



Universidad Autónoma Del Carmen



Dependencia Académica de Ingeniería y Tecnología  
Facultad de Ingeniería

DIAGNOSTICO DE FALLAS DE UN MOTOR DE CORRIENTE  
ALTERNA UTILIZANDO ECUACIONES DE PARIDAD SIN  
RESTRICCIÓN

## TESIS

PARA OBTENER EL GRADO DE:  
MAESTRO EN INGENIERÍA MECATRÓNICA

**PRESENTA:**

ING. EDGAR ARMANDO CHULINES DOMÍNGUEZ

**DIRECTORES DE TESIS:**

DR. MARCO ANTONIO RODRÍGUEZ BLANCO

DR. IVÁN DURÁN MORALES

CIUDAD DEL CARMEN, CAMPECHE, MÉXICO. NOVIEMBRE DE 2018



Universidad Autónoma Del Carmen



Dependencia Académica de Ingeniería y Tecnología  
Facultad de Ingeniería

DIAGNOSTICO DE FALLAS DE UN MOTOR DE CORRIENTE  
ALTERNA UTILIZANDO ECUACIONES DE PARIDAD SIN  
RESTRICCIÓN

# TESIS

PARA OBTENER EL GRADO DE:  
MAESTRO EN INGENIERÍA MECATRÓNICA

**PRESENTA:**

ING. EDGAR ARMANDO CHULINES DOMÍNGUEZ

CIUDAD DEL CARMEN, CAMPECHE, MÉXICO. NOVIEMBRE DE 2018

# Dedicatoria

A la memoria de Manuel Jesús por ser un gran padre, que tu partida en la recta final de estos estudios, siempre sea motivo para continuar avanzando y nunca de tristeza

En memoria de Carmen, madre y abuela ejemplar

A mi familia por ser siempre el motor y principal apoyo para seguir trabajando todos los días

# Agradecimientos

Al Dr. Marco A. Blanco por su tiempo y apoyo para la creación de este trabajo

Al Dr. Iván Durán por su orientación e invaluable participación para culminar con el presente trabajo

Al Dr. Hussain Alazki y todos los profesores que proporcionaron conocimiento, tiempo y esfuerzo durante todo el periodo de estudio del posgrado

A mis compañeros de generación porque gracias a ellos la estancia en el posgrado ha sido mucho mas grata

A CONACYT por el apoyo económico brindado durante todo el periodo de estudios de este posgrado

A la Universidad Autónoma del Carmen (UNACAR) por ser un espacio donde crecer como alumno y persona

# Resumen

Este trabajo consiste en el análisis del motor de inducción trifásico a través de un modelo no lineal con comportamiento en estado estable para diagnosticar fallas aditivas y paramétricas. También se consideran múltiples fallas utilizando el enfoque de ecuación de paridad y algunas suposiciones lógicas. El modelo no lineal se analiza en un marco de referencia sincrónico y se relaciona con el modelo lineal del motor C.D para determinar el espacio de paridad, y finalmente, se obtienen las ecuaciones residuales. El rendimiento del sistema de detección de fallas se valida utilizando el software Matlab

# Abstrac

In this paper, two residual matrices of fault diagnosis based on parity equations for the induction motor model working in steady state are obtained. the nonlinear model of Induction motor in DQ synchronous reference frame is used and matched with the lineal model of d.c. motor. Additional, the induction motor model is linearized in the stator current synchronous reference frame, then a set of parity equations are supplemented to Isolate the largest number of parametric and additive faults in the induction motor.

# Índice general

	Página
<b>Resumen</b>	<b>IV</b>
<b>Abstrac</b>	<b>V</b>
<b>Índice de figuras</b>	<b>VIII</b>
<b>Índice de tablas</b>	<b>IX</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Fallas en los Motores de Corriente Alterna . . . . .	6
1.1.1. Fallas en el estator . . . . .	8
1.1.2. Fallas en el rotor . . . . .	9
1.1.3. Fallas de los cojinetes . . . . .	9
1.1.4. Fallas Relacionadas con la excentricidad . . . . .	10
1.2. Estado del Arte . . . . .	11
1.2.1. Detección de fallas con modelo de señal . . . . .	11
1.2.2. Detección de fallas con el método de detección de procesos . . . . .	11
1.2.3. Detección de fallas con chequeo de límites . . . . .	12
1.2.4. Detección de fallas con ecuaciones de paridad . . . . .	13
1.2.5. Detección de fallas con observadores de estado y estimación de estados . . . . .	13
1.2.6. Detección de fallas con lazos de control . . . . .	13
1.2.7. Detección de fallas con Análisis de Componente Principal (PCA) . . . . .	14
1.2.8. Descargas parciales . . . . .	14
1.2.9. Observadores de entrada desconocida . . . . .	14
1.2.10. Estimación de parámetros . . . . .	15
1.2.11. Análisis espectral . . . . .	15
1.2.12. Sistemas expertos . . . . .	15

1.2.13. Redes neuronales adaptables . . . . .	16
1.2.14. Lógica difusa . . . . .	16
1.2.15. Vectores de Park . . . . .	16
1.3. Planteamiento del problema . . . . .	17
1.4. Objetivos . . . . .	17
1.4.1. Objetivo general . . . . .	17
1.4.2. Objetivos particulares . . . . .	18
1.5. Justificación . . . . .	18
<b>2. Modelado Matemático</b>	<b>20</b>
2.1. Modelado del Motor de Inducción . . . . .	20
2.1.1. Principio de operación del motor de inducción . . . . .	21
2.1.2. Modelado del motor de inducción simplificado . . . . .	24
2.1.3. Simulación del motor de inducción . . . . .	30
2.2. Modelado del motor de inducción en el marco de referencia dq . . . . .	35
<b>3. Ecuaciones de Paridad</b>	<b>40</b>
3.1. Estructura de las Ecuaciones de Paridad . . . . .	42
3.2. Ecuaciones de Paridad con Modelo de Espacio de Estados . . . . .	46
3.3. Paridad modelo DQ . . . . .	49
3.4. Paridad modelo trifásico . . . . .	54
<b>4. Detección de Fallas</b>	<b>60</b>
4.1. Diagnostico del modelo DQ . . . . .	60
4.2. Diagnostico del modelo trifásico . . . . .	62
<b>5. Conclusiones</b>	<b>66</b>



# Índice de figuras

1.1. Motor de Corriente Alterna . . . . .	2
1.2. Vista axial del motor de corriente alterna . . . . .	3
1.3. Rotor jaula de ardilla . . . . .	4
1.4. Anillo deslizante . . . . .	4
1.5. Métodos para la detección de fallas . . . . .	12
2.1. Esquema de operación motor de inducción . . . . .	21
2.2. Esquema estator de un motor trifásico . . . . .	23
2.3. Esquema estator de un motor trifásico . . . . .	24
2.4. Motor de Inducción en marco de referencia trifásico . . . . .	25
2.5. Modelo matemático propuesto en simulink . . . . .	33
2.6. Comportamiento de Corrientes del estator . . . . .	33
2.7. Implementación en PSIM motor de inducción . . . . .	33
2.8. a)Corriente del rotor b)Par c)Velocidad . . . . .	34
2.9. Diagrama de bloques del motor de induccion con el flujo del rotor constante . . . . .	39
3.1. Residuos Estructurados . . . . .	41
3.2. Residuos de Dirección Fija . . . . .	42
3.3. Residuos Generado con Ecuaciones de Paridad para un sistema MIMO con Funciones de Transferencia . . . . .	43
3.4. Ecuaciones de paridad basada en espacio de estados . . . . .	46
4.1. Simulacion de residuos del motor de induccion en configuración estrella . . . . .	61
4.2. Motor de Inducción en configuración estrella conectado a tierra . . . . .	61
4.3. Libre de Falla . . . . .	63
4.4. Residuo 1 insensible a la variación resistiva en a . . . . .	64
4.5. Residuo 2 insensible a la variación resistiva en b . . . . .	64
4.6. Residuo 3 insensible a la variación resistiva en c . . . . .	65

5.1. Ecuaciones del estator propuesto en simulink . . . . .	73
5.2. Ecuaciones del rotor propuesto en simulink . . . . .	73
5.3. Ecuaciones Mecánicas propuestas en simulink . . . . .	74
5.4. Implementación de residuos en simulink . . . . .	74
5.5. Modelo simplificado en simulink . . . . .	75

# Índice de tablas

1.1. Probabilidad de ocurrencia de falla . . . . .	8
2.1. Parámetros del motor de inducción . . . . .	31
3.1. Detección de fallas en el Marco DQ . . . . .	53

# Lista de símbolos

$B$	Friction coefficient
$dq$	Park transformation dq
$i_{dr}$	d axis rotor current in the synchronous frame
$i_{ds}$	d axis stator current in the synchronous frame
$i_f$	Flux-producing componen of the stator current
$i_{qr}$	d axis rotor current in the synchronous frame
$i_{qs}$	d axis stator current in the synchronous frame
$i_T$	Torque producing component of the stator current
$I_s$	Stator current
$I_r$	Rotor current
$J$	Moment of inertia
$L_m$	Magnetizing inductance
$L_r$	Rotor inductance
$L_s$	Stator inductance
$R_s$	Stator resistance
$R_r$	Rotor resistance
$V_{qs}$	q axis stator voltage in the synchronous frame
$V_{ds}$	d axis stator voltage in the synchronous frame
$\lambda_r$	Rotor flux linkage phasor
$\lambda_s$	Stator flux linkage
$\sigma$	Leakage coefficient
$\rho$	Derivate
$\omega_r$	Rotor electrical speed
$\omega_s$	Slip speed
$V_s$	Vector of stator voltage
$V_r$	Vector of rotor voltage

# Capítulo 1

## Introducción

El motor de corriente alterna (MCA) es el componente electromecánico más empleado en la industria, frecuentemente se encuentra ligado a procesos que demandan gran confiabilidad, y debido a su sencilla construcción, elemental instalación, bajo costo, fácil mantenimiento y la capacidad de soportar las severas condiciones de un espacio industrial, hacen de esta máquina el elemento por excelencia para la transformación de energía eléctrica a mecánica. [1, 2, 3, 4, 5]

Una falla en los elementos que componen al motor de corriente alterna genera pérdidas de recurso, insumo y tiempo, además propicia un riesgo de daño a otros elementos del proceso, sin mencionar las posibles afectaciones a la integridad del personal que coexiste con el equipo.[6, 7] Entre las fallas elementales más comunes en un MCA se encuentran las fallas en el rotor, fallas de estator y fallas en los rodamientos por mencionar algunas; esta última es la más recurrente y acarrea consigo el efecto de excentricidad que consiste en el des-alineamiento del eje de rotación respecto al eje de la máquina.[3, 4, 8]

La relevancia de los Motores C.A. en los procesos industriales ha generado un campo de investigación bastante amplio dentro del área de diagnóstico. Diversos estudios han buscado la forma de aumentar la confiabilidad del objeto de estudio

a partir de un mantenimiento preventivo mediante criterios y metodologías de control y supervisión. Un punto de partida para comenzar algún tipo de estudio inherente a los MCA es la comprensión de su funcionamiento y de los elementos que lo integran, por esta razón a continuación se realiza un preámbulo de las características generales del objeto de estudio.

Existen diferentes clasificaciones para los MCA entre las que podemos mencionar: por su tipo de rotor, por su velocidad de giro y por sus números de fase. A pesar de la gran diversidad de los tipos de motores propiciados por las clasificaciones antes mencionadas, podemos definir los principales elementos que integran a un MCA como se presenta en la figura 1.1.

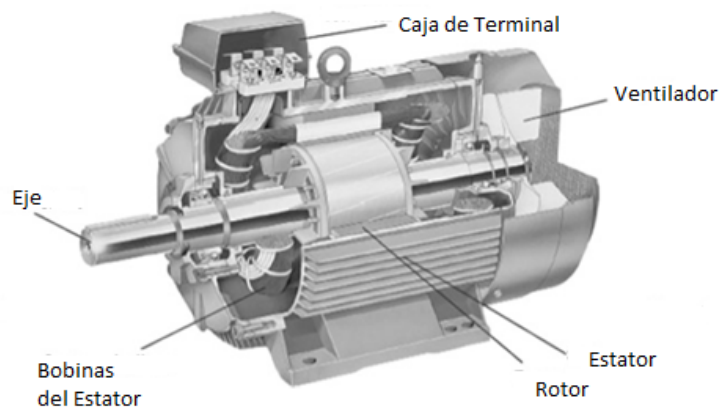


Figura 1.1: Motor de Corriente Alterna

1. **Estator.** Esta parte fija del motor consiste en: marco exterior, laminas magnéticas y conjunto de devanados aislados. En la figura 1.2 se presenta una vista frontal del motor para ejemplificar la interacción entre el estator y el rotor.[8]

- Marco exterior. Generalmente este elemento se encuentra hecho de hierro o alguna aleación de aluminio y diseñado para montarse en la carcasa del motor, además sirve como base para las láminas magnéticas y el devanado del estator.

- **Laminas magnéticas.** Consiste en un conjunto de láminas de acero de alto grado de aleación ranuradas y soportadas en el marco exterior del estator. Y sirven para reducir las pérdidas por corrientes parásitas y el calentamiento
- **Devanados aislados.** Para un motor trifásico, el circuito del estator tiene tres conjuntos de bobinas, una para cada fase, que está separada por  $120^\circ$  y es excitada por una alimentación trifásica. Estas bobinas se colocan dentro de las ranuras de la trayectoria magnética laminada

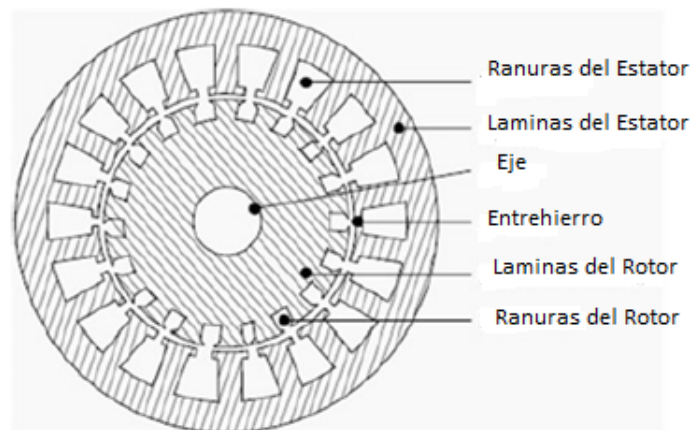


Figura 1.2: Vista axial del motor de corriente alterna

2. **Rotor.** Es el elemento rotacional que se encuentra dentro del estator y gira de manera coaxial respecto a este. Al igual que el estator, el rotor está hecho también de un conjunto de chapas finas ranuradas, denominadas laminaciones las cuales están fabricadas de material electromagnético y compactadas en forma de cilindro. Existen de dos tipos de rotores: rotor de tipo jaula de ardilla y anillo deslizante.[4]

- **Jaula de ardilla.** Aquí el rotor comprende un conjunto de barras hechas de cobre o aluminio o aleación, funciona como sus conductores y están incrustadas en las ranuras del mismo. Las barras del rotor están conec-

tadas en ambos extremos a anillos terminales para hacer una trayectoria cerrada observe la figura 1.3.

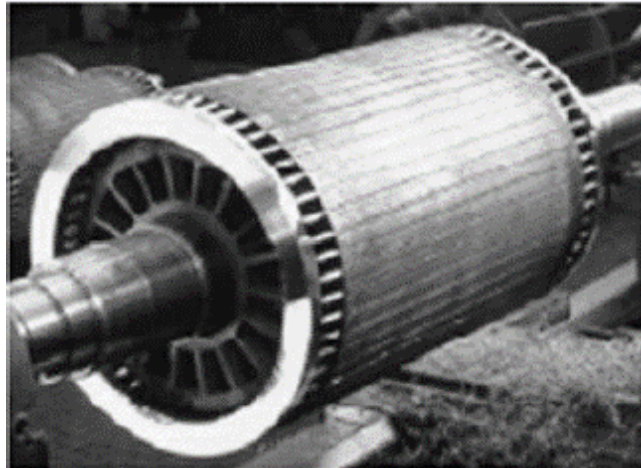


Figura 1.3: Rotor jaula de ardilla

- **Anillo deslizante.** En este caso, los conductores del rotor son devanados aislados que no están en cortocircuito por los anillos del extremo, pero las terminales de los devanados se sacan para conectarlos a tres anillos deslizantes aislados que están montados en el eje como se observa en la imagen 1.4 . Las conexiones eléctricas externas al rotor se realizan a través de cepillos colocados en los anillos deslizantes.

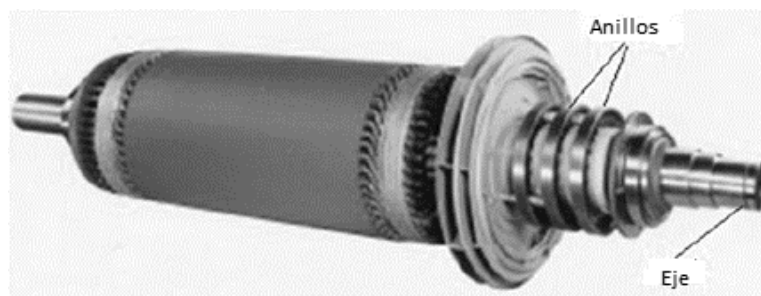


Figura 1.4: Anillo deslizante

3. **Bridas.** Hay dos bridas extremas que se utilizan para soportar los dos cojinetes en ambos extremos del motor.
4. **Rodamientos.** Hay dos conjuntos de cojinetes que se colocan en ambos extremos del rotor y se utilizan para soportar el eje giratorio.



5. **Eje.** Está hecho de acero y se utiliza para transmitir el par generado a la carga.
6. **Ventilador.** Está normalmente situado en el extremo opuesto del lado de la carga, para disipar el calor del estator y del rotor.
7. **Caja de terminales.** Generalmente se encuentra en la parte superior o a los lados de la carcasa del motor con la finalidad de recibir las conexiones eléctricas externas.

Debido al agresivo entorno en el que usualmente operan los motores de inducción se ven expuestos a factores que comprometen su funcionamiento tales como: temperaturas variables o críticas, agentes corrosivos, y la influencia externa de campos electromagnéticos solo por mencionar algunos. Otras causas que propician una disminución drástica en el rendimiento del motor son los prolongados tiempos de operación, la inestabilidad en el voltaje o la corriente suministrada, los sometimientos a cargas mecánicas cambiantes, mala lubricación, mantenimiento esporádico o inexistente, entre otras muchas y muy variables razones [8, 4, 5].

