



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

TESIS DE DOCTOR EN CONTROL DE SISTEMAS
PÉRDIDAS EN EL NÚCLEO DE MOTORES DE
INDUCCIÓN:

Aplicaciones al Control y al Diagnóstico de Fallas

Pablo Martín de la Barrera

BAHÍA BLANCA

ARGENTINA

2009

PREFACIO

Esta Tesis se presenta como parte de los requisitos para optar al grado Académico de Doctor en Control de Sistemas, de la Universidad Nacional del Sur y no ha sido presentada previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otra. La misma contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el ámbito del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computadoras durante el período comprendido entre el 10 de mayo de 2005 y el 03 de febrero de 2009, bajo la dirección del Dr. Jorge Alberto Solsona y el Dr. Guillermo Oscar García, este último de la Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto.



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR
Secretaría General de Posgrado y Educación Continua

La presente tesis ha sido aprobada el / / , mereciendo
la calificación de(.....)

A Alina, por su amor y constante apoyo.

*A mis padres, Maria y Oscar,
a mi hermano Alejandro David,
a la memoria de mi abuelo Pancho,
y a toda mi familia y amigos.*

AGRADECIMIENTOS

El trabajo realizado en esta tesis fue posible gracias a las becas y subsidios otorgados por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) y la Escuela de Posgraduación de la UNRC.

Por otra parte agradezco el constante e incondicional apoyo y orientación del Dr. Guillermo Rubén Bossio y mis directores Dr. Jorge Alberto Solsona y Dr. Guillermo Oscar García. Además quiero agradecer el constante apoyo de mis compañeros y amigos Ing. Marcelo Roberto Curti e Ing. Daniel Gustavo Forchetti y a todos los compañeros del Grupo de Electrónica Aplicada de la Universidad Nacional de Río Cuarto.

RESUMEN

En esta tesis se estudian las pérdidas en el núcleo de los Motores de Inducción (**MI**) con los siguientes objetivos: compensar los efectos producidos sobre el **control** y diagnosticar **fallas** en el núcleo del estator (**FNE**).

Se incluyeron en el modelo dinámico del MI las pérdidas en el hierro (**PH**), representándolas por medio de una resistencia equivalente, no lineal, a bornes de la inductancia de magnetización del MI. Con el objetivo de determinar el valor de la resistencia equivalente y cuantificar las PH se propusieron una serie de ensayos en vacío (con una fuente de tensión PWM) para un MI no convencional, el que permitió separar las distintas componentes de las pérdidas totales. En base a las mediciones de las pérdidas se pudo determinar el valor de la resistencia equivalente de PH en función de la frecuencia de alimentación.

A partir del modelo del MI presentado se evaluó la influencia de las PH sobre el control del MI, se obtuvieron expresiones analíticas del error de estimación del flujo en estado estable de un control orientado por el campo (**COC**) convencional. Con el objetivo de compensar los errores en la estimación se presentó una propuesta basada en un observador adaptivo de estados. Se comparó el comportamiento del observador con el del estimador convencional, validando la propuesta por medio de resultados de simulación.

El estudio realizado evidenció que es posible utilizar el observador adaptivo de estados propuesto para tareas de diagnóstico de fallas, por medio de la supervisión de un parámetro asociado a la condición del núcleo. Con el objetivo de validar experimentalmente la propuesta de diagnóstico se desarrolló un método para la generación de FNE, permitiendo realizar

fallas controladas y reversibles, consiguiéndose repetibilidad en los ensayos.

Finalmente, se propuso un nuevo modelo para representar a las FNE asimétricas, representándolas como variaciones de la resistencia equivalente de PH. Se validó experimentalmente y por simulación el modelo, midiéndose el incremento de la corriente de secuencia negativa y la variación de la impedancia de secuencia negativa del MI, variables que pueden ser usadas para detectar y diagnosticar diferentes grados de severidad de las FNE.

ABSTRACT

The core losses (**CL**) of induction motors (**IM**) are studied in this thesis. The main objective in studying them are: compensate CL effects on the IM control and stator core faults (**SCF**) diagnosis.

The stator CL, represented by a non lineal equivalent resistance on the terminals of the IM magnetization inductance, were included in the induction motor dynamic model. In order to obtain the value of the equivalent resistance and quantifying losses, no-load test with a PWM voltage source were carried out on a non-conventional induction motor, which facilitates separating the components of total losses. A quantitative comparison of losses measured in no-load condition was also carried out. It was concluded from this comparison that losses on the rotor copper do not significantly contribute to the total losses. Loss measurements allowed obtaining the equivalent resistance value as a function of stator frequency.

The influence of these CL on the induction motor control was evaluated from the IM model presented in this work. Analytical expressions for error estimation, in steady-state flux, in a field-oriented control (**FOC**) were also obtained from the model. In an attempt to compensate errors from estimation, an adaptive state observer was also presented. The behaviour of this observer was compared to that of a conventional estimator, validating in this way the proposal through simulation results.

It was concluded from this study that it is possible to use the proposed adaptive state observer for SCF diagnosis, by monitoring a parameter related to the stator core. In addition, the proposal was experimentally validated through developing a method to generate SCF,

producing controlled and reversible faults, which allows repeating the tests as necessary.

Finally, a new model to represent unbalanced SCF as variations of the CL equivalent resistance was also presented. This model was validated experimentally and through simulation by measuring both the increase of the negative sequence current and the variation of the IM negative sequence impedance. These variables can be used to detect and to diagnose SCF.

TABLA DE CONTENIDOS

PREFACIO	III
AGRADECIMIENTOS	VII
RESUMEN	IX
ABSTRACT	XI
TABLA DE CONTENIDOS	XIII
LISTA DE FIGURAS	XIX
LISTA DE SÍMBOLOS Y SIGLAS	XXIII
Capítulo 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Descripción del problema	1

1.2.	Antecedentes del tema	4
1.2.1.	Modelo dinámico del motor de inducción incluyendo las pérdidas en el hierro	4
1.2.2.	Evaluación de las pérdidas en el hierro y determinación de parámetros equivalentes	5
1.2.3.	Efecto de las pérdidas en el hierro y su compensación sobre el control del MI	7
1.2.4.	Diagnóstico de fallas en el núcleo del estator de las máquinas eléctricas	9
1.3.	Contribuciones de la tesis	10
1.4.	Organización de la tesis	11
 Capítulo 2. MODELADO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN		13
2.1.	Introducción	13
2.2.	Modelo del MI que incluye las PH	15
2.2.1.	Descripción del modelo en variables de la máquina	15
2.2.2.	Definición de la transformación generalizada $qd\theta$	16
2.2.3.	Modelo del MI en referencial $qd\theta$ arbitrario incluyendo PH	18
2.2.4.	Modelo del MI incluyendo las PH para simulación	21
2.3.	Otras formas de expresar el modelo del MI que incluye las PH del estator . .	22
2.3.1.	Modelo en función de las corrientes y flujos enlazados	23
2.3.2.	Modelo en forma de variables de estado	24
2.4.	Caracterización de la resistencia equivalente de PH (R_{Fe})	25

2.4.1. Pérdidas en el MI	25
Pérdidas de los MI en vacío	26
2.4.2. Determinación experimental de las PH del MI	29
Banco de ensayo implementado	29
Resultados obtenidos	31
2.4.3. Cálculo e identificación experimental de la R_{Fe}	33
2.5. Conclusiones	35

Capítulo 3. CONTROL DEL MI CONSIDERANDO LAS PH 37

3.1. Introducción	37
3.2. Descripción del control orientado por el campo	39
3.2.1. Estimador convencional del flujo del rotor y del par	40
3.3. Efectos de las PH en la estimación del flujo del rotor	41
3.3.1. Modelo del MI en función de las corrientes de estator	41
Modelo del MI orientado por λ_{dr}	41
3.3.2. Error en la estimación del λ_{dr} en estado estacionario	42
3.3.3. Resultados en estado estacionario	44
3.4. Compensación de los efectos de las PH mediante un observador adaptivo de estados	49
3.4.1. Estructura del observador de estados	49
3.4.2. Estimación de parámetros	51

3.5.	Resultados de simulación	54
3.5.1.	Resultados de simulación obtenidos con el observador del flujo y del par	54
3.5.2.	Resultados de simulación obtenidos con el esquema adaptivo para K_{Fe}	60
3.6.	Conclusiones	61

Capítulo 4. DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN EL NÚCLEO DEL ESTATOR DE LOS MI 63

4.1.	Introducción	63
4.2.	Fallas en el núcleo del estator de máquinas eléctricas	65
4.3.	Métodos fuera de línea para la detección de fallas en el núcleo del estator . .	67
4.3.1.	Ensayo del Aislante Interlaminar para el Núcleo del Estator, IEEE Std 432–1992	68
4.3.2.	Caso de estudio 1: Falla real en el núcleo del estator de un MI de 294 kW	69
4.4.	Método para la generación de fallas en el núcleo del estator	71
4.4.1.	Descripción del Método	72
4.4.2.	Validación experimental	72
	Ensayos en vacío	73
	Ensayos del aislante interlaminar	74
4.5.	Una propuesta en línea para la detección de fallas en el núcleo de MI	77
4.5.1.	Resultados de simulación	79
4.5.2.	Resultados experimentales	80

4.6. Conclusiones	81
-----------------------------	----

Capítulo 5. MODELADO DE FALLAS ASIMÉTRICAS EN EL NÚCLEO DEL ESTATOR DE LOS MI 85

5.1. Introducción	85
-----------------------------	----

5.2. Modelo del MI que incluye fallas en el núcleo del estator	86
--	----

5.2.1. Ecuaciones del MI en variables abc	87
---	----

5.3. Modelo del MI en variables $qd0$	88
---	----

5.4. Modelo del MI en régimen permanente en componentes de secuencia	90
--	----

5.5. Resultados experimentales	92
--	----

5.5.1. Corriente de secuencia negativa	93
--	----

5.5.2. Impedancia de secuencia negativa	94
---	----

5.6. Conclusiones	97
-----------------------------	----

Capítulo 6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS 99

6.1. Conclusiones finales	99
-------------------------------------	----

6.2. Propuesta para trabajos futuros	102
--	-----

6.2.1. Modelado del MI	102
----------------------------------	-----

6.2.2. Evaluación de los efectos de las pérdidas sobre el control del MI y su compensación	103
--	-----

6.2.3. Diagnóstico de fallas en el núcleo del estator de máquinas eléctricas .	103
--	-----

BIBLIOGRAFÍA	105
Apéndice A. TÓPICOS RELACIONADOS AL MODELADO DEL MI	121
A.1. Otra representación matemática del MI	121
A.2. Deducción del modelo del MI en función de las corrientes de estator	122
A.3. Deducción de las ecuaciones de estado del MI incluyendo PH	124
Apéndice B. CARACTERÍSTICAS Y DATOS DE LOS MI PROTOTIPOS DE LABORATORIO	127
B.1. Características de los MI	127

LISTA DE FIGURAS

1.1. Clasificación de las estrategias de control para MI [4]; (NFO, “ <i>Natural Field Orientation</i> ” u orientación natural del campo; “ <i>Feedback Linearisation</i> ” o Linealización por realimentación).	2
2.1. Circuito equivalente del MI en variables abc , incluyendo las PH del estator.	16
2.2. Representación gráfica de las principales variables relacionadas con la transformación \mathbf{K}	18
2.3. Circuito equivalente del MI en variables $qd0$, incluyendo las PH del estator.	19
2.4. Balance de energía en un MI [1].	27
2.5. Banco de ensayos implementado.	30
2.6. Potencia de pérdidas en vacío para el MI ensayado, con y sin barras.	31
2.7. Potencia de pérdidas en el hierro para el MI, con y sin barras.	32
2.8. Circuito equivalente del MI en vacío.	33
2.9. Resistencia equivalente de pérdidas en el hierro R_{Fe} , en función de la frecuencia.	34
3.1. Esquema convencional de un control orientado por el campo.	39
3.2. Error porcentual de la magnitud del flujo del rotor (λ_{dr}) en función de la ω_r e i_{ds1} , para i_{qs1} nominal.	46

3.3. Error porcentual de la magnitud del flujo del rotor (λ_{dr}) en función de la ω_r e i_{qs1} , para i_{ds1} nominal.	47
3.4. Curvas $e_{\lambda_{dr}}$ vs. ω_r , para distintos valores de i_{ds1} , para i_{qs1} nominal.	48
3.5. Curvas $e_{\lambda_{dr}}$ vs. ω_r , para distintos valores de i_{qs1} , para i_{ds1} nominal.	48
3.6. Diagrama de bloques del observador de estados.	50
3.7. Diagrama de bloques del observador de estados con esquema adaptivo para K_{Fe}	52
3.8. Velocidad del rotor del MI, cuando el COC utiliza el estimador convencional.	55
3.9. Norma del error de flujo para el estimador convencional [2].	56
3.10. Par electromagnético, real y estimado, para el estimador convencional [2].	56
3.11. Par electromagnético, real y estimado, para el observador adaptivo de estados.	57
3.12. K_{Fe} , real y estimada, para el observador adaptivo de estados.	58
3.13. Error relativo de par, para el observador adaptivo de estados y el estimador convencional.	58
3.14. Norma del error relativo de flujo para el observador adaptivo de estados.	59
3.15. K_{Fe} real y estimada.	60
3.16. R_{Fe} real y estimada.	61
4.1. Falla interlaminar en el hierro del estator.	65
4.2. Banco de prueba para ensayos del aislante interlaminar.	68
4.3. Falla en el núcleo del estator real.	69
4.4. Imagen termográfica de la falla real a 180 minutos.	70
4.5. Evolución de la temperatura en la zona de falla y en el resto del núcleo.	71

4.6. Cortocircuito de las láminas del hierro del estator por medio de chapas de cobre.	73
4.7. Posición de las chapas de cobre y de los sensores de temperatura en el hierro del estator para la generación de FNE.	73
4.8. Circuito equivalente de una bobina con núcleo de hierro.	75
4.9. Potencia eléctrica de la bobina de prueba para distintos factores de severidad de falla.	76
4.10. Temperaturas para distintos estados de fallas en el punto más caliente.	76
4.11. Temperaturas para distintos estados de fallas en el punto menos caliente.	77
4.12. Diagrama de bloques del esquema de detección de FNE aplicando adaptación de parámetros.	78
4.13. Velocidad el rotor (ω_r).	79
4.14. K_{Fe} real (línea continua) y estimada (línea de trazos).	80
4.15. Banco de ensayos implementado.	82
4.16. Evolución de \hat{K}_{Fe} para distintos estados de fallas.	82
5.1. Circuito equivalente del MI en variables abc , incluyendo fallas asimétricas en el núcleo del estator.	86
5.2. Circuito equivalente del MI en componentes de secuencias, incluyendo fallas asimétricas en el núcleo del estator.	92
5.3. Resultados experimentales y de simulación para $\Delta\tilde{I}_{-s1}$ vs. η para el MI en vacío.	94
5.4. Resultados experimentales y de simulación para $\Delta\tilde{I}_{-s1}$ vs. η para el MI con 40% de carga.	95
5.5. Resultados experimentales y de simulación para $ \mathbf{Z}_- $ vs. η para el MI con 75% de carga.	96

5.6. Resultados experimentales y de simulación para la parte real e imaginaria de $ \mathbf{Z}_- $ vs. η para el MI con 75% de carga.	96
B.1. Rotores utilizados en los ensayos.	127
B.2. Ranuras de los MI utilizados.	129

LISTA DE SÍMBOLOS Y SIGLAS

Símbolo *Definición*

$\alpha, \beta, \delta, \xi$ Coeficientes del material magnético.

γ Coeficiente de Steinmetz.

η Factor de severidad.

λ Flujo magnético.

μ Permeabilidad relativa.

θ, β, ϕ Desplazamiento angular.

ψ Flujo magnético por segundo.

ω Velocidad angular.

A Matriz de estados.

B Matriz de entrada.

B Constante de rozamiento dinámico.

C Matriz de salida.

e Error relativo.

e Vector de error.

f Función genérica. Frecuencia.

f Vector de funciones genéricas.

G Matriz de ganancias.

i Corriente instantánea.

i	Vector corriente.
I	Matriz identidad.
<i>I</i>	Corriente eficaz.
<i>J</i>	Inercia.
K	Matriz de Transformación.
<i>L</i>	Inductancia.
<i>M</i>	Inductancia de magnetización.
<i>p</i>	Potencia instantánea.
<i>P</i>	Número de polos. Potencia Activa.
<i>R</i>	Resistencia.
<i>T</i>	Par. Período.
u	Vector de entrada.
<i>v</i>	Tensión instantánea.
v	Vector tensión.
<i>V</i>	Tensión eficaz.
x	Vector de estados.
<i>X</i>	Reactancia.
y	Vector de salida.
<i>Z</i>	Impedancia.
Z	Matriz de impedancia.

$\| \cdot \|$ Norma.

$|\cdot|$ Módulo.

Subíndice *Definición*

+ - 0 Componente positiva, negativa y cero.

0 Vacío.

1, 2 Malla 1, 2.

a, b, c Fase a, b y c.

<i>b</i>	Base, bobina.
<i>cp</i>	Corrientes parásitas.
<i>cu</i>	Cobre.
<i>d</i>	Dinámica.
<i>e</i>	Eléctrico.
<i>ex</i>	Exceso.
<i>f</i>	Falla.
<i>Fe</i>	Hierro.
<i>Fer</i>	Hierro del rotor.
<i>Fes</i>	Hierro del estator.
<i>fr</i>	Flujo del rotor.
<i>fun</i>	Componente fundamental.
<i>h</i>	Histéresis.
<i>l</i>	Dispersión. Carga.
<i>m</i>	Entrehierro o magnetización.
<i>mec</i>	Mecánica.
<i>n</i>	Nominal.
<i>q, d, 0</i>	Ejes o variables q, d, 0.
<i>r</i>	Rotor.
<i>s</i>	Estator.

Supraíndice *Definición*

⁻¹	Inversa.
^	Valor estimado o pico.
•	Derivada
*	Referencia, conjugado.
~ -	Valor en estado estacionario.

T Transpuesta.

<i>Sigla</i>	<i>Definición</i>
AVV	Accionamiento de velocidad variable.
CA	Corriente alternada.
COC	Control orientado por el campo.
DCa	Debilitamiento de campo.
EFRyP	Estimador del flujo del rotor y par.
EL CID	<i>Electromagnetic core imperfection detector</i> , Detector de imperfecciones de núcleos electromagnéticos.
FNE	Fallas en el núcleo del estator.
FTCC	Fuente de tensión con control de corriente.
MEF	Método de los elementos finitos.
MI	Motor de inducción.
PH	Pérdidas en el hierro.
PI	Controlador proporcional–integral.
PWM	<i>Pulse width modulation</i> , modulación por ancho de impulso.

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Descripción del problema

Los Accionamientos de Velocidad Variable (**AVV**) con máquinas eléctricas rotativas están ampliamente difundidos en el ámbito industrial. Las primeras máquinas utilizadas en AVV fueron las de corriente continua, debido a la simplicidad de su control. Posteriormente, y con el avance de la tecnología en el área de la electrónica y microcontroladores, el uso de las máquinas de Corriente Alternada (**CA**) fue aumentando, llegando a desplazar casi completamente a las de corriente continua en nuevas aplicaciones. Si bien el uso de máquinas de CA en AVV exige mayor capacidad de cálculo y electrónica de potencia más avanzada para su control, la robustez de estas máquinas justifica su elección. Por ejemplo, un Motor de Inducción (**MI**) tiene menor costo, menor peso, mayor capacidad de sobrecarga y requiere mucho menor mantenimiento que el motor de corriente continua.

Para controlar el par o la velocidad de los MI se han propuesto diferentes estrategias (ver Fig. 1.1), tales como las escalares [3] y las vectoriales [2]. Las primeras se deducen a partir del modelo en régimen permanente del MI y son normalmente utilizadas en aplicaciones con bajos requerimientos de desempeño dinámico. En aplicaciones que requieren alto desempeño dinámico, donde las estrategias escalares dejan de satisfacer las necesidades impuestas por la carga, las estrategias vectoriales son una posible solución.

