator y 20 veces para el rotor.

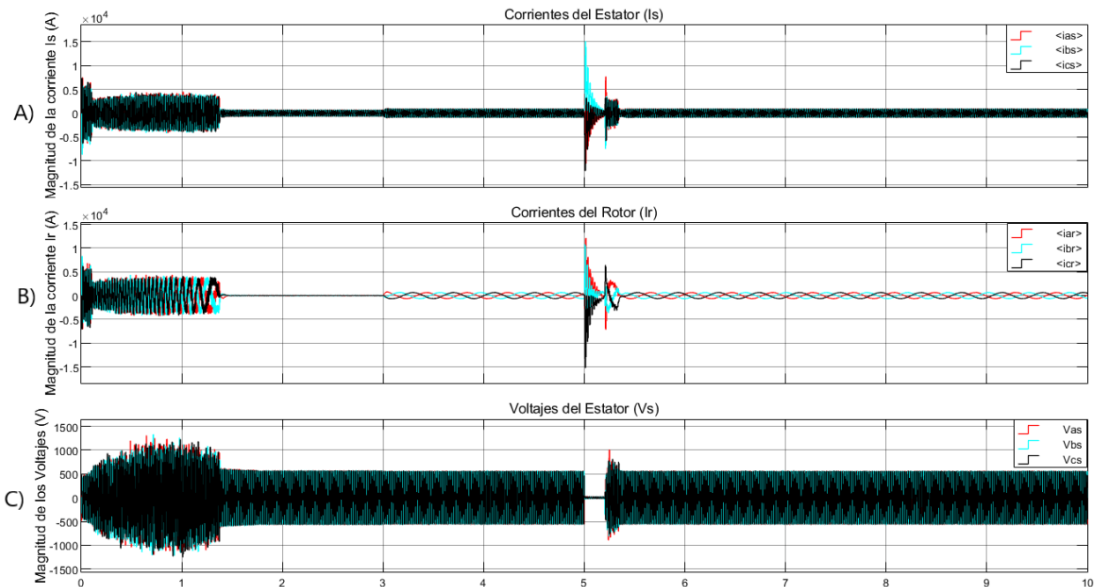


Figura 4.16: Operación conectada a la red, Falla trifásica (Corrientes y voltajes de la máquina). A) Corrientes del estator, B) Corrientes del rotor, C) Voltajes del estator.

La Figura 4.17 muestra una ventana de tiempo que comprende de  $t = 4.5$  s a  $t = 6.5$  s para las formas de onda de las corrientes y voltajes antes, durante y después de que se aplica la falla. Mientras que la falla está sostenida, el voltaje en el estator no es cero debido a la caída de voltaje en los *Snubbers* de los interruptores como se explicó en la Sección 3.2.2 del Capítulo 3.



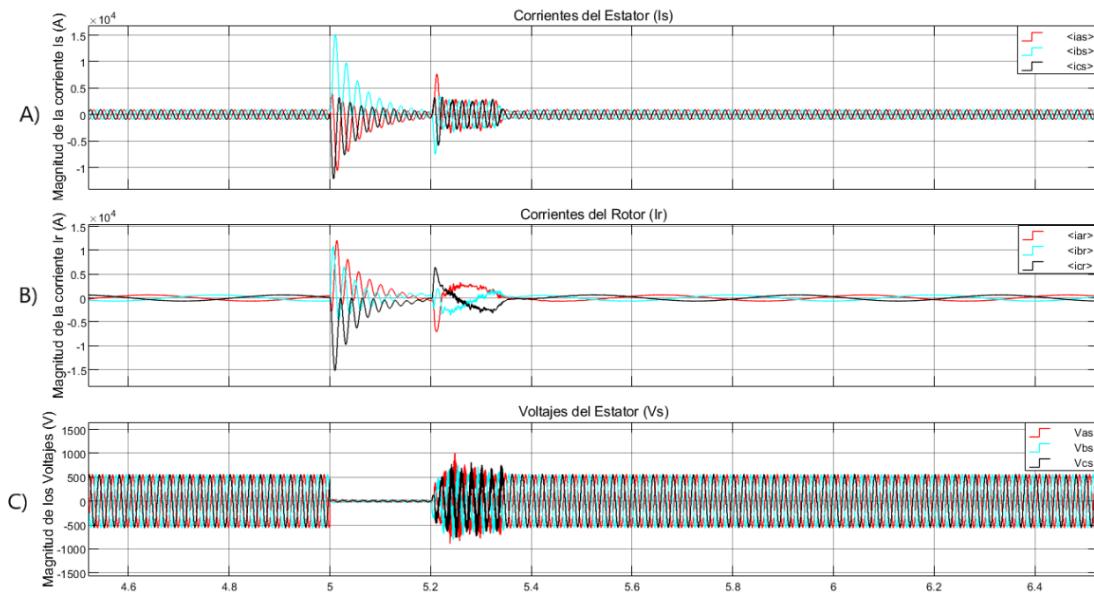


Figura 4.17: Formas de onda antes, durante y después de la falla. A) Corriente del estator, B) Corriente del rotor, C) Voltajes del estator.

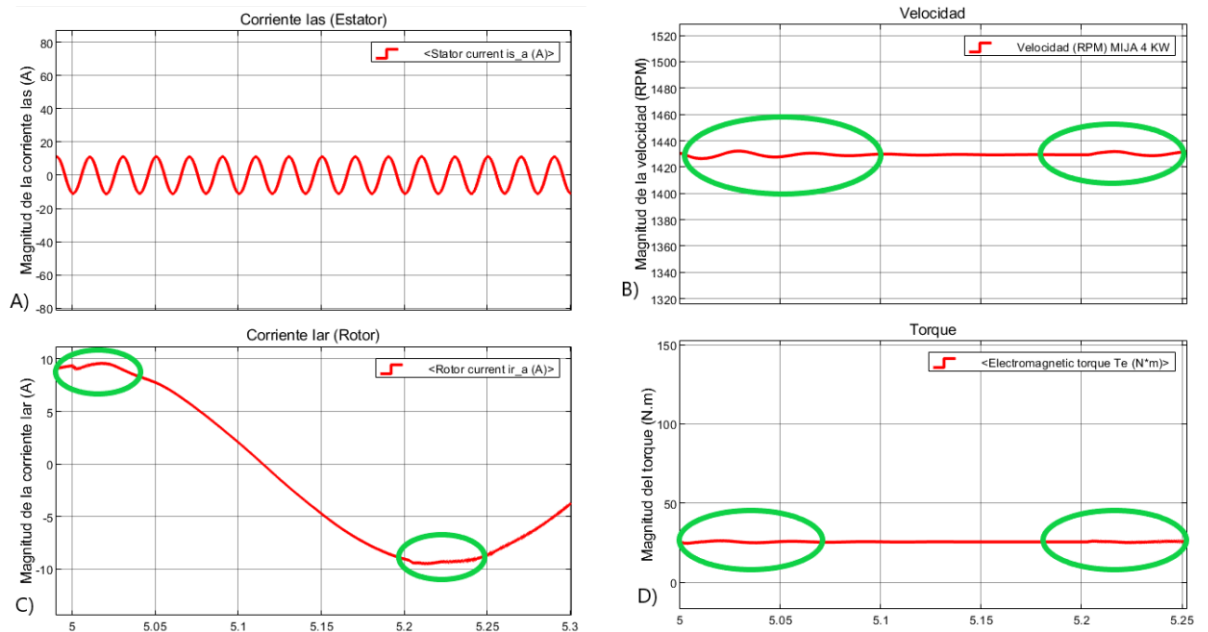
En relación al comportamiento de las cargas adicionales (motores de inducción, cargas dinámicas y cargas RLC) ante la presencia de una falla en el sistema, el transitorio inicial y la operación en estado estacionario es idéntica a la que se presenta en la Sección 4.2.1, pero se ven afectadas por la falla aplicada en terminales de la máquina. Se elige una ventana de tiempo que comprende de  $t = 4.5$  s a  $t = 5.5$  s, donde se observan las formas de onda antes, durante y posterior a la falla en todas las cargas. Estas muestran que si se ven afectadas por la falla en terminales de la máquina y sufren pequeños transitorios en  $t = 5$  s y en  $t = 5.2$  s

### Cargas adicionales

#### – Motores de inducción jaula de ardilla (MIJA)

Estos motores no presentan alguna alteración visible en la corriente del estator; Figura 4.3.2 A), pero en la corriente del rotor al momento en que se aplica la falla ( $t = 5$  s) se ve una deformación en la forma de onda en la Figura 4.3.2 C), mientras que en el par y la velocidad se observan pequeñas oscilaciones

en la velocidad de aproximadamente  $\pm 10$  RPM y para el par de  $\pm 1.5$  N.m, mientras se sostiene la falla y un transitorio después de que se libera, que dura aproximadamente  $0.15$  s como se muestran en las Figuras 4.3.2 B) y 4.3.2 D).