Existen diversos métodos para el diagnóstico de fallas en MCA, los más comunes son las mediciones de ruido, temperatura y vibración, sin embargo, estos métodos involucran herramientas y sensores de alto costo los cuales poseen un rango de operación limitado y ocasionalmente es necesario realizar pruebas con el motor fuera de línea [9, 10, 4], esto genera en muchas ocasiones un paro en el proceso donde este ligado el motor, por tal razón se han buscado opciones alternativas para minimizar los tiempos y aumentar el umbral de detección de una falla.

El análisis del espectro de corriente es una solución muy frecuente en las últimas décadas por su bajo costo a comparación de los métodos antes mencionados y brindan la posibilidad de monitorear el equipo sin interrumpir el proceso, sin em-

bargo algunos autores mencionan que esta metodología no resulta suficiente para evaluar el correcto funcionamiento de los MCA debido a que se centraliza en las fallas eléctricas e ignora las fallas de origen mecánico. [3, 8]

Diversos autores han implementado el análisis espectral para determinar fallas específicas en los motores de corriente alterna, Abd-el-Malekn et al.[2] utilizó esta metodología para diagnosticar fallas en el rotor considerando parámetros estacionarios, posteriormente Samanta[11] adicióno al análisis espectral la teoría del cociente de Rayleigh para obtener de forma mas precisa el diagnostico del rotor y ademas funcional para variaciones muy ligeras de carga. Bajo esta metodología también se han generado otros aportes significativos como Blödt[3] y Kompella[12] para la detección de fallas en los rodamientos.

En años recientes ha existido un auge por los métodos de inteligencia artificial como las redes neuronales, lógica difusa, neurodifuso, algoritmos de máquina con soporte vectorial, etc. para mejorar la efectividad de predicción y el diagnostico de fallas en los motores de inducción particularmente durante el proceso de juicio de mantenimiento[4] aunque estos métodos requieren de estar asociados a algún proceso de medición física que comúnmente es de vibración, sin mencionar que ante variaciones de carga puede llegar a fallar al no encontrar el valor adecuado con referencia a la carga de entrenamiento.[13]

## 1.1. Fallas en los Motores de Corriente Alterna

Los Motores de Inducción son maquinas electromecánicas resistentes, de bajo costo, bajo mantenimiento, gran eficiencia y operan con una fuente de alimentación de fácil disponibilidad, a pesar de ser equipos fiables están sujetos a múltiples

fallas indeseables, debido al agresivo entorno en el que usualmente operan se ven expuestos a factores que comprometen su funcionamiento tales como: temperaturas variables o críticas, agentes corrosivos, y la influencia externa de campos electromagnéticos solo por mencionar algunos. [4, 8]

Otras causas que propician una disminución drástica en el rendimiento del motor son los prolongados tiempos de operación, la inestabilidad en el voltaje o la corriente suministrada, los sometimientos a cargas mecánicas cambiantes, mala lubricación, mantenimiento esporádico o inexistente, entre otras muchas y muy variables razones. El desgaste en los parámetros del motor en algún momento culminará en una inminente falla del equipo, el no detectar a tiempo la falla conduce a pérdidas de producción, incremento de gastos monetarios y posibles lesiones humanas. Por estas razones resulta de vital importancia la detección oportuna de la falla. [5, 4, 8]

Las partes mas susceptibles a presentar fallas son los cojinetes, el devanado del estátor, la barra del rotor y el eje. Karmakar et al. [8] en su libro menciona que los orígenes de las fallas se pueden clasificar de la siguiente forma:

- a) Fallas eléctricas: En esta clasificación se encuentran la inestabilidad de voltaje y corriente, sobre-tiro de corriente, falla a tierra, sobrecarga, corto circuito.
- b) Fallas mecánicas: Dentro de esta categoría se encuentran la fractura de barra del rotor, desbalance de masa, excentricidad del entrehierro, daño de los rodamientos, fallas en el devanado del rotor y fallas del estátor
- c) Fallas relativas al entorno: La temperatura del entorno puede afectar el desempeño del motor, vibraciones de maquina, defectos de instalación, etc.

La IEEE (Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica) y EPRI (Instituto de Investigaciones de Energía Eléctrica) en sus estadísticas representadas en la ta-

bla 1.1 se proporciona un porcentaje de la viabilidad de las fallas en tres de los elementos mas grandes que integran al motor, ambas instituciones colocan a las fallas en los rodamientos como la mas recurrente mientras que las fallas del rotor poseen el porcentaje mas bajo.[12]

Tabla 1.1: Probabilidad de ocurrencia de falla

Estudios	Fallas en los Rodamientos (%)	Fallas en el Estator (%)	Fallas en el Rotor (%)	Otras (%)
IEEE	42	28	8	22
EPRI	41	36	9	14

El diagnostico de una falla consiste en recabar datos para analizarlos e interpretarlos y finalmente emitir un juicio sobre la condición del MCA; en muchas ocasiones una falla no es perceptible debido a que el equipo se mantiene en operatividad. La gran mayoría de las ocasiones la falla es detectada en un tiempo avanzado cuando la operatividad del equipo se ve afectada o su condición a generado fallas mayores y por lo tanto conllevara un mantenimiento correctivo del objeto de estudio o proceso. [14]

### 1.1.1. Fallas en el estator

Estas fallas son relacionadas comúnmente con el corto-circuito de espiras de los devanados, se provoca por el derretimiento o desprendimiento del aislamiento debido a:

- Temperaturas altas en el núcleo del estator o en los devanados.
- Esfuerzos magnéticos causados por fuerzas electromagnéticas, asimetrías magnéticas, ruido electromagnético y vibración.
- Laminaciones del núcleo y uniones flojas.
- Conmutaciones de los interruptores del inversor.

El circuito abierto del devanado, es otro tipo de falla que se puede presentar en el estator. Su presencia provoca el aumento de las corrientes de secuencia positiva y negativa, y por lo tanto, un calentamiento excesivo en los devanados del estator.

### 1.1.2. Fallas en el rotor

Estas fallas son producidas por la ruptura de barras o anillos finales del rotor. Las razones por la que suceden dichas fallas pueden ser:

- Esfuerzos térmicos causados por sobrecargas térmicas y asimétricas, puntos calientes o pérdidas excesivas y chisporroteo.
- Esfuerzos magnéticos provocados por fuerzas electromagnéticas, asimétricas en campos magnéticos, ruido electromagnético y vibración.
- Esfuerzos residuales debido a problemas de manufactura
- Esfuerzos dinámicos originados de fuerzas en el eje y fuerzas centrífugas.

### 1.1.3. Fallas de los cojinetes

La mayor parte de las maquinas eléctricas usan cojinetes en forma esférica o cilíndrica. Los cojinetes se colocan en una superficie de rodamiento y giran dentro de ella. Aun bajo condiciones de operación normales (con carga balanceada y buena alineación) se pueden presentar fallas por desgaste, la cual puede conducir a un aumento en la vibración y en los niveles de ruido. Los cojinetes se pueden estropear por otras cosas como:

- Contaminación y corrosión causadas por picaduras e interacción con partículas duras y abrasivas (agua, ácidos, etcétera.)
- Lubricación inadecuada

- Instalación inadecuada de los cojinetes (al forzar incorrectamente los cojinetes en el eje o en la carcasa se forman grietas en las superficies de rodamiento).

#### 1.1.4. Fallas Relacionadas con la excentricidad

La excentricidad en una maquina eléctrica implica la existencia de un entrehierro disparejo. Cuando la excentricidad sobrepasa los límites estándar, la fuerza radial asimétrica puede causar rozamiento entre el estator y el rotor provocándoles daños. Hay dos tipos de excentricidad, la estática y la dinámica.

- La excentricidad estática del entrehierro significa que la posición de la longitud radial mínima del entrehierro es fija en el espacio. La excentricidad estática se origina por la posición incorrecta del rotor respecto a la del estator.
- En el caso de la excentricidad dinámica, el centro del rotor no es centro de la rotación, y como consecuencia, la posición de la longitud mínima del entrehierro gira con el rotor. Este mal alineamiento se puede originar por muchos factores tales como ejes del rotor doblados, cojinetes gastados o desalineados, resonancia mecánica o una velocidad crítica, etcétera.

## 1.2. Estado del Arte

Existen diversos métodos para la detección de fallas, Y. Liu et al. [15] realizó una reseña sobre diversos trabajos enfocados para el diagnóstico de fallas en los Motores CA y a través de la comparación de las metodologías propuestas generó un conjunto de tablas donde se clasificaban las diferentes técnicas. Actualmente hay suficiente literatura enfocada al diagnóstico de fallas [8, 15, 6], en la figura 1.5 se presenta un diagrama con la clasificación propuesta por R. Isermann en su libro. [16]

Las dos principales vertientes aplicadas para la detección de fallas en los MCA es empleando modelos de procesos o modelos de señales.

### 1.2.1. Detección de fallas con modelo de señal

Muchas señales medidas de los procesos muestran oscilaciones que tienen naturaleza armónica, estocástica, o ambas. Si el cambio de esas señales se relaciona a fallas en actuadores, el proceso y sensores, el método de detección de fallas basadas en el modelo de señales puede aplicarse.

### 1.2.2. Detección de fallas con el método de detección de procesos

En muchos casos el modelo del proceso no es conocido en su totalidad o algunos parámetros son desconocidos. Los modelos tienen que ser más precisos con el fin de expresar las desviaciones que son resultado de la falla del proceso. Por lo tanto, los métodos de identificación del proceso se aplican frecuentemente antes de usar algún método de detección de falla basado en el modelo. También el método de identificación puede ser una forma de obtener información de los parámetros del proceso con cambios influenciados por fallas.

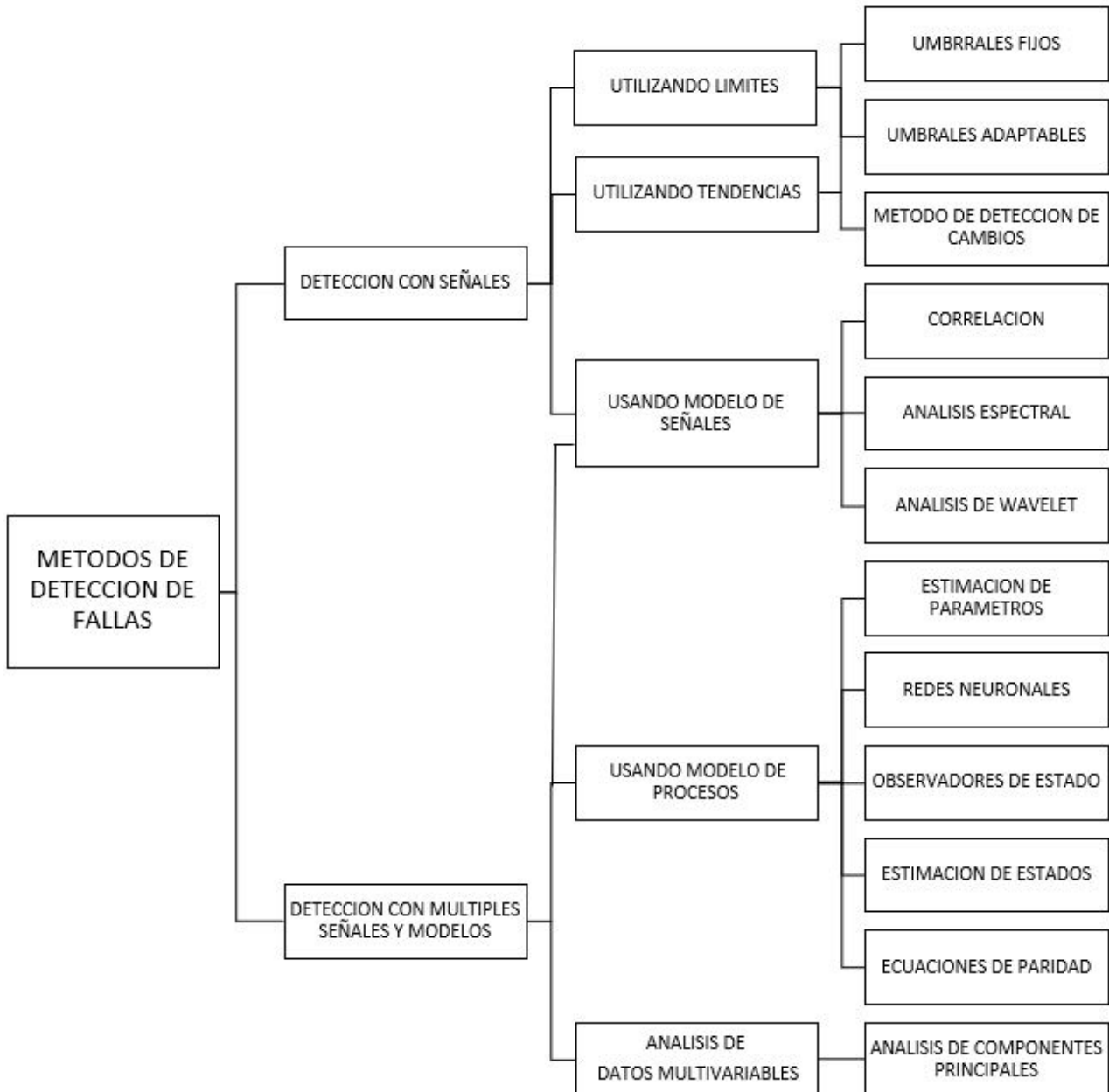


Figura 1.5: Métodos para la detección de fallas

### 1.2.3. Detección de fallas con chequeo de límites

Detección de fallas con chequeo de límites. Es el método más simple y frecuentemente usado, consiste en el chequeo de límites de una medición directa de la variable  $Y(t)$ . Junto con esto, las variables medidas del proceso se monitorean y checan para saber si su valor absoluto o su tendencia excede ciertos umbrales.



#### **1.2.4. Detección de fallas con ecuaciones de paridad**

Una manera sencilla de detectar las fallas es compara el comportamiento de las señales del proceso con las señales del modelo del proceso en estado ideal. Las diferencias que existan entre el modelo y el proceso se detectan por una serie de residuos, de tal forma que los residuos se encargan de detectar las fallas que existan en el proceso.[17]

#### **1.2.5. Detección de fallas con observadores de estado y estimación de estados**

El observador de estados usa el error de salida entre el modelo del proceso de salida y el ajuste en el modelo de salida, esta es una alternativa de detección de fallas basado en el modelo. Aquí se supone, como en el caso del enfoque de ecuaciones de paridad, que la estructura y los parámetros del modelo deben ser conocidos. El observador de estados se ajusta a variables de estados de acuerdo con condiciones iniciales y el tiempo del proceso de las mediciones de las señales de entrada y las señales de salidas.

#### **1.2.6. Detección de fallas con lazos de control**

Los principales objetivos para el uso de lazos de control automático son precisamente el seguimiento de las variables de referencia (set point), la respuesta rápida en lazo abierto, la compensación de todo tipo de distribuciones externas en la variable controlada, la estabilización del proceso inestable, la reducción de la influencia del cambio de parámetros del proceso en lo que respecta al comportamiento estático y dinámico, la compensación parcial del actuador en procesos no lineales, y por supuesto, el remplazo del control manual por humanos.

### **1.2.7. Detección de fallas con Análisis de Componente Principal (PCA)**

Para los procesos a gran escala, tales como plantas químicas, el desarrollo del método de detección basado en el modelo requiere un esfuerzo considerablemente alto. Entonces los datos de los métodos de análisis conducidos son en forma alternativa. Especialmente los métodos basados en análisis multivariados estáticos y PCA y PLS (por sus siglas en inglés Projection to Latent Structures) llaman la atención principalmente cuando la medición del proceso está disponible.

### **1.2.8. Descargas parciales**

El método de descargas parciales se dedica principalmente a diagnosticar fallas por deterioro del aislamiento de los devanados de estator de una máquina eléctrica rotatoria[18]. Cuando se crean pequeños huecos dentro de los aislamientos de los devanados del estator, y dicho aislamiento se somete a un potencial eléctrico, el aire que existe en los huecos se rompe dieléctricamente creando descargas parciales.[19] Los instrumentos de medición de descargas parciales son varios, donde principalmente se usan los acopladores capacitivos.

### **1.2.9. Observadores de entrada desconocida**

Un observador estima los estados de un sistema a partir de mediciones reales algunas de sus variables físicas. En diagnóstico de fallas un observador puede funcionar como un modelo paralelo al sistema real, produciéndose desviaciones en las señales de error cuando existen unas fallas en el sistema real.[20] En un observador de entrada desconocida el vector de error se aproxima asintóticamente al origen, sin importar que exista una entrada desconocida en el sistema.[21]

### 1.2.10. Estimación de parámetros

La técnica de estimación de parámetros es, en apariencia, la más natural para diagnosticar fallas de componentes en un sistema. El filtro Kalman extendido (EKF, Extended Kalman Filter) es uno de los medios que más se han usado para estimar parámetros en el motor de inducción.[17]

### 1.2.11. Análisis espectral

La técnica con mayor uso en el diagnóstico de fallas en motores de inducción es el análisis del espectro de frecuencias de una o varias señales del motor. Una falla en la maquina (ya sea en el rotor, estator o en los cojinetes) representa una asimetría con respecto a su construcción. Como consecuencia, en las señales eléctricas y/o mecánicas aparecen componentes armónicas que se relacionan con la falla presente. Dentro de las técnicas del análisis espectral está el análisis de firmas de corriente del motor (MCSA, Motor Current Signature Analysis). Esta técnica se encarga de aplicar transformada rápida de Fourier a la corriente de las fases del estator. Cuando existe alguna asimetría en el motor, las corrientes del estator contienen información relevante que se distingue en un espectro de frecuencias.[22]

### 1.2.12. Sistemas expertos

El sistema experto se diseñó con una extensa base de datos de la operación normal y anormal del sistema. En un programa se introdujo esta base de datos, junto con el conocimiento de un operador experto. De esta forma, cuando se presentaba una condición anormal de funcionamiento, en una pantalla se desplegaba un mensaje de advertencia. En ese momento se mostraba los síntomas del sistema, las posibles

causas y la solución al daño.[23]

### **1.2.13. Redes neuronales adaptables**

Usando filtros de frecuencias basados en reglas, los componentes de frecuencias se clasificaron en cuatro categorías, y estas tuvieron diferentes niveles de importancia. Basándose en esto, la red neuronal, previamente entrenado en muchas condiciones de operación de la máquina libre de fallas, se utilizó para clasificar los datos de adquisición. Un comportamiento espectral diferente del que se obtenía con los datos entrenados, se tomó como una falla potencial en el motor.

### **1.2.14. Lógica difusa**

Generalmente se complementa con el análisis espectral para el diagnóstico de fallas y es empleado cuando se desconoce el comportamiento de las variables que intervienen en el sistema o cuando el proceso es demasiado grande y complejo para ser modelado.