Existen gran cantidad de estrategias vectoriales, siendo las más conocidas el control orientado por el campo (**COC**) [4] y el control directo de par (Direct Torque Control, DTC) [5].

La estrategia vectorial más popular es el COC orientado por el flujo del rotor [2]. Esta estra-

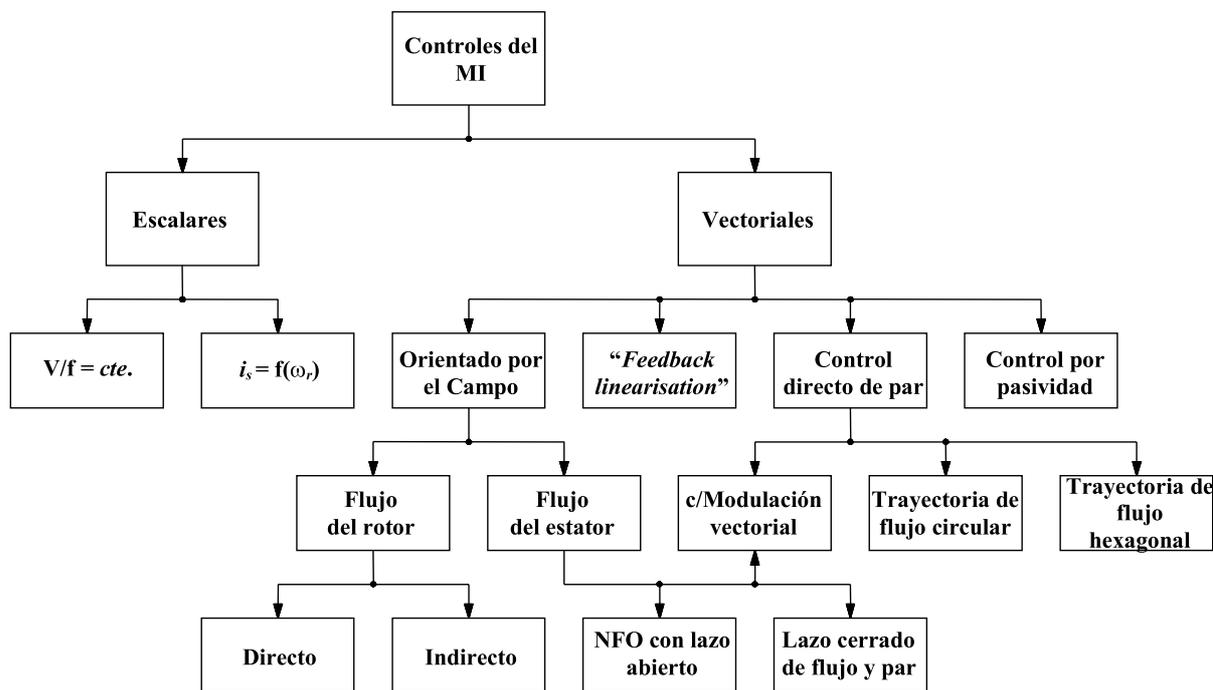


Figura 1.1: Clasificación de las estrategias de control para MI [4]; (NFO, “*Natural Field Orientation*” u orientación natural del campo; “*Feedback Linearisation*” o Linealización por realimentación).

tegia se deduce a partir del modelo dinámico del MI. La idea básica del COC es transformar al conjunto de ecuaciones del MI en otro conjunto de ecuaciones donde la relación entre las corrientes o las tensiones (variables de control) y el par sea lineal.

Por muchos años, para la deducción del COC se utilizó un modelo que no incluía las Pérdidas en el Hierro (**PH**). Esto causa un deterioro en el desempeño dinámico del AVV, debido a que las PH se manifiestan como fuentes de errores en el control [6].

Para solucionar este problema se han propuesto nuevos y distintos modelos dinámicos del MI que incluye las PH [7]–[9], representándolas por medio de parámetros asociados a dichas pérdidas. Estos parámetros son generalmente determinados por medio de ensayos, a partir de la medición de la potencia de pérdidas en vacío.

En base a los nuevos modelos se han presentado distintos esquemas para la compensación de las PH, tales como estimadores y observadores. Los estimadores de flujo y de par, propuestos en la literatura ([10]–[12]), son modificaciones realizadas al estimador convencional

presentado en [2]. El observador de estados reportado en [13] tiene la ventaja, respecto de los estimadores anteriores, de poder modificar la velocidad de convergencia de la estimación del flujo, aumentando de esta manera el desempeño dinámico del AVV.

Debido al gran desarrollo de controladores digitales con gran capacidad de cálculo, en los últimos años se han incluido nuevas funciones para mejorar las prestaciones de los AVV. Entre estas funciones se pueden destacar las estrategias de estimación de parámetro (“self-commissioning”) y las de diagnóstico de fallas.

El diagnóstico de fallas incipientes permite realizar paradas programadas del MI para su reparación. De esta forma se logra reducir los costos asociados a una parada no programada y los de reparación del propio MI. Entre las fallas más comunes de los MI pueden citarse: las fallas en los rodamientos, en los bobinados del estator y en el rotor (barras rotas) [14][15].

Las Fallas en el Núcleo del Estator (**FNE**) de los MI, menos comunes que las anteriormente citadas, han sido estudiadas en la literatura, como así también las formas de detectarlas por medio de métodos fuera de línea [16][17]. A pesar de ello, todavía no han sido reportados métodos en línea para la detección y diagnóstico de FNE.

Un punto importante a tener en cuenta para el desarrollo de nuevos métodos de diagnóstico en línea es la obtención de modelos que representen adecuadamente las FNE. En esta temática sólo algunos modelos han sido propuestos siendo sólo adecuados para el análisis del fenómeno y no para la obtención de nuevos métodos de diagnóstico.

Por lo expuesto hasta aquí, el objetivo general de esta tesis es, en la primera parte, evaluar y compensar los efectos de las PH en el control del MI y, en la segunda parte, detectar y diagnosticar FNE en los MI. Los objetivos particulares de esta tesis son:

- el modelado del MI incluyendo las pérdidas en el hierro y su evaluación,
- la evaluación de los efectos de las PH sobre el control del MI y las posibles soluciones para compensarlos.
- el modelado de las FNE en el MI, y

- el estudio de los métodos en línea y fuera de línea para diagnosticar FNE en los MI.

A continuación se describe, sucintamente, el estado del arte de los principales temas relacionados con esta tesis.

1.2. Antecedentes del tema

A continuación se describen diferentes propuestas referidas al modelado del MI que incluye las PH, la evaluación de las pérdidas del MI, los efectos de las PH y su compensación en el control del MI y el diagnóstico de las FNE de máquinas eléctricas.

1.2.1. Modelo dinámico del motor de inducción incluyendo las pérdidas en el hierro

Existen muchos modelos matemáticos del motor de inducción, desde los más sencillos, como por ejemplo los que representan las características en régimen permanente [18][19], a los más elaborados que representan dinámicamente distintos fenómenos electromagnéticos y/o térmicos.

Dentro del último grupo se pueden mencionar aquellos modelos que son resueltos a partir del método de los elementos finitos (**MEF**), capaces de predecir la distribución del flujo magnético y las pérdidas del MI en cualquier punto de la máquina, como así también la distribución de temperatura [20]–[23]. La resolución de estos modelos requiere un gran esfuerzo computacional (lenta resolución) no siendo apropiados para aplicaciones en tiempo real [24]. Sin embargo estos modelos son de gran utilidad en el análisis y diseño de máquinas eléctricas [25]–[27].

Existen otros modelos que, con menor esfuerzo de cálculo para su resolución, permiten evaluar asimetrías electromagnéticas, mecánicas y fallas. Entre estos últimos se puede citar los basados en circuitos múltiplemente acoplados (p. ej. [28][29]), circuitos eléctricos equivalentes [30] o combinaciones de los anteriores [31].

Los modelos del MI en variables $qd0$, del tipo de parámetros concentrados, requieren muy poca capacidad de cálculo, a costa de despreciar el efecto de la distribución no sinusoidal de los bobinados y las barras, variaciones del entrehierro y otros efectos tenidos en cuenta con los modelos anteriormente citados. Estos modelos son ampliamente usados en el control de las máquinas eléctricas (p. ej. [2]).

El modelo convencional en variables $qd0$ [32] es uno de los más utilizados para sintetizar distintos controladores digitales. Con el agregado de pequeñas modificaciones es posible tener en cuenta algunos fenómenos tales como las PH y/o las pérdidas adicionales (“*stray load losses*”) [33].

En [8] se presenta un modelo en variables $qd0$ que incluye las PH. Éstas son modeladas por medio de una resistencia no lineal (R_{Fe}) en paralelo con la inductancia de magnetización del MI. Propuestas anteriores, como las presentadas en [7] y [34], modelan dichas pérdidas no sólo con una resistencia equivalente sino también con una inductancia equivalente (L_{Fe}) en serie con R_{Fe} . La inductancia equivalente modela la dinámica de las pérdidas por corrientes parásitas o de Foucault en el transitorio. En trabajos posteriores [35] se demuestra que la inductancia equivalente que representa a las PH ([7]) puede despreciarse, aún en el régimen transitorio, siendo una buena aproximación el modelo presentado en [8].

El concepto de utilizar una resistencia equivalente como elemento disipativo, cuya potencia disipada es equivalente a las PH, fue utilizado también en [9]. En este caso, se propone una resistencia en serie con la inductancia de magnetización, de esta forma se reduce la cantidad de estados en el modelo matemático y por consiguiente se requiere menor capacidad de cálculo para su resolución.

1.2.2. Evaluación de las pérdidas en el hierro y determinación de parámetros equivalentes

El uso de AVV con MI se incrementa día a día. Las pérdidas debido a los armónicos de orden superior, introducidos por las fuentes moduladas por ancho de impulso (“*Pulse Width Modulation*”, **PWM**) de los AVV, juegan un papel importante en la distribución de las

pérdidas en los MI.

La evaluación de estas pérdidas es fundamental para la correcta selección de los MI utilizados en aplicaciones especiales donde se requiere alto desempeño dinámico y un amplio rango de velocidad.

La determinación de las pérdidas puede realizarse mediante los ensayos en vacío y en cortocircuito ([19], [36]). Estos ensayos están normalizados (p. ej.: IEEE Std 112–1996 [37], IEC 34–2 [38], IRAM 2008–2 [39]) sólo para tensiones de alimentación sinusoidal, siendo el Método B de [37] el más conveniente para la medición de las pérdidas [40].

Las pérdidas de los MI en vacío se pueden dividir en: pérdidas mecánicas (P_{mec}), pérdidas en el cobre del estator y rotor (P_{cu-s} y P_{cu-r} respectivamente) y las PH (P_{Fe}).

Las P_{cu-r} y las PH son difíciles de separar en el caso de MI con jaula de ardilla, debido a que no se puede medir la corriente en la jaula. Para el caso en que el MI se encuentre alimentado con fuentes de tensión sinusoidales y en vacío, las P_{cu-r} son pequeñas, pudiéndose despreciar y de esta forma determinar las PH. En el caso de que el MI se encuentre alimentado con fuentes de tensión PWM, algunos autores indican que la separación de estas pérdidas no es tarea fácil. Esto se debe a que no es posible, como en el caso anterior, considerar que las corrientes inducidas en la jaula de ardilla son pequeñas, ya que los armónicos de orden superior producen pérdidas por efecto Joule que no pueden despreciarse [41]–[43].

Debido a las dificultades en la medición y separación de las pérdidas introducidas por el uso de fuentes de tensión PWM, en [42] y [43] se presenta una propuesta para evaluar estas pérdidas. En estos trabajos se evalúan las pérdidas de un MI con un rotor especial. Éste carece de barras y de ranuras (cilindro laminado), por lo tanto las P_{cu-r} son nulas. En [42] y [43] se comparan las pérdidas medidas con las de otro MI convencional, el que posee distintas características magnéticas que el primero, por lo tanto la comparación es sólo cualitativa.

Es muy importante poder separar y cuantificar las P_{cu-r} y las PH ya que en base a ellas se pueden deducir los parámetros del modelo del MI, cuyo conocimiento preciso es necesario para un correcto desempeño de los AVV.

El uso de fuentes de tensión PWM en los ensayos de vacío y cortocircuito para la obtención de los parámetros del MI ha sido analizado en [44]. En este trabajo los ensayos se realizaron bajo la hipótesis de que, independientemente de la forma de onda de alimentación, si sólo se considera la componente fundamental de tensión y corriente, el comportamiento del MI no cambia respecto al caso de alimentación sinusoidal. Por lo tanto, en base a estos ensayos es posible obtener los distintos parámetros del MI.

La inclusión de un parámetro que represente a las PH en el circuito equivalente del modelo dinámico del MI ha sido citada en la Sección 1.2.1 de esta tesis. Del análisis bibliográfico se llega a la conclusión que la representación de las PH por medio de una resistencia equivalente (R_{Fe}), a bornes de la inductancia de magnetización [8], es la mejor alternativa para incluir los efectos de este fenómeno en el control del MI.

La R_{Fe} puede calcularse a partir del ensayo en vacío del MI, con fuentes sinusoidales o PWM. En el caso de fuentes PWM, según lo presentado en [44], R_{Fe} se puede calcular en base al circuito equivalente en régimen permanente, deducido a partir del modelo dinámico del MI, como en [45].

La representación de las PH a través de una resistencia equivalente R_{Fe} , de valor constante, es sólo válido para una frecuencia de operación del MI. Es por esto que en los AVV es conveniente encontrar una relación funcional entre R_{Fe} y la frecuencia de funcionamiento.

1.2.3. Efecto de las pérdidas en el hierro y su compensación sobre el control del MI

Por muchos años, la influencia de las PH sobre el control del MI no fue tomada en cuenta [2]. No obstante, las PH son fuentes de errores (o desintonías) en el caso del COC. Estos errores se manifiestan en la estimación del flujo y del par de los AVV.

El principio de funcionamiento del COC consiste en la obtención de un desacoplamiento *parcial* entre el flujo y el par, por medio de un cambio de variables (Transformación $qd0$). Este desacoplamiento es total en el caso que se mantenga al flujo constante. En esta condición se considera que el flujo y el par son controlados por medio de las componentes d y q de la

corrientes de alimentación, respectivamente. El desacoplamiento se realiza con el objetivo de emular el control del motor de corriente continua con excitación independiente, donde a partir de la corriente de excitación y de armadura se controla el flujo y el par, respectivamente.

Las PH afectan el desacoplamiento entre el flujo del rotor y el par. Por lo tanto, estas variables no son controladas directamente por las componentes q y d de la corriente del estator, según lo propuesto en [2], sino por la corriente de magnetización [10]. Lo antes dicho puede analizarse por medio del circuito equivalente del MI propuesto en [8], en el cual se observa que parte de la corriente del estator circula por la rama que representa a las PH. Es por esto que las componentes q y d de la corriente de magnetización controlan la generación del flujo y del par, este hecho se observa también al incluir las PH en el control de otras máquinas de CA [46][47].

En [6] se muestran los efectos de las PH sobre el COC en régimen permanente, se presentan gráficos del error de estimación del flujo del rotor y del par, parametrizados por las componentes q y d de la corriente del estator. Para variaciones de la componente q se observan errores de estimación del flujo menores al 4%, mientras que para variaciones de la componente d se observan errores del 15%. En trabajos posteriores de distintos autores, como [10][11][48], se presentan valores de error similares a los citados anteriormente, ratificando lo presentado en [6].

Para evitar las desintonías reportadas en [6], algunos autores proponen deducir el esquema de control en base a un modelo dinámico del MI que incluye las PH. En base a diversos modelos del MI (p. ej. [7][8][34]) se han deducido distintos estimadores y observadores (p. ej. [9]–[11][13][35][49][50]) de la posición del flujo del rotor y del par.

En [10] se presentan tres estimadores diferentes de la posición del flujo y del par, los que incluyen las PH. Estos estimadores se deducen en base al modelo del MI orientado en tres referenciales distintos: en el referencial del flujo del rotor, del estator y del entrehierro. Se presentan resultados de simulación que demuestran la validez de las propuestas. Trabajos similares, que validan estas propuestas, han sido presentados con posterioridad ([35][49]–[51]).

En [9] se presenta otro estimador del flujo del rotor y del par, pero deducido en base a un modelo diferente a los presentados anteriormente, en el cual se considera que la resistencia equivalente de PH se encuentra en serie con la inductancia de magnetización del MI. Para validar la propuesta se presentan resultados de simulación y experimentales.

En [13] se presenta otra forma de compensar las PH, por medio de un observador de estados que considera dichas pérdidas. Se presentan resultados de simulación de esta propuesta. En base a este trabajo se desarrollaron otras propuestas de control que han sido reportadas en [52][53].

1.2.4. Diagnóstico de fallas en el núcleo del estator de las máquinas eléctricas

Las FNE de las máquinas eléctricas son menos frecuentes que las producidas en los bobinados, sin embargo el costo de reparación de las primeras es muy superior [17][54][55]. Por lo tanto, es de interés identificar las causas de problemas en el núcleo del estator, como así también las formas de supervisar su estado y detectar posibles fallas.

Las principales causas de las fallas en el núcleo de las máquinas eléctricas ha sido estudiado por distintos autores [16][56][57], mostrando que algunas de las causas más comunes son las debidas a grandes corrientes de falla a tierra y a problemas con el aislante interlaminar (fallas interlaminares).

El estudio de los métodos de diagnóstico de FNE ha tendido a enfocarse en los denominados métodos fuera línea, siendo esta área de trabajo muy activa [16][58]–[67]. Éstos requieren de la parada de la máquina y también de la línea de producción para su implementación, siendo esto una de las principales desventajas respecto a los métodos en línea.

Los métodos en línea son ampliamente utilizados debido a que generalmente requieren menor costo de implementación, no requiriendo del desensamblado de la máquina para detectar la falla. Estos métodos se han utilizado para detectar fallas en las bobinados del estator y/o barras rotas [68]–[73], excentricidades del entrehierro [74][71] y problemas en la carga [75]. Desafortunadamente, no hay disponibles métodos en línea para la detección de fallas en el

núcleo del estator de los MI, según lo expuesto en [17] y corroborado por medio de una amplia búsqueda bibliográfica realizada por el autor de esta tesis.

Para estudiar, evaluar y proponer estrategias de diagnóstico de fallas es necesario contar con modelos que representen las características de las fallas. Para las FNE se han propuesto sólo algunos modelos que son resueltos por medio de los MEF [76][77][57]. Estos modelos no son adecuados para sintetizar estrategias de diagnóstico, sin embargo son de gran utilidad para el análisis del fenómeno.

La revisión bibliográfica realizada respecto a FNE muestra un área de trabajo poco explorada, este hecho es una gran motivación para el estudio de métodos de diagnóstico en línea, como así también el desarrollo de nuevos modelos.

1.3. Contribuciones de la tesis

Las principales contribuciones de esta tesis se presentan en el modelado y evaluación de las PH en el MI, en la compensación de los efectos de las PH en el control del MI y la detección y diagnóstico de FNE.

Para realizar el análisis de los efectos de las PH sobre el control del MI surgió la necesidad de contar con un modelo dinámico que tuviera en cuenta este fenómeno y que, además, sea adecuado para deducir estrategias de control. Por este motivo se utilizó el modelo presentado en [8], en el que se modelan las PH como una resistencia equivalente constante a bornes de la inductancia de magnetización. Con el objetivo de obtener el valor de la resistencia equivalente que representara a las PH, en todo el rango de velocidad, se desarrolló un banco de ensayos reportado por el autor de esta tesis en [78], con el que se determinó una relación funcional de dicha resistencia con la frecuencia, a partir de las pérdidas medidas en un MI no convencional, alimentado con una fuente de tensión PWM.

El MI ensayado posee dos rotores intercambiables, uno estándar y el otro con las mismas características magnéticas, pero sin barras. Esto permitió cuantificar en forma precisa las PH, sin la influencia de las pérdidas en el cobre del rotor. A diferencia de lo propuesto en

trabajos anteriores ([42][43]) se realizó una comparación cuantitativa de las pérdidas en vacío medidas en el MI, entre el rotor con y sin barras. Además, se realizó la separación de las pérdidas en vacío, para finalmente cuantificar las pérdidas en el cobre del rotor y las pérdidas totales en el hierro.