Perturbaciones en las formas de onda antes, durante y después de la falla de los motores de inducción jaula de ardilla. A) Corriente de la fase a del estator, B) Velocidad de la máquina, C) Corriente de la fase a de rotor, D) Par de la máquina.

#### – Carga RLC.

La carga RLC, también es afectada por la falla aplicada, aunque las variaciones en el voltaje y en la corriente no son muy significativas. En la Figura 4.18 se muestra una ventana de tiempo que comprende de  $t = 4.9$  s a  $t = 5.5$  s. Del análisis de estas dos gráficas, se puede apreciar que la corriente durante la presencia de la falla disminuye su valor en aproximadamente 5 A de su valor en estado estable, mientras que el voltaje se incrementa a aproximadamente 400 V. Cuando la falla se libera en  $t = 5.2$  s atraviesa un transitorio de  $0.3$  s hasta llegar nuevamente al estado estable de pre-falla.

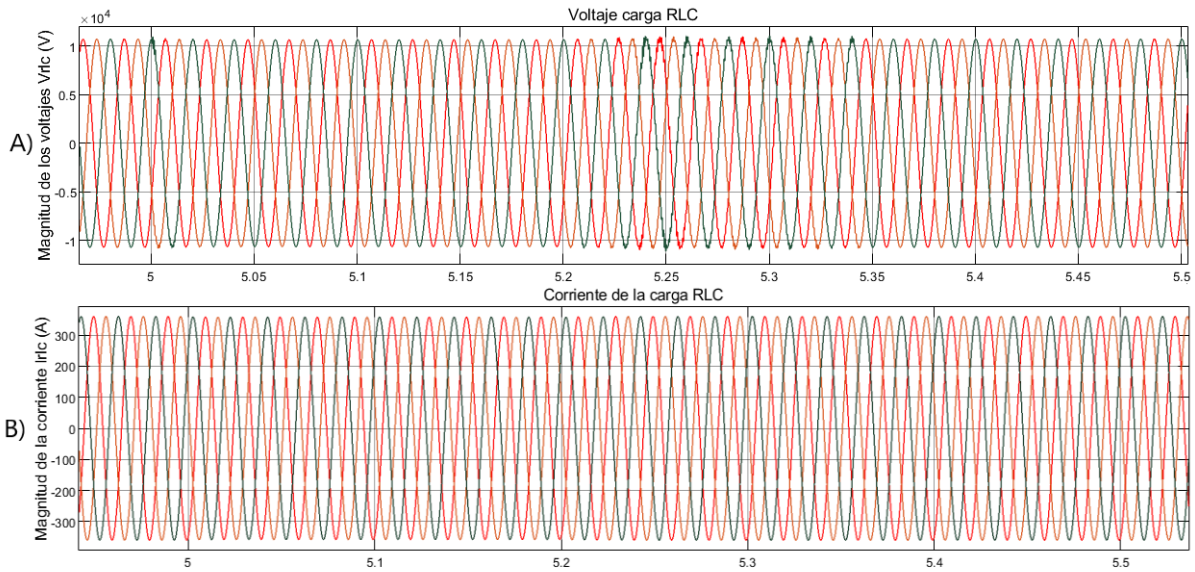


Figura 4.18: Comportamiento de la carga RLC. A) Voltaje de la carga RLC durante la falla, B) Corriente de la carga RLC durante la falla.

– **Carga dinámica.**

En la Figura 4.19 se muestra el comportamiento de la carga dinámica ante la falla aplicada en las terminales de la máquina. Las potencias activa y reactiva sufren una caída que se mantiene hasta la liberación de la falla. En particular, la potencia activa tiene una caída aproximada de 40 KW y la potencia reactiva de 30 KVAR. La falla se libera en  $t = 5.2$  s, presentándose un transitorio de 0.3 s en la carga dinámica.

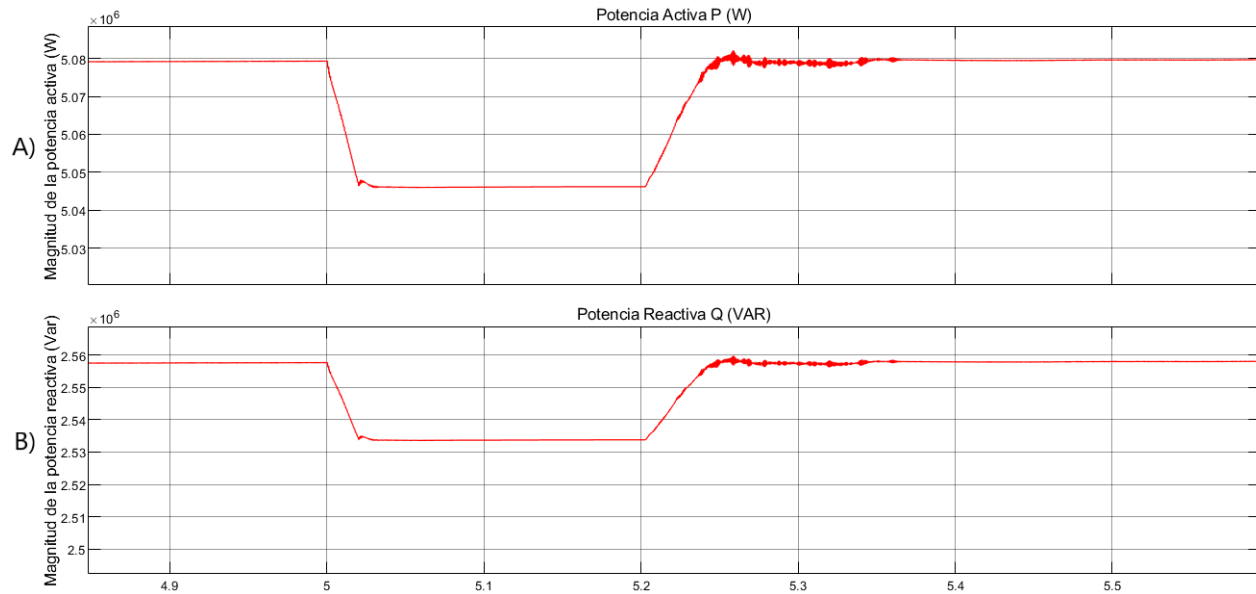


Figura 4.19: Comportamiento de la carga dinámica antes, durante y después de la falla trifásica. A) Potencia activa durante la falla, B) Potencia reactiva durante la falla.

#### 4.4. Armónicos, interarmónicos y THD

En el Capítulo 3 se hacía la observación de que las corrientes del rotor y del estator, así como los voltajes del estator de la máquina son formas de onda senoidales con poca presencia de contaminación armónica, debido a su operación aislada. Sin embargo cuando se conecta al sistema externo, los distintos elementos de la red eléctrica, tales como red de transmisión, transformadores y diferentes tipos de carga, afectan directamente el grado de contaminación armónica de las corrientes y voltajes de la DFIM.

- **Voltaje del Estator  $V_{sa}$**

En la Figura 4.20 se muestra la evolución en el dominio del tiempo de la forma de onda de los voltajes del estator. En el tiempo de simulación de 3 s la máquina opera en estado estacionario periódico.

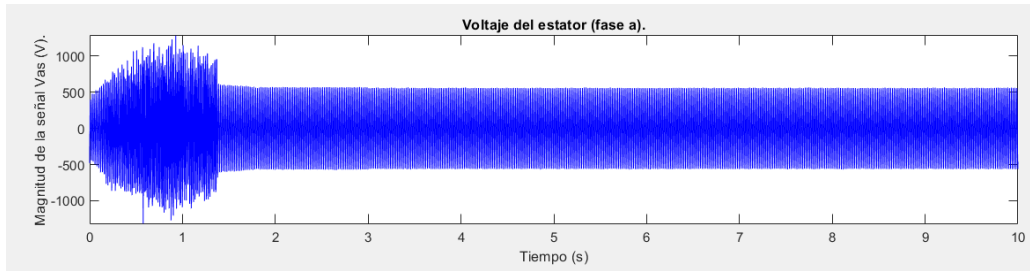


Figura 4.20: Voltaje del estator de la máquina DFIM  $V_{sa}$

De la forma de onda del voltaje  $V_{sa}$  se selecciona una ventana de tiempo de dos periodos, que comprende de  $t = 5 \text{ s}$  a  $t = 5.04 \text{ s}$ , la cual se muestra en la Figura 4.21. Se aplica la FFT a esta ventana de dos ciclos, para determinar el contenido armónico e interarmónico del voltaje del estator de la máquina y el valor del THD.