### **1.2.15. Vectores de Park**

Esta técnica ha sido aplicada a las corrientes del estator para realizar una transformación de 3 fases a 2 fases empleando la transformada de Park. Una de las tres corrientes es mandada a cero y por lo tanto se dice que el sistema es bifásico, sin embargo, cuando existe falla esta corriente no es cero; el análisis de las otras dos corrientes es suficiente para emitir un diagnóstico del sistema.

### 1.3. Planteamiento del problema

El modelo matemático consiste en un sistema de cinco ecuaciones diferenciales no lineales, entre las que presenta variables de flujo magnético la cuales no son medibles [1], por lo tanto, la detección de fallas por algún método que implique sensores no será viable para conocer el comportamiento de las variables de flujo magnético al menos de manera directa. Sin embargo, es posible estimarlas mediante la implementación de un observador de estados.

La generación de un modelo matemático que represente adecuadamente a los motores de corriente alterna es de vital importancia, para realizar la detección de fallas mediante la metodología de las ecuaciones de paridad se debe realizar una comparativa con el comportamiento real del MCA. Cabe resaltar que la metodología de las ecuaciones de paridad es aplicada únicamente a sistemas lineales y por esta razón se deberá manipular matemáticamente el modelo obtenido para asemejarlo a un sistema lineal.

Para realizar un diagnóstico de la posible falla a presentar el objeto de estudio, se deberá realizar una identificación y caracterización de las fallas que ocurren en los MCA a través de los residuos generados de la comparativa del modelo dinámico y el sistema real.

### 1.4. Objetivos

#### 1.4.1. Objetivo general

Explorar el diagnóstico de fallas en el motor de CA utilizando la técnica de ecuaciones de paridad para procesos no lineales y distinguir fallas entre sus componentes

pseudo-simétricos.

### 1.4.2. Objetivos particulares

1. Obtener el estado del arte en cuanto al diagnóstico de fallas en el motor de C.A. utilizando ecuaciones de paridad.
2. Modelar el motor de C.A utilizando componentes pseudo-simétricos.
3. Validar el modelo desarrollado en Matlab con el modelo implementado en el software de PSIM.

## 1.5. Justificación

En la actualidad el diagnóstico de fallas es un proceso de monitoreo constante o esporádico realizado a un sistema con la finalidad de prevenir fallas en un futuro próximo.

La correcta detección de los síntomas que puede estar presentando el motor de corriente alterna facilita en gran medida el diagnóstico oportuno de una falla, posterior a tener un diagnóstico adecuado se realiza una toma de decisiones con la finalidad de evitar o prevenir la falla, propiciando así un incremento en el factor de seguridad para el individuo, reduciendo costos y prolongan la vida útil del equipo. Por todos estos beneficios que otorga el diagnóstico de fallas, se ha convertido en una ventana de oportunidades y un área de interés para la industria en general.

Recientemente, ha habido un creciente interés en las técnicas de diagnóstico basadas en modelos desarrollados para el motor de inducción. El motor de inducción puede servir como un caso de prueba para la comparación de diversas técnicas no lineales. Al realizar la comparación del modelo real con el modelo matemático

se genera una metodología de la cual se espera un diagnóstico de fallas bastante robusto, porque de no ser así y otorgar un diagnóstico errado podría reflejarse en un sobre dimensionamiento en la toma de decisiones correctivas o un mal diagnóstico que genere pérdidas monetarias.

# Capítulo 2

## Modelado Matemático

### 2.1. Modelado del Motor de Inducción

En la industria contemporánea es muy común el uso de máquinas y dispositivos electromecánicos para el desarrollo de procesos y tareas. El motor de inducción trifásico es uno de estos dispositivos y posee una relevancia muy importante para salvaguardar la integridad de todos los elementos del proceso al que se encuentra ligado. Las diversas técnicas de detección de fallas o de control de algunas de sus variables, requieren el estudio minucioso del comportamiento del motor de inducción trifásico, para la comprensión y la manipulación de dicha variable, por lo que el modelo matemático del motor es imprescindible. Existen en la actualidad varias técnicas para el modelado del motor de inducción y dependen de la o las variables a analizar o a controlar, una de las más recurridas, es la representación trifásica mostrada en el siguiente capítulo.

Debido al tipo de construcción de los rotores jaula de ardilla, los MI con este rotor son más económicos que los motores devanados, los síncronos y los de CD. Incluso son más robustos que los de CD, esto en sentido de que pueden trabajar en ambientes más hostiles. Sin embargo, un motor asíncrono con rotor jaula de ardilla no es tan sencillo de controlar en comparación con un motor de CD debido a que no es posible tener una medición física de las corrientes del rotor mientras



el equipo se encuentra en operación. Al motor de inducción con rotor de jaula de ardilla SCIM (Squirrel Cage Induction Motor, por sus siglas en inglés). o simplemente motor de inducción (MI), como se le denominara a lo largo de esta tesis.

### 2.1.1. Principio de operación del motor de inducción

Consiste en un imán permanente se suspende por encima de un disco de cobre o de aluminio que gira a través de un pivote que está en medio de una serie de cojinetes en una placa de hierro fija.

Esta placa logra que el campo del imán permanente se complete, como se muestra en la figura 2.1

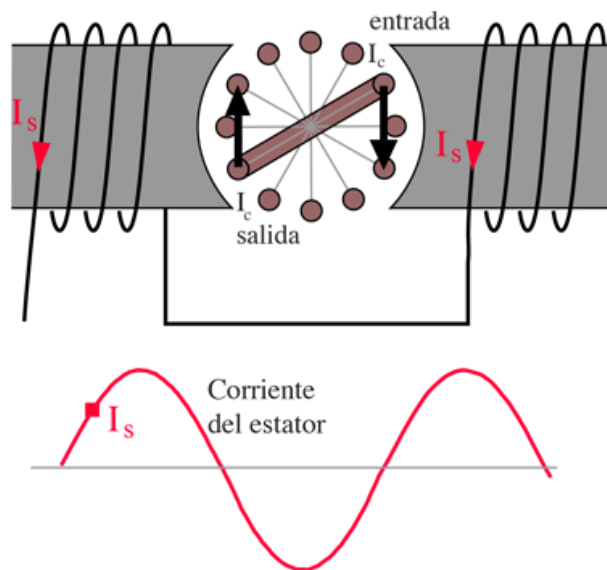


Figura 2.1: Esquema de operación motor de inducción

El pivote debe presentar un mínimo rozamiento y el imán permanente debe tener una densidad de flujo suficiente para mover el disco.

Cuando el imán gira, el disco gira con él. Es decir, el disco sigue el movimiento del imán, debido a las corrientes parasitas inducidas que se producen por el movimiento relativo entre un conductor (el disco) y un campo magnético.

La razón en que las corrientes parásitas inducidas tienden a producir un polo sur en el disco en el punto situado bajo el polo norte del imán y un polo norte en el punto situado debajo del polo sur del imán.

Mientras que el imán continúe moviéndose se seguirá produciendo corrientes parásitas y polos de polaridad opuesta en el disco situado debajo de él. Por lo tanto, el disco gira en el mismo sentido que el imán, pero a una velocidad menor.

Si el disco llegase a girar a la misma velocidad que el imán, entonces no habría movimiento a la misma velocidad que el imán, entonces no habría movimiento relativo entre el conductor y el campo magnético, y por consiguiente, no se producirían corrientes parásitas en el disco.

El mismo principio de operación del prototipo mostrado en la figura 2.1 se puede trasladar a un motor trifásico con tres devanados de estator y un rotor con jaula de ardilla.

En este caso, el campo magnético giratorio se forma de la suma de las componentes vectoriales de la fuerza magnetomotriz FMM que se origina de los tres devanados del estator desplazados  $120^\circ$  entre ellos.

Para esto, a través de los devanados fundamentalmente deben circular corrientes de igual amplitud desplazadas  $120^\circ$  eléctricos entre si Kosow [24].

Considérese el estator (de un par de polos) del motor de inducción trifásico de la figura 2.2 y la circulación de corrientes en los devanados del estator.

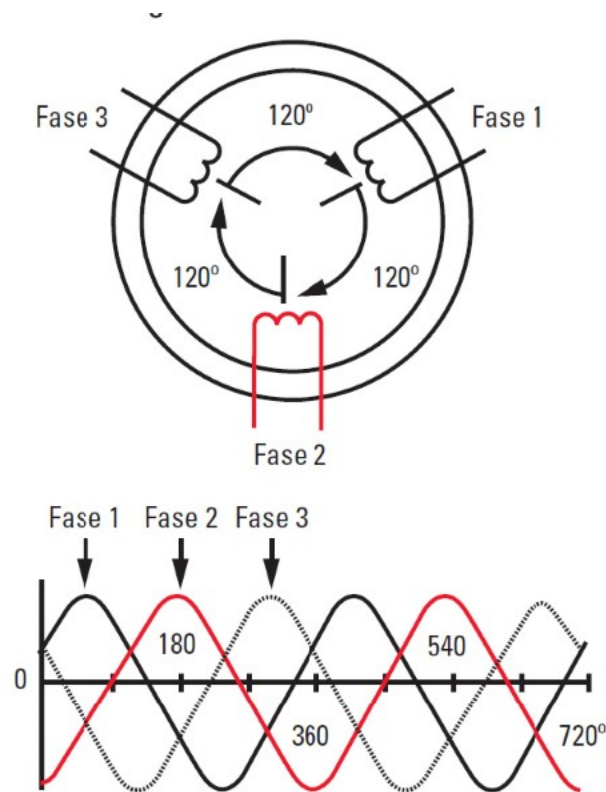


Figura 2.2: Esquema estator de un motor trifásico

Para representar la circulación de las corrientes en los devanados del estator, de la figura 2.3 se utiliza el diagrama de la figura 2.2, donde las cruces indican la entrada de la corriente en el devanado y los puntos de las salidas de las corrientes, ambas en un solo instante de tiempo.

Cada corriente en cierto devanado produce una FMM. En su representación vectorial, la dirección y el sentido de la FMMF  $F_x$  que produce el devanado X se obtiene por la regla de la mano derecha, la cual estipula que los dedos, del meñique al índice, se deben enroscar en el sentido de la circulación de la corriente del devanado X, para que la dirección y el sentido de la FMM  $F_x$  los determine el pulgar para la fase A

En cada instante del tiempo existen tres componentes vectoriales  $F_a$ ,  $F_b$ ,  $F_c$  que al sumarse proporcionan la FMM resultante F.

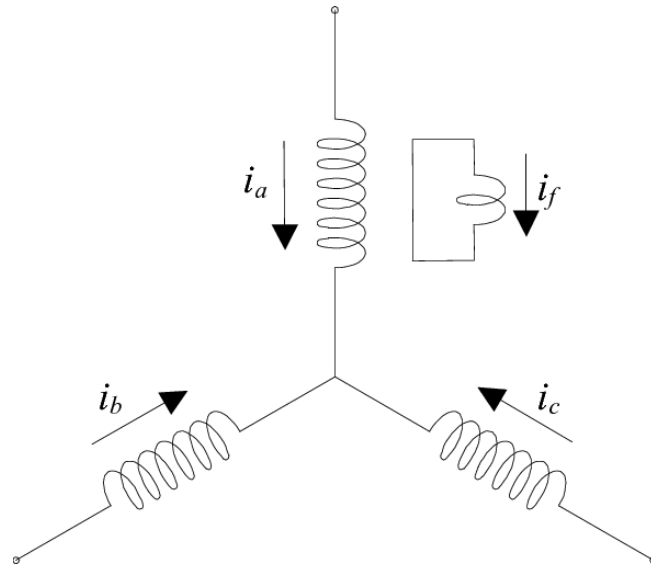


Figura 2.3: Esquema estator de un motor trifásico

Debido a que las corrientes que circulan por los tres devanados son senoidales y simétricas, la FFM resultante en un ciclo completo de una corriente siempre tiene la misma amplitud y recorre una vuelta alrededor del entre hierro.[25]

De lo que se comentó en esta sección se resume que el motor de inducción con rotor jaula de ardilla consta de tres devanados en el estator por los cuales, al circular las corrientes apropiadas, se produce un campo magnético giratorio que induce corrientes en el rotor jaula de ardilla. Estas corrientes a su vez generan un campo magnético de polaridad opuesta al del estator produciendo un movimiento del rotor. Predecir el comportamiento de todas las señales que se involucran con el motor de inducción es una situación que se ha estudiado desde ya hace varias décadas y que a continuación se exponen mediante el uso de modelado de la dinámica del motor de inducción.

### 2.1.2. Modelado del motor de inducción simplificado

Muchos investigadores han analizado el modelado del motor de C.D. por la fácil manipulación de las variables mecánicas y eléctricas como se muestra en [26].

### Deducción de las ecuaciones electricas del motor de Inducción

Para iniciar con el modelado se considera un Motor de Inducción de tipo jaula de ardilla, conectado en configuración estrella y sus devanados estan colocados de una forma que los flujos se encuentran balanceados, por lo tanto se genera una fuerza magnetomotriz senoidal, ademas se considera que el rotor y el estator son centrados, el entre hierro uniforme y el circuito magnetico es lineal, tal como se muestra en la figura 2.4

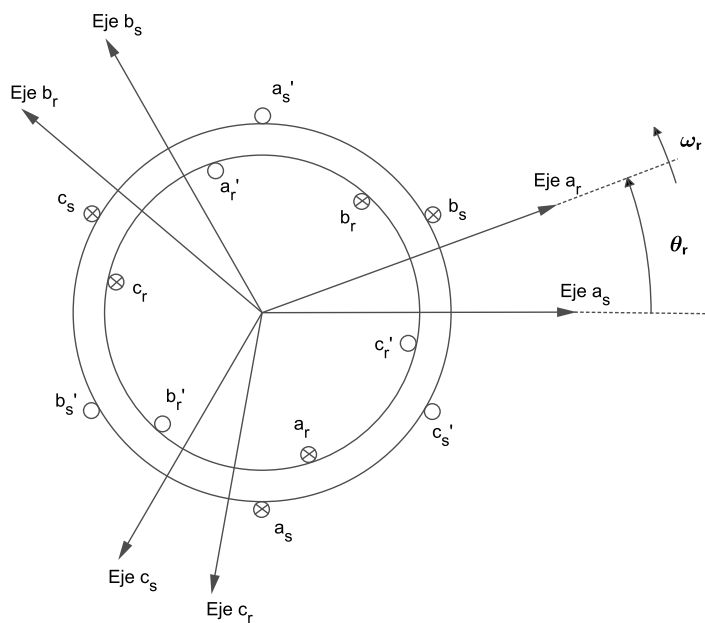


Figura 2.4: Motor de Inducción en marco de referencia trifásico

Las ecuaciones que definen los voltajes del motor de inducción para cualquiera de sus tres fases son obtenidas de las leyes de Kirchoff y la ley de Faraday. La aplicacion de estas leyes al motor de induccion da como resultante las siguientes ecuaciones que representan el comportamiento del motor de inducción

$$V_{si} = R_s I_{si} + \frac{d\lambda_{si}}{dt} \quad (2.1)$$

$$V_{ri} = R_r I_{ri} + \frac{d\lambda_{ri}}{dt} \quad (2.2)$$

donde:

$i$  = Cualquier fase del motor  $a, b, c$ .

$V_{si}$  = Voltaje de alguna fase del estator

$V_{ri}$  = Voltaje de alguna fase del rotor

$\lambda_{si}$  = Flujo magnético del estator

$\lambda_{ri}$  = Flujo magnético del rotor

## Declaración de Parámetros en forma vectorial y matricial

$$[V_{si}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_{ri}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[I_{si}] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[I_{ri}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Los flujos magnéticos están dados por las siguientes expresiones:

$$\lambda_{si} = L_s I_{si} + M I_{ri} \quad (2.3)$$

$$\lambda_{ri} = L_r I_{si} + M^T I_{si} \quad (2.4)$$

donde:

$$[M] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sa} + M_{sr} & -0,5msr & -0,5msr \\ -0,5msr & L_{sb} + M_{sr} & -0,5msr \\ -0,5msr & -0,5msr & L_{sc} + M_{sr} \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{sa} + M_{sr} & -0,5msr & -0,5msr \\ -0,5msr & L_{sb} + M_{sr} & -0,5msr \\ -0,5msr & -0,5msr & L_{sc} + M_{sr} \end{bmatrix}$$

$M_{sr}$  = Es la Inducción de común entre el rotor y el estator.

$[L_r]$  = Es la matriz de inductancias del rotor.

$[L_s]$  = Es la matriz de inductancias del estator

Por lo tanto una representación matricial del comportamiento eléctrico del motor se obtiene sustituyendo el flujo magnético partir de las ecuaciones 2.3 y 2.4

$$\begin{bmatrix} [V_{si}] \\ [V_{ri}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{si}] \\ [I_{ri}] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [L_s] & [M] \\ [M^T] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{si}] \\ [I_{ri}] \end{bmatrix}$$

Una representación análoga mas abstracta de lo anterior sería:

$$[V] = [R] [I] + \frac{d}{dt} [[L] [I]]$$

donde  $[L]$  puede ser expresado como la suma de matrices  $[L_1] + [M_1]$  con la finalidad de separar el comportamiento constante de los parámetros  $L_s$  y  $L_r$  de

la matriz  $[M]$ .

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M] \\ [M^T] & [L_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [0] \\ [0] & [L_r] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [0] & [M] \\ [M^T] & [0] \end{bmatrix} = [L_1] + [M_1]$$

Esta adecuación claramente genera un par de matrices cuya relación es:

$$\begin{bmatrix} [L_s] & [0] \\ [0] & [L_r] \end{bmatrix} = [L_1]$$

$$\begin{bmatrix} [0] & [M] \\ [M^T] & [0] \end{bmatrix} = [M_1]$$

Entonces se obtiene una representación matricial del voltaje del estator y rotor que cumple para todas las fases (a,b,c).

$$[V] = [R] [I] + \frac{d}{dt} [[L_1] [I]] + \frac{d}{dt} [[M_1] [I]] \quad (2.5)$$

Puesto que  $[M_1] [I]$  son matrices con elementos variantes en el tiempo, esta derivación implica el uso de la regla de la cadena por lo tanto.

$$\frac{d}{dt} [[M_1] [I]] = \frac{d[M_1]}{dt} [I] + [M_1] \frac{d[I]}{dt}$$

Entonces la ecuación 2.5 puede ser reescrita como:

$$\frac{d[M_1]}{dt} [I] + [M_1] \frac{d[I]}{dt} + [L_1] \frac{d[I]}{dt} + [R] [I] = [V] \quad (2.6)$$

o

$$\dot{M}_1 I + M_1 \dot{I} + L_1 \dot{I} + RI = V$$

Una forma mas simple de visualizar con respecto a cada fase del motor es la ecuación 2.6

### Deducción de las ecuaciones mecánicas del motor de inducción

Una vez analizado la parte eléctrica del motor de inducción donde se analizo las inductancias y resistencias tanto del estator como del rotor, falta analizar la parte mecánica del motor de inducción.