El modelo del MI que incluye las PH se utilizó para analizar los efectos de éstas sobre el control. Se obtuvieron expresiones analíticas para el cálculo del error relativo de la estimación del flujo, mostrándose la variación del error en régimen permanente cuando se considera la resistencia equivalente de PH tanto constante como variable, con la frecuencia de alimentación del MI.

Se utilizó el modelo del MI que incluye a las PH para la obtención de un observador adaptivo de estados, con el objetivo de compensar los errores provocados con el estimador convencional. Se obtuvieron resultados de simulación que validan la propuesta antes mencionada. El observador adaptivo de estados fue publicado por el autor de esta tesis en [79][80].

Además, se utilizó el esquema adaptivo presentado en [79][80] para resolver tareas de detección y diagnóstico de fallas en el hierro del estator de MI. Los resultados obtenidos formaron parte de los trabajos reportados por el autor en [81]–[83].

Por último, se desarrolló un nuevo modelo para las FNE asimétricas de los MI. Se pudo demostrar mediante resultados de simulación y experimentales la validez de este modelo. Los resultados de este trabajo han sido volcados en un artículo [84] sometido a evaluación para su posterior publicación.

1.4. Organización de la tesis

La presente tesis está organizada de la siguiente manera: en el Capítulo 1 se describió el problema, los antecedentes de los temas abordados y las principales contribuciones de esta tesis.

En el Capítulo 2 se presenta un modelo dinámico del MI que considera las PH del estator [8]. Se muestran dos representaciones matemáticas del modelo del MI, que son de utilidad en

capítulos posteriores. A continuación se presenta la evaluación de las PH de un MI utilizado en AVV. Se describen las pérdidas de los MI en vacío y se determinan experimentalmente. A partir de las mediciones obtenidas en los ensayos, se modela y calcula la resistencia equivalente de pérdidas en el hierro, R_{Fe} , en función de la frecuencia, la cual se incluye en el modelo del MI.

En el Capítulo 3 se analiza la influencia de las PH sobre el COC, se obtienen expresiones analíticas para determinar el error de estimación del flujo, en régimen permanente. A continuación se propone un observador adaptivo de estados para compensar la influencia de las PH sobre el control del MI. Se muestran resultados de simulación de la comparación del estimador convencional y el observador propuesto.

En el Capítulo 4 se aplica el observador adaptivo de estados propuesto en el Capítulo 3 para resolver tareas de detección y diagnóstico de FNE del MI. Se presentan resultados de simulación y experimentales que validan esta propuesta.

En el Capítulo 5 se propone un nuevo modelo dinámico de MI que incluye FNE asimétricas. Se valida el modelo por medio de resultados de simulación y experimentales.

En el Capítulo 6 se exponen las conclusiones y las discusiones generales referidas a los capítulos expuestos en la tesis. Por último se presentan algunas propuestas de trabajos futuros, como continuación de esta tesis.

En el Apéndice A se presenta la deducción de las ecuaciones utilizadas en la Sección 2.3 del Capítulo 2, representación del modelo del MI en función de las corriente y flujos enlazados y en forma de ecuaciones de estados.

En el Apéndice B se exponen las características de los MI ensayados y simulados en los distintos capítulos de esta tesis, incluyendo las formas de las ranuras, del rotor y del estator, y otros datos provistos por el fabricante, como los parámetros utilizados para las simulaciones.

Capítulo 2

MODELADO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

2.1. Introducción

En [35] se demostró que la representación de las PH propuesta en [8][85][86], usando una resistencia no lineal (R_{Fe}) a bornes de la inductancia de magnetización de los MI, es más conveniente que la representada por un arreglo serie de resistencia-inductancia, conectada en paralelo con la inductancia de magnetización, según propuesto en [7] y [34].

En este Capítulo se presenta la deducción de un modelo dinámico del MI que incluye las PH del estator, propuesto originalmente en [8], basado en el modelo convencional del MI [32]. Para ello, se aplica el método operacional al circuito equivalente en variables abc , según lo expuesto en [8][85][86], con el objetivo de simplificar la obtención del modelo en variables $qd0$.

Posteriormente, se presenta la deducción de dos modelos matemáticos equivalentes en variables $qd0$ que serán utilizados a lo largo de esta tesis en los Capítulos 3 y 4; modelos en función de las corrientes y flujos enlazados, y en variables de estado.

Una de las dificultades encontradas para utilizar los modelos citados anteriormente es la determinación del valor exacto de los parámetros que representan a las PH. Debido a que estos parámetros dependen de las condiciones de operación del MI, especialmente frecuencia de alimentación, existencia de armónicos de orden superior y saturación magnética. La determinación de estos parámetros se realiza, generalmente, a partir de la medición de las

pérdidas del MI.

El uso de fuentes de tensión PWM en AVV dificulta aún más la determinación de los parámetros que representan a las PH, ya que la distribución de las pérdidas en el hierro y en el cobre del MI se modifican debido a la influencia de los armónicos de orden superior y de la tensión de alimentación.

La determinación precisa de las pérdidas de los MI es importante, especialmente, en el caso de formar parte de un AVV, debido a que algunos de los parámetros del MI se obtienen a partir de las pérdidas medidas en estas máquinas. La determinación de estos parámetros, a partir de ensayos realizados con fuentes PWM, se analizó en [44], mostrando que, independientemente de la forma de onda de alimentación, es posible determinarlos si sólo se considera la componente fundamental de tensión y corriente.

En [42] y [43] se presenta una propuesta para cuantificar las pérdidas de un MI en forma precisa cuando se utilizan fuentes de tensión PWM. En estos trabajos se utilizó un MI no convencional, que posee un rotor sin ranuras y sin barras (cilindro laminado), por lo que las pérdidas en el cobre del rotor son nulas. Las pérdidas de este MI se comparan, cualitativamente, con las pérdidas de otro MI estándar, que posee distintas características magnéticas. Del análisis presentado se concluyó que el uso de fuentes PWM incrementa las pérdidas en vacío y del hierro.

En este capítulo se presenta una metodología para determinar las pérdidas del MI cuando es alimentado con una fuente de tensión PWM, utilizando un prototipo experimental de MI. Este prototipo está formado por un MI que posee dos rotores intercambiables, uno estándar y el otro con las mismas características magnéticas pero sin barras. Con este MI es posible cuantificar las pérdidas en el cobre en forma precisa, separando las PH de las pérdidas totales en vacío. Se realiza una comparación cuantitativa de las pérdidas medidas en el MI con y sin barras, en función de la frecuencia de alimentación.

Finalmente, se demuestra que, en base a las pérdidas medidas, puede obtenerse el valor de la resistencia equivalente de PH en función de la frecuencia de alimentación, calculada como en [45]. También se comparan las resistencias equivalentes calculadas a partir de las pérdidas

medidas en el MI con y sin barras, concluyéndose que es una buena aproximación el valor de R_{Fe} obtenido con el MI convencional.

Este Capítulo está organizado de la siguiente manera: en primer lugar, se presenta el circuito equivalente del MI en variables abc que incluye las PH. A continuación, se muestra el modelos matemáticos en variables $qd0$ para simulación. Luego, se muestran dos modelos equivalentes que serán utilizados a lo largo de esta tesis. Posteriormente, se presenta la caracterización de la R_{Fe} a partir de la medición de las pérdidas del MI. Finalmente, se muestran los resultados obtenidos y las conclusiones.

2.2. Modelo del MI que incluye las PH

Con el objetivo de analizar los efectos de las PH sobre el control del MI se propone utilizar un modelo del MI en variables $qd0$, deducido a partir del modelo en variables de la máquina. Para el modelado del MI se realizan las siguientes consideraciones generales:

- los bobinados del estator son idénticos, distribuidos en forma sinusoidal y desplazados 120 grados.
- El rotor con jaula de ardilla se representa como bobinados equivalentes trifásicos distribuidos senoidalmente, al igual que los del estator.
- El circuito magnético del MI es lineal (no se considera la saturación)
- Los armónicos de la distribución espacial de bobinados y barras se desprecian, al igual que las variaciones del entrehierro.

2.2.1. Descripción del modelo en variables de la máquina

En esta sección se presenta un modelo dinámico del MI que incluye las PH, [8]. Este modelo, de octavo orden, considera sólo las PH del estator, representándolas como resistencias equivalentes en paralelo con la inductancia de magnetización. En la Fig. 2.1 se muestra el circuito equivalente en variables de la máquina (o variables abc) del MI.

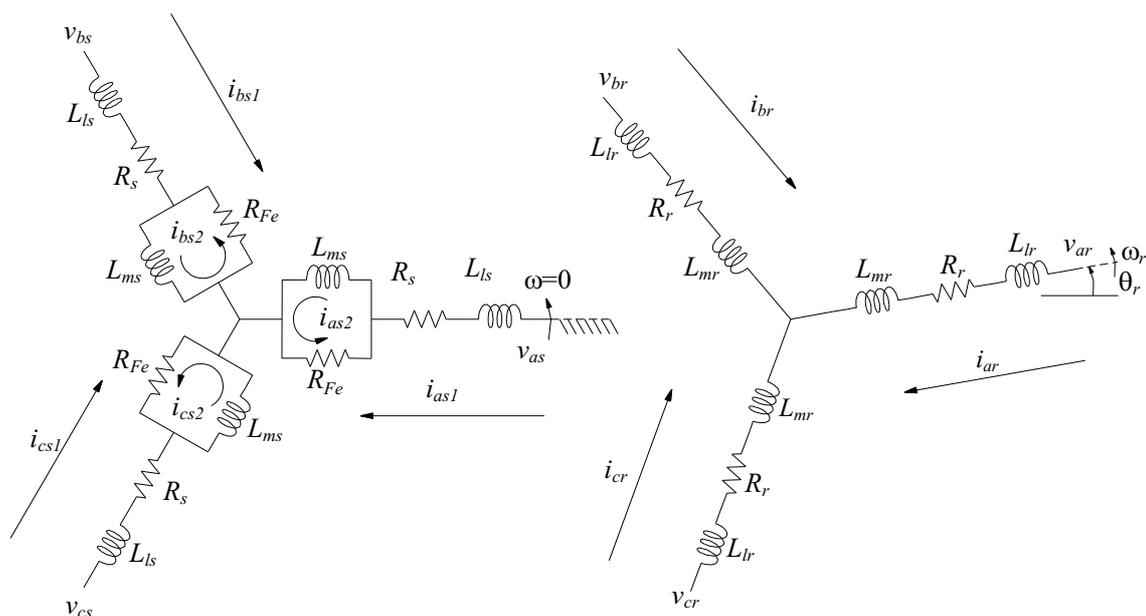


Figura 2.1: Circuito equivalente del MI en variables abc , incluyendo las PH del estator.

El aumento del orden en el modelo, comparado con el presentado en [32], se debe a los nuevos lazos de corriente, producidos por el agregado de la resistencia equivalente de PH. En la Fig. 2.1, los subíndices s , r y m indican que la variable se refiere al estator, rotor y entrehierro, respectivamente; los subíndices Fe y l indican que el parámetro se refiere a las PH y a la inductancia de dispersión, respectivamente; las resistencias e inductancias se representan con R y L , respectivamente; las tensiones y corrientes instantáneas se representan con v e i , respectivamente. Las fases del MI se indican con los subíndices a , b y c ; ω y θ_r representan la velocidad angular eléctrica y el desplazamiento inicial del rotor, respectivamente.

2.2.2. Definición de la transformación generalizada $qd0$

Para reducir la complejidad de los modelos dinámicos de las máquinas eléctricas de CA se utilizan, generalmente, cambios de variables. Estos cambios de variables se llevan a cabo por medio de una transformación, la cual refiere las variables de la máquina (abc) a un marco de referencia que gira a una velocidad angular arbitraria. De esta forma se define un nuevo conjunto de variables, generalmente llamadas variables $qd0$ [32].

Considerando un conjunto trifásico de variables abc , (\mathbf{f}_{abc}) , se puede obtener por medio de

una transformación \mathbf{K} , otro conjunto de variables $qd0$ (\mathbf{f}_{qd0}), de la forma

$$\mathbf{f}_{qd0} = \mathbf{K}\mathbf{f}_{abc} \quad (2.1)$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{qd0} &= \begin{bmatrix} f_q & f_d & f_0 \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{f}_{abc} &= \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos \left(\beta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\beta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \beta & \sin \left(\beta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\beta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\beta = \int_0^t [\omega_{qd0}(\xi) - \omega(\xi)] d\xi + [\theta_{qd0}(0) - \theta(0)] \quad (2.4)$$

donde ξ es una variable auxiliar de integración.

En las ecuaciones anteriores f representa cualquier variable eléctrica tal como: tensión, corriente o flujo; el supra índice T denota la transpuesta de una matriz; ω , θ y ω_{qd0} , θ_{qd0} son las velocidades y desplazamientos angulares del referencial abc y del referencial $qd0$, respectivamente. En la Fig. 2.2 se han representado gráficamente estas variables.

La transformación inversa se define como

$$\mathbf{f}_{abc} = \mathbf{K}^{-1}\mathbf{f}_{qd0} \quad (2.5)$$

donde

$$\mathbf{K}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta & 1 \\ \cos \left(\beta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\beta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\beta + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\beta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

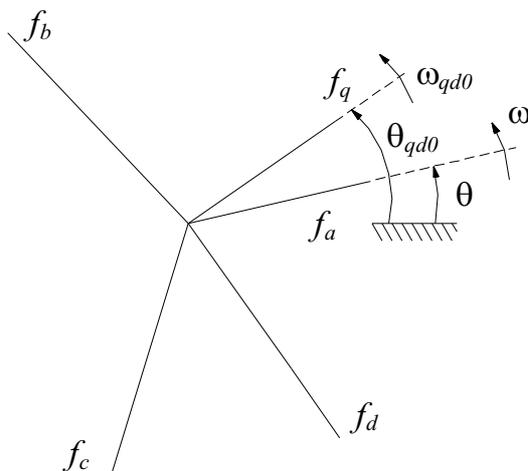


Figura 2.2: Representación gráfica de las principales variables relacionadas con la transformación \mathbf{K} .

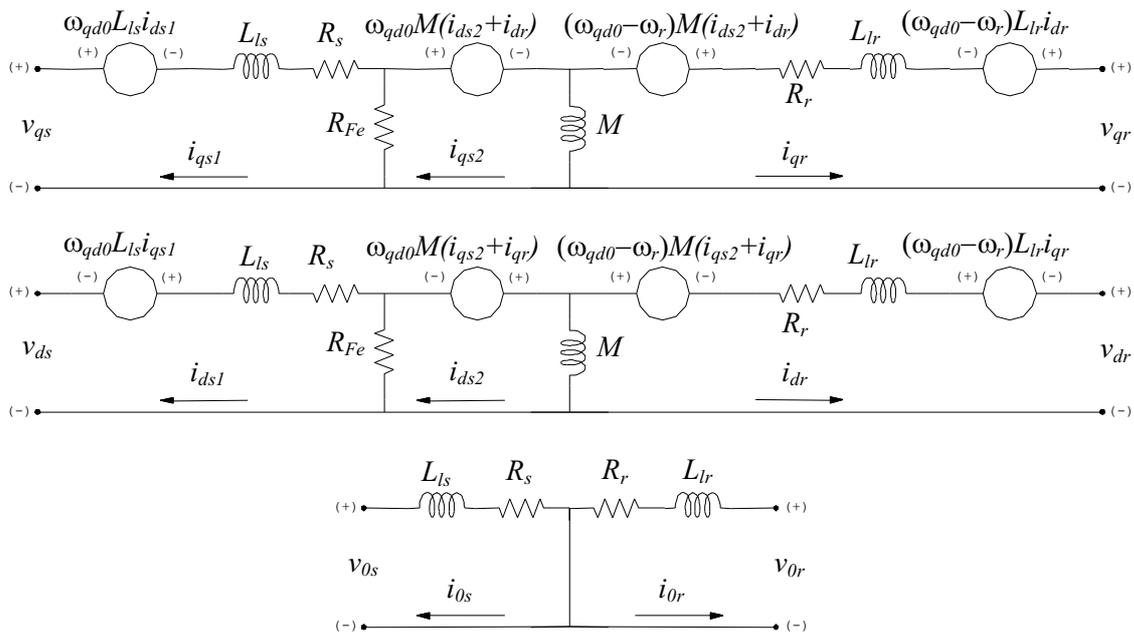
2.2.3. Modelo del MI en referencial $qd0$ arbitrario incluyendo PH

El modelo del MI en el referencial $qd0$ se obtiene al aplicar la transformación (2.3) a las ecuaciones dinámicas en variables de la máquina (abc). Este procedimiento puede observarse en [32] cuando se desprecian las PH.

Otra manera de obtener el modelo del MI en el referencial $qd0$ es utilizando un método operacional, como el presentado en [8][85][86]. El uso de un método operacional simplifica la deducción del circuito equivalente en variables $qd0$. Este método permite, sustituyendo cada elemento del circuito en variables abc (resistencias, inductancias, capacidades, acoplamientos magnéticos, etc.) por su equivalente en variables $qd0$, obtener el circuito equivalente en variables $qd0$. Una vez obtenido dicho circuito se pueden deducir fácilmente las ecuaciones del mismo.

Aplicando el método mostrado en [8][85][86] al circuito equivalente de la Fig. 2.1 es posible obtener el circuito de la Fig. 2.3.

En base al circuito de la Fig. 2.3 se deducen, por inspección, las siguientes ecuaciones de tensión y flujos enlazados, en variables $qd0$, del MI


 Figura 2.3: Circuito equivalente del MI en variables $qd0$, incluyendo las PH del estator.

$$v_{qs} = \omega_{qd0}L_{ls}i_{ds1} + L_{ls}\frac{d}{dt}i_{qs1} + R_s i_{qs1} + R_{Fe}i_{qs1} - R_{Fe}i_{qs2} \quad (2.7)$$

$$v_{ds} = -\omega_{qd0}L_{ls}i_{qs1} + L_{ls}\frac{d}{dt}i_{ds1} + R_s i_{ds1} + R_{Fe}i_{ds1} - R_{Fe}i_{ds2} \quad (2.8)$$

$$v_{0s} = L_{ls}\frac{d}{dt}i_{0s1} + R_s i_{0s1} \quad (2.9)$$

$$0 = \omega_{qd0}M(i_{ds2} + i_{dr}) + M\left(\frac{d}{dt}i_{qs2} + \frac{d}{dt}i_{qr}\right) + R_{Fe}i_{qs2} - R_{Fe}i_{qs1} \quad (2.10)$$

$$0 = -\omega_{qd0}M(i_{qs2} + i_{qr}) + M\left(\frac{d}{dt}i_{ds2} + \frac{d}{dt}i_{dr}\right) + R_{Fe}i_{ds2} - R_{Fe}i_{ds1} \quad (2.11)$$

$$v_{qr} = (\omega_{qd0} - \omega_r)L_{lr}i_{dr} + (\omega_{qd0} - \omega_r)M(i_{ds2} + i_{dr}) + L_{lr}\frac{d}{dt}i_{qr} + M\frac{d}{dt}(i_{qs2} + i_{qr}) + R_r i_{qr} \quad (2.12)$$

$$v_{dr} = -(\omega_{qd0} - \omega_r)L_{lr}i_{qr} - (\omega_{qd0} - \omega_r)M(i_{qs2} + i_{qr}) + L_{lr}\frac{d}{dt}i_{dr} + M\frac{d}{dt}(i_{ds2} + i_{dr}) + R_r i_{dr} \quad (2.13)$$

$$v_{0r} = L_{lr}\frac{d}{dt}i_{0r} + R_r i_{0r} \quad (2.14)$$

donde

$$M = \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr}. \quad (2.15)$$

Las ecuaciones de flujos enlazados totales en el estator y rotor son

$$\lambda_{qs} = L_{ls}i_{qs1} + M(i_{qs2} + i_{qr}) \quad (2.16)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls}i_{ds1} + M(i_{ds2} + i_{dr}) \quad (2.17)$$

$$\lambda_{0s} = L_{ls}i_{0s1} \quad (2.18)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr}i_{qr} + M(i_{qs2} + i_{qr}) \quad (2.19)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr}i_{dr} + M(i_{ds2} + i_{dr}) \quad (2.20)$$

$$\lambda_{0r} = L_{lr}i_{0r} \quad (2.21)$$

el par electromagnético se puede expresar como [32]

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) M (i_{qs2} i_{dr} - i_{ds2} i_{qr}) \quad (2.22)$$

donde P es el número de polos del MI.