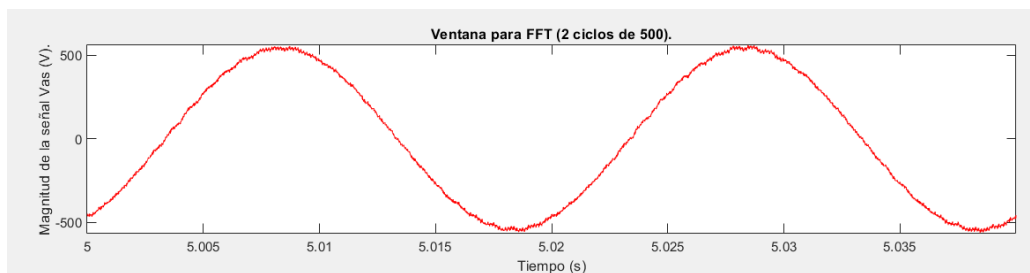


Figura 4.21: Dos ciclos de  $V_{sa}$  en estado estable

El espectro armónico e interarmónico de la señal del voltaje del estator se muestra en la Figura 4.22, también muestra el valor del THD, que para este caso es de 1.90%. De la Figura 4.22 se observa que el armónico de mayor magnitud es el 7, con un valor de 0.23%. El THD es inferior al límite establecido por la Comisión Reguladora de Energía (CRE): Código de Red, conforme dispone la Ley de la Industria Eléctrica publicando la última reforma en el DOF 11/05/22 [de La Federación et al., 2022].

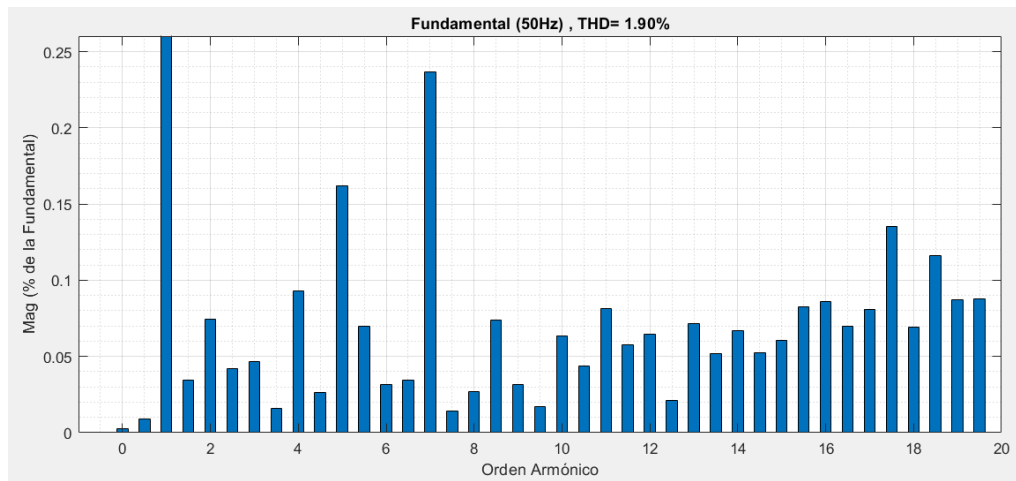


Figura 4.22: Espectro armónico/interarmónico y THD de  $V_{sa}$ .

- **Corriente de Estator  $I_{sa}$**

En la Figura 4.23 se muestra la evolución en el dominio del tiempo de la forma de onda completa a lo largo de todo el tiempo de simulación de la corriente del estator de la *fase a* de la DFIM. El transitorio inicial de la máquina comprende de  $t = 0$  a un instante antes de  $t = 1.5$ , cuando el tiempo de simulación llega a  $1.5$  s la máquina comienza su operación en vacío hasta un instante antes de  $t = 3$  s. A partir de  $3$  s la máquina opera con carga y en estado estacionario.

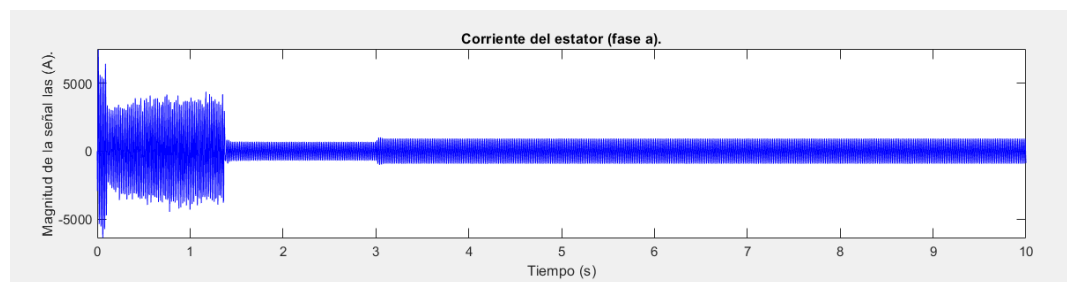


Figura 4.23: Corriente del estator de la DFIM  $I_{sa}$ .

A la forma de onda mostrada en la Figura 4.24, que representa una ventana seleccionada de dos ciclos de la corriente de la *fase a* del estator,  $5$  s y  $5.04$  s, se le aplica la FFT, para determinar el THD y los armónicos e interarmónicos individuales.

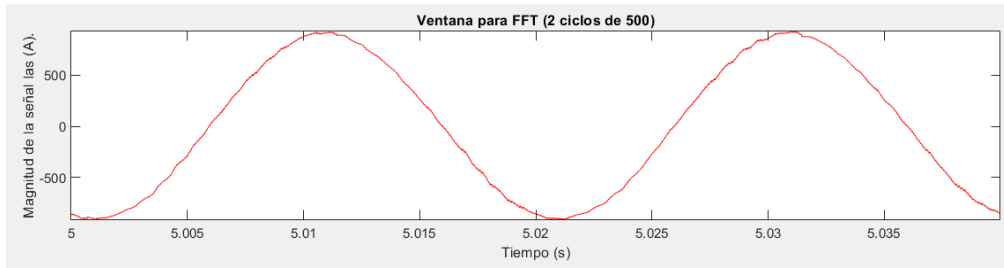


Figura 4.24: Ventana de tiempo de dos ciclos de la corriente del estator  $I_{sa}$  en estado estable.

El valor del THD para la corriente del estator de la máquina es de 1.57%, el espectro armónico e interarmónico se muestra en la Figura 4.25. En la Figura 4.25 se observa que el armónico de mayor magnitud es el 2 con un valor de 0.79%. El THD se encuentra por debajo del límite establecido por la Comisión Reguladora de Energía (CRE): Código de Red, conforme dispone la Ley de la Industria Eléctrica publicando la última reforma en el DOF 11/05/22 [de La Federación et al., 2022].

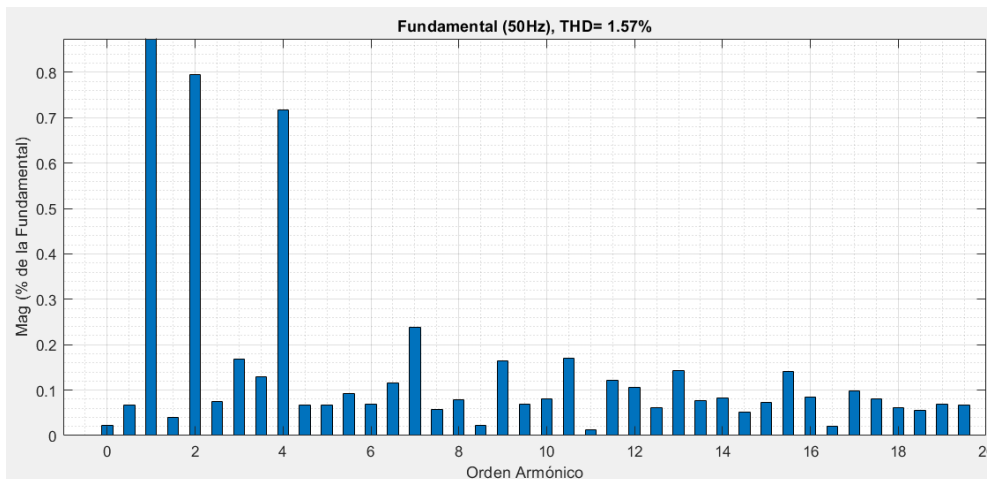


Figura 4.25: Espectro armónico e interarmónico y THD.

- **Corriente del Rotor  $I_{ra}$**

En la Figura 4.26 se muestra la evolución en el dominio del tiempo de la forma de onda completa de la corriente del rotor de la *fase a* de la DFIM. A partir del tiempo de simulación de 3 s la máquina opera en estado estacionario. La frecuencia de la corriente del rotor se calcula con las Ecuaciones (3.8) y (3.9) desarrolladas en la Sección 3.3.1

del Capítulo 3.