Analizando los enlaces de flujo para un sistema magnético lineal están dados por:

$$\psi = LxI$$

Donde de manera desarrollada se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \psi_{si} \\ \psi_{ri} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{M_{sr}} \\ L_{M_{sr}} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{si} \\ i_{ri} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Las matrices de las inductancias de los devanados fueron expresados anteriormente.

Para relacionar la parte mecánica con la parte eléctrica del motor de inducción se debe saber la posición eléctrica del rotor. Para obtener la posición se parte de la ecuación del enlace de flujo, donde al realizar la derivada de la ecuación se obtiene:

$$\frac{d\psi}{dx} = \frac{dL}{dt}i + L\frac{di}{dt}$$

Desarrollando el término de la derivada de la matriz de inductancias mediante la regla de la cadena se obtiene que:

$$\frac{dL}{dt} = \frac{dL}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt}$$

Donde  $\theta$  es posición eléctrica del rotor. La velocidad eléctrica del rotor es:

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$$

Y para relacionarla con la velocidad mecánica del rotor  $\omega_m$  se realiza mediante el número de polos de la máquina

$$\omega_r = \frac{P}{2}\omega_m = N_p\omega_m$$

Donde:

$P$  es el número de polos

$n_p$  es el número de pares de polos

La ecuación del subsistema mecánico en términos del par electromagnético  $\tau_e$  y la velocidad mecánica del rotor es:

$$\tau_e = \frac{P}{2}\omega_m = N_p\omega_m$$

Donde:

$J$  es la inercia del rotor y de la carga  $Kg \cdot m^2$

$B$  Coeficiente de fricción viscosa en  $N \cdot m \cdot s/rad$

$\tau_L$  Es el par de carga  $N \cdot m$

### 2.1.3. Simulación del motor de inducción

En la simulación del motor de inducción se utilizó un software llamado psim el cual cuenta con el modelo del motor de inducción. Los valores de los parámetros del motor de inducción que se emplearon para a simulación se tomaron del libro de Krause [27], los valores se muestran en la tabla 2.1.

Por lo general estos parámetros no son proporcionados por el fabricante. En estos casos, es necesario calcular los parámetros eléctricos, por lo que tienen que

Tabla 2.1: Parámetros del motor de inducción

Potencia	3hp
Voltaje rms linea a linea $V_{rmsL-L}$	220 V
Número de polos $P$	4 polos
Frecuencia nominal de la alimentación del estator ( $f_s$ )	60 Hz
Velocidad nominal del rotor	1710 rpm
Resistencias del estator	0.453
Resistencia del rotor	0.816
Impedancia de la inductancia de dispersión del rotor	0.754
Impedancia de la inductancia de dispersion del estator	0.754
Impedancia de la inductancia mutua	26.13
Inercia del rotor	0.089 $kgm^2$
Par de carga nominal	11.9 Nm
Coefficiente de fricción viscosa	0

estimarse con pruebas experimentales como la del rotor bloqueado, sin carga y la medición en c.d. de la resistencia del devanado del estator esto es corroborado en [28]. las inductancias de los devanados se calculan a partir de sus impedancias y de la frecuencia de alimentación:

$$L_{lr} = \frac{X_{lr}}{2\pi f_s} = 0,002000047H$$

$$L_{ms} = \frac{X_M}{2\pi f_s} = 0,069311978H$$

$$L_{ls} = \frac{X_{ls}}{2\pi f_s} = 0,002000047H$$

$$L_{mr} = \frac{X_M}{2\pi f_s} = 0,069311978H$$

$$L_{sr} = \frac{X_M}{2\pi f_s} = 0,069311978H$$

A continuación se muestra las simulaciones del motor de inducción usando sus valores nominales, esto cuando el vector de voltajes se encuentren representados de la siguiente forma:

$$v = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{rms} \text{sen}(2\pi ft) \\ V_{rms} \text{sen}(2\pi ft - 2\pi/3) \\ V_{rms} \text{sen}(2\pi ft + 2\pi/3) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

siendo:

$$V_p = \frac{V_{rmsL-L}\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = \frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 179,6292$$

Se desarrollo en el software simulink las ecuaciones dinámicas 2.6 representado en la figura 2.5y a la par se empleo el modelo dinámico que contiene la librería de PSIM figura 2.7, software de simulación orientado a dispositivos de potencia con la finalidad de comprar las respuestas entre modelos.

En la figura 2.6 se observa el comportamiento de las corrientes trifásicas del estator bajo los parámetros propuestos mientras que en la figura 2.8 se presentan los demás comportamientos dinámicos de la planta.

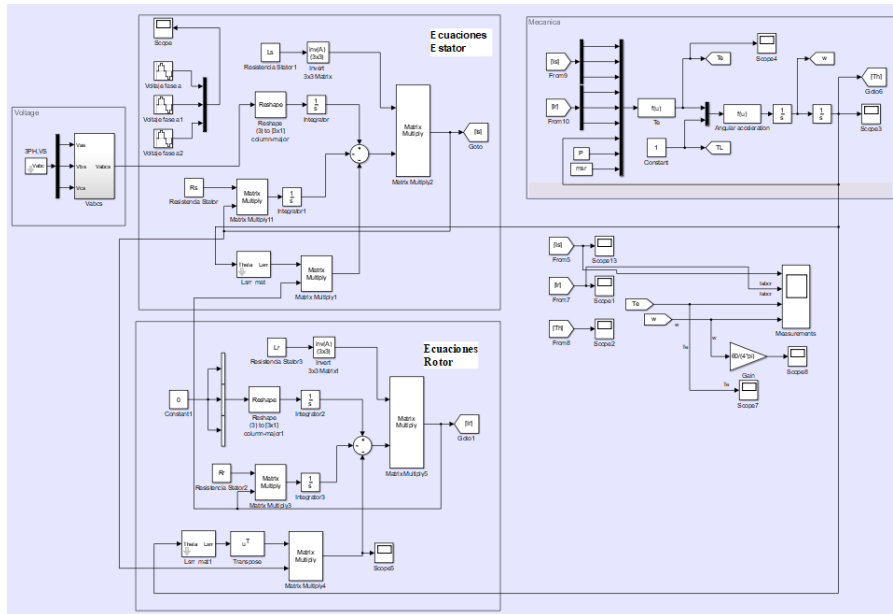


Figura 2.5: Modelo matemático propuesto en simulink

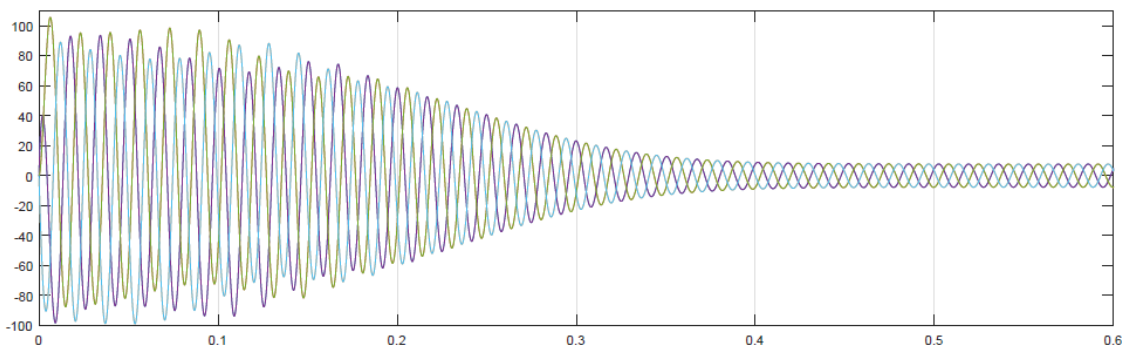


Figura 2.6: Comportamiento de Corrientes del estator

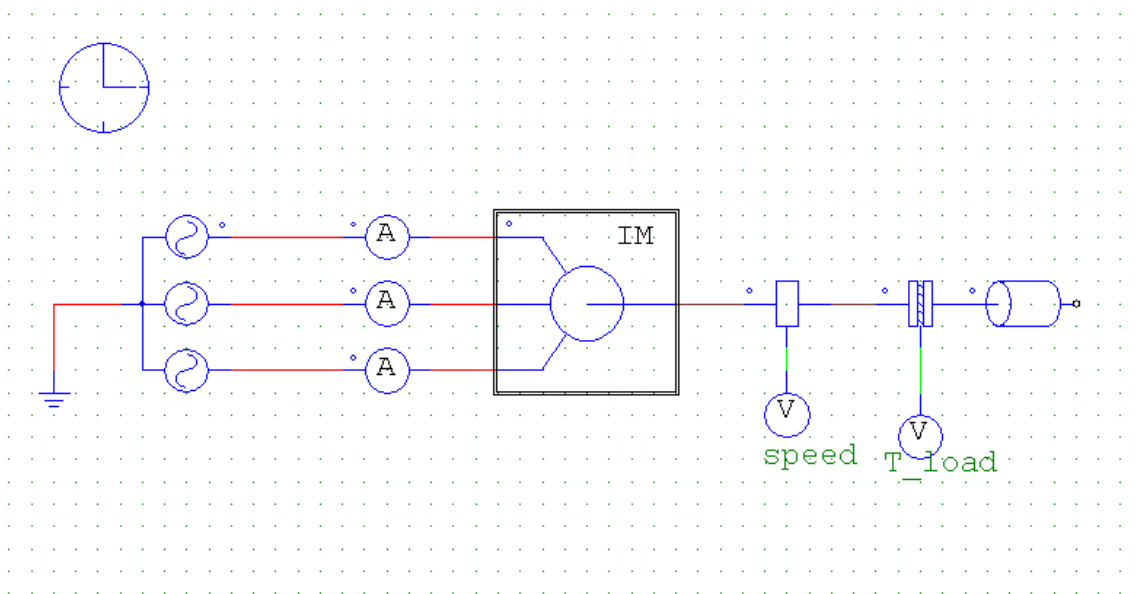


Figura 2.7: Implementación en PSIM motor de inducción

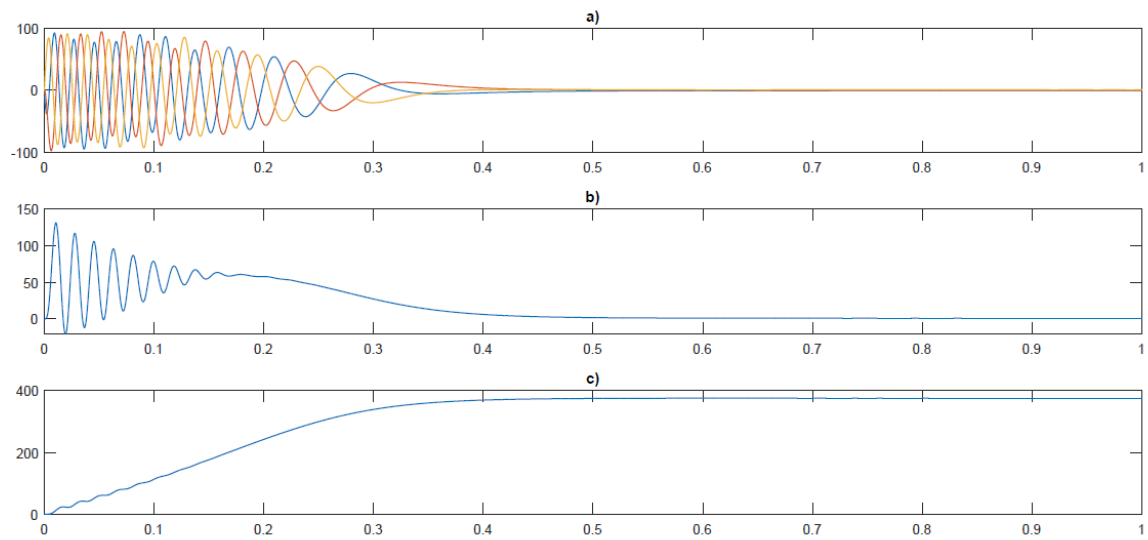


Figura 2.8: a)Corriente del rotor b)Par c)Velocidad

## 2.2. Modelado del motor de inducción en el marco de referencia dq

En diversas aplicaciones el MI está conectado a un inversor con el fin de controlar su velocidad. Sin embargo, en la industria hay más aplicaciones críticas donde solo es requerido el funcionamiento en régimen constante. De esta forma, un análisis en estado estable para el diagnóstico de fallas en MI sincrónico resulta importante. El punto de partida para realizar el análisis del modelo de la MI en el marco de referencia sincrónico es deducir inicialmente las funciones de transferencia en los subsistemas como el mecánico y parte eléctrica. Existe un vínculo entre la corriente producida por el torque y la fuerza magnética inducida este enlace está implícito en el diagrama de bloques donde las corrientes son independientes de la parte mecánica, Krishnan et al. (2001).

$$V_{qs} = (R_s + L_s \rho) i_{qs} + \omega_s L_s \rho i_{ds} + L_m \rho i_{qr} + \omega_s L_m i_{dr} \quad (2.8)$$

$$V_{ds} = (R_s + L_s \rho) i_{ds} - \omega_s L_s \rho i_{qs} + L_m \rho i_{dr} - \omega_s L_m i_{qr} \quad (2.9)$$

Donde las corrientes del rotor asociadas al marco de referencia dq son las siguientes

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2.10)$$

$$i_{dr} = \frac{\psi_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (2.11)$$

Sustituyendo las Corrientes (2.10) y (2.11) en las ecuaciones (2.8) y (2.9) se obtiene

$$V_{qs} = (R_s + \sigma L_s \rho) i_{qs} + \sigma \omega_s L_s i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r$$

$$V_{ds} = (R_s + \sigma L_s \rho) i_{ds} - \sigma \omega_s L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \rho \psi_r$$

donde  $\sigma$  es el coeficiente de fuga y se obtiene cuando el componente de flujo producido por la corriente del estator es constante en un estado estable, de modo que las derivadas de la corriente del estator en el eje d en el marco síncrono son.

$$i_f = i_{ds}$$

$$p i_{ds} = 0$$

El par producido por la corriente del estator es la corriente en el eje q en el cuadro síncrono.

$$i_T = i_{qs}$$

También se sabe que el flujo del rotor viene dado por.

$$\psi_r = L_m i_f$$

Remplazando todos estos valores en las ecuaciones de voltaje se obtiene

$$\begin{aligned} V_{qs} &= (R_s + L_a \rho) i_T + \omega_s L_a i_f + \omega_s \frac{L_m^2}{L_r} i_f \\ &= (R_s + L_a \rho) i_T + \omega_s L_s i_f \end{aligned} \tag{2.12}$$

donde  $L_a$  is.

$$L_a = \sigma L_s = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right)$$



Ahora la frecuencia es representada por

$$\omega_{s1} = \frac{i_T}{i_f} \left( \frac{R_r}{L_r} \right)$$

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{s1} = \omega_r + \frac{i_T}{i_f} \left( \frac{R_r}{L_r} \right)$$

La ecuación de la parte eléctrica del motor se obtiene sustituyendo  $\omega_s$  en la ecuación (2.9).

$$V_{qs} = \left( R_s + \frac{R_r L_s}{L_r} + L_a \rho \right) i_T + \omega_r L_s i_f \quad (2.13)$$

Donde el par producido por la corriente del estator se puede derivar de la siguiente ecuación.

$$I_T = \frac{V_{qs} - \omega_r L_s i_f}{R_s + \frac{R_r L_s}{L_r} + L_a \rho} = \frac{K_a}{1 + sT_a} (V_{qs} - \omega_r L_s i_f)$$

donde

$$R_a = R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r$$

$$K_a = \frac{1}{R_a}$$

$$T_a = \frac{L_a}{R_a}$$

Este bloque, que convierte la tensión de realimentación en corriente de par, se escribe el par electromagnético.

$$\tau_e = K_f i_T$$

Donde la constante de torque esta definida por

$$K_f = \frac{3PL_m^2}{4L_r} i_f$$

Las cargas dinámicas se pueden representar tomando el par electromagnético y el par de la carga que se considera como fricción en este caso particular.

$$j \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m = \tau_e - \tau_L = K_f i_T - B_l \omega_m$$

Donde en términos de la velocidad eléctrica del rotor, se deriva de la multiplicación de ambos

$$j \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m = \frac{P}{2} K_f i_T - B_l \omega_r \quad (2.14)$$

Entonces la función de transferencia entre la velocidad y la corriente producida de par es.

$$\frac{\omega_r(s)}{i_T(s)} = \frac{K_a}{1 + sT_a}$$

entonces

$$K_a = \frac{PK_f}{2B_t}$$

$$B_t = B + B_l$$

$$T_a = \frac{J}{B_t}$$

Una vez que se tienen las ecuaciones del MI de la parte eléctrica y mecánica, a partir de las ecuaciones (2.13) y (2.14) el diagrama de bloques del MI se realiza como se muestra en la figura 2.9.

Este modelo es muy similar al modelo de motor CD obtenido en Chan et al. (2006) y Höfling et al (1996). Aunque la principal diferencia es que el parámetro de entrada es  $V_{qs}$  en lugar de la corriente de la armadura.

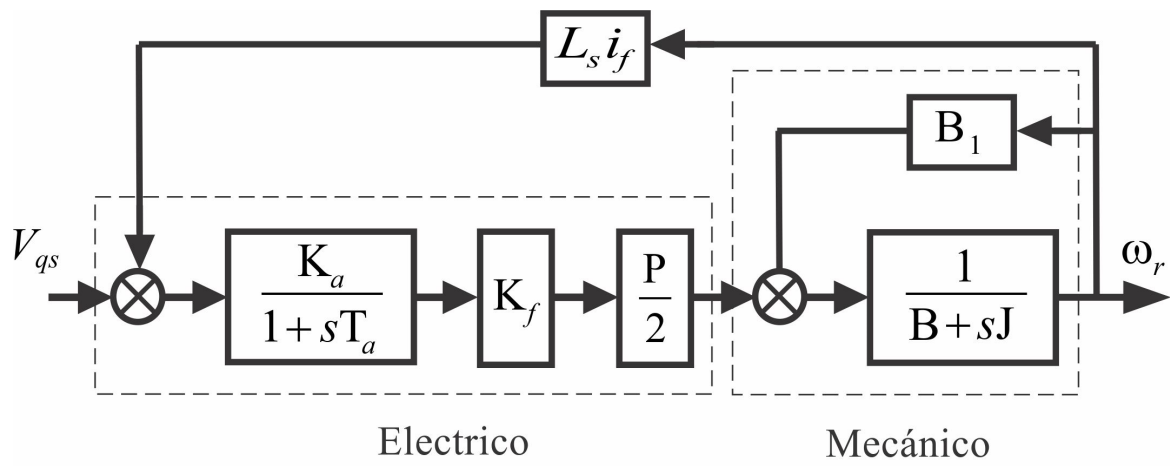


Figura 2.9: Diagrama de bloques del motor de induccion con el flujo del rotor constante

# Capítulo 3

## Ecuaciones de Paridad

Matemáticamente, la inconsistencia entre las fallas actuales y las esperadas se encuentra expresada en residuos. Los residuos pueden ser cuantitativos y son nominalmente cero; los residuos no son cero en caso de falla o disturbio que presente el sistema.