En los casos en que las máquinas eléctricas se analicen como parte de un sistema eléctrico de potencia, es de utilidad expresar las inductancias como reactancias, calculadas a partir de una velocidad angular eléctrica base (ω_b) [32]. A continuación se presentan las ecuaciones de tensiones y flujos enlazados por segundo, en términos de reactancias

$$v_{qs} = \left(\frac{\omega_{qd0}}{\omega_b}\right) \psi_{ds1} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{qs1} + R_s i_{qs1} + R_{Fe} i_{qs1} - R_{Fe} i_{qs2} \quad (2.23)$$

$$v_{ds} = -\left(\frac{\omega_{qd0}}{\omega_b}\right) \psi_{qs1} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{ds1} + R_s i_{ds1} + R_{Fe} i_{ds1} - R_{Fe} i_{ds2} \quad (2.24)$$

$$v_{0s} = \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{0s1} + R_s i_{0s1} \quad (2.25)$$

$$0 = \left(\frac{\omega_{qd0}}{\omega_b}\right) \psi_{dm} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{qm} + R_{Fe} i_{qs2} - R_{Fe} i_{qs1} \quad (2.26)$$

$$0 = -\left(\frac{\omega_{qd0}}{\omega_b}\right) \psi_{qm} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{dm} + R_{Fe} i_{ds2} - R_{Fe} i_{ds1} \quad (2.27)$$

$$v_{qr} = \left(\frac{\omega_{qd0} - \omega_r}{\omega_b}\right) (\psi_{dr1} + \psi_{dm}) + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} (\psi_{qr1} + \psi_{qm}) + R_r i_{qr} \quad (2.28)$$

$$v_{dr} = -\left(\frac{\omega_{qd0} - \omega_r}{\omega_b}\right) (\psi_{qr1} + \psi_{qm}) + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} (\psi_{dr1} + \psi_{dm}) + R_r i_{dr} \quad (2.29)$$

$$v_{0r} = \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \psi_{0r1} + R_r i_{0r} . \quad (2.30)$$

los flujos enlazados por segundo son

$$\psi_{qs1} = X_{ls}i_{qs1} \quad (2.31)$$

$$\psi_{ds1} = X_{ls}i_{ds1} \quad (2.32)$$

$$\psi_{0s1} = X_{ls}i_{0s1} \quad (2.33)$$

$$\psi_{qm} = X_m(i_{qs2} + i_{qr}) \quad (2.34)$$

$$\psi_{dm} = X_m(i_{ds2} + i_{dr}) \quad (2.35)$$

$$\psi_{qr1} = X_{lr}i_{qr} \quad (2.36)$$

$$\psi_{dr1} = X_{lr}i_{dr} \quad (2.37)$$

$$\psi_{0r1} = X_{lr}i_{0r} . \quad (2.38)$$

2.2.4. Modelo del MI incluyendo las PH para simulación

El modelo del MI, utilizado para obtener los resultados de simulación de los Capítulos 3 y 4, se obtiene a partir de las (2.23)–(2.38). Las corrientes pueden expresarse de la siguiente manera

$$i_{qs1} = \frac{1}{X_{ls}}\psi_{qs1} \quad (2.39)$$

$$i_{ds1} = \frac{1}{X_{ls}}\psi_{ds1} \quad (2.40)$$

$$i_{0s1} = \frac{1}{X_{ls}}\psi_{0s1} \quad (2.41)$$

$$i_{qs2} = \frac{1}{X_m}\psi_{qm} - \frac{1}{X_{lr}}\psi_{qr1} \quad (2.42)$$

$$i_{ds2} = \frac{1}{X_m}\psi_{dm} - \frac{1}{X_{lr}}\psi_{dr1} \quad (2.43)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{X_{lr}}\psi_{qr1} \quad (2.44)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{X_{lr}}\psi_{dr1} \quad (2.45)$$

$$i_{0r} = \frac{1}{X_{lr}}\psi_{0r1} \quad (2.46)$$

y la derivada de los flujos enlazados por segundo como

$$\frac{d}{dt}\psi_{qs1} = \omega_b \left[v_{qs} - \left(\frac{\omega_{qd0}}{\omega_b} \right) X_{ls} i_{ds1} - R_s i_{qs1} - R_{Fe} i_{qs1} + R_{Fe} i_{qs2} \right] \quad (2.47)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{ds1} = \omega_b \left[v_{ds} + \left(\frac{\omega_{qd0}}{\omega_b} \right) X_{ls} i_{qs1} - R_s i_{ds1} - R_{Fe} i_{ds1} + R_{Fe} i_{ds2} \right] \quad (2.48)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{0s1} = \omega_b [v_{0s} - R_s i_{0s1}] \quad (2.49)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{qm} = \omega_b \left[- \left(\frac{\omega_{qd0}}{\omega_b} \right) X_m (i_{ds2} + i_{dr}) - R_{Fe} i_{qs2} + R_{Fe} i_{qs1} \right] \quad (2.50)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{dm} = \omega_b \left[\left(\frac{\omega_{qd0}}{\omega_b} \right) X_m (i_{qs2} + i_{qr}) - R_{Fe} i_{ds2} + R_{Fe} i_{ds1} \right] \quad (2.51)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{qr1} = \omega_b \left[v_{qr} - \left(\frac{\omega_{qd0} - \omega_r}{\omega_b} \right) X_{lr} i_{dr} + \frac{\omega_r}{\omega_b} X_m (i_{ds2} + i_{dr}) - R_r i_{qr} + R_{Fe} i_{qs2} - R_{Fe} i_{qs1} \right] \quad (2.52)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{dr1} = \omega_b \left[v_{dr} + \left(\frac{\omega_{qd0} - \omega_r}{\omega_b} \right) X_{lr} i_{qr} - \frac{\omega_r}{\omega_b} X_m (i_{qs2} + i_{qr}) - R_r i_{dr} + R_{Fe} i_{ds2} - R_{Fe} i_{ds1} \right] \quad (2.53)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{0r1} = \omega_b [v_{0r} - R_r i_{0r}] \quad (2.54)$$

el par electromagnético puede expresarse como

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{X_m}{\omega_b} \right) (i_{qs2} i_{dr} - i_{ds2} i_{qr}) . \quad (2.55)$$

La dinámica mecánica del MI puede expresarse como

$$\frac{d}{dt}\omega_{mec} = \frac{T_e - T_l - B\omega_{mec}}{J} \quad (2.56)$$

donde, ω_{mec} es la velocidad angular mecánica, T_l es el par de carga, J es la inercia del MI y B es la constante de rozamiento dinámico.

2.3. Otras formas de expresar el modelo del MI que incluye las PH del estator

En esta sección se presentan otros arreglos del modelo del MI que incluyen las PH del estator, que serán utilizados a lo largo de esta tesis.

Se presentan dos arreglos, uno en función de las corrientes y de los flujos enlazados totales, que será de utilidad en el análisis del efecto de las PH sobre el control del MI (Capítulo 3).

El segundo arreglo, en forma de variables de estado, es también utilizado en el Capítulo 3, con el objetivo de compensar el efecto de las PH sobre el control del MI, como así también en el Capítulo 4 con el objetivo de diagnosticar FNE.

En el Apéndice A se expone la deducción de dichos arreglos.

2.3.1. Modelo en función de las corrientes y flujos enlazados

El modelo del MI se puede representar por (2.57)–(2.58). En este modelo no se consideran las variables en el eje θ ya que el MI es balanceado y, generalmente, no posee conexión de neutro, por lo tanto la suma de corrientes en ese punto es nula, como así también la componente θ

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{qs} = \omega_{qd0}\lambda_{ds} + \frac{d}{dt}\lambda_{qs} + R_s i_{qs1} \\ v_{ds} = -\omega_{qd0}\lambda_{qs} + \frac{d}{dt}\lambda_{ds} + R_s i_{ds1} \\ 0 = \omega_{qd0}\lambda_{dm} + \frac{d}{dt}\lambda_{qm} + R_{Fe} (i_{qs2} - i_{qs1}) \\ 0 = -\omega_{qd0}\lambda_{qm} + \frac{d}{dt}\lambda_{dm} + R_{Fe} (i_{ds2} - i_{ds1}) \\ v_{qr} = (\omega_{qd0} - \omega_r)\lambda_{dr} + \frac{d}{dt}\lambda_{qr} + R_r i_{qr} \\ v_{dr} = -(\omega_{qd0} - \omega_r)\lambda_{qr} + \frac{d}{dt}\lambda_{dr} + R_r i_{dr} . \end{array} \right. \quad (2.57)$$

Los flujos enlazados pueden expresarse como

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs1} + M (i_{qs2} + i_{qr}) \\ \lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds1} + M (i_{ds2} + i_{dr}) \\ \lambda_{qm} = M (i_{qs2} + i_{qr}) \\ \lambda_{dm} = M (i_{ds2} + i_{dr}) \\ \lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + M (i_{qs2} + i_{qr}) \\ \lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + M (i_{ds2} + i_{dr}) . \end{array} \right. \quad (2.58)$$

2.3.2. Modelo en forma de variables de estado

El circuito equivalente del MI de la Fig. 2.3 puede representarse por medio de la descripción en variables de estado [87], de la siguiente manera

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t) \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (2.59)$$

donde

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{qs1} \\ i_{ds1} \\ \psi_{qm} \\ \psi_{dm} \\ \psi_{qr1} \\ \psi_{dr1} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_{qs1} \\ i_{ds1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_b}{X_{ls}}(R_s + R_{Fe}) & -\omega_{qd0} & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{ls} X_m} & 0 & -\frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{ls} X_{lr}} & 0 \\ \omega_{qd0} & -\frac{\omega_b}{X_{ls}}(R_s + R_{Fe}) & 0 & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{ls} X_m} & 0 & -\frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{ls} X_{lr}} \\ \omega_b R_{Fe} & 0 & -\frac{\omega_b R_{Fe}}{X_m} & -\omega_{qd0} & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{lr}} & 0 \\ 0 & \omega_b R_{Fe} & \omega_{qd0} & -\frac{\omega_b R_{Fe}}{X_m} & 0 & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{lr}} \\ -\omega_b R_{Fe} & 0 & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_m} & \omega_r & -\frac{\omega_b}{X_{lr}}(R_r + R_{Fe}) & -(\omega_{qd0} - \omega_r) \\ 0 & -\omega_b R_{Fe} & -\omega_r & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_m} & (\omega_{qd0} - \omega_r) & -\frac{\omega_b}{X_{lr}}(R_r + R_{Fe}) \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b}{X_{ls}} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_b}{X_{ls}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Este modelo será de utilidad en los siguientes capítulos. En el Apéndice A se expone la deducción de dichos arreglos.

2.4. Caracterización de la resistencia equivalente de PH (R_{Fe})

En esta sección se presenta la caracterización de la resistencia equivalente de PH a partir de la medición de la potencia de pérdidas en el MI. Con este objetivo se presenta una metodología para determinar las pérdidas del MI, alimentado con una fuente de tensión PWM, utilizando un prototipo experimental. El prototipo está formado por un MI que posee dos rotores intercambiables, uno estándar y el otro con las mismas característica magnéticas pero sin barras. Con este MI es posible cuantificar las pérdidas en el cobre en forma precisa, separando las PH de las pérdidas totales en vacío. Se realiza una comparación cuantitativa de las pérdidas medidas en el MI con y sin barras, en función de la frecuencia de alimentación.

A continuación se presenta la evaluación de las pérdidas y la caracterización de R_{Fe} .

2.4.1. Pérdidas en el MI

Las pérdidas totales de los MI están constituidas por la suma de las pérdidas en el cobre del estator y del rotor, las pérdidas en el hierro del estator y del rotor, las pérdidas mecánicas y las pérdidas adicionales. En la Fig. 2.4 se representa el balance de energía de un MI [1].

La evaluación de las PH en el estator se puede realizar a partir de las pérdidas en vacío del MI. En condiciones de vacío y considerando velocidad de deslizamiento baja, las pérdidas adicionales y del hierro del rotor son pequeñas y pueden despreciarse. Por lo tanto, la determinación de las PH se simplifica al utilizar la potencia de pérdidas en vacío.

A continuación se describen las componentes de las pérdidas de los MI en vacío.

Pérdidas de los MI en vacío

Las pérdidas totales de un MI en vacío pueden separarse en las siguientes componentes

$$P_0 = P_{cu-s} + P_{cu-r} + P_{mec} + P_{Fe} \quad (2.62)$$

donde

P_0 es la potencia total en vacío,

P_{cu-s} es la potencia disipada en el cobre del estator,

P_{cu-r} es la potencia disipada en el *cobre* del rotor,

P_{mec} es la potencia debida a las pérdidas mecánicas, y

P_{Fe} es la potencia de PH del estator.

La P_0 se obtiene a partir de ensayos en vacío del MI. A continuación se describen brevemente las componentes de (2.62).

Pérdidas en el cobre del estator

Las pérdidas en el cobre del estator pueden calcularse como

$$P_{cu-s} = 3R_s I_0^2 \quad (2.63)$$

donde R_s es la resistencia de CC de cada fase del bobinado del estator e I_0 es la corriente eficaz en vacío, por fase del estator.

Pérdidas en el cobre del rotor

Las pérdidas en el cobre del rotor pueden calcularse como

$$P_{cu-r} = 3R_r I_r^2 \quad (2.64)$$

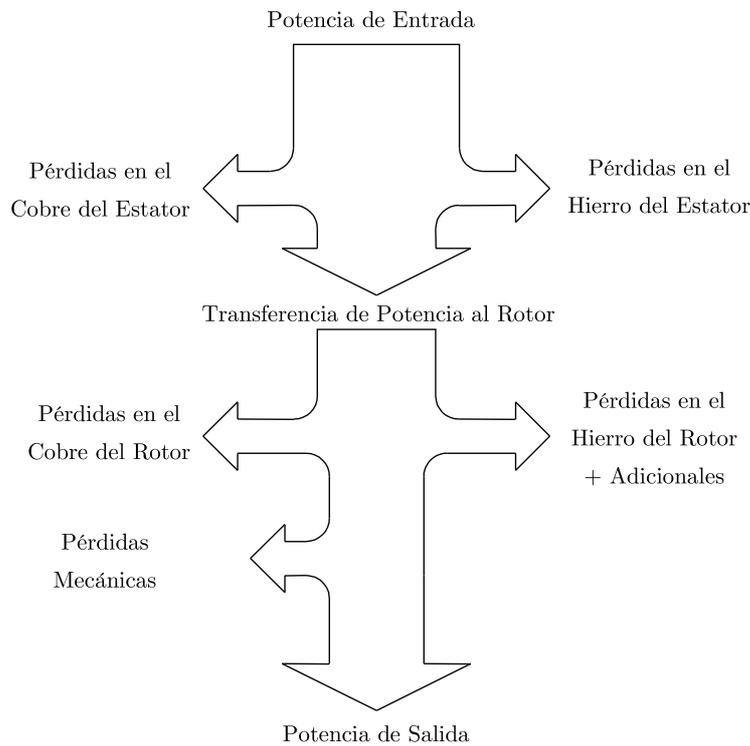


Figura 2.4: Balance de energía en un MI [1].

donde R_r es la resistencia equivalente de cada fase del rotor e I_r es la corriente eficaz del rotor, por fase.

En los MI con jaula de ardilla la I_r no puede medirse directamente, sin embargo, con fuentes sinusoidales de alimentación y en vacío, dicha corriente es prácticamente nula; por lo tanto se puede despreciar, al igual que las pérdidas por efecto Joule que la misma produce en R_r .

Muchos autores aseguran (p. ej.: [41]–[43]) que si el MI se alimenta con una fuente de tensión PWM, las pérdidas en el cobre del rotor son apreciables, debido a las pérdidas introducidas por los armónicos de orden superior.

Pérdidas mecánicas

Las pérdidas mecánicas (P_{mec}) están compuestas por las pérdidas por fricción y las pérdidas debido a la resistencia del aire.

Las P_{mec} pueden ser estimadas con la ayuda de la curva ($P_0 - P_{cu-s}$) vs. tensión, [37] (**IEEE**

Std. 112-1996, *Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*).

El valor de las P_{mec} se obtiene extendiendo dicha curva hasta el valor de tensión igual a cero.

Pérdidas en el hierro

Las PH (P_{Fe}) pueden separarse en las siguientes componentes

$$P_{Fe} = P_h + P_d = P_h + P_{cp} + P_{ex} \quad (2.65)$$

donde

P_h son las pérdidas por histéresis, y

P_d son las pérdidas dinámicas, compuestas por las pérdidas por corrientes parásitas o de Foucault (P_{cp}) y por las pérdidas “en exceso” (P_{ex}).

Pérdidas por histéresis: estas son proporcionales al área del ciclo de histéresis del material magnético y a la frecuencia con que se recorre dicho ciclo.

Desde el punto de vista físico, éstas se deben a las pérdidas en estado estable de los dominios de Weiss cuando un campo magnético variable se aplica a un material magnético [88].

Estas pérdidas pueden evaluarse de la siguiente manera

$$P_h = \alpha f \hat{B}^\gamma \quad (2.66)$$

donde

\hat{B} es el pico de la densidad de flujo magnético,

f es la frecuencia de B ,

γ es el coeficiente de Steinmetz, y

α es un coeficiente que depende de las propiedades físicas y químicas del material magnético.

Pérdidas dinámicas: como fue definido anteriormente, las pérdidas dinámicas están constituidas por

$$P_d = P_{cp} + P_{ex}. \quad (2.67)$$

En el caso ideal de un material magnético perfectamente homogéneo, las P_d serán iguales a

P_{cp} [89]. Éstas últimas pueden ser calculadas de la forma

$$P_{cp} = \beta f^2 \hat{B}^2. \quad (2.68)$$

Estas pérdidas están altamente influenciadas por el efecto pelicular (skin-effect), es por esto que se puede corregir la expresión (2.68) para tener en cuenta este efecto [90], de la siguiente forma

$$P_{cp} = \beta f^{3/2} \hat{B}^2 \frac{\sinh(\xi\sqrt{f}) - \sin(\xi\sqrt{f})}{\cosh(\xi\sqrt{f}) - \cos(\xi\sqrt{f})} \quad (2.69)$$

donde β y ξ son coeficientes que dependen de las propiedades del material magnético.

Dado que los materiales no son perfectamente homogéneos, a las P_{cp} se les suman las pérdidas en exceso P_{ex} . Estas últimas se deben, desde un punto de vista estrictamente físico, a las discontinuidades del movimiento de las paredes de los dominios de Weiss (paredes de Bloch). Estos movimientos rápidos, o *saltos de Barkhausen*, producen corrientes parásitas y consecuentes pérdidas [91].

Las P_{ex} pueden calcularse de la forma [89]

$$P_{ex} = \delta f^{3/2} \hat{B}^{3/2} \quad (2.70)$$

donde

δ es un coeficiente que depende de las propiedades físicas y químicas del material magnético.

2.4.2. Determinación experimental de las PH del MI

Banco de ensayo implementado

Para evaluar las pérdidas en vacío de los MI se implementó el banco de ensayos que se muestra en el diagrama de la Fig. 2.5. Éste consta de dos máquinas de inducción, una es el motor ensayado y la otra funciona como motor impulsor. Ambas máquinas son del tipo jaula de ardilla, cada una alimentada por un inversor comercial, los que permiten controlar la velocidad o el par de los MI, según las necesidades del ensayo.