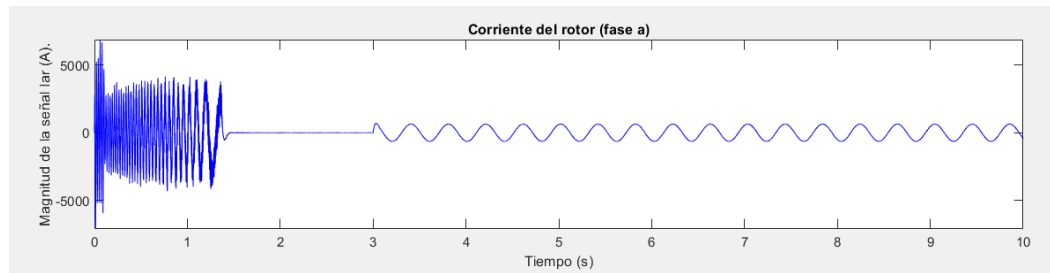


Figura 4.26: Corriente del rotor de la máquina DFIM  $I_{ra}$ .

La Figura 4.26 muestra la ventana de dos ciclos que se necesita para aplicar la FFT para obtener el valor de THD y el espectro armónico e interarmónico comprende de  $5\text{ s}$  a  $5.8\text{ s}$ .

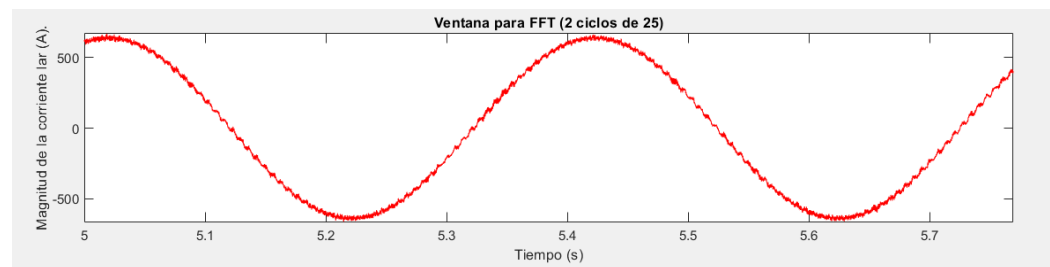


Figura 4.27: Dos ciclos de  $I_{ra}$  en estado estable.

Finalmente en la Figura 4.28 se muestra el espectro armónico e interarmónico. El THD de la corriente del rotor cuando la máquina esta conectada a la red eléctrica es de  $10.75\%$  de acuerdo a lo establecido por la Comisión Reguladora de Energía (CRE): Código de Red, conforme dispone la Ley de la Industria Eléctrica publicando la última reforma en el DOF 11/05/22 [de La Federación et al., 2022], el valor permitido de distorsión armónica total de la onda de corriente es de  $6.5\%$ . Esto indica que la forma de onda de corriente del rotor de la máquina esta fuera de la norma por  $4.25\%$ .



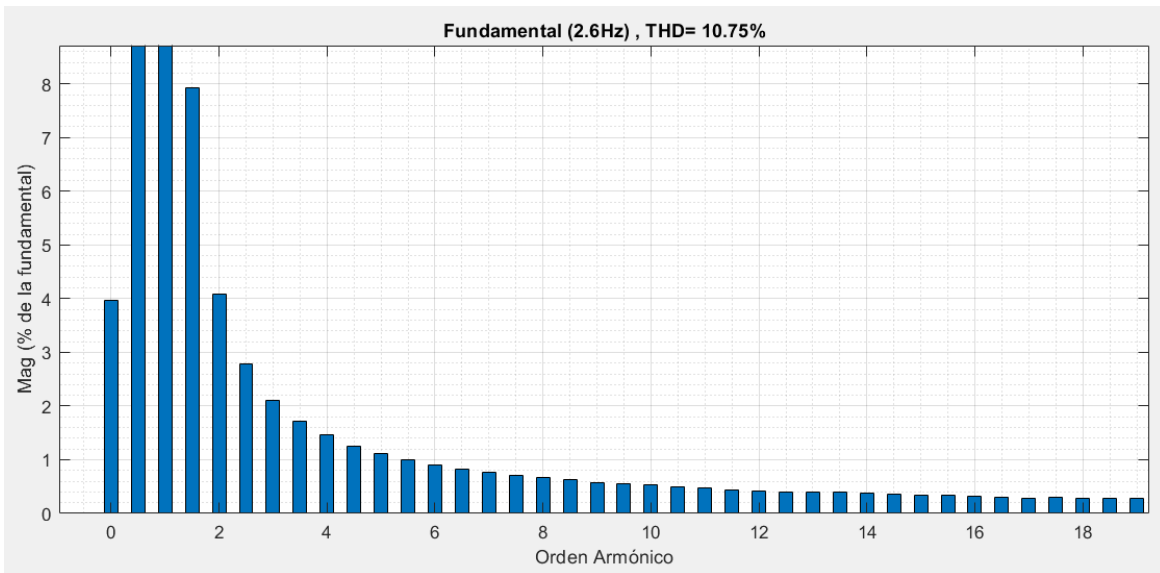


Figura 4.28: Espectro armónico e interarmónico y THD de  $I_{ra}$ .

## 4.5. Conclusiones

En este capítulo se complementó el análisis de la operación de la máquina DFIM, al considerarla en su modo de operación conectada a la red eléctrica. Se pueden observar en las gráficas presentadas el impacto que tuvieron todos los elementos que se agregaron a la simulación, como las líneas de transmisión, los transformadores reductores, los diferentes tipos de cargas. Puede resaltarse que los transitorios asociados con la máquina que arranca del reposo duran más y tienen picos de mayor magnitud de voltaje/corriente, de hasta 10 veces su valor en estado estacionario periódico.

También se puede ver el impacto en la red eléctrica externa de una falla trifásica a tierra. Por último, todos los elementos considerados en esta red eléctrica analizada afectaron directamente la calidad de las señales de corriente y voltaje de la máquina. El THD aumentó en todas las formas de onda que se analizaron. Esto es evidente de su comparación directa con respecto a las reportadas en el análisis presentado en el Capítulo 3 para su modo de operación aislada de la red externa. En particular, se observa que las formas de onda de corriente y voltaje reportadas en este capítulo tienen un grado mayor de contaminación armónica.



## Capítulo 5

# Conclusiones generales y sugerencias de trabajo de investigación futuro

### 5.1. Conclusiones Generales

El trabajo de investigación reportado en esta tesis se orientó al desarrollo e implementación en Simulink® del modelo de la máquina de inducción doblemente alimentada en el marco de referencia  $qd0$ . Se observó y comprobó mediante simulación digital la necesidad de una técnica de control para alimentar el rotor ya que las corrientes y voltajes no tienen la frecuencia fundamental del sistema.

Se implementó en Simulink® y analizó el comportamiento de la máquina cuando está operando de manera aislada y cuando está conectada a una red eléctrica e interactuando con elementos que conforman una red eléctrica, tales como transformadores, líneas de transmisión y diferentes tipos de cargas.

Operando en estado estable cuando la máquina está conectada a una red externa y cuando no, tienen comportamiento idéntico; la principal diferencia es que las formas de onda de voltajes y corrientes de la máquina cuando está conectada a una red eléctrica externa estas están mucho más distorsionadas. Al comprar los resultados obtenidos de aplicar la FFT a

las corrientes y voltajes de la máquina en ambos casos de estudio; se observa un incremento en el valor porcentual del THD cuando la máquina está conectada a la red externa e interactuando con otros elementos.

Otra diferencia relevante es que el transitorio de arranque de la máquina y el transitorio que ocurre después de la liberación de una falla; para el caso donde la máquina está conectada a la red son más bruscos y de mayor magnitud. También se pudo observar que ante la presencia de una falla, simétrica o asimétrica, su efecto de propaga todo el sistema.

Se implementó un control para la máquina doblemente alimentada basado en una técnica de control por lazo de corriente del rotor (*Rotor Current Control Loops*), que permita contribuir a su estabilidad ante la presencia de fallas diversas.

De los casos de estudio presentados y analizados, se observó que la operación dinámica de la máquina doblemente alimentada está asociada con armónicos pares e impares, respectivamente, así como la presencia de componentes interarmónicos.

## 5.2. Trabajos Futuros

Tomando como referencia la investigación reportada en esta tesis, se propone continuar en las siguientes vertientes de investigación:

1. Obtener los parámetros de máquinas de inducción doblemente alimentadas mediante pruebas de laboratorio.
2. Validar los resultados de las simulaciones implementando físicamente un sistema en el laboratorio, donde se someta a la máquina de inducción doblemente alimentada a fallas, diferentes condiciones de carga, de operación, de manera aislada y conectada a la red eléctrica.
3. Diseñar filtros para mitigar los componentes armónicos e interarmónicos y la *Distorsión Armónica Total* THD de corrientes y voltajes de la máquina.
4. Implementar otras técnicas para el control de la máquina de inducción doblemente alimentada.