Hay varias maneras de generar residuos utilizando el enfoque de las ecuaciones de la paridad. Existen alternativas que incluyen el diagnóstico por observadores usando filtro de Kalman. Si bien las fallas pueden ser detectadas por un solo residuo, la localización de la falla, comúnmente llamado aislamiento de la falla requieren de una serie de residuos.

En este sentido, los residuos mayormente usados se pueden obtener en dos sentidos; de manera estructurada o con dirección fija.

1. Conjunto de Residuos Estructurados: en respuesta a una falla particular, solo un subconjunto de falla específica de los residuos obtiene valores diferentes de cero o de su valor nominal. Geométricamente, el vector generado por el residuo es reducido a subespacios que abarca subresiduos de vectores coordinados figura [3.1](#)

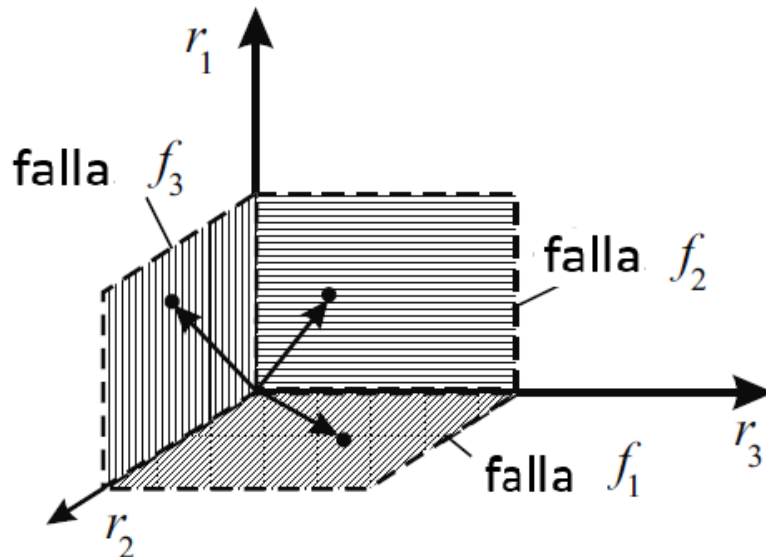


Figura 3.1: Residuos Estructurados

2. Residuos con Dirección Fija: En respuesta a una falla particular, el vector del residuo es reducido a una dirección de la falla específica. Figura 3.2

En este capítulo, solo los residuos estructurados son tratados. Las ecuaciones de paridad están comúnmente disponibles con las formas de entrada y salida del modelo de la planta. Las ecuaciones de paridad fueron introducidas en el campo aeroespacial en 1970 (realizado por Potter and Suman; Deckert), Sin embargo, la teoría general se le atribuye a Willsky y a otros como Chow; esto puede ser corroborado en [29].

El diagnóstico utilizado observadores a partir de residuos estructurados se ha estudiado extensamente por Clark, Frank y Patton en [29]. Hasta hace poco, el diagnóstico por observadores es más general y más poderoso que las ecuaciones de paridad. Sin embargo se ha demostrado para cualquier diagnóstico por observador que no existe los mismo residuos en una ecuación de paridad diseñado para un proceso exacto.

Por lo tanto cualquier cosa realizada con diagnóstico por observador también pue-

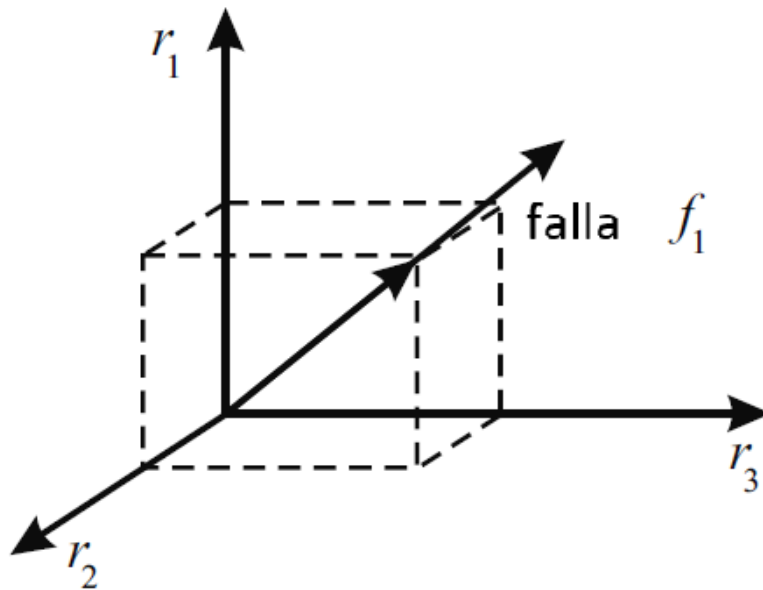


Figura 3.2:

de ser realizado por ecuaciones de paridad. Las fallas en general pueden clasificarse en dos grupos, dependiendo sobre la forma en que aparecen en las ecuaciones residuales. Las fallas aditivas son variables no observables, que incluyen fallas en los actuadores, los sensores y en ciertas fallas de la planta. Las fallas multiplicativas son diferentes entre los parámetros de la planta nominal y la actual. Los disturbios aditivos se comportan como fallas aditivas mientras que los errores del modelado actúan como falla multiplicativa.

### 3.1. Estructura de las Ecuaciones de Paridad

Una manera sencilla de detectar fallas en procesos es la comparación del comportamiento del proceso con el modelo del proceso libre de falla. Las diferencias entre el proceso y el modelo se expresan en forma de residuos. De esta forma los residuos describen las discrepancias entre el proceso y el modelo revisando la consistencia de la mismas. El diseño de los residuos puede crearse de dos maneras; con funciones de transferencia o con formulación de modelos en espacios de

estados. El método de ecuaciones de paridad va precedido de la probabilidad con la formulación del modelo en espacio de estados.

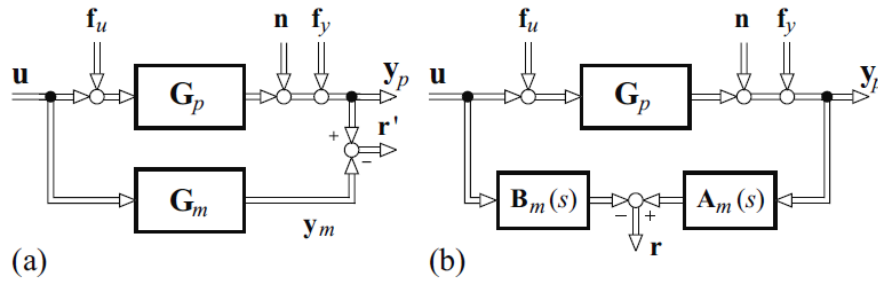


Figura 3.3: Residuos Generado con Ecuaciones de Paridad para un sistema MIMO con Funciones de Transferencia a) Error de salida, b) Error Polinomial o Error de Ecuación

En la figura 3.3 existen dos arreglos de casos de procesos lineales. La explicación del método, el primer proceso es considerado con una entrada y una salida. El proceso se describe con la siguiente función de transferencia:

$$G_p(s) = \frac{y_P(s)}{u(s)} = \frac{B_p(s)}{A_P(s)}$$

Y el modelo del proceso es:

$$G_m(s) = \frac{y_m(s)}{u(s)} = \frac{B_m(s)}{A_m(s)} \quad (3.1)$$

El modelo se supone que es conocido con parámetros fijos, de tal manera que:

$$G_p(s) = G_m(s) + \Delta G_m(s)$$

Donde  $\Delta G_m(s)$  describe los errores en el modelo.

El residuo puede nuevamente formularse por el error de salida o el error polinomial, similar al método de estimación de parámetros.

Para el error de salida el residuo se vuelve:

$$\begin{aligned}
r'(s) &= y_p(s) - y_m(s) = y_p(s) - G_m(s)u(s) \\
&= G_p(s)[u(s) + f_u(s)] + n(s) + f_y(s) - G_m(s)u(s) \\
&= \Delta G_m(s)u(s) + G_p(s)f_u(s) + n(s) + f_y(s)
\end{aligned}$$

El residuo es cero para la forma ideal del proceso y el modelo, en fallas adictivas  $f_u$  y  $f_y$  y sin ruido.

Generalmente,  $\Delta G_m$  muestra las desviaciones en el error del modelo y el ruido  $R_n$  y excitación de la señal de entrada dada por  $u$ . En el caso de fallas aditivas el residuo cambia y es parecido a la falla de salida  $f_y$  y el proceso de filtrado  $G_p$  de las fallas de entrada  $f_u$ .

El error polinomial está dado por:

$$\begin{aligned}
r(s) &= A_m(s)y_p(s) - B_m(s)u(s) \\
&= A_m(s) [G_p(s)[u(s) + f_u(s)] + Rn(s) + f_y(s)] - B_m(s)u(s)
\end{aligned}$$

Si el proceso y en el modelo concuerdan, idealmente el residuo es:

$$r(s) = A_m(s) [Rn(s) + f_y(s)] + B_m(s)f_u(s)$$

En fallas de entrada aditivas las  $f_u$  son filtrados por el modelo polinomial  $B_m(s)$  y las fallas de salida aditivas  $f_y$  por el polinomial  $A_m(s)$ , por lo cual ambos pueden obtenerse con derivadas de orden superior. El residuo es considerado en un proceso de una entrada y una salida o en ambos casos influencias por fallas aditivas en entrada y salidas, por el ruido y por errores del modelo, y la separación generalmente no es posible. Sin embargo, las situación mejora si se dispone de más mediciones como, por ejemplo, en procesos de múltiples entradas y multiples salidas. El residuo de salida del proceso de múltiples entradas y múltiples salidas la función de transferencia en función de la matriz  $G_p(s)$  es calculado por:

$$r'(s) = y_p(s) - y_m(s) = y_p(s) - G_m(s)u(s)$$



También llamado de la forma computacional ecuaciones de paridad. De esta manera el residuo es calculado, usando procesos de mediciones en señales de entrada y salida.

Cuando la supuesta falla es introducida, obtenemos:

$$\begin{aligned} r'(s) &= [G_p(s)[u(s) + f_u(s)] + Rn(s) + f_y(s)] - G_m(s)u(s) \\ &= \Delta G_m(s)u(s) + G_p(s)f_u(s) + Rn(s) + f_y(s) \end{aligned}$$

Lo que demuestra la influencia de las fallas en el vector residual. Cuando el proceso y el modelado son idénticos, la forma interna de la ecuación residual es reducido de la siguiente manera:

$$r'(s) = G_p(s)f_u(s) + f_y(s) + Rn(s)$$

Derivando la ecuación del residuo en el error, una forma de describir el proceso es de la siguiente manera:

$$A_p(s)y_p(s) = B_p(s)u(s)$$

En la forma computacional del residuo del polinomio es:

$$r(s) = A_m(s)y_p(s) - B_m(s)u(s)$$

La forma interna se describe como:

$$r(s) = A_m(s) [G_p(s)[u(s) + f_u(s)] + Rn(s) + f_y(s)] - B_m(s)u(s)$$

### 3.2. Ecuaciones de Paridad con Modelo de Espacio de Estados

El modelo en espacios de estado de un sistema lineal de procesos con múltiples entradas y múltiples salidas puede describirse de la siguiente manera[16]

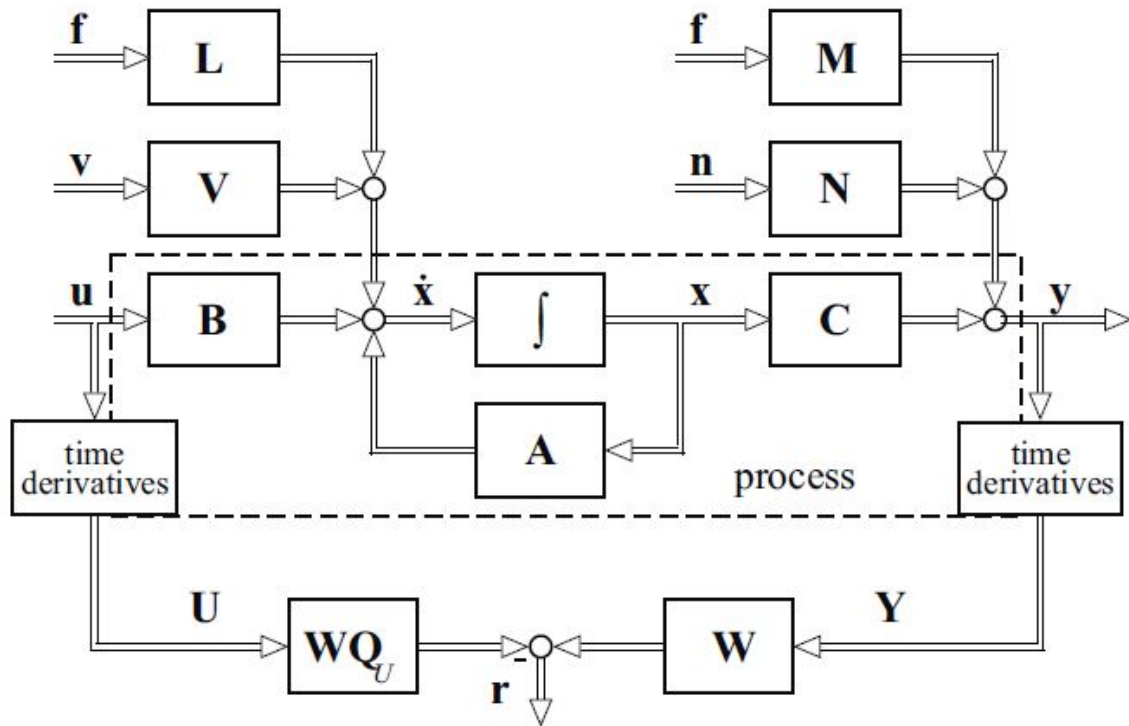


Figura 3.4: Ecuaciones de paridad basada en espacio de estados

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Vv(t) + Lf(t) \quad (3.2)$$

$$y = Cx(t) + Nn(t) + Mf(t) \quad (3.3)$$

Donde  $n(t)$  son disturbios por ruido y  $v(t)$  disturbios limitados en la falla aditiva que puede estar compuesta por fallas aditivas de entrada  $f_l(t)$  y fallas aditivas de salida  $f_m(t)$

Para la obtención de residuos se debe cumplir con:

$$\dot{y}(t) = C\dot{x}(t) + N\dot{n}(t) + M\dot{f}(t)$$

$$\dot{y}(t) = CAx(t) + CBu(t) + CVv(t) + CLf(t) + N\dot{n}(t) + M\dot{f}(t)$$

$$\ddot{y}(t) = C\ddot{x}(t) + N\ddot{n}(t) + M\ddot{f}(t)$$

$$\ddot{y}(t) = CA^2x(t) + CABu(t) + CB\dot{u}(t) + CAVv(t) + CV\dot{v}(t) + N\ddot{n}(t) + CALf(t) + C$$

Se debe de cumplir con

$$Y(t) = Tx(t) + Q_u U(t) + Q_v V(t) + Q_n N(t) + Q_f F(t)$$

$$Y(t) = \begin{bmatrix} y(t) \\ \dot{y}(t) \\ \vdots \\ y^q(t) \end{bmatrix} \quad U(t) = \begin{bmatrix} u(t) \\ \dot{u}(t) \\ \vdots \\ u^q(t) \end{bmatrix} \quad V(t) = \begin{bmatrix} v(t) \\ \dot{v}(t) \\ \vdots \\ v^q(t) \end{bmatrix} \quad F(t) = \begin{bmatrix} f(t) \\ \dot{f}(t) \\ \vdots \\ f^q(t) \end{bmatrix}$$

$$T = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^q \end{bmatrix}$$

$$Q_u = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CB & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ CA^{q-1}B & CA^{q-2}B & \dots & CB & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_v = \begin{bmatrix} N & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CV & N & 0 & \dots & 0 \\ CAV & CV & N & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ CA^{q-1}V & CA^{q-2}V & \dots & CV & N \end{bmatrix}$$

$$Q_f = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ CL & M & 0 & \cdots & 0 \\ CAL & CL & M & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ CA^{q-1}L & CA^{q-2}L & \cdots & CL & M \end{bmatrix}$$

Para un sistema de orden  $n$  con  $p$  entradas,  $p_v$  disturbios y  $r$  salidas, estas matrices tienen el siguiente orden

- $Y(t)$  es  $(q + 1)r \times 1$  vector.
- $U(t)$  es  $(q + 1)p \times 1$  vector.
- $T$  es una matriz  $(q + 1)r \times n$
- $Q_u$  es una matriz  $(q + 1)r \times (q + 1)p$
- $Q_v$  es una matriz  $(q + 1)r \times (q + 1)p_v$

Los vectores de estados 3.2 y 3.3 son multiplicados por un vector  $w^T$  de dimension  $1 \times (q + 1)r$

$$w^T Y^T = w^T T x(t) + w^T Q_u U(t) + w^T Q_v V(t) + w^T Q_n N(t) + w^T Q_f F(t)$$

se debe cumplir

$$w^T T = 0 \tag{3.4}$$

$$w^T Q_v = 0$$

Un vector residual en su forma computacional esta expresado por

$$r(t) = w^T Y(t) - w^T Q_u U(t)$$

### 3.3. Paridad modelo DQ

Un modelo simple de IM en el comportamiento de estado estacionario que es poco similar al modelo de motor d.c mencionado en [30] se usa en este trabajo, porque la detección de fallas basada en ecuaciones de paridad para este tipo de modelo es la disponibilidad para detectar varios parámetros.