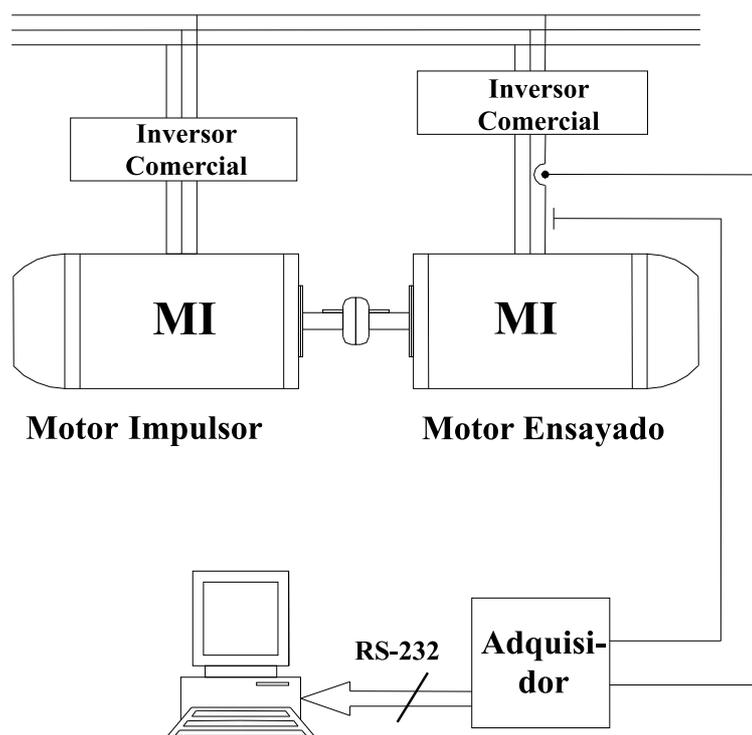


Figura 2.5: Banco de ensayos implementado.

La máquina ensayada posee dos rotores intercambiables, uno de ellos convencional y el otro con las mismas características magnéticas, pero sin barras (los datos y característica constructivas de los rotores se presentan en el Apéndice B). La razón de utilizar un MI con rotor sin barras es que en él las P_{cu-r} son nulas, de esta forma es posible cuantificar exactamente las PH a través de ensayos convencionales. Además, al utilizarse rotores con las mismas características magnéticas, se pueden comparar cuantitativamente las componentes de las pérdidas en vacío. Esta es la principal diferencia entre los trabajos desarrollados en [42][43] y esta tesis.

El motor impulsor se utiliza para llevar al MI sin barras en el rotor a la velocidad de ensayo requerida, debido a que éste no tiene la capacidad de arrancar. En el caso de que el MI ensayado tenga el rotor estándar, el motor impulsor absorbe las P_{mec} del primero, llevándolo a la velocidad de sincronismo.

Resultados obtenidos

Con el banco de ensayos descrito en la sección anterior se llevaron a cabo una serie de ensayos en vacío, a diferentes tensiones y frecuencias, manteniendo la relación v/f constante.

Los ensayos se realizaron con un inversor industrial comercial, cuya frecuencia de conmutación es de 5 kHz. Con la ayuda de un adquisidor digital de datos se midió la tensión y la corriente de fase del MI; con estas señales se calcularon la potencia instantánea $p(t)$ y la potencia activa a bornes del estator, según la siguiente expresión

$$P_0 = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (2.71)$$

donde T es el período de la onda fundamental de $p(t)$.

En la Fig. 2.6 se presenta la P_0 por fase en función de la frecuencia angular de alimentación, correspondiente a los rotores con y sin barras. En esta figura también se observa la potencia

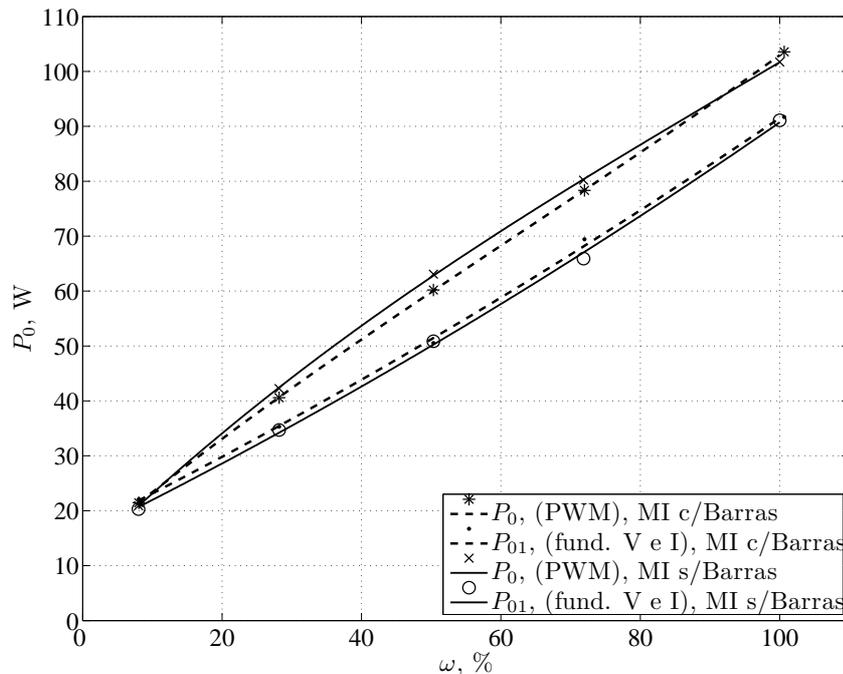


Figura 2.6: Potencia de pérdidas en vacío para el MI ensayado, con y sin barras.

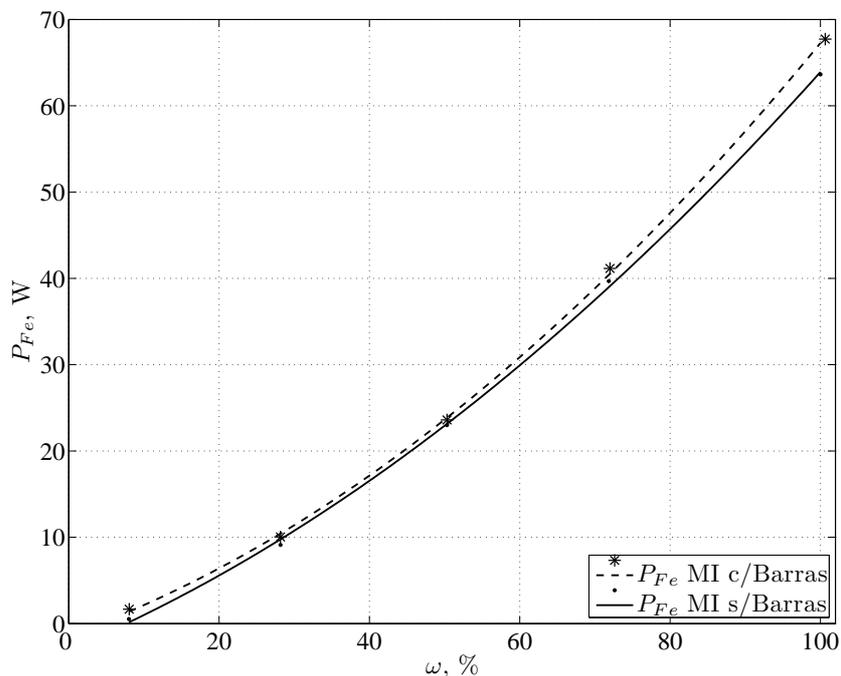


Figura 2.7: Potencia de pérdidas en el hierro para el MI, con y sin barras.

activa calculada a partir de las ondas fundamentales de tensión y corriente, de la siguiente forma

$$P_{01} = V_{fun} I_{fun} \cos(\phi_{V_{fun}} - \phi_{I_{fun}}) . \quad (2.72)$$

En la Fig. 2.7 se observa la potencia de pérdidas en el hierro en función de la frecuencia angular. Para el caso del MI sin barras, estas pérdidas se calculan despejando la P_{Fe} de (2.62), como

$$P_{Fe} = P_{01} - P_{cu-s1} . \quad (2.73)$$

La P_{mec} puede despreciarse debido a que el MI ensayado se impulsa a velocidad de sincronismo mediante otro motor (ver Fig. 2.5) que absorbe las pérdidas mecánicas de ambas máquinas.

Para el caso del MI con barras, la P_{Fe} se calcula de la misma forma que en el caso anterior. Ésto se debe a que la potencia de PH, que es de interés en el análisis de los efectos sobre el COC (ver Capítulo 3), es la que se calcula con la ayuda de las componentes fundamentales

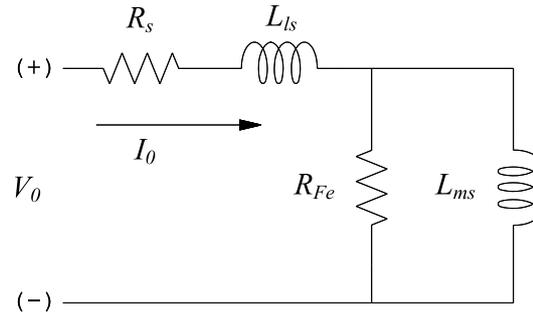


Figura 2.8: Circuito equivalente del MI en vacío.

de tensión y corriente [11][10][44].

Según puede verse en los resultados mostrados en la Fig. 2.6, y a diferencia de lo que se concluye en [42][43], la P_0 no se incrementa considerablemente cuando el ensayo se realiza con el MI con barras. Esto puede atribuirse a que la P_{cu-r} producida por los armónicos de orden superior no son considerables para este MI.

Lo antes dicho también se refleja en la Fig. 2.7, donde puede apreciarse que existe muy poca diferencia entre la potencia de PH para los ensayos con y sin barras.

La diferencia mencionada anteriormente podría deberse a las características de diseño de las barras del rotor (ver Apéndice B). Debido a que el rotor ensayado posee barras profundas se reduce la magnitud de los armónicos de orden superior de la corriente, con la consecuente reducción de las pérdidas correspondientes [18][19].

2.4.3. Cálculo e identificación experimental de la R_{Fe}

El cálculo e identificación experimental de los parámetros del MI, alimentado con fuentes de tensión PWM, ha sido analizado en [44]. En este trabajo se concluye que independientemente de la forma de onda de la tensión de alimentación, es posible determinar estos parámetros, considerando sólo las componentes fundamentales de tensión y corriente.

Por lo tanto, considerando lo expuesto en [44], es posible calcular la R_{Fe} del MI ensayado en base a los resultados presentados en la sección anterior, sólo considerando las potencias calculadas a partir de las componentes fundamentales de tensión y corriente.

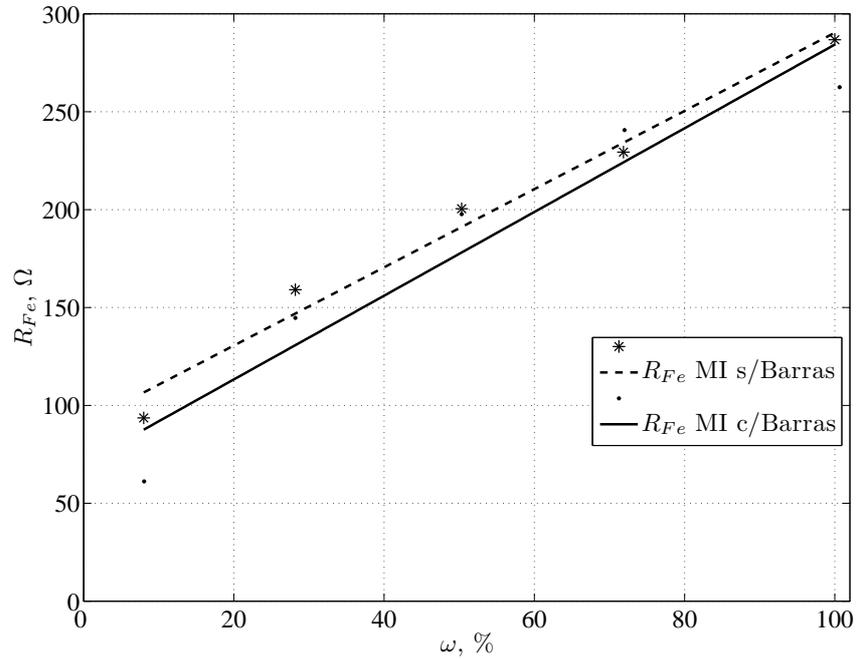


Figura 2.9: Resistencia equivalente de pérdidas en el hierro R_{Fe} , en función de la frecuencia.

Con el objetivo de obtener la R_{Fe} se utiliza una simplificación del circuito equivalente del MI en régimen permanente, ver Fig. 2.8. Ésta se obtiene al considerar al MI en vacío, como en [45]. A partir de este circuito puede calcularse la R_{Fe} de la siguiente manera

$$R_{Fe} = \frac{R'^2 + X'^2}{R'} \quad (2.74)$$

donde

$$R' = \frac{P_{01} - P_{mec}}{I_{01}^2} - R_s \quad (2.75)$$

y

$$X' = \sqrt{\frac{V_{01}^2}{I_{01}^2} - \left(\frac{P_{01} - P_{mec}}{I_{01}^2}\right)^2} - X_{Lls} \quad (2.76)$$

V_{01} y I_{01} son los valores eficaces de las componentes fundamentales de la tensión y la corriente del estator, con el motor en vacío, respectivamente; y $X_{Lls} = \omega L_{ls}$ es la reactancia de

dispersión.

En la Fig. 2.9 se muestra la variación de R_{Fe} con respecto a la frecuencia angular de alimentación del MI (ω), con y sin barras. En esta figura se aprecian los datos obtenidos a partir de las mediciones realizadas y las respectivas aproximaciones lineales (líneas continuas y de trazo). Es posible observar que $R_{Fe} \propto \omega^{0,7}$, esto se debe a que se mantuvo una relación proporcional entre la tensión de alimentación y la frecuencia (v/f constante) y que la potencia de PH es $P_{Fe} \propto \omega^{1,3}$.

Se observa que, al menos para el MI ensayado, no existe una diferencia considerable entre los datos de la Fig. 2.9. De esto se concluye que es poca la influencia de las P_{cu-r} y que el cálculo de la R_{Fe} , a partir del MI convencional, es una buena aproximación.

Las aproximaciones lineales mostradas en la Fig. 2.9 son utilizadas en Capítulos posteriores con el objetivo de simplificar la deducción del esquema de control y de adaptación. Puede observarse que la diferencia entre las dos curvas aumenta a bajas frecuencias. Esto puede ser atribuido a que la inductancia de magnetización a estas frecuencias puede considerarse casi un cortocircuito, siendo la potencia disipada en R_{Fe} muy pequeña; por lo tanto, el cálculo de la resistencia R_{Fe} es muy sensible a pequeños cambios en la potencia.

2.5. Conclusiones

En este capítulo se presentó un circuito equivalente del MI en variables abc que incluye las PH del estator. Estas pérdidas fueron representadas como resistencias equivalentes (R_{Fe}) en paralelo con la inductancia de magnetización.

A partir de este circuito equivalente se obtuvo otro circuito en variables $qd0$ en un referencial arbitrario por medio de un método operacional. Dicho método simplifica la obtención del modelo matemático en variables $qd0$ que representa al circuito.

En base al modelo en variables $qd0$ se obtuvo un modelo para simulación, en términos de reactancias, que será utilizado a lo largo de esta tesis para realizar los distintos ensayos numéricos. También se dedujo, en base al circuito equivalente, otros arreglos matemáticos

que son de utilidad para evaluar y compensar la influencia de las PH sobre el control del MI y para la deducción de métodos de diagnóstico de FNE.

Además, en este capítulo se presentó una metodología que permite evaluar las pérdidas en vacío y en el hierro de un MI no convencional. Este MI posee dos rotores intercambiables, uno estándar y el otro con las mismas características magnéticas pero sin barras.

Con el prototipo experimental no convencional de MI se evaluaron y compararon las potencias de pérdidas en vacío en función de la frecuencia. Concluyéndose que no es significativo el aporte de las pérdidas en el cobre del rotor (P_{cu-r}) sobre las pérdidas en vacío, cuando el MI ensayado se encuentra alimentado con una fuente de tensión PWM. Esto podría deberse a la forma de las barras del rotor, barras profundas, con las que se obtiene magnitudes reducidas de los armónicos de corriente, con la consecuente reducción de las P_{cu-r} .

En base a las mediciones obtenidas se modeló y calculó la resistencia equivalente que representa a las pérdidas en el hierro del estator del MI, R_{Fe} . Se observó que no existe una variación importante de R_{Fe} debido a la influencia de las P_{cu-r} , a causa de los armónicos de orden superior de la corriente. Finalmente, se concluye que la determinación de este parámetro a través de los ensayos con el MI convencional es una buena aproximación al valor obtenido a partir del MI con rotor sin barras.

Capítulo 3

CONTROL DEL MI CONSIDERANDO LAS PH

3.1. Introducción

Existen, básicamente, dos tipos de controles para el MI: los escalares [3], basados en el modelo en estado estacionario del motor, y los vectoriales, entre los cuales se encuentra el COC [2].

El COC se utiliza en aquellas aplicaciones donde las técnicas de control escalar dejan de satisfacer las necesidades impuestas por aplicaciones que requieren alto desempeño dinámico. Inicialmente, el COC se dedujo considerando que las PH son pequeñas y por lo tanto se pueden despreciar [2][4]. Sin embargo, las PH son fuentes de errores y desintonías en la estimación del flujo y del par.

Los efectos de las PH sobre el COC en estado estacionario fueron reportados en [6]. En este trabajo se presentaron expresiones analíticas del error de estimación de un COC convencional. Se determinaron los errores de estimación del flujo del rotor y del par, parametrizados por las componentes q y d de la corriente del estator. Para variaciones de la componente q entre 0,1 – 2 de la nominal, se observan errores de estimación del flujo menores al 4 %, con la componente d constante en el valor nominal y a velocidad nominal. Para variaciones de la componente d entre 0,1 – 1 de la nominal, se observan errores del 15 %, con la componente q constante en el valor nominal y a velocidad nominal. En distintos trabajos posteriores (p. ej.: [10][11][48][92]) se presentan simulaciones numéricas que muestran errores similares a los obtenidos en [6].

Estos errores en la estimación del flujo y del par producen efectos nocivos sobre el desempeño de los AVV. Por lo tanto, es necesario compensar estos efectos para mejorar el desempeño dinámico como así también el rendimiento.

En la literatura se han presentado distintas propuestas para la compensación de los efectos de las PH. Estimadores de flujo han sido deducidos a partir de modelos que incluyen las PH (p. ej.: [10]–[12][93]). Otros trabajos se basan en la aplicación de observadores de estados (p. ej.: [13][52]) también deducidos a partir del modelo del MI que incluye las PH. La ventaja más importante de estos observadores, respecto a los estimadores antes mencionados, es la capacidad de variar su velocidad de convergencia y de tener mejor desempeño frente a incertidumbres paramétricas.

En este capítulo se evalúa la influencia de las PH del MI sobre un COC, por medio de expresiones analíticas para el cálculo del error relativo del flujo estimado. Se muestran gráficos que representan dichos errores al considerar la resistencia equivalente R_{Fe} constante, como en [6], y variable en función de la frecuencia de alimentación.

Además, se presenta una propuesta para la compensación de los efectos de las PH basada en un observador adaptivo de estados deducido a partir del modelo presentado en la Sección 2.3.2. Se muestra también la deducción de un esquema adaptivo para R_{Fe} . A continuación, se muestran los resultados de simulación obtenidos con el observador propuesto y se compara su desempeño con el del estimador convencional [2], demostrando de esta forma que el observador tiene un mejor desempeño dinámico frente a perturbaciones de par.

Finalmente, se exponen los resultados de simulación obtenidos con el esquema adaptivo, demostrando que esta propuesta permite corregir posibles variaciones de R_{Fe} .

Este Capítulo está organizado de la siguiente manera: en primer lugar, se describe el control orientado por el flujo del rotor. A continuación, se analizan los efectos de las PH sobre el COC. Posteriormente, se presenta la deducción del observador de estados y del esquema adaptivo para K_{Fe} y se muestran los resultados obtenidos con el observador adaptivo. Finalmente, se presentan las conclusiones.