5. Analizar el comportamiento dinámico y bajo condiciones de falla de la máquina doblemente alimentada en tiempo real.



## Apéndice A

# Máquina síncrona

Las máquinas síncronas se encuentran entre las máquinas eléctricas más comunes; deben su nombre a que trabajan a una velocidad y frecuencia constantes en estado estable. Al igual que las máquinas de inducción y de CD, la máquina síncrona también puede trabajar como motor y como generador. Existen dos tipos de rotores en las máquinas síncronas, uno es rotor liso y el otro rotor de polos salientes. El primero se utiliza en máquinas de alta velocidad y el segundo en generadores de baja velocidad.

En la Figura A.1 se muestran los dos tipos de rotores para las máquinas síncronas; el rotor de polos lisos y el rotor de polos saliente.



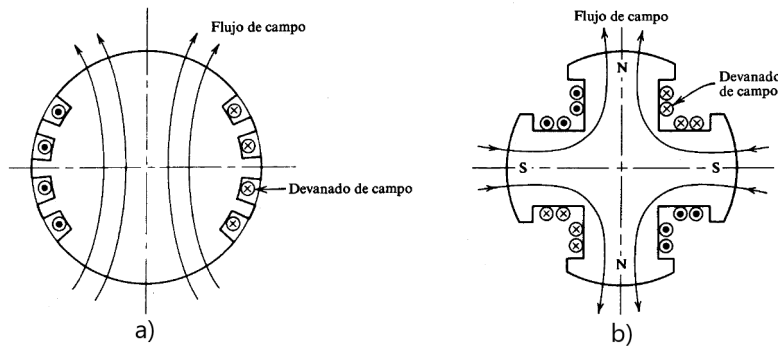


Figura A.1: Tipos de Rotor de la máquina síncrona. a) Rotor de polos lisos, b) Rotor de polos salientes.

La operación de un generador síncrono se basa en la Ley de Faraday de inducción electromagnética. Las máquinas síncronas se componen de dos partes, la estructura del campo magnético y la armadura.

En [Syed, 1984] se plantean las ecuaciones para la operación de la máquina síncrona, la velocidad síncrona, regulación de voltaje y las características del ángulo de potencia.

El voltaje inducido en la *fase a* de una máquina de rotor liso o de polos salientes, está dado por:

$$v_a = V_m \sin(\omega t) \quad (\text{A.1})$$

donde  $\omega$  es la velocidad angular del rotor.

Similarmente, se pueden deducir las expresiones de los voltajes inducidos en las otras fases  $v_b$  y  $v_c$ ; estas fases están desfasadas con respecto a la **fase a** y entre sí  $120^\circ$ . La Ecuación (A.1) es conocida como ecuación de *fem* de un generador síncrono.

Sabiendo que el devanado de la armadura o estator producirá un campo magnético giratorio en el entrehierro, la velocidad de rotación del campo, o velocidad síncrona  $n_s$  está dada por:

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} (\text{rpm}) \quad (\text{A.2})$$

Donde  $p$  es el número de polos y  $f$  es la frecuencia del voltaje aplicado a la armadura.

Como en el caso de un transformador, se define la regulación de voltaje de un generador síncrono a una carga determinada como:

$$\text{Reg.Voltaje} = \frac{V_o - V_t}{V_t} \times 100 \quad (\text{A.3})$$

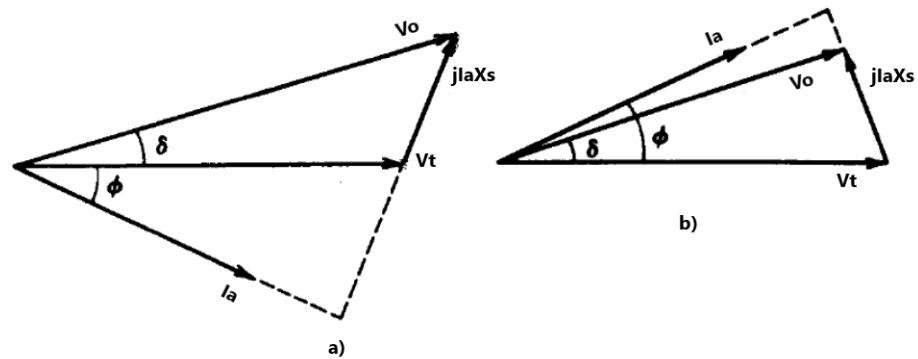


Figura A.2: Diagrama Fasorial. a) Factor de potencia atrasado, b) Factor de potencia adelantado.

Donde  $V_t$  es el voltaje terminal por fase con carga y  $V_o$  es el voltaje nominal en vacio por fase.

En la Figura A.2 se muestra en diagrama fasorial de un generador síncrono.

De la Figura A.2 se obtiene:

$$I_a X_s \cos(\phi) = V_o \sin(\delta) \quad (\text{A.4})$$

La potencia desarrollada  $P_d$  es la potencia suministrada a la carga por lo tanto,

$$\text{Generador} \rightarrow P_d = V_t I_a \cos(\phi) = \frac{V_o V_t}{X_s} \sin(\delta) \quad (\text{A.5})$$

Para el caso en que la máquina consume potencia eléctrica, la expresión de la potencia es:

$$\text{Motor} \rightarrow P_d = -V_t I_a \cos(\phi) \quad (\text{A.6})$$

Donde:

- $P_d$  Potencia generada.
- $I_a$  Corriente de la *fase a*.
- $\phi$  Ángulo del factor de potencia.
- $\delta$  Ángulo de potencia.

En la Figura A.3 se muestra la gráfica con los modos de operación de una máquina síncrona de polos lisos.

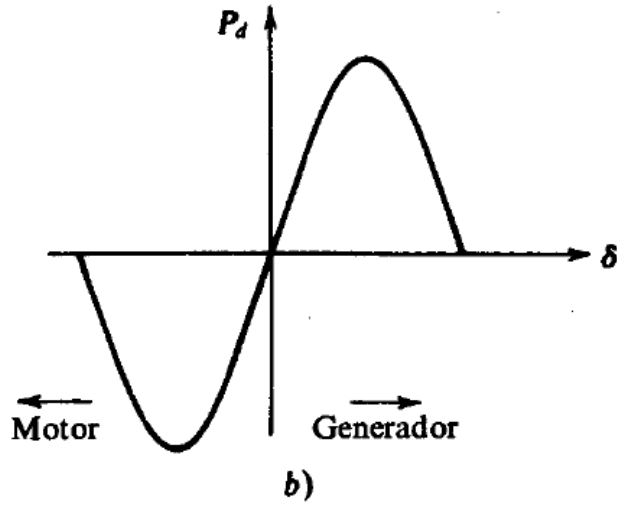


Figura A.3: Modos de operación de la máquina síncrona.

Por otra parte en [Krause et al., 2002] se presenta el desarrollo matemático necesario para llegar al sistema de ecuaciones diferenciales y algebraicas que describen el comportamiento de una máquina síncrona, en el marco de referencia  $qd0$ , las cuales son:

- Ecuaciones de voltaje de la máquina síncrona en  $qd0$ .

$$V_{qs} = -r_s i_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \quad (\text{A.7})$$

$$V_{ds} = -r_s i_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \quad (\text{A.8})$$

$$V_{0s} = -r_s i_{0s} + p \lambda_{0s} \quad (\text{A.9})$$

$$V_f = -r_f i_f + p \lambda_f \quad (\text{A.10})$$

$$V_s = -r_s i_s + p \lambda_s \quad (\text{A.11})$$

$$V_t = -r_t i_t + p \lambda_t \quad (\text{A.12})$$

- Ecuación de par eléctrico en función de enlaces de flujo.

$$T_e = PP(\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (\text{A.13})$$

Donde:

$PP$  Pares de polos

## Apéndice B

# Transformador

El transformador es un dispositivo electromagnético que tiene dos o más bobinas estacionarias acopladas a través de un flujo mutuo. El transformador se compone principalmente de un núcleo, un devanado primario y un devanado secundario. El funcionamiento de un transformador de basa en la Ley de Faraday de inducción electromagnética, la cual establece que un flujo variable en el tiempo, que enlaza una bobina inducirá una fuerza electromotriz.

En [Syed, 1984] se hace el desarrollo a detalle de las ecuaciones del voltaje inducido en el transformador y la deducción para obtener la relación de transformación. En la Figura B.1 se muestra un transformador ideal.

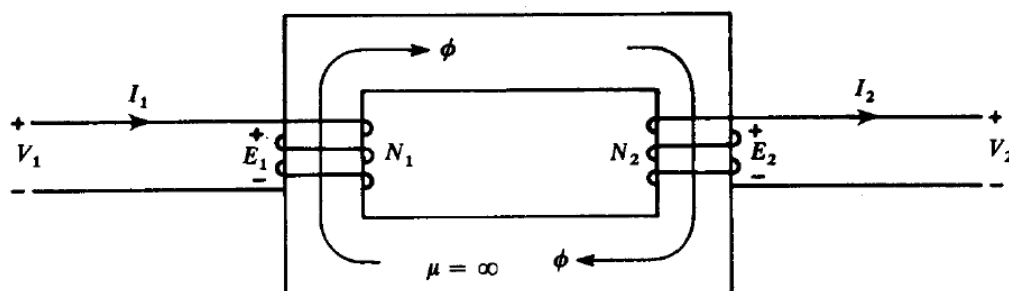


Figura B.1: Transformador ideal.