Basado en formas conocidas de modelar teóricamente la estructura de un modelo matemático lineal en el tiempo continuo sin considerar las perturbaciones, la representación del espacio de estados obtenida para el IM se muestra en 3.7 y 3.8.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.5)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (3.6)$$

Para:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{qs} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_a}{L_a} & \frac{-\psi}{L_a} \\ \frac{K_t N_p}{J} & \frac{-(B+B_1)}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Donde  $\psi = L_s I_{ds}$ ,  $N_p = \frac{P}{2}$

Tenga en cuenta que, la estructura obtenida en la ecuación 3.7 es similar al modelo de motor de corriente continua que se muestra en Chan et al. (2006) y Hofling et al (1996) pero no iguales. Una diferencia importante es que el segundo término de  $\dot{I}_{qs}$  en 3.8 el flujo magnético  $\psi$  se define como la relación entre la inductancia del estator  $L_s$  y la corriente del estator del eje d en los cuadros  $I_{ds}$  sincrónicos.

Otra diferencia importante es que el primer término de , el flujo magnético  $\psi$  de d.c. modelo de motor se define como la relación entre los polos número  $P$ , la inductancia magnética  $L_m$ , la inductancia del rotor  $L_r$  y el componente productor de flujo de la corriente del estator  $I_f$ . Una forma de agregar redundancia en las ecuaciones en el mismo instante es introduciendo 3.14 en 3.15 con sus respectivas derivadas.

Ahora, el vector residual basado en el modelo de espacio de estado para el tiempo continuo se da en 3.9 que se deduce de la generación residual con ecuación de paridad para el proceso de múltiples entradas de salida múltiple (MIMO) con funciones de transferencia y errores polinomiales.

$$r(t) = WY(t) - WQU(t) \quad (3.9)$$

Una condición importante para satisfacer que tanto el primero como el segundo término son ceros es que  $WT = 0$ , Höfling et al (1996) donde W se llama el espacio nulo de T y se puede obtener proponiendo el mayor número de ceros posibles en las filas, teniendo en cuenta que las líneas son linealmente independientes.

$$W = \begin{bmatrix} R_a & \psi & L_a & 0 & 0 & 0 \\ -\alpha & \beta & 0 & J & 0 & 0 \\ \gamma & 0 & \delta & 0 & JL_a & 0 \\ 0 & \gamma & 0 & \delta & 0 & JL_a \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Donde

$$\alpha = K_t N_p$$

$$\beta = B + B_1$$

$$\gamma = \psi\alpha + R_a\beta$$

$$\delta = L_a\beta + JR_a$$

Suponiendo que en la operación saludable el parámetro no cambia,  $r(t) = 0$ , entonces, se detecta una falla cuando  $r(t) \neq 0$ . Los residuos obtenidos por el IM son.

$$\begin{aligned}
r_1(t) &= R_a I_{qs}(t) + \psi \omega_r(t) + L_a \dot{I}_{qs}(t) - V_{qs}(t) \\
r_2(t) &= -\alpha I_{qs}(t) + \beta \omega_r(t) + J \dot{\omega}_r(t) \\
r_3(t) &= \gamma I_{qs}(t) + (L_a \beta + J R_a) \dot{I}_{qs}(t) + J L_a \ddot{I}_{qs}(t) \\
&\quad - \beta V_{qs}(t) - J \dot{V}_{qs}(t) \\
r_4(t) &= \gamma \omega_r(t) + [L_a \beta + J R_a] \dot{\omega}_r(t) + J L_a \ddot{\omega}_r(t) \\
&\quad - \alpha V_{qs}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Bajo condiciones libres de falla las ecuaciones reesiduales deben de ser:

$$\begin{aligned}
r_1(t) &= R_a I_{qs}(t) + \psi \omega_r(t) + L_a \dot{I}_{qs}(t) - V_{qs}(t) \\
r_2(t) &= -\alpha I_{qs}(t) + \beta \omega_r(t) + J \dot{\omega}_r(t) \\
r_3(t) &= \gamma I_{qs}(t) + (L_a \beta + J R_a) \dot{I}_{qs}(t) + J L_a \ddot{I}_{qs}(t) \\
&\quad - \beta V_{qs}(t) - J \dot{V}_{qs}(t) \\
r_4(t) &= \gamma \omega_r(t) + [L_a \beta + J R_a] \dot{\omega}_r(t) + J L_a \ddot{\omega}_r(t) \\
&\quad - \alpha V_{qs}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Tenga en cuenta que durante el estado estable, el derivado de  $x(t)$  es cero, y  $V_{qst} = V_{qs}$ , por lo tanto, el residuo se puede simplificar, esto es tan adecuado cuando el tipo de falla es incipiente; teniendo en cuenta que es el más común en las máquinas eléctricas, entonces, los residuos se pueden reducir como.

$$\begin{aligned}
r_1(t) &= R_a I_{qs}(t) + \psi \omega_r(t) - V_{qs}(t) \\
r_2(t) &= -\alpha I_{qs}(t) + \beta \omega_r(t) \\
r_3(t) &= \gamma I_{qs}(t) - \beta V_{qs}(t) \\
r_4(t) &= \gamma \omega_r(t) - \alpha V_{qs}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Del mismo modo, como en el modelo de motor c.d, si ocurre una falla aditiva, todos los residuos, excepto el desacoplado, se desvían como se muestra en la Tabla 3.1. Esto soporta fuertemente la localización de las fallas del sensor, y por lo tanto estos tipos de falla son fáciles de detectar. Cuando ocurre una falla paramétrica en  $R_s$  o  $R_r$ , no hay un aumento considerable en  $r_3$ , por lo tanto, se puede considerar un valor nulo simplifica la matriz de detección de fallas. Finalmente, una manera simple de distinguir la falla es mediante el uso de detectores de valores límite clásicos con una afinación adecuada, teniendo en cuenta el comportamiento del residuo obtenido.

La Tabla 3.1 muestra los parámetros asociados con el diagnóstico de fallas eléctricas en el modelo MI usando ecuaciones de paridad basadas en el marco de referencia dq para su linealización. Sin embargo, esta información no identifica la fase dañada asociada con el parámetro eléctrico. Por lo tanto, se propone analizar en particular las corrientes del estator para identificar con precisión el elemento dañado. Por otro lado, es importante mencionar que, por razones prácticas durante el mantenimiento correctivo, no es necesario conocer la fase dañada proveniente del rotor. La Tabla 3.1 muestra la Insolación de fallas en  $R_s$  y  $L_s$  para identificar la fase afectada en el diagnóstico de fallas en  $R_s$  o  $L_s$ .

Es importante recordar que la detección de estas fallas está solo en un comportamiento de estado estable que permite proponer heurísticamente un par de umbrales fijos cercanos a la corriente nominal del IM.

Luego, con la matriz anterior de la tabla 3.1, se puede ver que la probabilidad de detección de fallas para  $R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_s$ ,  $B$ ,  $B_l$  y  $V_{qse}$  es 50 y solo para  $L_r$ ,  $I_{qse}$  y  $\omega_r$  son 100, pero de acuerdo con la tabla 2,  $R_s$  y  $L_s$  la probabilidad de detección de fallas es 100.



Tabla 3.1: Detección de fallas en el Marco DQ

Fallas		$r_1$	$r_2$	$r_3$	$r_4$
Paramétricas	$R_s$	I	0	0	I
	$R_r$	I	0	0	I
	$L_s$	I	0	I	I
	$L_r$	I	I	I	I
	$B$	0	I	I	I
	$Bl$	0	I	I	I
Aditivas	$I_{qs}^e$	I	I	I	0
	$\omega_r$	I	I	0	I
	$I_{qs}^e$	I	0	I	I

### 3.4. Paridad modelo trifásico

La representación en espacio de estado a partir de las ecuaciones eléctricas del motor es:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.14)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{I}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_s^{-1}R_s & -L_s^{-1}\dot{M} \\ -L_r^{-1}\dot{M}^T & -L_r^{-1}R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s^{-1} & 0 \\ 0 & L_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_s^{-1}M & 0 \\ 0 & -L_r^{-1}M^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_r \\ \dot{I}_s \end{bmatrix}$$

en forma de ecuación

$$\dot{I}_s = -L_s^{-1}R_s I_s - L_s^{-1}\dot{M} I_r + L_s^{-1}V_s - L_s^{-1}M \dot{I}_r$$

$$\dot{I}_r = -L_r^{-1}\dot{M}^T I_s - L_r^{-1}R_r I_r + L_r^{-1}V_r - L_r^{-1}M^T \dot{I}_s$$

Considerando  $I_r = 0$  para analizar su comportamiento en régimen permanente se obtienen las ecuaciones:

$$\dot{I}_s = -L_s^{-1}R_s I_s + L_s^{-1}V_s$$

$$0 = -L_r^{-1}\dot{M}^T I_s - L_r^{-1}M^T \dot{I}_s$$

por lo tanto

$$\dot{x} = \dot{I}_s = \begin{bmatrix} \dot{I}_{sa} \\ \dot{I}_{sb} \\ \dot{I}_{sc} \end{bmatrix}$$

$$A = -[L_s]^{-1} [R_s]$$

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}$$

$$a_{11} = -\frac{R_{sa} (4L_{sb}L_{sc} + 4L_{sb}m_{sr} + 4L_{sc}M_{sr} + 3M_{sr}^2)}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$a_{12} = -\frac{R_{sb} (3M_{sr}^2 + 2L_{sc}M_{sr})}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$a_{13} = -\frac{R_{sc} (3M_{sr}^2 + 2L_{sb}M_{sr})}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$a_{21} = -\frac{R_{sa} (3M_{sr}^2 + 2L_{sc}M_{sr})}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$a_{22} = -\frac{R_{sb} (4L_{sa}L_{sc} + 4L_{sa}M_{sr} + 4L_{sc}M_{sr} + 3M_{sr}^2)}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$a_{23} = -\frac{R_{sc} (3M_{sr}^2 + 2L_{sa}M_{sr})}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$a_{31} = -\frac{R_{sa} (3M_{sr}^2 + 2L_{sb}M_{sr})}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$a_{32} = -\frac{R_{sb} (3M_{sr}^2 + 2L_{sa}M_{sr})}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$a_{33} = -\frac{R_{sc} (4L_{sa}L_{sb} + 4L_{sa}M_{sr} + 4L_{sb}M_{sr} + 3M_{sr}^2)}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$B = [L_s]^{-1}$$

$$B = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix}$$

$$b_{11} = \frac{4L_{sb}L_{sc} + 4L_{sb}m_{sr} + 4L_{sc}M_{sr} + 3M_{sr}^2}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$b_{12} = \frac{3M_{sr}^2 + 2L_{sc}M_{sr}}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$b_{13} = \frac{3M_{sr}^2 + 2L_{sb}M_{sr}}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$b_{21} = \frac{3M_{sr}^2 + 2L_{sc}M_{sr}}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$b_{22} = \frac{4L_{sa}L_{sc} + 4L_{sa}M_{sr} + 4L_{sc}M_{sr} + 3M_{sr}^2}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$b_{23} = \frac{3M_{sr}^2 + 2L_{sa}M_{sr}}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$b_{31} = \frac{3M_{sr}^2 + 2L_{sb}M_{sr}}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$b_{32} = \frac{3M_{sr}^2 + 2L_{sa}M_{sr}}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

$$b_{33} = \frac{4L_{sa}L_{sb} + 4L_{sa}M_{sr} + 4L_{sb}M_{sr} + 3M_{sr}^2}{3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}}$$

La salida del sistema es  $y = Cx$ :

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}$$

aplicando paridad se debe determinar una  $w^T$  que satisfaga el aislamiento de parámetros como se indica en la ecuación 3.4

$$\begin{bmatrix} w_{11}^T & w_{12}^T & w_{13}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix} = 0$$

Para facilitar la búsqueda de vectores que satisfagan la estructura deseada se debe cumplir con:

$$w_{11}^T C + w_{12}^T CA + w_{13}^T CA^2 = 0$$

Debido a que la matrix  $C$  es igual a una identidad con la finalidad de tomar mediciones físicas directamente de las corrientes del estator, entonces:

$$w_{11}^T C = w_{12}^T CA + w_{13}^T CA^2 \quad (3.16)$$

$$w_{12}^T CA = w_{11}^T C + w_{13}^T CA^2 \quad (3.17)$$

$$w_{13}^T CA^2 = w_{11}^T C + w_{12}^T CA \quad (3.18)$$

Por lo tanto las ecuaciones son reducidas a:

$$w_{11}^T = w_{12}^T A + w_{13}^T A^2$$

$$w_{12}^T A = w_{11}^T + w_{13}^T A^2$$

$$w_{13}^T A^2 = w_{11}^T + w_{12}^T A$$

Para el **Residuo 1** su  $w^T$  fue propuesto para ser insensible a los cambios en parámetros asociados a la fase a

$$w^T = \begin{bmatrix} -w_{11} & w_{12} & w_{13} \end{bmatrix}$$

donde:

$$w_{11} = [w_{12}A + w_{13}AA]$$

$$w_{12} = \left[ \frac{-2k}{4L_{sb}L_{sc}+4L_{sb}M_{sr}+4L_{sc}M_{sr}+3M_{sr}^2} \quad \frac{k}{3M_{sr}^2+2L_{sc}M_{sr}} \quad \frac{k}{3M_{sr}^2+2L_{sb}M_{sr}} \right]$$

$$w_{33} = \left[ 0 \quad 0 \quad 0 \right]$$

donde k tendrá el mismo valor para todos los residuos

$$k = 3L_{sa}M_{sr}^2 + 3L_{sb}M_{sr}^2 + 3L_{sc}M_{sr}^2 + 4L_{sa}L_{sb}L_{sc} + 4L_{sa}L_{sb}M_{sr} + 4L_{sa}L_{sc}M_{sr} + 4L_{sb}L_{sc}M_{sr}$$

Para el **Residuo 2** su  $w^T$  fue propuesto para ser insensible a los cambios en parámetros asociados a la fase b

$$w^T = \left[ -w_{11} \quad w_{12} \quad w_{13} \right]$$

donde:

$$w_{11} = [w_{12}A + w_{13}AA]$$

$$w_{12} = \left[ \frac{k}{3M_{sr}^2+2L_{sc}M_{sr}} \quad \frac{-2k}{4L_{sa}L_{sc}+4L_{sa}M_{sr}+4L_{sc}M_{sr}+3M_{sr}^2} \quad \frac{k}{3M_{sr}^2+2L_{sa}M_{sr}} \right]$$

$$w_{33} = \left[ 0 \quad 0 \quad 0 \right]$$

Para el **Residuo 3** su  $w^T$  fue propuesto para ser insensible a los cambios en parámetros asociados a la fase c

$$w^T = \left[ -w_{11} \quad w_{12} \quad w_{13} \right]$$

$$w_{11} = [w_{12}A + w_{13}AA]$$

$$w_{12} = \left[ \frac{k}{3M_{sr}^2 + 2L_{sb}M_{sr}} \quad \frac{k}{3M_{sr}^2 + 2L_{sa}M_{sr}} \quad \frac{-2k}{4L_{sa}L_{sb} + 4L_{sa}M_{sr} + 4L_{sb}M_{sr} + 3M_{sr}^2} \right]$$

$$w_{33} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

para la determinación del residuo y su comportamiento se empleo la determinación numérica mediante de la ecuación  $r(t) = w^T Y(t) - w^T QuU(t)$ .

Fallas Paramétricas	$R_1$	$R_2$	$R_3$
$R_{sa}$	0	1	1
$R_{sb}$	1	0	1
$R_{sc}$	1	1	0
$L_{sa}$	0	1	1
$L_{sb}$	1	0	1
$L_{sc}$	1	1	1

# Capítulo 4

## Detección de Fallas

Existen diversos métodos para la detección de fallas, Y. Liu et al. [9] realizó una reseña sobre diversos trabajos enfocados para el diagnóstico de fallas y a través de la comparación de las metodologías propuestas generó un conjunto de tablas donde se clasificaban las diferentes técnicas. Actualmente hay suficiente literatura enfocada al diagnóstico de fallas [13, 31], a continuación, se presenta la estructura propuesta por R. Isermann en su libro.

Para realizar un correcto diagnóstico de las fallas que se pueden presentar en el objeto de estudio, es importante realizar una correcta detección de los síntomas que posiblemente está presentando el sistema.

### 4.1. Diagnóstico del modelo DQ

El modelo DQ otorga un sistema semejante a un Motor de corriente directa. Una vez obtenida la matriz  $W$  es posible determinar los residuos y comprobar su flexibilidad de aislamiento.

Las ecuaciones residuales del modelo dq generan gráficas como la [4.1](#):

$$r(t) = w^T Y(t) - w^T Q u U(t)$$

Cabe mencionar que la configuración estrella es una elección muy recurrente en



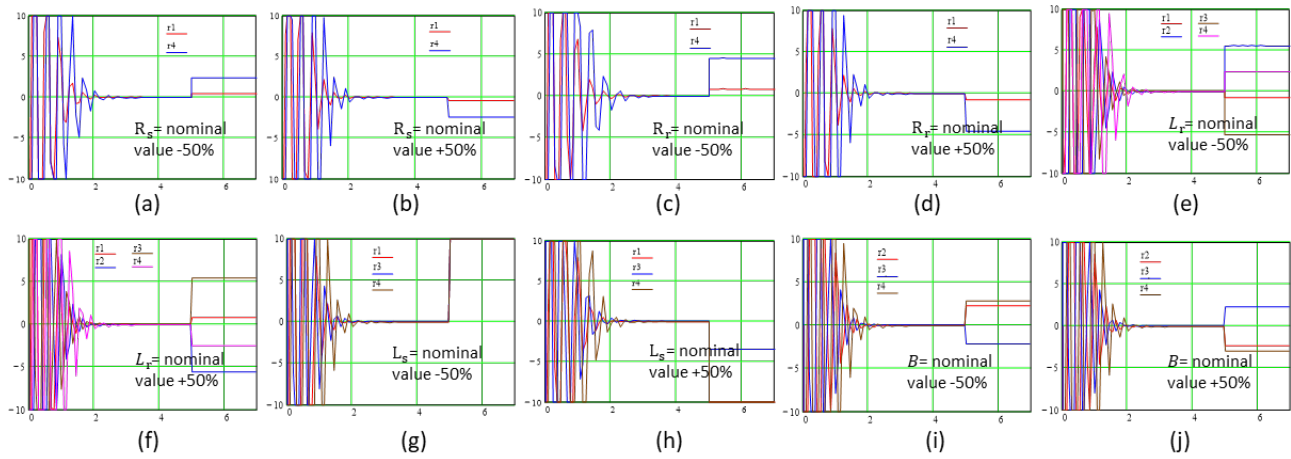


Figura 4.1: Simulación de residuos del motor de inducción en configuración estrella

el mundo industrial. Este arreglo genera una dependencia entre las resistencias e inductancias de cada fase como se muestra en la figura 4.2

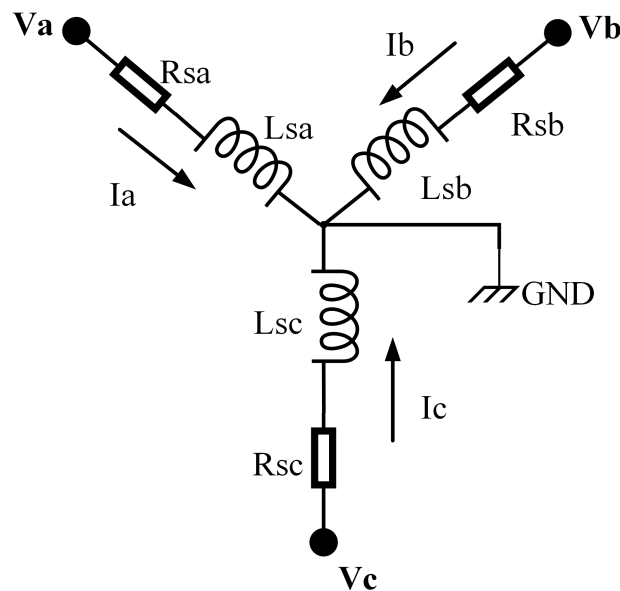


Figura 4.2: Motor de Inducción en configuración estrella conectado a tierra

En la figura 4.1a se decremento la resistencia del estator un 50 por ciento de su valor nominal para inducir la reacción de los residuos 1 y 4.