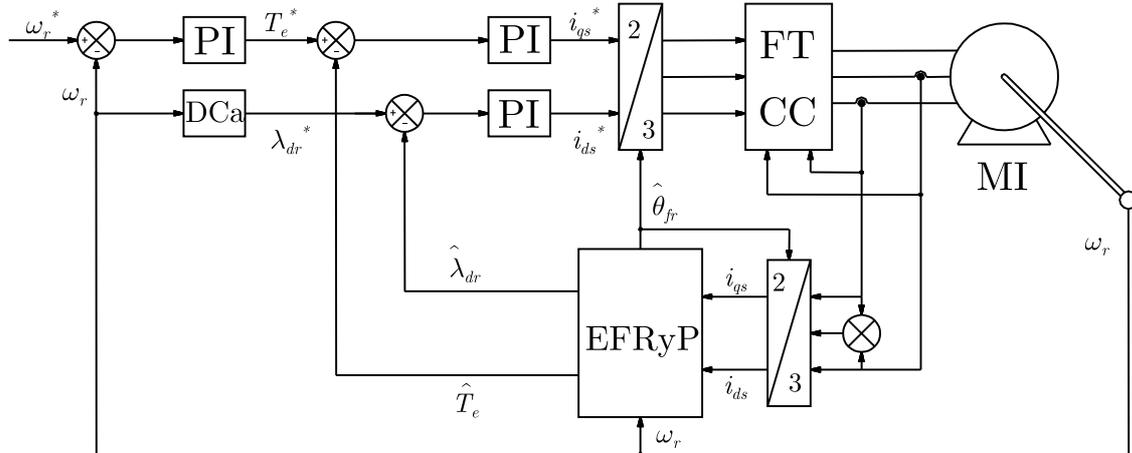


Figura 3.1: Esquema convencional de un control orientado por el campo.

3.2. Descripción del control orientado por el campo

El COC puede considerarse análogo al control del motor de corriente continua con excitación independiente, en el que se controla el flujo y el par por medio de la tensión de campo y de la corriente de armadura, respectivamente. En el COC la analogía se logra controlando las componentes directa y en cuadratura (d y q respectivamente) de la corriente del estator. La primera componente, alineada con el flujo del rotor, es análoga a la tensión de excitación del motor de CC y la otra componente, perpendicular al flujo, es análoga a la corriente de armadura.

En la Fig. 3.1 se observa el esquema de un COC convencional [2], donde el módulo y la posición del flujo del rotor ($\hat{\lambda}_{dr}$ y $\hat{\theta}_{fr}$, respectivamente) se estiman en el bloque **EFRyP**, Estimador del Flujo del Rotor y Par, a partir de la medición de las corrientes del estator y de la posición del rotor. En esta figura, los **PI** representan controladores del tipo proporcional-integral, **DCa** representa el debilitamiento de campo, utilizado para extender el rango de velocidad del MI, **FTCC** denota una fuente de tensión trifásica con control de corriente y los “*” representan variables de referencia.

3.2.1. Estimador convencional del flujo del rotor y del par

El estimador convencional del flujo del rotor y del par para el COC puede deducirse a partir del modelo dinámico del MI que no incluye las PH [32] tal como será mostrado a continuación.

Si se cumplen las siguientes condiciones, se dice que el referencial $qd0$ está orientado con la posición del flujo del rotor

$$\lambda_{qr} \equiv 0 \quad (3.1)$$

y por lo tanto

$$\omega_{qd0} = \omega_{fr} \quad (3.2)$$

$$\theta_{fr} = \int \omega_{fr} dt \quad (3.3)$$

donde ω_{fr} es la velocidad del flujo del rotor. A partir del referencial $qd0$ orientado por el flujo del rotor, puede obtenerse el siguiente conjunto de ecuaciones que permite implementar el bloque EFRyP [2],

$$\frac{d}{dt}\theta_{fr} = \omega_{fr} \quad (3.4)$$

$$\omega_{fr} = \omega_r + \frac{R_r M i_{qs}}{L_{lr} \lambda_{dr}} \quad (3.5)$$

$$i_{ds} = \frac{L_{lr}}{R_r M} \frac{d}{dt} \lambda_{dr} + \frac{1}{M} \lambda_{dr} \quad (3.6)$$

$$T_e = \left[\frac{\left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) M}{(L_{lr} + M)} \right] i_{qs} \lambda_{dr} . \quad (3.7)$$

Los valores de λ_{dr} y θ_{fr} pueden estimarse, conociendo las corrientes del estator (i_{qs} e i_{ds}) y la velocidad del rotor (ω_r) y resolviendo (3.4) y (3.6). El conocimiento de estas variables puede realizarse por medición y/o estimación (técnicas sensorless). En el caso del esquema presentado en la Fig. 3.1, puede observarse que las variables antes mencionadas son medidas.

3.3. Efectos de las PH en la estimación del flujo del rotor

En esta sección se evalúan los efectos de la pérdidas en el hierro sobre el desempeño del COC en estado estacionario debido a los errores en la estimación del flujo.

Para esto se obtiene la expresión del error de estimación del λ_{dr} , a partir del modelo en estado estacionario deducido del modelo dinámico que incluye las PH.

3.3.1. Modelo del MI en función de las corrientes de estator

En base a (2.57) y (2.58) puede obtenerse el modelo del MI en función de las corrientes del estator (ver Apéndice A)

$$\left[L_{ls} \frac{d}{dt} i_{qs1} + (R_s + R_{Fe}) i_{qs1} \right] = v_{qs} - \omega_{qd0} L_{ls} i_{ds1} - \frac{\lambda_{qr}}{\left(\frac{L_{lr}}{R_{Fe}} \right)} + \frac{\lambda_{qm}}{\left(\frac{1}{\frac{R_{Fe}}{M} + \frac{R_{Fe}}{L_{lr}}} \right)} \quad (3.8)$$

$$\left[L_{ls} \frac{d}{dt} i_{ds1} + (R_s + R_{Fe}) i_{ds1} \right] = v_{ds} + \omega_{qd0} L_{ls} i_{qs1} - \frac{\lambda_{dr}}{\left(\frac{L_{lr}}{R_{Fe}} \right)} + \frac{\lambda_{dm}}{\left(\frac{1}{\frac{R_{Fe}}{M} + \frac{R_{Fe}}{L_{lr}}} \right)} \quad (3.9)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{qm} + \left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} + \frac{R_{Fe}}{M} \right) \lambda_{qm} \right] = R_{Fe} i_{qs1} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{qr} - \omega_{qd0} \lambda_{dm} \quad (3.10)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{dm} + \left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} + \frac{R_{Fe}}{M} \right) \lambda_{dm} \right] = R_{Fe} i_{ds1} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dr} + \omega_{qd0} \lambda_{qm} \quad (3.11)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{qr} - \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{qr} \right] = v_{qr} - (\omega_{qd0} - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{qm} \quad (3.12)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{dr} - \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dr} \right] = v_{dr} + (\omega_{qd0} - \omega_r) \lambda_{qr} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dm} \quad (3.13)$$

Modelo del MI orientado por λ_{dr}

A partir del modelo antes presentado del MI (3.8)–(3.13), orientado con la posición del flujo del rotor (θ_{fr}), se obtiene un estimador de la velocidad del flujo del rotor (ω_{fr}).

Aplicando (3.1)–(3.3), a las ecuaciones del modelo (3.8)–(3.13) y considerando que el MI tiene un rotor del tipo jaula de ardilla ($v_{qr} = v_{dr} = 0$), puede obtenerse el siguiente sistema

de ecuaciones

$$\left[L_{ls} \frac{d}{dt} i_{qs1} + (R_s + R_{Fe}) i_{qs1} \right] = v_{qs} - \omega_{fr} L_{ls} i_{ds1} + \frac{\lambda_{qm}}{\left(\frac{1}{\frac{R_{Fe}}{M} + \frac{R_{Fe}}{L_{lr}}} \right)} \quad (3.14)$$

$$\left[L_{ls} \frac{d}{dt} i_{ds1} + (R_s + R_{Fe}) i_{ds1} \right] = v_{ds} + \omega_{fr} L_{ls} i_{qs1} - \frac{\lambda_{dr}}{\left(\frac{L_{lr}}{R_{Fe}} \right)} + \frac{\lambda_{dm}}{\left(\frac{1}{\frac{R_{Fe}}{M} + \frac{R_{Fe}}{L_{lr}}} \right)} \quad (3.15)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{qm} + \left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} + \frac{R_{Fe}}{M} \right) \lambda_{qm} \right] = R_{Fe} i_{qs1} - \omega_{fr} \lambda_{dm} \quad (3.16)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{dm} + \left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} + \frac{R_{Fe}}{M} \right) \lambda_{dm} \right] = R_{Fe} i_{ds1} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dr} + \omega_{fr} \lambda_{qm} \quad (3.17)$$

$$0 = -(\omega_{fr} - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{qm} \quad (3.18)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{dr} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dr} \right] = \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dm} . \quad (3.19)$$

Despejando ω_{fr} de (3.18)

$$\omega_{fr} = \frac{R_r}{L_{lr}} \frac{\lambda_{qm}}{\lambda_{dr}} + \omega_r . \quad (3.20)$$

El valor estimado de la posición del flujo del rotor ($\hat{\theta}_{fr}$) se obtiene integrando (3.20).

3.3.2. Error en la estimación del λ_{dr} en estado estacionario

Si se considera al MI en estado estacionario, de (3.16) y (3.17) puede obtenerse

$$\bar{\lambda}_{qm} = \frac{1}{\left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} + \frac{R_{Fe}}{M} \right)} \left[R_{Fe} \bar{i}_{qs1} - \bar{\omega}_{fr} \bar{\lambda}_{dm} \right] \quad (3.21)$$

$$\bar{\lambda}_{dm} = \frac{1}{\left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} + \frac{R_{Fe}}{M} \right)} \left[R_{Fe} \bar{i}_{ds1} + \frac{R_r}{L_{lr}} \bar{\lambda}_{dr} + \bar{\omega}_{fr} \bar{\lambda}_{qm} \right] \quad (3.22)$$

donde “ $\bar{}$ ” expresa variables en estado estacionario.

Resolviendo, de (3.21) y (3.22), $\bar{\lambda}_{qm}$ y $\bar{\lambda}_{dm}$ se tiene

$$\bar{\lambda}_{qm} = \frac{R_{Fe}}{\left(\frac{R_{Fe}}{L_{lr}} + \frac{R_{Fe}}{M}\right)^2 + (\bar{\omega}_{fr})^2} \left[\left(\frac{R_{Fe}}{L_{lr}} + \frac{R_{Fe}}{M}\right) \bar{i}_{qs1} - \bar{\omega}_{fr} \bar{i}_{ds1} - \frac{\bar{\omega}_{fr}}{L_{lr}} \bar{\lambda}_{dr} \right] \quad (3.23)$$

$$\bar{\lambda}_{dm} = \frac{R_{Fe}}{\left(\frac{R_{Fe}}{L_{lr}} + \frac{R_{Fe}}{M}\right)^2 + (\bar{\omega}_{fr})^2} \left[\left(\frac{R_{Fe}}{L_{lr}} + \frac{R_{Fe}}{M}\right) \left(\bar{i}_{ds1} + \frac{\bar{\lambda}_{dr}}{L_{lr}}\right) + \bar{\omega}_{fr} \bar{i}_{qs1} \right]. \quad (3.24)$$

Si se considera (3.19) en estado estacionario puede deducirse

$$\bar{\lambda}_{dr} = \bar{\lambda}_{dm}. \quad (3.25)$$

Combinando (3.25) y (3.24), se tiene

$$\bar{\lambda}_{dr} = \frac{1}{\left[\left(\frac{1}{M} + \frac{1}{L_{lr}}\right)^2 + \frac{\bar{\omega}_{fr}^2}{R_{Fe}^2} - \left(\frac{1}{M} + \frac{1}{L_{lr}}\right) \frac{1}{L_{lr}}\right]} \left[\left(\frac{1}{M} + \frac{1}{L_{lr}}\right) \bar{i}_{ds1} + \left(\frac{\bar{\omega}_{fr}}{R_{Fe}}\right) \bar{i}_{qs1} \right]. \quad (3.26)$$

Si en (3.26) se considera que $R_{Fe} \rightarrow \infty$ puede calcularse la magnitud del flujo del rotor ($\tilde{\lambda}_{dr}$) para el MI que no incluye las PH, obteniéndose

$$\tilde{\lambda}_{dr} = M \bar{i}_{ds1} \quad (3.27)$$

donde “ \sim ” representa variables en estado estacionario del MI que no incluye las PH.

El error relativo porcentual de la magnitud del flujo del rotor, entre la estima que utiliza el modelo del MI que incluye las PH y el que no las incluye, puede expresarse como

$$e_{\lambda_{dr}} = \left(\frac{\bar{\lambda}_{dr} - \tilde{\lambda}_{dr}}{\bar{\lambda}_{dr}} \right) 100 \% \quad (3.28)$$

reemplazando (3.26) y (3.27) en (3.28), puede obtenerse

$$e_{\lambda_{dr}} = \frac{\left[M \frac{\bar{\omega}_{fr}^2}{R_{Fe}^2} \bar{i}_{ds1} + \frac{\bar{\omega}_{fr}}{R_{Fe}} \bar{i}_{qs1} \right]}{\left[\left(\frac{1}{M} + \frac{1}{L_{lr}} \right) \bar{i}_{ds1} + \frac{\bar{\omega}_{fr}}{R_{Fe}} \bar{i}_{qs1} \right]} 100 \% . \quad (3.29)$$

Reemplazando (3.23) y (3.26) en (3.20), la velocidad angular estimada del flujo del rotor, en estado estacionario, puede expresarse como

$$a_2 \bar{\omega}_{fr}^2 + a_1 \bar{\omega}_{fr} + a_0 = 0 \quad (3.30)$$

donde

$$a_2 = M L_{lr} \bar{i}_{qs1} \quad (3.31)$$

$$a_1 = -M L_{lr} \omega_r \bar{i}_{qs1} + \bar{i}_{ds1} R_{Fe} L_{lr} + M R_r \bar{i}_{ds1} + \bar{i}_{ds1} R_{Fe} M \quad (3.32)$$

$$a_0 = -M \omega_r \bar{i}_{ds1} R_{Fe} - L_{lr} \omega_r \bar{i}_{ds1} R_{Fe} - R_r R_{Fe} \bar{i}_{qs1} . \quad (3.33)$$

Como se observa en (3.29) y (3.30), el error es una función que depende de la velocidad del rotor (ω_r) y de las corrientes del estator i_{ds1} e i_{qs1} . Nótese que aunque ω_r no se encuentra explícita en (3.29), $\bar{\omega}_{fr}$ es función de ω_r .

3.3.3. Resultados en estado estacionario

Debido a que (3.29) pertenece al conjunto \mathbf{R}^4 (se denota por \mathbf{R} al conjunto de los números reales [94]) no es posible obtener una representación gráfica de $e_{\lambda_{dr}}$. Por lo tanto se debe fijar una de las variables (ω_r , i_{ds1} o i_{qs1}) en un valor constante y de esta forma se puede obtener una representación gráfica en el conjunto \mathbf{R}^3 . Para el caso de la Fig. 3.2 el cálculo de $e_{\lambda_{dr}}$ se realizó manteniendo constante i_{qs1} en el valor nominal (i_{qs1n}) y para la Fig. 3.3 se mantuvo constante la i_{ds1} en el valor i_{ds1n} .

En las Fig. 3.2(a) y 3.3(a) se observa la variación del $e_{\lambda_{dr}}$ cuando se considera la R_{Fe} constante en todo el rango de velocidad del MI, dicho valor constante es el que corresponde a la velocidad nominal, ver parámetros del MI en la Tabla B.1 del Apéndice B.

En las Fig. 3.2(b) y 3.3(b) el valor de R_{Fe} se considera variable con la frecuencia angular de alimentación del MI ($R_{Fe} = f(\omega)$), de acuerdo a lo presentado en la Sección 2.4.3 del Capítulo 2. En las Fig. 3.2(c) y 3.3(c) se comparan los efectos de la PH para los dos casos mencionados anteriormente.

Puede observarse en las Fig. 3.2 y 3.3 que el error de estimación $e_{\lambda_{dr}}$ es más sensible a los cambios de i_{ds1} que a los de i_{qs1} . También puede advertirse que existe una relación aproximadamente inversa entre $e_{\lambda_{dr}}$ e i_{ds1} , y una relación directa entre $e_{\lambda_{dr}}$ e i_{qs1} .

Más claramente, en la Fig. 3.4 se observan errores de 18 % al disminuir la i_{ds1} al 0,1 de i_{ds1n} . Para el caso de variaciones de i_{qs1} de 2 veces i_{qs1n} el error de estimación no supera el 2,5 %, ver Fig. 3.5.

Los errores producidos por la variación de i_{ds1} toman importancia en aplicaciones donde es necesario utilizar debilitamiento de campo, con el objetivo de extender el rango de velocidad del MI. También al utilizarse estrategias de minimización de pérdidas, como las presentadas en [95][96].

Además, en las Fig. 3.4 y 3.5 puede observarse los efectos de considerar o no R_{Fe} variable. Se deduce de las figuras anteriores que al considerar la R_{Fe} constante se produce una subestimación de λ_{dr} , ésta podría atribuirse a que dicha resistencia constante modela bien sólo las pérdidas por corrientes parásitas. La otra componente de la PH totales, pérdidas debido a la histéresis, disminuye más lentamente con la frecuencia que las debido a las corrientes parásitas. Es por esto que en las figuras se observa una diferencia apreciable a velocidades menores a la nominal para los distintos modelos de R_{Fe} .