La ecuación del voltaje inducido en el devanado primario es:

$$e_1 = \omega N_1 \phi_m \cos(\omega t) \quad (\text{B.1})$$

De una forma similar el voltaje en el devanado secundario está dado por:

$$e_2 = \omega N_2 \phi_m \cos(\omega t) \quad (\text{B.2})$$

Donde:

- $e_1$  Voltaje inducido en el devanado primario.
- $e_2$  Voltaje inducido en el devanado secundario.
- $N_1$  Número de vueltas del primario.
- $N_2$  Número de vueltas del secundario.

Igualando la Ecuación (B.1) con la Ecuación (B.2) resulta la relación de transformación:

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{e_1}{e_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (\text{B.3})$$

un transformador ideal no tiene pérdidas, pero en realidad los transformadores tienen las siguientes pérdidas:

- Pérdidas en el núcleo. En éstas se incluyen las pérdidas por histéresis y las pérdidas por corrientes parásitas.
- Pérdidas resistivas. Son las pérdidas por efecto Joule ( $I^2R$ ) en ambos devanados.

En un transformador no ideal se incluyen los efectos de las resistencias de los devanados, las reactancias de dispersión, la reactancia de magnetización y las pérdidas en el núcleo. En la Figura B.2 se pueden apreciar estas diferencias entre los circuitos equivalentes de cada transformador.

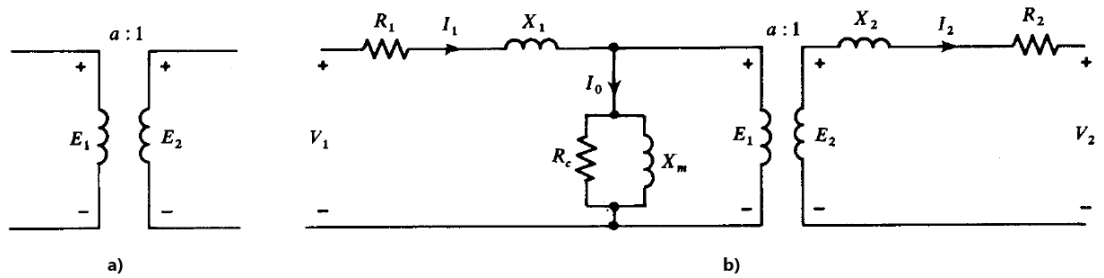


Figura B.2: Circuitos equivalentes. a) Transformador ideal, b) Transformador no ideal.

Donde:

$a$	Relación de transformación ( $>1$ ).
$E_1$	Voltaje inducido en el primario.
$E_2$	Voltaje inducido en el secundario.
$V_1$	Voltaje en terminales del primario.
$V_2$	Voltaje en terminales del secundario.
$I_1$	Corriente primaria.
$I_2$	Corriente secundaria.
$I_0$	Corriente (primaria) sin carga.
$R_1$	Resistencia del primario.
$R_2$	Resistencia del secundario.
$X_1$	Reactancia de dispersión del primario.
$X_2$	Reactancia de dispersión del secundario.
$I_m, X_m$	Corriente y reactancia de magnetización.
$I_c, X_c$	Corriente y resistencia equivalente para las pérdidas del núcleo.

El circuito equivalente de un transformador no ideal se puede representar refiriendo los valores de las resistencias, reactancias, corrientes y voltajes del secundario al primario o viceversa, para referirlos se usa la relación de transformación. La Figura B.3 muestra el circuito equivalente del transformador no ideal referido al primario y al secundario.

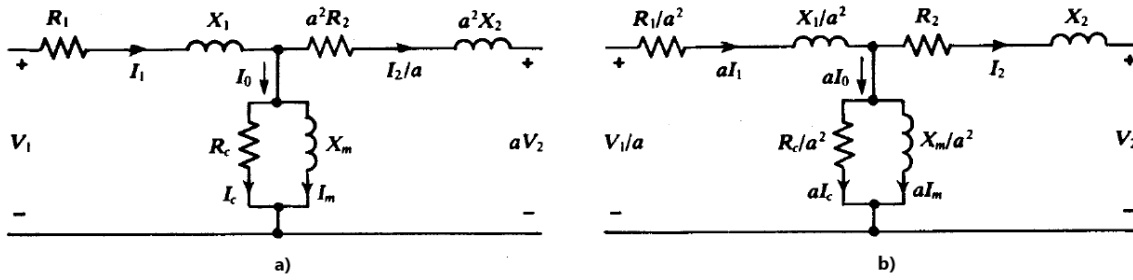


Figura B.3: Circuitos equivalentes referidos. a) Referido al primario, b) Referido al secundario.

Los parámetros de los circuitos equivalentes se puede obtener mediante dos pruebas de acuerdo a [Syed, 1984].

- Prueba de circuito abierto (o sin carga).

En esta prueba se abre uno de los devanados del transformador y en el otro se aplica el voltaje nominal. Se miden el voltaje, la corriente y la potencia en las terminales de este devanado. El voltaje del circuito abierto del segundo devanado se mide y con está medición se puede verificar la relación de vueltas o de transformación  $a$ .

Las pérdidas en el núcleo están dadas por:

$$P_c = P_0 - I_0^2 R_1 \quad (\text{B.4})$$

El voltaje inducido en el primario está dado por:

$$E_1 = V_0 \angle 0^\circ - (I_0 \angle \theta_0)(R_1 + jX_1) \quad (\text{B.5})$$

Donde  $\theta_0$  es el factor de potencia sin carga y se calcula como:

$$\theta_0 = \cos^{-1} \frac{P_0}{V_0 I_0} \quad (\text{B.6})$$

Otras cantidades se calculan a partir de:

$$I_c = \frac{P_c}{E_1} \quad (\text{B.7})$$

$$I_m = \sqrt{I_0^2 - I_c^2} \quad (\text{B.8})$$

$$X_c = \frac{E_1}{I_m} \quad (\text{B.9})$$

$$a \approx \frac{V_0}{E_2} \quad (\text{B.10})$$

- Prueba de cortocircuito.

En esta prueba, un devanado se pone en cortocircuito a través de sus terminales y se aplica un voltaje reducido, este valor de voltaje es de tal magnitud que produce la corriente nominal en el devanado en cortocircuito. Como el voltaje que se aplica es muy bajo, la corriente de pérdida en el núcleo y la corriente de magnetización son de muy pequeña magnitud y el circuito equivalente se reduce al de la Figura B.4.

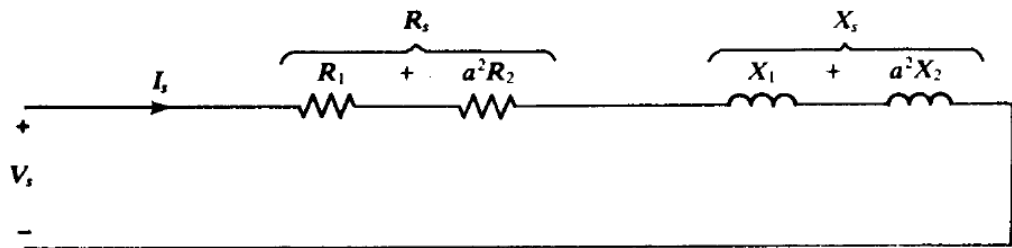


Figura B.4: Circuito equivalente del transformador en la prueba de corto circuito.

La potencia, corriente y voltaje de entrada bajo cortocircuito referidos al primario son:

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} \quad (\text{B.11})$$

$$R_1 + a^2 R_2 = R_s = \frac{P_s}{I_s^2} \quad (\text{B.12})$$

$$X_1 + a^2 X_2 = X_s = \sqrt{Z_s^2 - R_s^2} \quad (\text{B.13})$$

$$X_1 = a^2 X_2 = \frac{1}{2} X_s \quad (\text{B.14})$$





## Apéndice C

# Línea de transmisión

La función de una línea de transmisión y en general de cualquier línea eléctrica, es transferir potencia eléctrica del extremo de envío al extremo de recepción. La distancia entre las dos terminales define la longitud de la línea, de acuerdo a [Grainger and Stevenson, 2004]:

- Línea corta: Menor a 60 Km.
- Línea media: Entre 60 Km y 180 Km.
- Línea larga: Mayor a 180 Km.

Los parámetros de una línea de transmisión son cuatro: resistencia, inductancia, capacitancia y conductancia, aunque generalmente la conductancia entre conductores de una línea aérea es despreciable.