En la figura 4.1b se incremento la resistencia del estator un 50 por ciento de su valor nominal para inducir la reacción de los residuos 1 y 4.

En la figura 4.1c se decremento la resistencia del rotor un 50 por ciento de su valor nominal para inducir la reacción de los residuos 1 y 4.

En la figura 4.1d se incremento la resistencia del rotor un 50 por ciento de su valor

nominal para inducir la reacción de los residuos 1 y 4.

En la figura 4.1e se decremento la inductancia del rotor un 50 por ciento de su valor nominal para inducir la reacción de los residuos 1, 2, 3 y 4.

En la figura 4.1f se incremento la inductancia del rotor un 50 por ciento de su valor nominal para inducir la reacción de los residuos 1, 2, 3 y 4.

En la figura 4.1g se decremento la inductancia del estator un 50 por ciento de su valor nominal para inducir la reacción de los residuos 1, 3 y 4.

En la figura 4.1h se incremento la inductancia del estator un 50 por ciento de su valor nominal para inducir la reacción de los residuos 1, 3 y 4.

En la figura 4.1i se decremento el coeficiente de fricción 50 por ciento de su valor nominal para inducir la reacción de los residuos 2, 3 y 4.

En la figura 4.1i se incremento el coeficiente de fricción 50 por ciento de su valor nominal para inducir la reacción de los residuos 2, 3 y 4.

## 4.2. Diagnostico del modelo trifásico

La correcta detección de los síntomas que puede estar presentando el motor de corriente alterna facilita en gran medida el diagnóstico oportuno de una falla, posterior a tener un diagnostico adecuado se realiza una toma de decisiones con la finalidad de evitar o prevenir la falla, propiciando así un incremento en el factor de seguridad para el individuo, reduciendo costos y prolongan la vida útil del equipo. Por todos estos beneficios que otorga el diagnostico de fallas, se ha convertido en una ventana de oportunidades y un área de interés para la industria en general.

La gráfica 4.3 representa un estado libre de falla en el sistema.

En la gráfica 4.4 el residuo 1 fue diseñado insensible a las variaciones de la fase a. Por tal razón en caso en caso de alguna parámetro del estator perteneciente a la

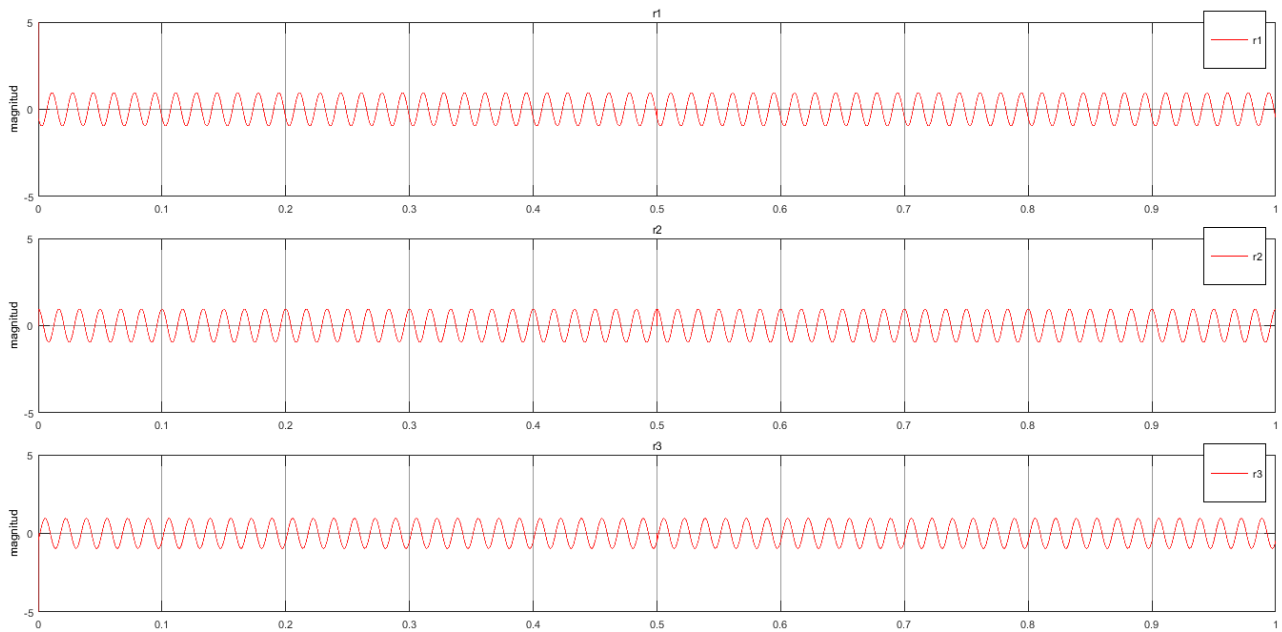


Figura 4.3: Libre de Falla

fase A sea causa de desgaste o falla, este residuo no reaccionara .

En la gráfica 4.5 fue diseñada insensible a las variaciones de la fase B. El elemento resistivo aumento a una magnitud de 5 ohm, y los residuos 1 y 3 percibieron dicha variación

En la gráfica 4.6 fue diseñada insensible a las variaciones de la fase C. El elemento resistivo aumento a una magnitud de 5 ohm, y los residuos 1 y 2 percibieron dicha variación.

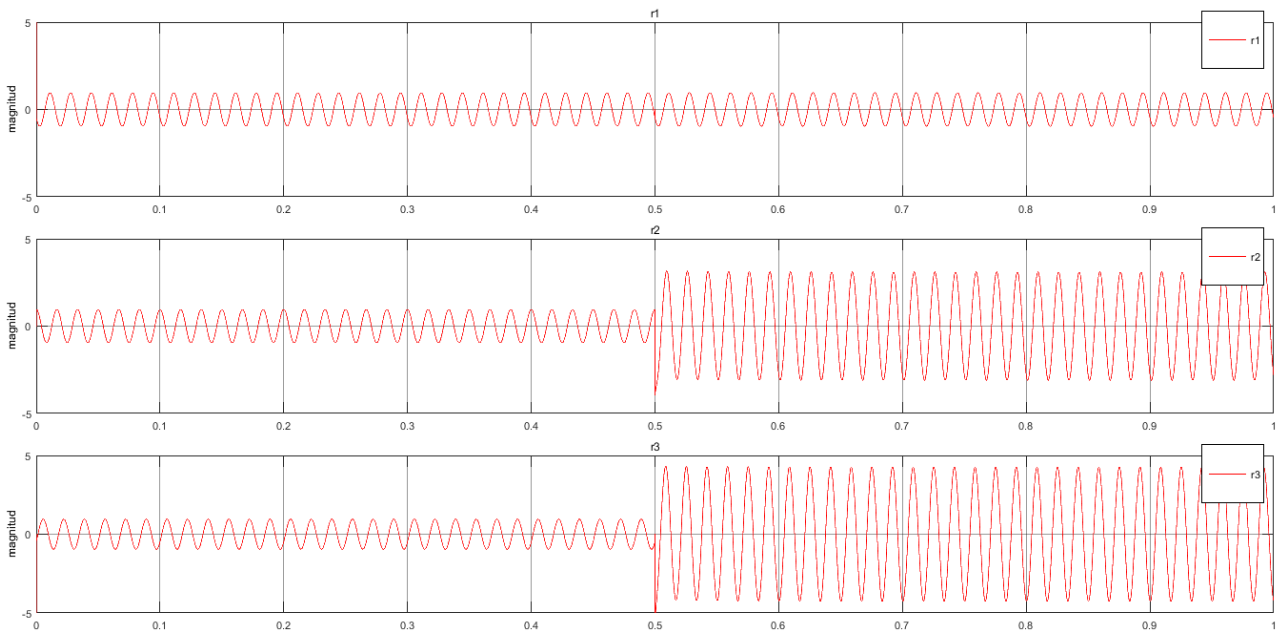


Figura 4.4: Residuo 1 insensible a la variación resistiva en a

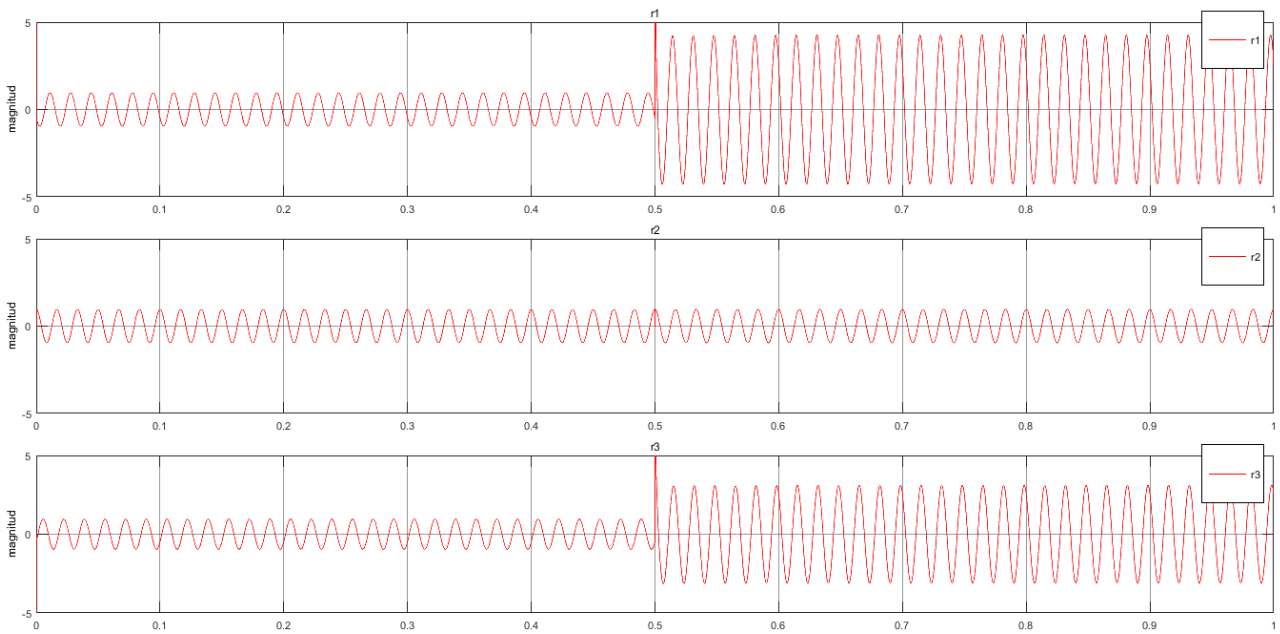


Figura 4.5: Residuo 2 insensible a la variación resistiva en b

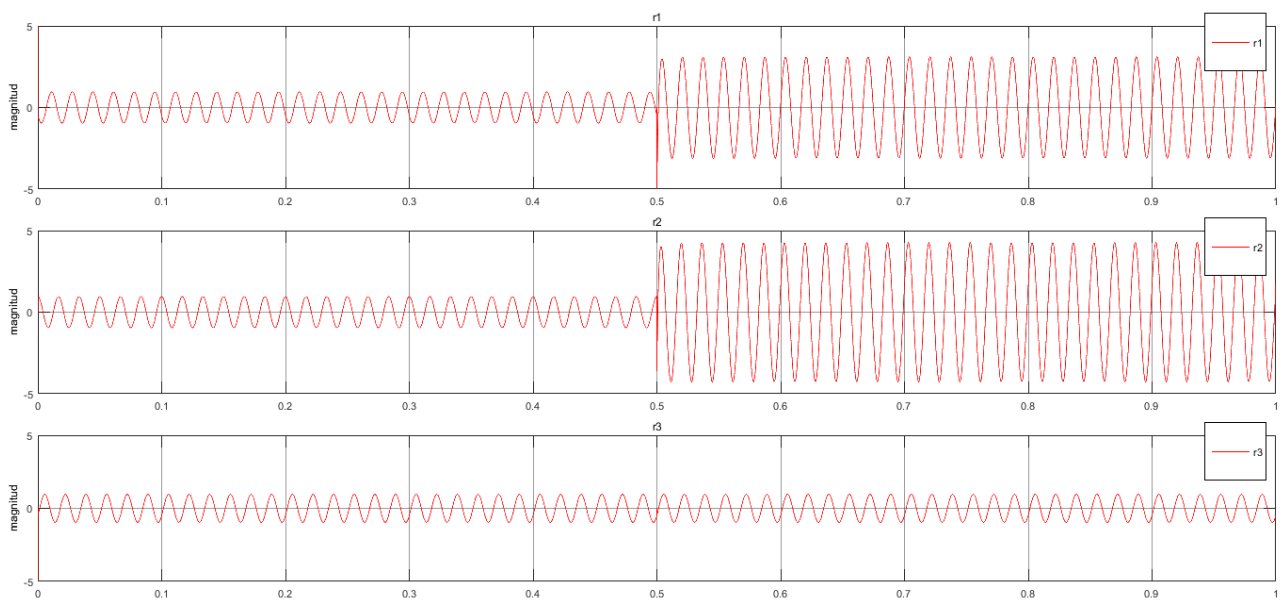


Figura 4.6: Residuo 3 insensible a la variación resistiva en c

# Capítulo 5

## Conclusiones

La linealización del modelo no lineal de MI que utiliza la trama de referencia sincrónica dq es válida solo cuando la MI está funcionando en estado estable. De esta forma, es conveniente considerar heurísticamente un tiempo muerto de diagnóstico al inicio y umbrales de corriente fijos, de acuerdo con el tiempo de estabilización y la corriente nominal de entrada, respectivamente. Dado que el modelo de MI se corresponde con el modelo de motor de c.d. El análisis permite asegurar la existencia de espacio de paridad y, por lo tanto, obtener las ventajas de la detección de fallas para este tipo de sistema. Agregar un par de umbrales fijos a la corriente del estator y use la Tabla 3.1, que permite la insolación de la fase afectada para  $L_{sn}$  y  $R_{sn}$ . Además, la detección de fallas múltiples en estos parámetros se obtiene naturalmente, siempre que el MI esté conectado en estrella y el terminal neutral conectado a tierra.

La detección de fallas mediante el modelo trifásico incrementa la certidumbre y puede identificar de forma clara la fase desde donde proviene el parámetro afectado sin embargo posee la misma limitante que el diagnóstico por modelo DQ, únicamente puede iniciar diagnóstico en régimen permanente además solo determina fallas en las fases del estator y aunque el rotor continúa sin ser diagnosticado de una forma más acertada, posee cierta irrelevancia debido a la constante conmutación de sus fases debido a su operatividad rotacional.

# Bibliografía

- [1] J. Bouattour, “Diagnosing parametric faults in induction motors with nonlinear parity relations,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 33, no. 11, pp. 971–976, 2000.
- [2] M. Abd-el Malek, A. K. Abdelsalam, and O. E. Hassan, “Induction motor broken rotor bar fault location detection through envelope analysis of start-up current using hilbert transform,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 93, pp. 332–350, 2017.
- [3] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, and G. Rostaing, “Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring,” *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1813–1822, 2008.
- [4] P. Gangsar and R. Tiwari, “Comparative investigation of vibration and current monitoring for prediction of mechanical and electrical faults in induction motor based on multiclass-support vector machine algorithms,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 94, pp. 464–481, 2017.
- [5] G. H. Bazan, P. R. Scalassara, W. Endo, A. Goedtel, W. F. Godoy, and R. H. C. Palácios, “Stator fault analysis of three-phase induction motors using information measures and artificial neural networks,” *Electric Power Systems Research*, vol. 143, pp. 347–356, 2017.

- [6] M. E. H. Benbouzid, “A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection,” *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 984–993, 2000.
- [7] A. Soualhi, G. Clerc, H. Razik, and A. Lebaroud, “Fault detection and diagnosis of induction motors based on hidden markov model,” in *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, pp. 1693–1699, IEEE, 2012.
- [8] S. Karmakar, S. Chattopadhyay, M. Mitra, and S. Sengupta, *Induction Motor Fault Diagnosis: Approach Through Current Signature Analysis* Springer, 2016.
- [9] P. A. Delgado-Arredondo, D. Morinigo-Sotelo, R. A. Osornio-Rios, J. G. Avina-Cervantes, H. Rostro-Gonzalez, and R. de Jesus Romero-Troncoso, “Methodology for fault detection in induction motors via sound and vibration signals,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 83, pp. 568–589, 2017.
- [10] A. Glowacz and Z. Glowacz, “Diagnosis of the three-phase induction motor using thermal imaging,” *Infrared Physics & Technology*, vol. 81, pp. 7–16, 2017.
- [11] A. K. Samanta, A. Naha, A. Routray, and A. K. Deb, “Fast and accurate spectral estimation for online detection of partial broken bar in induction motors,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 98, pp. 63–77, 2018.
- [12] K. D. Kompella, V. G. R. Mannam, and S. R. Rayapudi, “Dwt based bearing fault detection in induction motor using noise cancellation,” *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, vol. 3, no. 3, pp. 411–427, 2016.