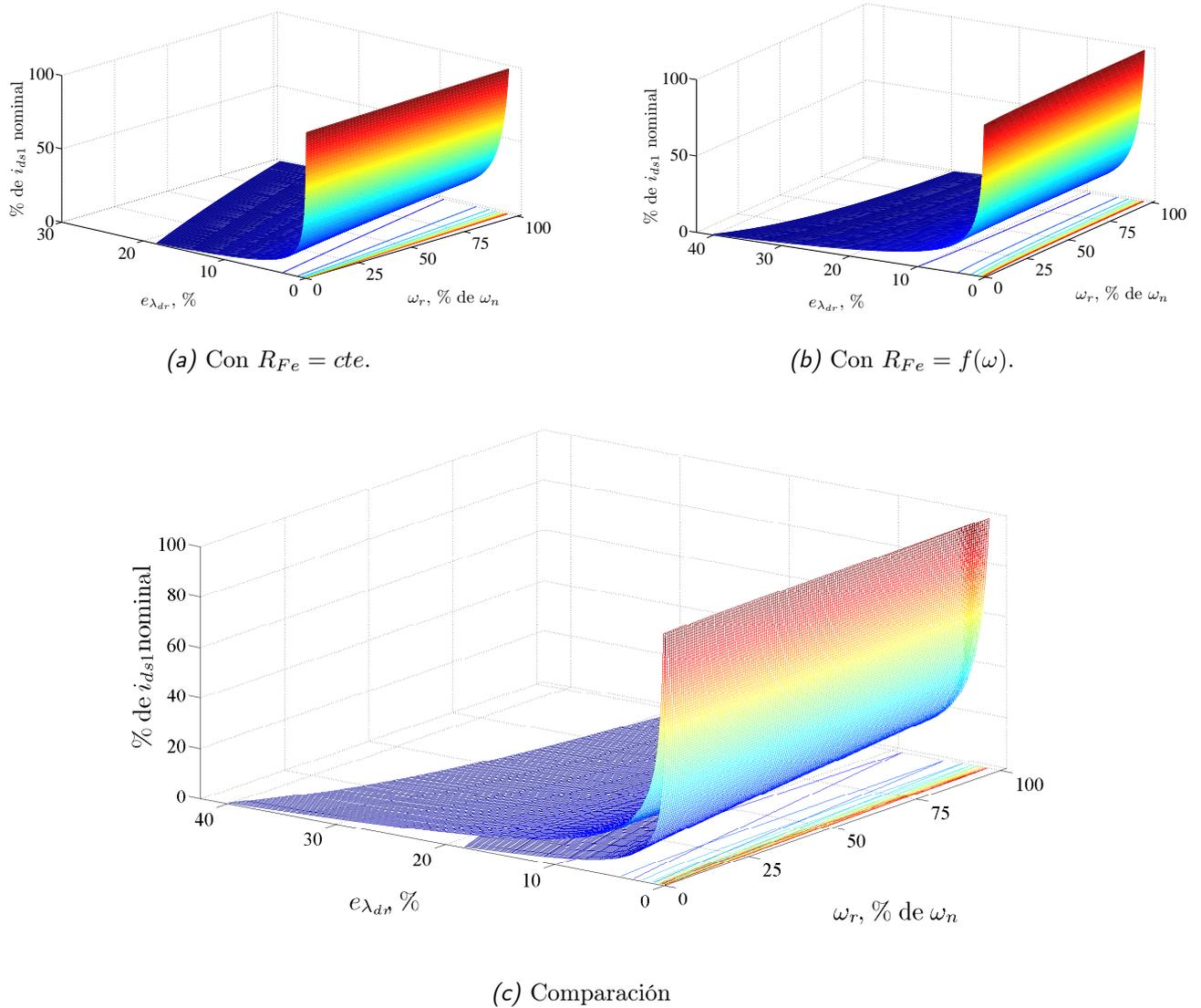
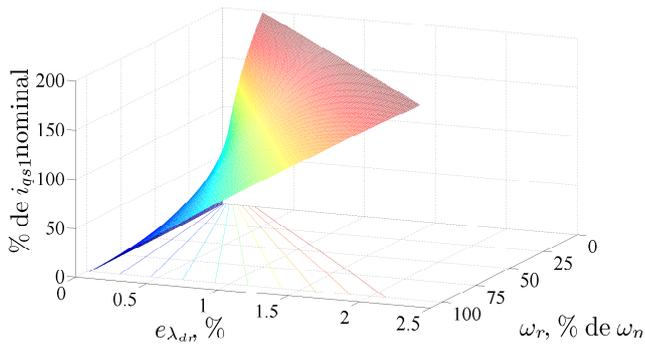
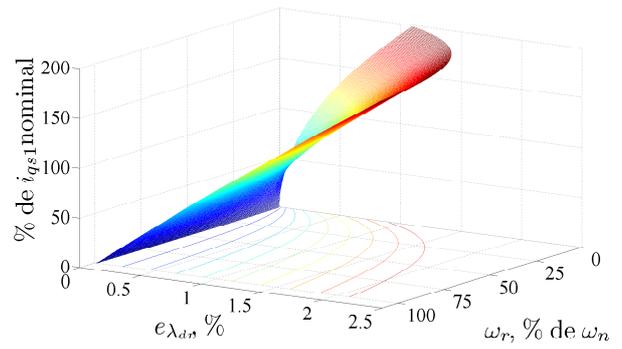


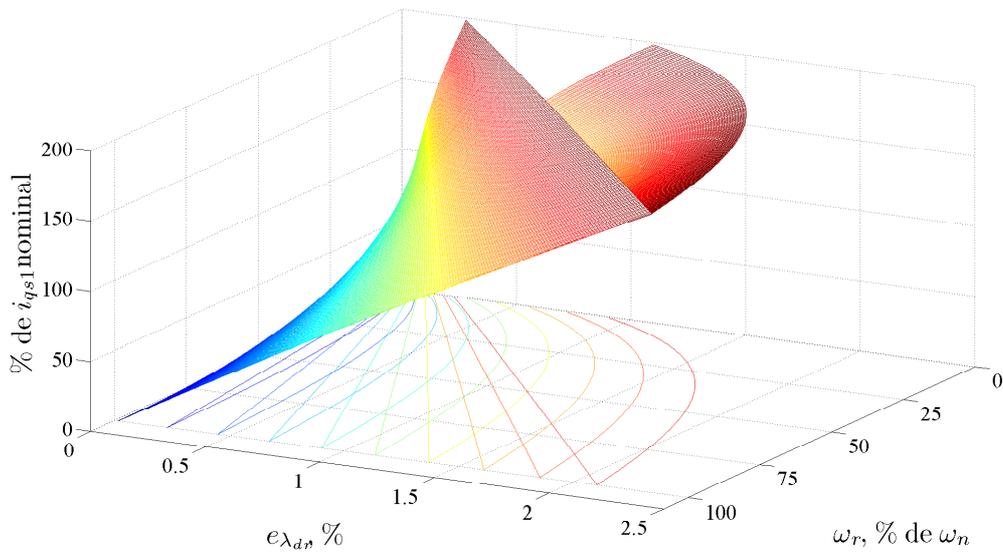
Figura 3.2: Error porcentual de la magnitud del flujo del rotor (λ_{dr}) en función de la ω_r e i_{ds1} , para i_{qs1} nominal.



(a) Con $R_{Fe} = cte.$



(b) Con $R_{Fe} = f(\omega).$



(c) Comparación.

Figura 3.3: Error porcentual de la magnitud del flujo del rotor (λ_{dr}) en función de la ω_r e i_{qs1} , para i_{ds1} nominal.

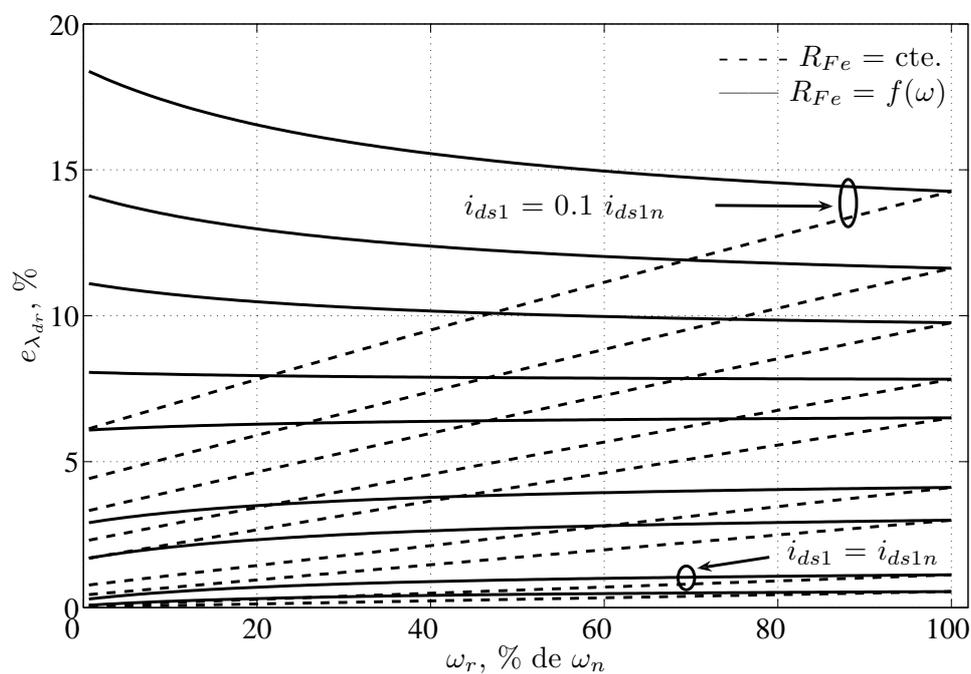


Figura 3.4: Curvas $e_{\lambda_{dr}}$ vs. ω_r , para distintos valores de i_{ds1} , para i_{qs1} nominal.

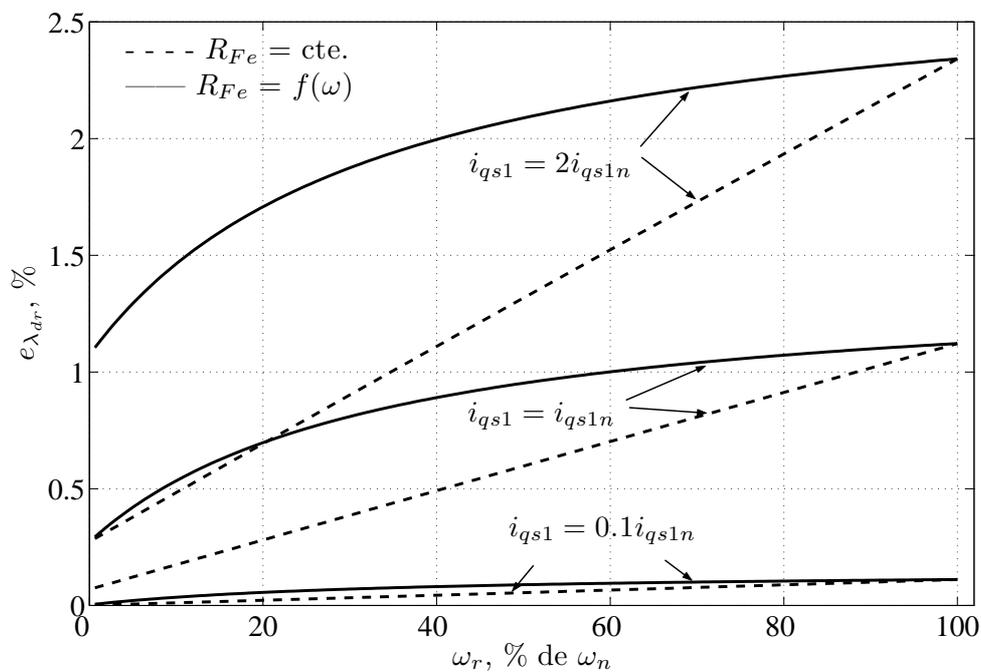


Figura 3.5: Curvas $e_{\lambda_{dr}}$ vs. ω_r , para distintos valores de i_{qs1} , para i_{ds1} nominal.

Del análisis de los resultados anteriores se deduce la importancia de considerar R_{Fe} variable con la frecuencia, con el objetivo de evitar errores en la estimación del flujo.

3.4. Compensación de los efectos de las PH mediante un observador adaptivo de estados

Observadores de estado utilizados para la estimación del flujo y del par en el control de MI fueron estudiados en profundidad por distintos autores, [87][97]. Sólo algunos han propuesto utilizar observadores que incluyen las PH [13][52][53].

A continuación se presentan las ecuaciones de un observador de estados que considera las PH. El observador presentado en este capítulo se deduce a partir del modelo del MI presentado en [8], siendo este hecho la principal diferencia con los trabajos anteriores [13][52][53].

3.4.1. Estructura del observador de estados

En base al modelo dinámico del MI que considera las PH (2.3.2) se propone el siguiente observador de estados de orden completo

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}(t) \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) + \mathbf{G} (\mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{y}) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}(t) \end{cases} \quad (3.34)$$

donde “ $\hat{\cdot}$ ” representa variables estimadas y \mathbf{G} es la matriz de ganancias de realimentación

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{21} & g_{31} & g_{41} & g_{51} & g_{61} \\ g_{12} & g_{22} & g_{32} & g_{42} & g_{52} & g_{62} \end{bmatrix}^T. \quad (3.35)$$

A partir de (3.34) se puede deducir el diagrama de bloques de la Fig. 3.6, que representa gráficamente al observador de estados. Las entradas del observador, $\mathbf{u}(t)$ e $\mathbf{y}(t)$, son las tensiones (v_{qs} y v_{ds}) y las corrientes (i_{qs1} y i_{ds1}) del MI, respectivamente, y la salida los estados estimados $\hat{\mathbf{x}}$ (2.60); \mathbf{I} y s representan la matriz identidad y el operador derivada, respectivamente. Si bien la velocidad del rotor no aparece en la Fig. 3.6 como una entrada

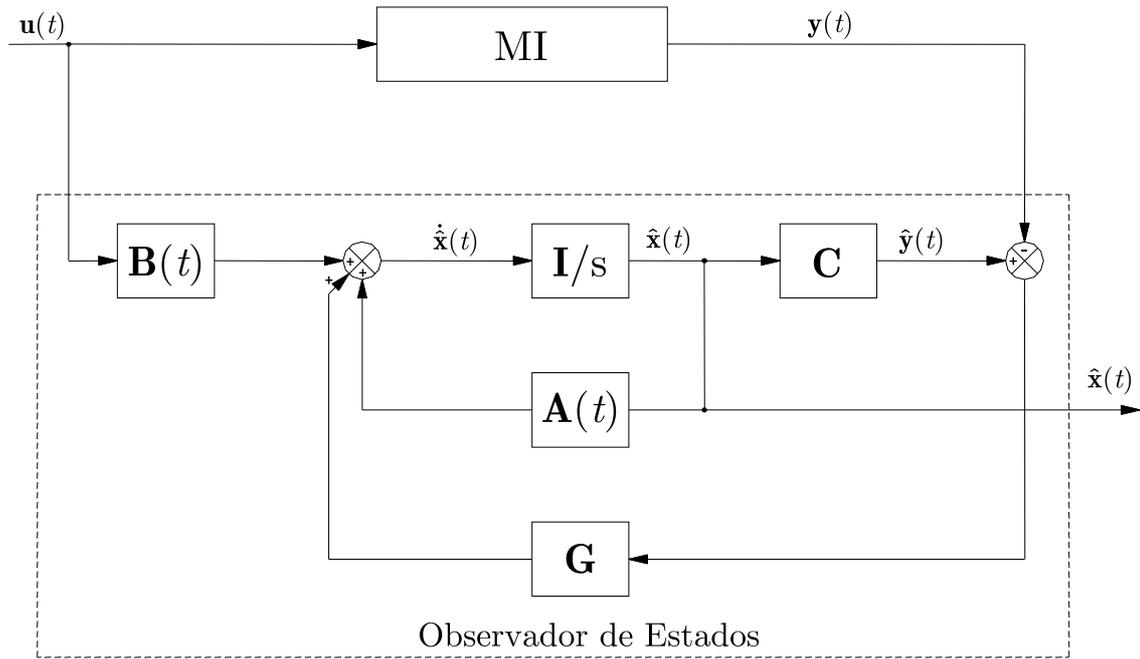


Figura 3.6: Diagrama de bloques del observador de estados.

del observador, debe considerarse como tal, debido a que $\mathbf{A}(t)$ es función de ω_r (ver (2.61))
 El error de estimación y su derivada se definen como

$$\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x} \quad (3.36)$$

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\hat{\mathbf{x}}} - \dot{\mathbf{x}} \quad (3.37)$$

reemplazando (3.34) y (2.59) en (3.37) se obtiene la dinámica del error

$$\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{A} + \mathbf{GC}) \mathbf{e} . \quad (3.38)$$

Para analizar la dinámica del error de estimación (3.38), se propone la siguiente función candidata de Lyapunov

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{e} \quad (3.39)$$

derivando la función V respecto al tiempo, se tiene

$$\dot{V} = \dot{\mathbf{e}}^T \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \dot{\mathbf{e}} . \quad (3.40)$$

Expandiendo (3.40), se tiene

$$\dot{V} = \mathbf{e}^T \left[(\mathbf{A} + \mathbf{GC})^T + (\mathbf{A} + \mathbf{GC}) \right] \mathbf{e} . \quad (3.41)$$

Si se selecciona \mathbf{G} tal que el término entre paréntesis sea semidefinido negativo, el observador de estados propuesto será estable.

3.4.2. Estimación de parámetros

El análisis realizado en la sección anterior se efectuó considerando que se conocían correctamente los parámetros del MI. Sin embargo, es difícil obtener el valor exacto de dichos parámetros debido a que varían con la temperatura y la saturación. Esquemas adaptivos para la estimación de la resistencia de estator y de rotor han sido propuestos y utilizados con anterioridad para corregir las variaciones de estos parámetros ([98][99]).

Según lo expuesto en [13][11] y lo mostrado en el Capítulo 2 existe una relación lineal entre la resistencia equivalente de PH y la frecuencia de alimentación. Esta relación puede expresarse como

$$R_{Fe} = K_{Fe}\omega \quad (3.42)$$

donde K_{Fe} es un constante que depende de las características del núcleo del MI y ω es la frecuencia angular de alimentación.

A continuación se analiza una propuesta para la estimación de la constante K_{Fe} , mediante un esquema adaptivo, con el objetivo de compensar variaciones paramétricas del MI.

La elección de un esquema adaptivo para K_{Fe} , en lugar de uno para R_{Fe} tal como lo han propuesto otros autores [53][100], se debe a que el primero de los esquemas es poco sensible a variaciones de la frecuencia de alimentación. Esto último es de especial interés en los AVV donde un esquema adaptivo para R_{Fe} debería ajustarse con cada variación de la velocidad del motor.

En la Fig. 3.7 se muestra el mismo observador de estados de la Fig. 3.6 al que se le ha incorporado un esquema adaptivo. En este esquema se considera que la K_{Fe} es un parámetro variable del modelo. Para el cálculo de este parámetro se utiliza, como entradas al esquema adaptivo, el error de corrientes ($\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}$) y el vector $\hat{\mathbf{x}}$.

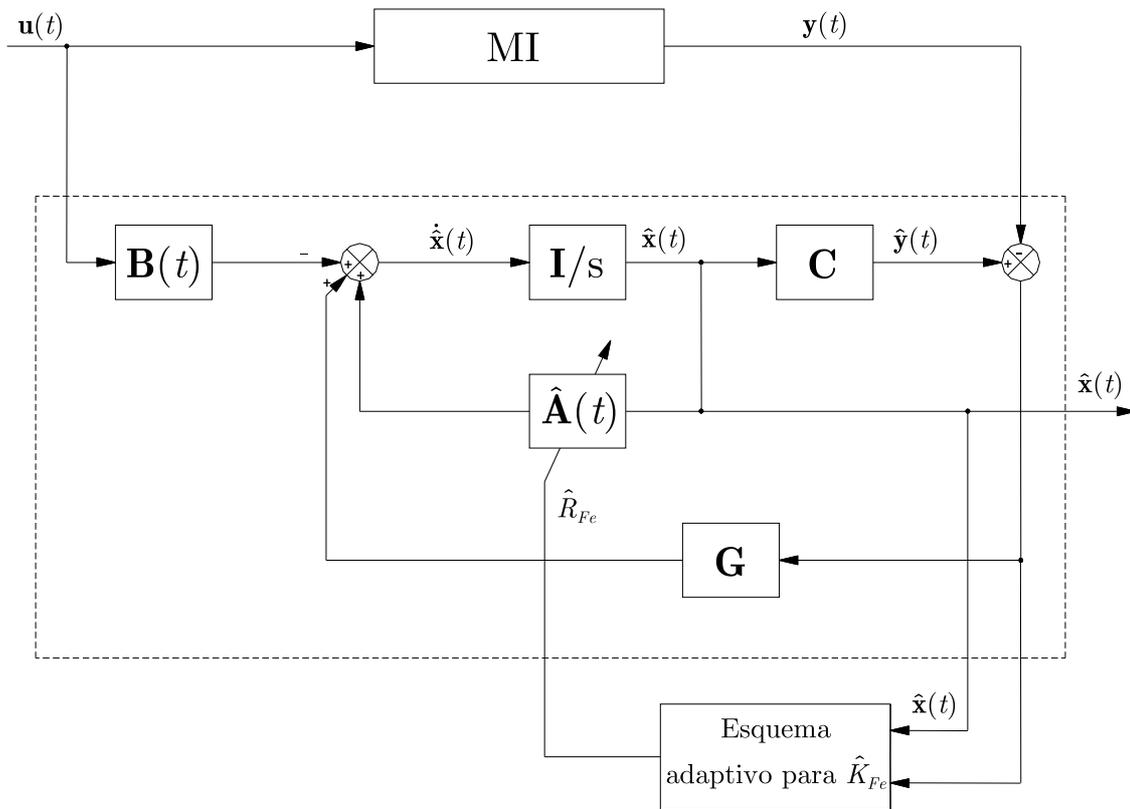


Figura 3.7: Diagrama de bloques del observador de estados con esquema adaptivo para K_{Fe} .