La impedancia de una línea de transmisión depende de las características físicas del conducto, de la disposición de los conductores, de los cables de guarda, altura y distancia entre conductores y las propiedades del terreno. Según [Stevenson and Suarez, 1962] y [Grainger and Stevenson, 2004] el cálculo de estos parámetros se realiza de la siguiente manera:

## C.1. Resistencia de líneas eléctricas de transmisión

Este parámetro representa la mayor pérdida de potencia asociada a los parámetros de transmisión y distribución de energía eléctrica. Los factores que intervienen en la variación de la resistencia son la disposición en espiral de los hilos que conforman los conductores, la temperatura y el efecto piel o efecto Kelvin.

### C.1.1. Resistencia de corriente directa

La resistencia de corriente directa se calcula a partir de la Ecuación (C.1).

$$R_0 = \frac{\rho l}{A} \quad (\text{C.1})$$

Donde:

$\rho$  Resistividad del material del conductor ( $\omega$  por unidad de longitud).

$l$  Longitud del conductor (m o ft).

$A$  Área de la sección transversal del conductor ( $m^2, ft^2$  o circular mil).

A la Ecuación (C.1) se le multiplica por un factor de 1.02 esto debido a la disposición en espiral del conductor.

### C.1.2. Resistencia de un conductor metálico en función de la temperatura

La variación de la resistencia de los conductores metálicos con la temperatura es prácticamente lineal en el rango normal de operación, según se muestra en la Figura C.1 y se calcula con la siguiente expresión.

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{T + t_2}{T + t_1} \quad (\text{C.2})$$

Donde:

$R_1$  y  $R_2$  Resistencias del conductor a diferentes temperaturas.

$t_1$  y  $t_2$  Temperaturas en grados Celsius.

$T$  Es una constante determinada en grados Celsius y puede tomar los siguientes valores: 234.5 para el cobre recocido, 241 para cobre estirado en frío y 228 para aluminio estirado en frío.

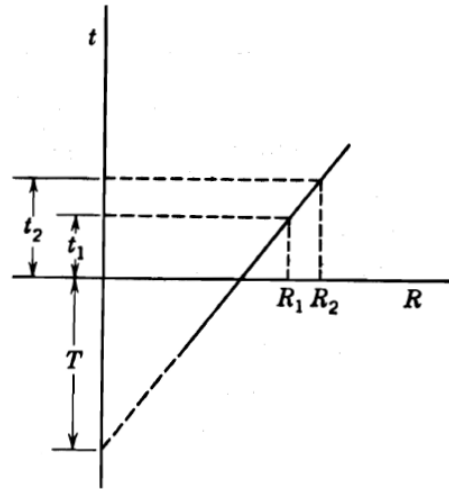


Figura C.1: Resistencia en función de la temperatura.

## C.2. Inductancia de líneas de eléctricas de transmisión

### C.2.1. Inductancia de una línea de dos conductores.

En la Figura C.2 se muestra una línea monofásica que tiene dos conductores de radios  $r_1$  y  $r_2$ . Uno de los conductores es el circuito de retorno del otro. De acuerdo a [Grainger and Stevenson, 2004] la inductancia debida a los enlaces del flujo interno, más la inductancia debida a la corriente que circula por el conductor número uno es

$$L_1 = \left( \frac{1}{2} + 2 \ln \frac{D}{r_1} \times 10^{-7} \right) H/m \quad (C.3)$$

Simplificando la Ecuación (C.3) y sustituyendo  $r_1$  por  $r_1'$  donde,  $r_1' = 0.7788$ , queda la siguiente expresión:

$$L_1 = \left( 2 \times 10^{-7} \ln \frac{D}{r_1'} \right) H/m \quad (C.4)$$

La inductancia para el conductor 2 es:

$$L_2 = \left( 2 \times 10^{-7} \ln \frac{D}{r_2'} \right) H/m \quad (C.5)$$

Los enlaces de flujo que produce la corriente que circula por el conductor 2 están en la misma dirección que tienen los enlaces producidos por la corriente del conductor 1. Sumando la inductancia del conductor 1 más la del conductor 2 se obtiene la inductancia total de una

línea monofásica que también es conocida como inductancia por conductor y se calcula de la siguiente manera:

$$L = \left( 4 \times 10^{-7} \ln \frac{D}{r'} \right) H/m \quad (C.6)$$

Donde,  $r'_1 = r'_2 = r'$ .

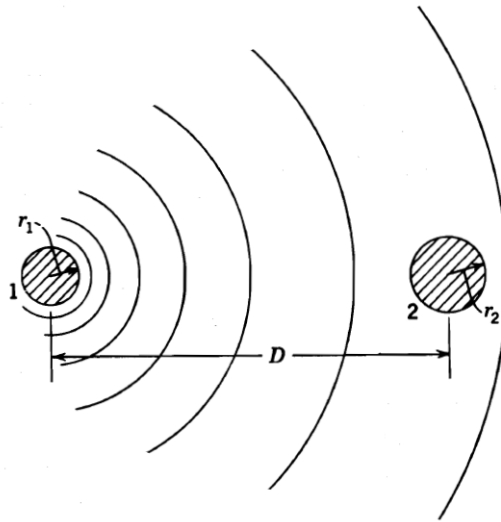


Figura C.2: Campo magnético debido a la corriente que fluye por el conductor 1, donde  $r_1 \neq r_2$ .

### C.2.2. Inductancia de conductores acoplados o compuestos

Los conductores trenzados se consideran conductores compuestos, lo cual significa que se componen de dos o más hilos que están eléctricamente en paralelo. En la Figura 4.3 se muestra una línea monofásica que se conforma de dos conductores, donde el conductor  $x$  está conformado por  $n$  hilos idénticos en paralelo y el conductor  $y$  está conformado por  $m$  hilos idénticos en paralelo.

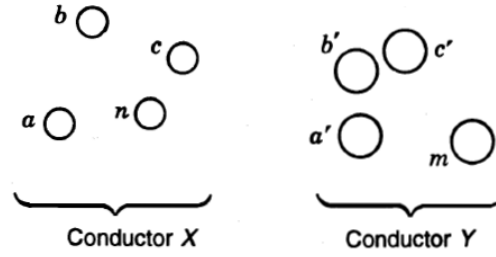


Figura C.3: Línea monofásica de dos conductores compuestos..

El desarrollo matemático completo para calcular la inductancia total de la línea mostrada en la Figura C.3 se desarrolla a detalle en [Grainger and Stevenson, 2004], donde se llega a la siguiente expresión.

$$L_t = L_x + L_y \quad (C.7)$$

Donde:

$L_x$  Inductancia del conductor  $x$ .

$L_y$  Inductancia del conductor  $y$ .

Y las expresiones con las que se calculan estos valores de inductancias son:

$$L_x = \left( 2 \times 10^{-7} \ln \frac{D_m}{D_s} \right) H/m \quad (C.8)$$

$$L_y = \left( 2 \times 10^{-7} \ln \frac{D_m}{D_s} \right) H/m \quad (C.9)$$

Donde  $D_m$  es la distancia media geométrica y se calcula como:

$$D_m = \sqrt[mn]{(D_{aa'}D_{ab'}D_{ac'} \cdots D_{am'}) (D_{ba'}D_{bb'}D_{bc'} \cdots D_{bm'}) \cdots (D_{na'}D_{nb'}D_{nc'} \cdots D_{nm'})} \quad (C.10)$$

$D_s$  es el radio medio geométrico, se obtiene de la siguiente manera:

$$D_s = \sqrt[n^2]{(D_{aa}D_{ab}D_{ac} \cdots D_{an}) (D_{ba}D_{bb}D_{bc} \cdots D_{bn}) \cdots (D_{na}D_{nb}D_{nc} \cdots D_{nn})} \quad (C.11)$$

### C.2.3. Inductancia en líneas trifásicas con espaciamento equilátero

En la Figura C.4 se muestra una línea trifásica localizada en las esquinas de un triángulo equilátero. Suponiendo que las corrientes de las tres fases son equilibradas, enton-

ces  $I_a + I_b + I_c = 0$ .