- [13] B.-S. Yang, M.-S. Oh, A. C. C. Tan, *et al.*, “Fault diagnosis of induction motor based on decision trees and adaptive neuro-fuzzy inference,” *Expert Systems with Applications*, vol. 36, no. 2, pp. 1840–1849, 2009.
- [14] S. M. Cruz, A. M. Cardoso, and H. A. Toliyat, “Diagnosis of stator, rotor and airgap eccentricity faults in three-phase induction motors based on the multiple reference frames theory,” in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 2, pp. 1340–1346, IEEE, 2003.
- [15] Y. Liu and A. M. Bazzi, “A review and comparison of fault detection and diagnosis methods for squirrel-cage induction motors: State of the art,” *ISA Transactions*, 2017.
- [16] R. Isermann, *Fault-diagnosis systems: an introduction from fault detection to fault tolerance*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [17] G. Besancon, “On-line full state and parameter estimation in induction motors and application in control and monitoring,” in *Control Conference (ECC), 2001 European*, pp. 2313–2317, IEEE, 2001.
- [18] H. Zhu, V. Green, and M. Sasic, “Identification of stator insulation deterioration using on-line partial discharge testing,” *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 17, no. 6, pp. 21–26, 2001.
- [19] M. Saucedo and E. Ponce de León Viedas, “Diagnóstico integral del devanado del estator de generadores eléctricos,” *Comisión Federal de Electricidad. México*, 2001.
- [20] J. Chen and R. J. Patton, *Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems*, vol. 3. Springer Science & Business Media, 2012.

- [21] E. Vidal-Rosas, “Diagnóstico y reconfiguración de fallas en el motor de inducción utilizando observadores no lineales,” *CENIDET, México*, 2006.
- [22] W. T. Thomson and M. Fenger, “Current signature analysis to detect induction motor faults,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 7, no. 4, pp. 26–34, 2001.
- [23] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, “Ai techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 1, pp. 98–108, 1998.
- [24] I. L. Kosow, *Máquinas eléctricas y transformadores*. Pearson Educación, 1993.
- [25] S. Kolla and L. Varatharasa, “Identifying three-phase induction motor faults using artificial neural networks,” *ISA transactions*, vol. 39, no. 4, pp. 433–439, 2000.
- [26] S. Qiang, X. Gao, and X. Zhuang, “State-of-the-art in soft computing-based motor fault diagnosis,” in *Control Applications, 2003. CCA 2003. Proceedings of 2003 IEEE Conference on*, vol. 2, pp. 1381–1386, IEEE, 2003.
- [27] P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, vol. 75. John Wiley & Sons, 2013.
- [28] P. C. Sen, *Principles of electric machines and power electronics*. John Wiley & Sons, 2007.
- [29] R. J. Patton, P. M. Frank, and R. N. Clark, *Issues of fault diagnosis for dynamic systems*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [30] P. Kundur, N. J. Balu, and M. G. Lauby, *Power system stability and control*, vol. 7. McGraw-hill New York, 1994.

- [31] S.-R. Huang, K.-H. Huang, K.-H. Chao, and W.-T. Chiang, “Fault analysis and diagnosis system for induction motors,” *Computers & Electrical Engineering*, vol. 54, pp. 195–209, 2016.

# Anexo A

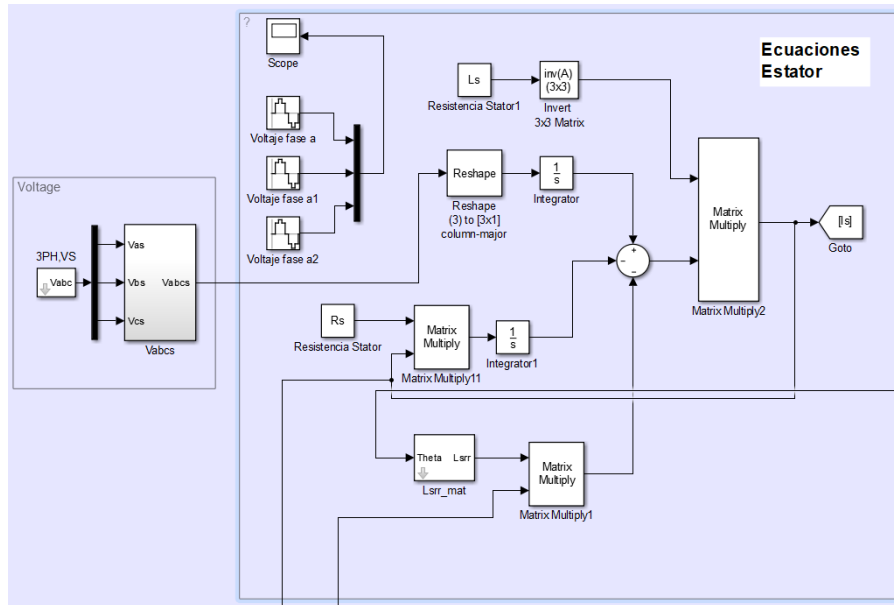


Figura 5.1: Ecuaciones del estator propuesto en simulink

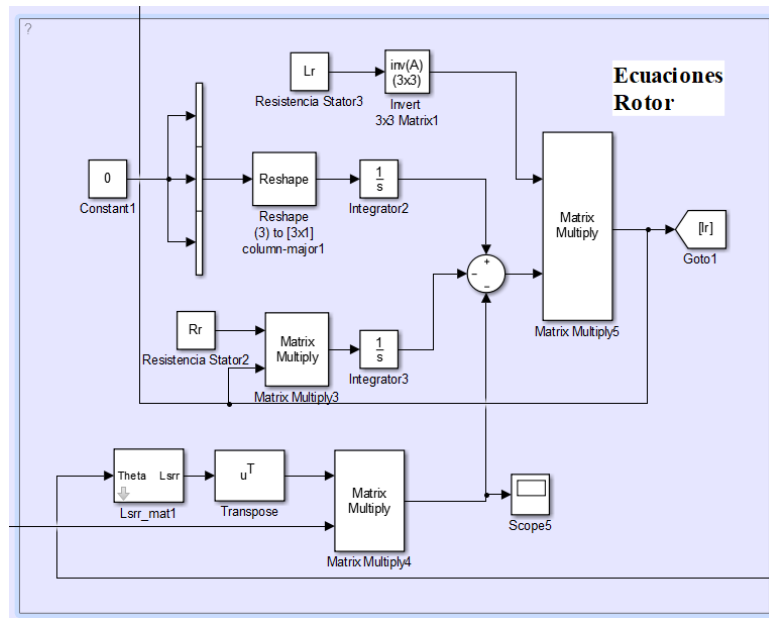


Figura 5.2: Ecuaciones del rotor propuesto en simulink

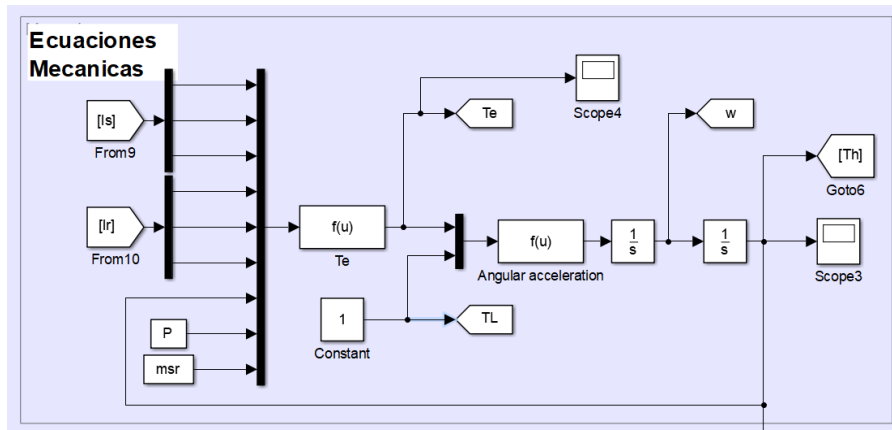


Figura 5.3: Ecuaciones Mecánicas propuestas en simulink

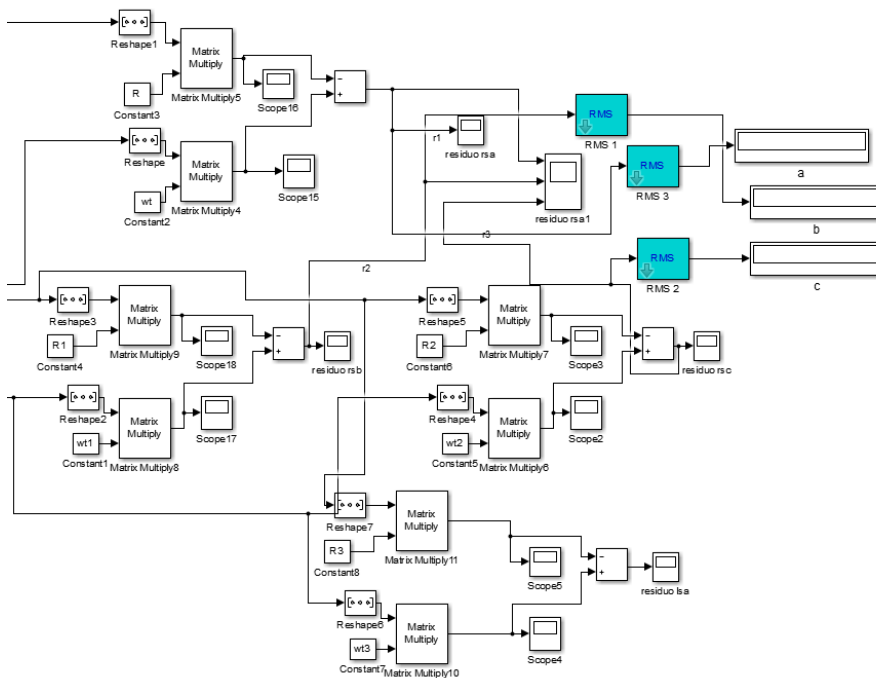


Figura 5.4: Implementación de residuos en simulink

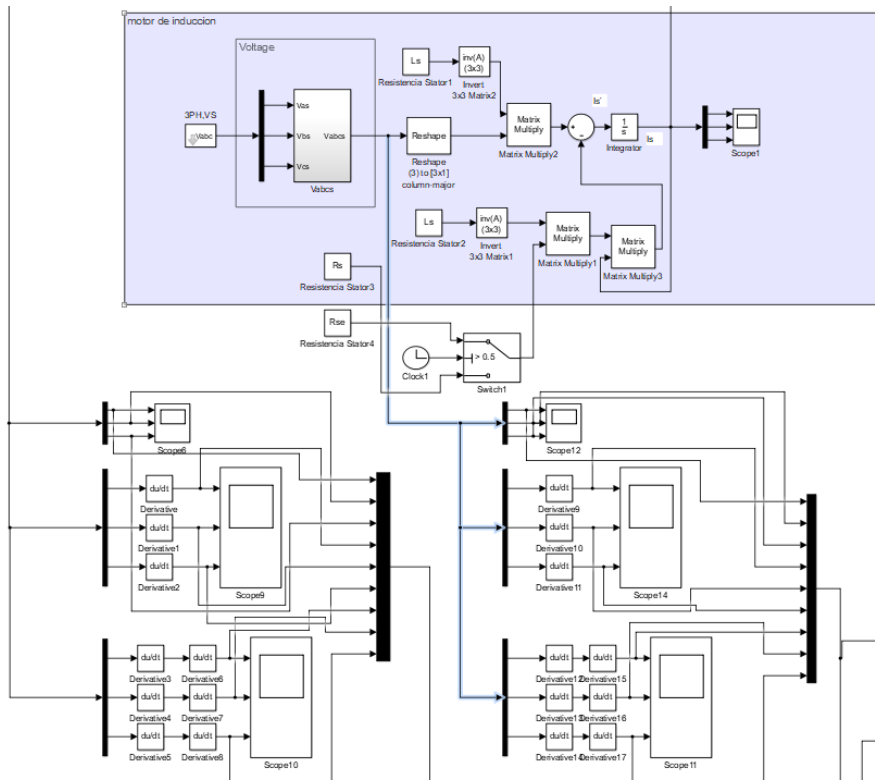


Figura 5.5: Modelo simplificado en simulink

## Anexo B



# Simplified Model of a Three-Phase Induction Motor for Fault Diagnostic Using the Synchronous Reference Frame DQ and Parity Equations

Edgar Chulines, Marco A. Rodríguez, Iván Duran, Rafael Sánchez

*Universidad Autónoma del Carmen UNACAR, Departamento de Ingeniería Electrónica, Ciudad del Carmen Campeche México. C.P 24155*

*E-mail: mrodriguez@pampano.unacar.mx, chulines\_mecatronica@hotmail.com*

**Abstract:** This work is a simplified analysis of a nonlinear model for a three-phase induction motor in steady state behavior to diagnose of additive and parametric faults. Multiple faults are also considered using the parity equation approach and some logical assumptions. The simplified analysis of the nonlinear model in a synchronous reference frame is used and matched with the linear model of d.c. motor, then the parity space is determined, and finally, the residual equations are obtained. The performance of the fault detection system is validated by using the Matlab software.

© 2018, IFAC (International Federation of Automatic Control) Hosting by Elsevier Ltd. All rights reserved.

Keywords: Fault diagnosis, induction motor, parity equation, modelling, residues, insulation.

## 1. INTRODUCTION

The Induction motor (IM) has been widely used in the industry due to its simple construction, reliability, ruggedness, low cost, and many applications. Additionally, in contrast to the d.c. motor, it can be used in volatile or aggressive environment since there are no problems with corrosion and spark, although the reliability degree tends to decrease when the operating conditions are extreme, which is magnified when the IM operates a critical load, where a failure could be a risk to staff safety, the environment and economy.

A program of maintenance and specific attention must be given to be able to have a correct operation of the motors. This can be done through permanent monitoring to detect incipient faults and prevent them. Generally, the most frequent faults in IM are mechanical and these are related to the electrical operation of the motor such as local overheating and inter-turn short-circuit stator winding Pineda-Sanchez et al. (2011). These faults cause changes in the basic parameters of the motor such as resistances and inductances; and can be diagnosed in a timely manner by determining the type, size and location of the fault as well as its time of detection.

The mechanical vibration analysis is the most popular technique to detect faults in the IM, Bianchini et al. (2011), this is due to the significant magnitudes and the immunity to external phenomena like the electromagnetic interference over sensors that commonly are accelerometers; however, accelerometers have very limited operation ranges.

Another technique widely used for the detection of mechanical and electrical faults in the IM is the phase current spectral analysis, Loparo et al. (2000) and Strangas et al. (2008). Other techniques are based on the motor phase current transformations, Mendes et al. (2006). Others works evaluate the neutral terminal voltage of IM, Cash et al. (1998) or by calculating system impedances, Klima et al (2003).

The general problem of all these techniques is that the delay time of detection and localization of the fault is very long and

the Human-Machine Interface (HMI) is commonly expensive. Although only the early detection time is not very necessary for incipient failures.

Also, an Adaptive Neuronal Network (ANN) online technique to only detect bearings fault has been used, Nandi et al. (2005), with this technique seven faults has been detected but in offline way, Kolla et al. (2000). However, the two previous works result in a high cost in storage, recursive operations, computational complexity and response time delay. Although for critical applications the first and second disadvantages are not important. In addition, for fault tolerant systems the third drawback cannot be despised

The stator winding fault is one of the electrical faults that has reported short detection delay time using model-based methods, like the Winding Function Approach (WFA) Bianchini et al. (2011). Another method based on the model is the use of parity equations, which may be adequate to detect several faults, but the residuals of the general parity equation must be calculated and an accurate mathematic model of the system must be obtained Chan et al. (2006). For this reason, this has mainly been applied to linear systems, where accurate models are more readily available. However, since accurate models for nonlinear systems are more difficult to obtain in practice, in addition to the fact that the parity equation is sensitive to noise and model uncertainties, the parity equation cannot be easily applied to nonlinear systems, Chan et al. (2006).

Generally, the diagnostic procedure is based on the heuristic knowledge of the process and observed analytical heuristic symptom, commonly represented in a signal called residual. In these last two cases, a priori knowledge of fault symptom causalities, as well as, a large data bank is necessary, Isermann et al. (1995). However, in the diagnosis by using analytical symptoms with limit values of measurement signals and change detection have a minimal mathematical effort and without data bank, which allows the simplicity and reliability



# UNACAR

Universidad Autónoma del Carmen  
"Por la Grandeza de México"

## ACUERDO PARA USO DE OBRA

A quien corresponda

### PRESENTE

Por medio del presente escrito, Edgar Armando Chulines Domínguez (en lo sucesivo EL AUTOR) hace constar que es titular intelectual de la obra denominada, "**Diagnóstico de fallas de un motor de corriente alterna utilizando ecuaciones de paridad sin restricción**" (en lo sucesivo la OBRA), en virtud de lo cual autoriza a la Universidad Autónoma del Carmen (en lo sucesivo la UNACAR) para que efectúe resguardo físico y/o electrónico mediante copia digital o impresa para asegurar su disponibilidad, divulgación, comunicación pública, distribución, transmisión, reproducción, así como digitalización de la misma con fines académicos y sin fines de lucro como parte de Repositorio Institucional de la UNACAR (*Runacar*).

De igual manera, es deseo del AUTOR establecer que esta autorización es voluntaria y gratuita, y que de acuerdo a lo señalado en la Ley Federal del Derecho de Autor y la Ley de Propiedad Industrial, la UNACAR cuenta con mi autorización para la utilización de la información antes señalada, estableciendo que se utilizará única y exclusivamente para los fines antes señalados. EL AUTOR autoriza a la UNACAR a utilizar las obras en los términos y condiciones aquí expresados, sin que ello implique que se le conceda licencia o autorización alguna o algún tipo de derecho distinto al mencionado respecto a la "propiedad intelectual" de la misma OBRA; incluyendo todo tipo de derechos patrimoniales sobre obras y creaciones protegidas por derechos de autor y demás formas de propiedad intelectual reconocida o que lleguen a reconocer las leyes correspondientes. Al reutilizar, reproducir, transmitir y/o distribuir la OBRA se deberá reconocer y dar crédito de autoría de la obra intelectual en los términos especificados por el propio AUTOR, y el no hacerlo implica el término de uso de esta licencia para los fines estipulados. Nada de esta licencia menoscaba o restringe los derechos patrimoniales y morales del AUTOR.

De la misma manera, se hace manifiesto que el contenido académico, literario, la edición y en general de cualquier parte de la OBRA son responsabilidad del AUTOR, por lo que se deslinda a la UNACAR por cualquier violación a los derechos de autor y/o propiedad intelectual, así como cualquier responsabilidad relacionada con la misma frente a terceros. Finalmente, el AUTOR manifiesta que estará depositando la versión final de su Tesis de maestría, OBRA y cuenta con los derechos morales y patrimoniales correspondientes para otorgar la presente autorización de uso.

En la ciudad de Carmen, del estado de Campeche a los 30 días el mes de noviembre de 2018.

Atentamente,

EDGAR ARMANDO CHULINES DOMÍNGUEZ

Nombre y Firma Autógrafa de EL AUTOR

Escriba la Facultad, Escuela, Centro a la que está suscrita la obra: Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma del Carmen, Campus III.