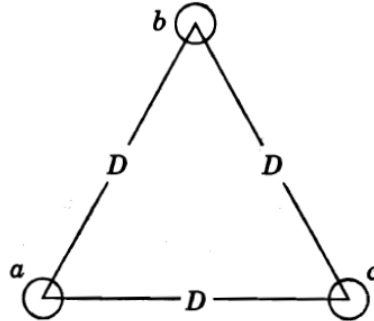


Figura C.4: Línea trifásica con arreglo equilátero y balanceada

La inductancia por fase de puede calcular con la Ecuación (C.4), solo es necesario cambiar  $r'$  por  $D_s$ .

$$L_a = \left( 2 \times 10^{-7} \ln \frac{D}{D_s} \right) \quad (\text{C.12})$$

Debido a la simetría del arreglo las inductancias de los conductores **b** y *c* son iguales al de la fase *a*

# Referencias

- [879, 2019] (2019). Ieee recommended practice for monitoring electric power quality. *IEEE Std 1159-2019 (Revision of IEEE Std 1159-2009)*, pages 1–98.
- [Abad and Iwanski, 2014] Abad, G. and Iwanski, G. (2014). Properties and control of a doubly fed induction machine. *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*, 18:270–318.
- [Abad et al., 2011] Abad, G., Lopez, J., Rodriguez, M., Marroyo, L., and Iwanski, G. (2011). *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*, volume 85. John Wiley & Sons.
- [Abad et al., 2009] Abad, G., Rodriguez, M. A., Iwanski, G., and Poza, J. (2009). Direct power control of doubly-fed-induction-generator-based wind turbines under unbalanced grid voltage. *IEEE transactions on power electronics*, 25(2):442–452.
- [Abad et al., 2008] Abad, G., Rodriguez, M. A., and Poza, J. (2008). Two-level vsc based predictive direct torque control of the doubly fed induction machine with reduced torque and flux ripples at low constant switching frequency. *IEEE transactions on power electronics*, 23(3):1050–1061.
- [Abu-Rub et al., 2014] Abu-Rub, H., Malinowski, M., and Al-Haddad, K. (2014). *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. John Wiley & Sons.
- [Archel, 2016] Archel, E. B. (2016). *Análisis, diseño y control de convertidores multinivel*. PhD thesis, Universidad Pública de Navarra.



- [Carlsson, 1998] Carlsson, A. (1998). The back-to-back converter. *Lund: Department of Industrial Electrical Engineering and Automation Lund Institute of Technology*, 7:1002–1016.
- [Chapman, 2005] Chapman, S. (2005). *Electric machinery fundamentals*. Tata McGraw-Hill Education.
- [Chondrogiannis and Barnes, 2008] Chondrogiannis, S. and Barnes, M. (2008). Stability of doubly-fed induction generator under stator voltage orientated vector control. *IET Renewable Power Generation*, 2(3):170–180.
- [de La Federación et al., 2022] de La Federación, D. O. et al. (2022). Diario oficial de la federación. In *Criterios de eficiencia, calidad, confiabilidad, continuidad, seguridad y sustentabilidad del SEN (11/05/22)*.
- [Ekanayake et al., 2003] Ekanayake, J. B., Holdsworth, L., Wu, X., and Jenkins, N. (2003). Dynamic modeling of doubly fed induction generator wind turbines. *IEEE transactions on power systems*, 18(2):803–809.
- [Fitzgerald et al., 2003] Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., Umans, S. D., and James, B. (2003). *Electric machinery*, volume 5. McGraw-Hill New York.
- [Grainger and Stevenson, 2004] Grainger, J. J. and Stevenson, W. D. (2004). *Análisis de sistemas de potencia*. MacGraw-Hill.
- [Ioannides, 1991] Ioannides, M. (1991). Doubly fed induction machine state variables model and dynamic response. *IEEE transactions on energy conversion*, 6(1):55–61.
- [Kennedy, 2000] Kennedy, B. W. (2000). *Power quality primer*. McGraw Hill.
- [Kheshti et al., 2014] Kheshti, M., Kang, X., and Jiao, Z. (2014). Pscad modeling of doubly fed induction generators for wind turbines application.
- [Kiani and Lee, 2008] Kiani, M. and Lee, W.-J. (2008). Effects of voltage unbalance and system harmonics on the performance of doubly fed induction wind generators. In *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 1–7. IEEE.

- [Krause and Thomas, 1965] Krause, P. C. and Thomas, C. (1965). Simulation of symmetrical induction machinery. *IEEE transactions on power apparatus and systems*, 84(11):1038–1053.
- [Krause et al., 2002] Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D., and Pekarek, S. (2002). *Analysis of electric machinery and drive systems*, volume 2. Wiley Online Library.
- [Liao et al., 2003] Liao, Y., Ran, L., Putrus, G. A., and Smith, K. S. (2003). Evaluation of the effects of rotor harmonics in a doubly-fed induction generator with harmonic induced speed ripple. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18(4):508–515.
- [Lindholm and Rasmussen, 2003] Lindholm, M. and Rasmussen, T. W. (2003). Harmonic analysis of doubly fed induction generators. In *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, volume 2, pages 837–841. IEEE.
- [López et al., 2009] López, J., Gubía, E., Olea, E., Ruiz, J., and Marroyo, L. (2009). Ride through of wind turbines with doubly fed induction generator under symmetrical voltage dips. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(10):4246–4254.
- [Lopez et al., 2007] Lopez, J., Sanchis, P., Roboam, X., and Marroyo, L. (2007). Dynamic behavior of the doubly fed induction generator during three-phase voltage dips. *IEEE Transactions on Energy conversion*, 22(3):709–717.
- [Machmoum et al., 2002] Machmoum, M., Poitiers, F., Darengosse, C., and Queric, A. (2002). Dynamic performances of a doubly-fed induction machine for a variable-speed wind energy generation. In *Proceedings. International Conference on Power System Technology*, volume 4, pages 2431–2436. IEEE.
- [Marques and Iacchetti, 2019] Marques, G. D. and Iacchetti, M. F. (2019). Dfig topologies for dc networks: A review on control and design features. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(2):1299–1316.
- [Mohan et al., 2009] Mohan, N. U. et al. (2009). *ELECTRONICA DE POTENCIA: CON-*

- VERTIDORES, APLICACIONES Y DISEÑO/NED MOHAN, TORE M. UNDELAND Y WILLIAM P. ROBBINS*. Number TK7881. 15. M64 2009.
- [Morren and De Haan, 2005] Morren, J. and De Haan, S. W. (2005). Ride-through of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip. *IEEE Transactions on energy conversion*, 20(2):435–441.
- [Nian and Pang, 2019] Nian, H. and Pang, B. (2019). Stability and power quality enhancement strategy for dfig system connected to harmonic grid with parallel compensation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34(2):1010–1022.
- [Ogata, 2003] Ogata, K. (2003). *Ingeniería de control moderna*. Pearson Educación.
- [Park, 1929] Park, R. H. (1929). Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3):716–727.
- [Pena et al., 1996] Pena, R., Clare, J., and Asher, G. (1996). Doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind-energy generation. *IEE Proceedings-Electric power applications*, 143(3):231–241.
- [Pettersson, 2005] Pettersson, A. (2005). *Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines*. Chalmers University of Technology.
- [Rashid, 2004] Rashid, M. H. (2004). *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación.
- [Sae-Kok and Grant, 2007] Sae-Kok, W. and Grant, D. (2007). Open switch fault diagnosis for a doubly-fed induction generator. In *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pages 131–138. IEEE.
- [Smok García, 2016] Smok García, K. A. (2016). Análisis comparativo entre un modelo generalizado para fallas en serie y los modelos tradicionales.
- [Stanley, 1938] Stanley, H. C. (1938). An analysis of the induction machine. *Electrical Engineering*, 57(12):751–757.

- [Stevenson and Suarez, 1962] Stevenson, W. D. and Suarez, J. O. (1962). *Analisis de sistemas electricos de potencia*. McGraw-Hill Companies, Inc.
- [Syed, 1984] Syed, A. (1984). Nasar. *Maquinas eléctricas y electromecánicas*. Editorial McGraw-Hill, España.
- [Taberna, 2008] Taberna, J. L. (2008). Comportamiento de generadores eólicos con máquina asíncrona doblemente alimentada frente a huecos de tensión. *PHd Navarra: Universidad Politécnica de Navarra*.
- [Tapia et al., 2003] Tapia, A., Tapia, G., Ostolaza, J. X., and Saenz, J. R. (2003). Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator. *IEEE Transactions on energy conversion*, 18(2):194–204.
- [Tennakoon et al., 2006] Tennakoon, A., Arulampalam, A., Ekanayake, J., and Abeyratne, S. G. (2006). Modeling and control of doubly fed induction generators (dfhgs) for wind energy applications. In *First International Conference on Industrial and Information Systems*, pages 200–207. IEEE.
- [Wang and Ding, 1993] Wang, S. and Ding, Y. (1993). Stability analysis of field oriented doubly-fed induction machine drive based on computer simulation. *Electric Machines and power systems*, 21(1):11–24.
- [Xiang et al., 2006] Xiang, D., Ran, L., Tavner, P. J., and Yang, S. (2006). Control of a doubly fed induction generator in a wind turbine during grid fault ride-through. *IEEE transactions on energy conversion*, 21(3):652–662.
- [Yang and Jin, 2021] Yang, R. H. and Jin, J. X. (2021). Unified power quality conditioner with advanced dual control for performance improvement of dfig-based wind farm. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 12(1):116–126.
- [Yikang et al., 2005] Yikang, H., Jiabing, H., and Rende, Z. (2005). Modeling and control of wind-turbine used dfig under network fault conditions. In *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, volume 2, pages 986–991. IEEE.



# Lista de Abreviaturas

**DFIM** Doubly Fed Induction Machine.

**PWM** Pulse Width Modulation.

**THD** Total Harmonic Distortion.