Cuando se desconoce el valor exacto de K_{Fe} , la dinámica del error de estimación queda descrita por la siguiente ecuación

$$\dot{e} = (\mathbf{A} + \mathbf{GC})e - \Delta\mathbf{A}\hat{x} \quad (3.43)$$

donde

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{A} &= \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{A} = \\ &= \omega\Delta K_{Fe}\omega_b \begin{bmatrix} \frac{-1}{X_{ls}}\mathbf{I} & \frac{1}{X_{ls}X_m}\mathbf{I} & \frac{-1}{X_{ls}X_{lr}}\mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \frac{-1}{X_m}\mathbf{I} & \frac{1}{X_{lr}}\mathbf{I} \\ -\mathbf{I} & \frac{1}{X_m}\mathbf{I} & \frac{-1}{X_{lr}}\mathbf{I} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$\Delta K_{Fe} = (\hat{K}_{Fe} - K_{Fe}) \quad (3.45)$$

y

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.46)$$

Para analizar la nueva dinámica del error, (3.43), se propone la siguiente función candidata de Lyapunov

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \left(\hat{K}_{Fe} - K_{Fe} \right)^2 \quad (3.47)$$

la derivada respecto al tiempo de V es

$$\dot{V} = \dot{\mathbf{e}}^T \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \dot{\mathbf{e}} + 2\Delta K_{Fe} \dot{\hat{K}}_{Fe} . \quad (3.48)$$

Como K_{Fe} es lentamente variante, es una buena aproximación considerar, en (3.48), $\dot{K}_{Fe} = 0$.

Expandiendo la (3.48) se tiene

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \mathbf{e}^T \left[(\mathbf{A} + \mathbf{GC})^T + (\mathbf{A} + \mathbf{GC}) \right] \mathbf{e} - \\ & - \left(\hat{\mathbf{x}}^T \Delta \mathbf{A}^T \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \Delta \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} \right) + 2\Delta K_{Fe} \dot{\hat{K}}_{Fe} . \end{aligned} \quad (3.49)$$

Desarrollando el segundo término de (3.49) y considerando que los errores de flujos tienden a cero rápidamente, se obtiene

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \mathbf{e}^T \left[(\mathbf{A} + \mathbf{GC})^T + (\mathbf{A} + \mathbf{GC}) \right] \mathbf{e} + \\ & + 2\Delta K_{Fe} \dot{\hat{K}}_{Fe} + \\ & + 2 \frac{\omega \omega_b}{X_{ls}} \Delta K_{Fe} \left(e_{i_{qs1}} \hat{i}_{qs1} + e_{i_{ds1}} \hat{i}_{ds1} \right) - \\ & - 2 \frac{\omega \omega_b}{X_{ls} X_m} \Delta K_{Fe} \left(e_{i_{qs1}} \hat{\psi}_{qm} + e_{i_{ds1}} \hat{\psi}_{dm} \right) + \\ & + 2 \frac{\omega \omega_b}{X_{ls} X_{lr}} \Delta K_{Fe} \left(e_{i_{qs1}} \hat{\psi}_{qr1} + e_{i_{ds1}} \hat{\psi}_{dr1} \right) . \end{aligned} \quad (3.50)$$

Ecualizando el segundo con el tercero, cuarto y quinto de los términos de (3.50) se propone el siguiente esquema adaptivo

$$\begin{aligned} \dot{\hat{K}}_{Fe} = & - \frac{\omega \omega_b}{X_{ls}} \left(e_{i_{qs1}} \hat{i}_{qs1} + e_{i_{ds1}} \hat{i}_{ds1} \right) + \\ & + \frac{\omega \omega_b}{X_{ls} X_m} \left(e_{i_{qs1}} \hat{\psi}_{qm} + e_{i_{ds1}} \hat{\psi}_{dm} \right) - \\ & - \frac{\omega \omega_b}{X_{ls} X_{lr}} \left(e_{i_{qs1}} \hat{\psi}_{qr1} + e_{i_{ds1}} \hat{\psi}_{dr1} \right) . \end{aligned} \quad (3.51)$$

Si la matriz de ganancias \mathbf{G} se elige de tal manera que el primer término de la (3.50) sea negativo, el sistema adaptivo propuesto será estable.

Es posible obtener \hat{K}_{Fe} de la siguiente forma

$$\hat{K}_{Fe} = K_i \int \dot{\hat{K}}_{Fe} dt \quad (3.52)$$

donde K_i es la constante integral.

3.5. Resultados de simulación

En esta sección se presentan resultados de simulación, obtenidos con el observador propuesto, y se comparan con los obtenidos con el estimador convencional [2]. La comparación del comportamiento de un observador de estados y un estimador, que incluyen las PH, fue desarrollada en [93]. En este estudio se pudo demostrar que el observador presenta mejor respuesta dinámica frente a incertidumbres paramétricas como así también capacidad de cambiar su velocidad de convergencia.

Las propuestas presentadas en la Sección 3.2.1 y 3.4 son utilizadas como parte integral del COC (**EFRyP**, ver Fig. 3.1). Se consideró que el MI a controlar incluye las PH y se modelaron como en la Sección 2.2.4, los parámetros del MI simulado son listados en el Apéndice B. Los resultados de simulación fueron obtenidos con Simulink[®] de MATLAB[®]. La matriz de ganancia \mathbf{G} está dada por

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1,1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1,2 \\ 1 & 1 & 0,9 & 1 & 1 & 0,9 \end{bmatrix}^T.$$

Finalmente, en esta sección, se muestra el comportamiento del esquema adaptivo.

3.5.1. Resultados de simulación obtenidos con el observador del flujo y del par

Con el objetivo de comparar los resultados obtenidos con el observador de estados propuesto, como primer paso, se implementó el estimador convencional mostrado en la Sección 3.2.1.

El ensayo numérico realizado, con el estimador convencional, consistió de un arranque en vacío, mediante una referencia de velocidad del tipo rampa (con pendiente $314/0,55$ rad/s²), ver Fig. 3.8. En esta figura también puede observarse una perturbación en la velocidad (en $t = 3$ s) debido a la aplicación de un escalón de par de carga, de valor nominal (T_{en}).

En la Fig. 3.9 se muestra la norma del error relativo de flujo ($\|e_{\psi_r}\| = \sqrt{e_{\psi_{qr}}^2 + e_{\psi_{dr}}^2}$). Puede observarse que para $t > 3$ s, después de aplicado el escalón de par, esta norma se mantiene

constante en un valor de 0,075 p.u. Estos errores en la estimación de flujo pueden traer aparejados, según el punto de operación del MI, saturación en el hierro de la máquina y aumento innecesario de las corrientes de referencia, este aumento puede, en condiciones reales (utilizando un inversor trifásico con control de corriente) sobrepasar los límites de corriente que la fuente es capaz de entregar. El aumento de las corrientes de referencia también causa un incremento de las pérdidas en el cobre del estator, disminuyendo el rendimiento del AVV.

En la Fig. 3.10 se observa la evolución del par del MI, real (línea continua) y estimado (línea de trazos). Se observa una marcada diferencia entre las dos curvas, debido a las desintonías producidas por las PH. Esta desintonía en la estimación del par puede traer aparejado una disminución en el par real entregado por la máquina, desaprovechándose la capacidad del AVV.

A partir de estos resultados se puede concluir que el estimador propuesto en [2] tiene asociado errores debido a la influencia de las pérdidas en el hierro que deben ser compensados.

Para demostrar la validez del observador adaptivo de estados propuesto se realizó un ensayo numérico dividido en tres partes, de acuerdo a los siguientes períodos de tiempo:

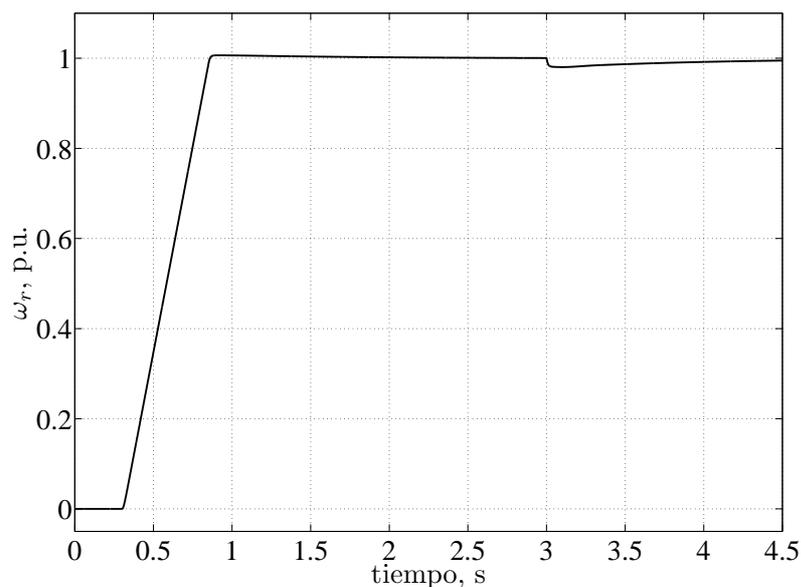


Figura 3.8: Velocidad del rotor del MI, cuando el COC utiliza el estimador convencional.

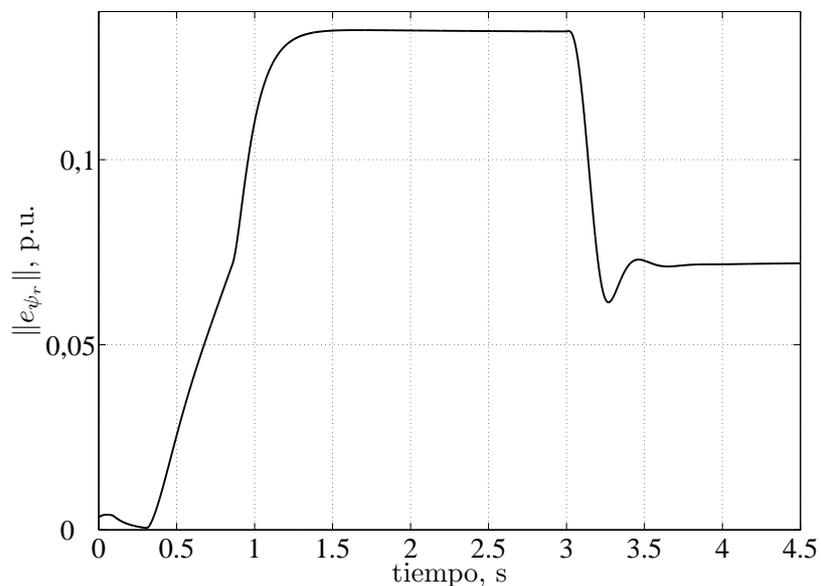


Figura 3.9: Norma del error de flujo para el estimador convencional [2].

- Período 1 (P1): en $0 < t < 1,2$ s se realiza un arranque del MI en vacío por medio una referencia del tipo rampa (con pendiente $314/0,55$ rad/s²). Además, el esquema adaptivo se encuentra deshabilitado y se considera una incertidumbre paramétrica en

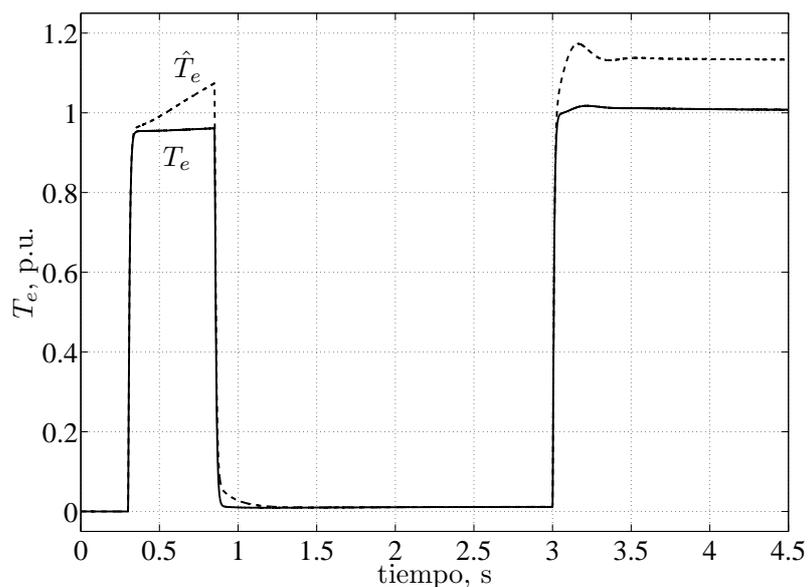


Figura 3.10: Par electromagnético, real y estimado, para el estimador convencional [2].

el observador.

- Período 2 (P2): en $1,2 \leq t < 3$ s se habilita el esquema adaptivo para compensar las incertidumbres paramétricas.
- Período 3 (P3): en $t \geq 3$ s se aplica al MI una perturbación de par de valor igual al nominal.

En la Fig. 3.11 se muestra el par real y el estimado, línea continua y de trazos, respectivamente. Es posible observar que en P1 existe un error en el par estimado, debido a incertidumbres paramétricas en el EFRyP. Esta incertidumbre se debe a que el esquema adaptivo fue deshabilitado y \hat{K}_{Fe} se fijó en un valor constante y distinto al valor real K_{Fe} , ver Fig. 3.12. En esta última figura, se observa que en $t = 1,2$ s, período P2, el esquema adaptivo se habilita y la estima converge al valor real. Esta corrección en el valor de \hat{K}_{Fe} se observa también en las curvas de par estimado (Fig. 3.11) donde se observa que a partir de P2 las curvas de par real y estimado se confunden.

En $t = 3$ s (período P3) se aplica al MI un par de carga de valor igual al nominal, ver Fig. 3.11. Es posible observar en la Fig. 3.12 que la estima de \hat{K}_{Fe} no muestra variaciones

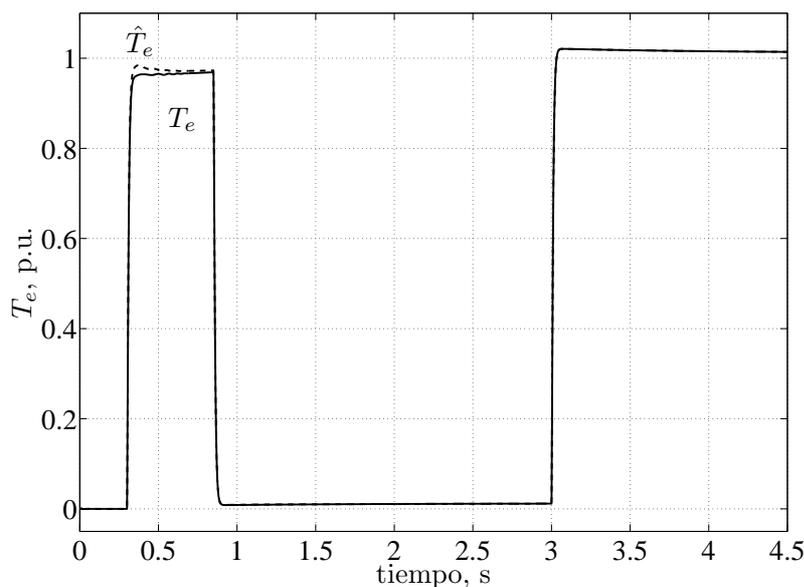


Figura 3.11: Par electromagnético, real y estimado, para el observador adaptivo de estados.

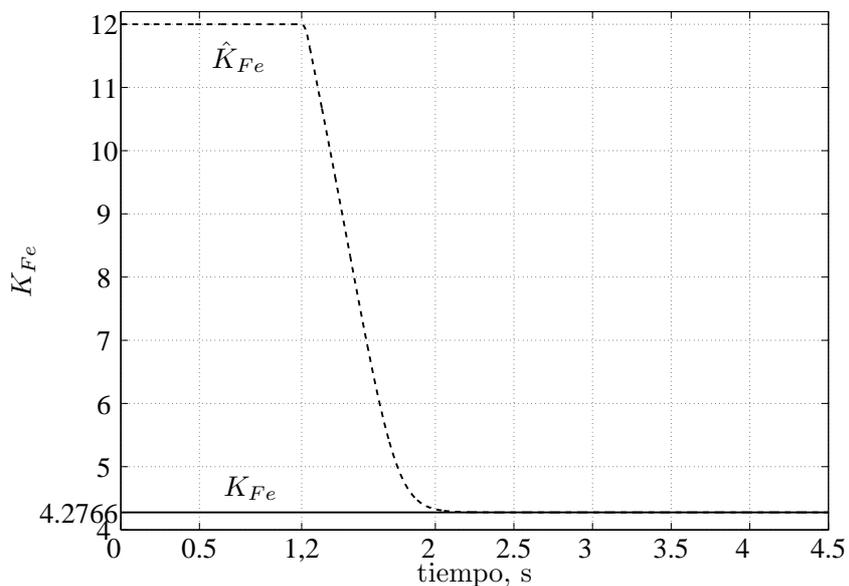


Figura 3.12: K_{Fe} , real y estimada, para el observador adaptivo de estados.

debido a la aplicación del par de carga y que el esquema adaptivo es poco sensible a estas perturbaciones.

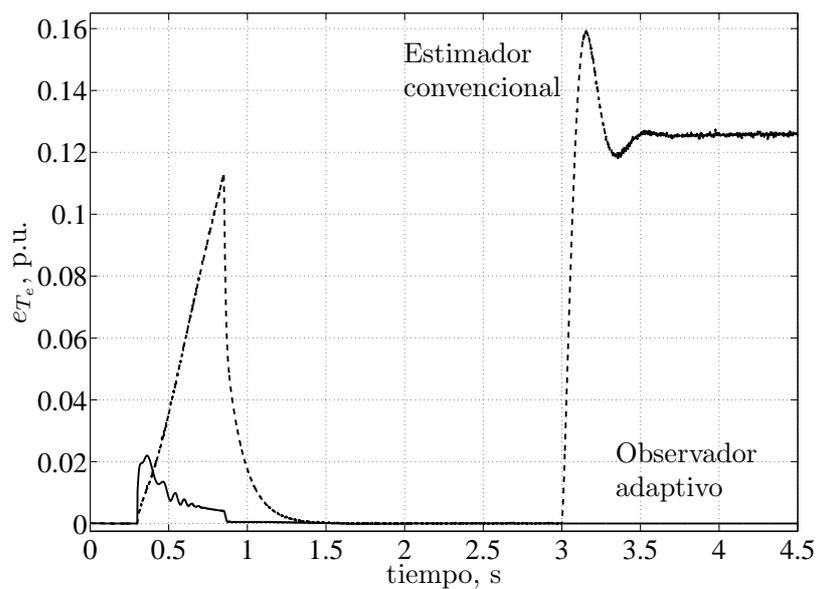


Figura 3.13: Error relativo de par, para el observador adaptivo de estados y el estimador convencional.

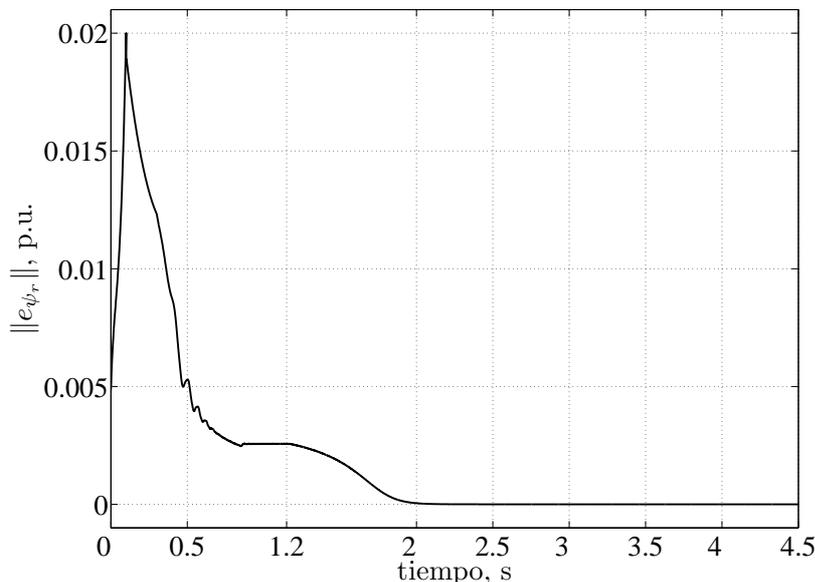


Figura 3.14: Norma del error relativo de flujo para el observador adaptivo de estados.

Con el objetivo de cuantificar el error producido en la estimación del par, en la Fig. 3.13 se muestra el error relativo de par ($e_{T_e} = \frac{T_e - \hat{T}_e}{T_{en}}$), para el observador adaptivo, línea continua, y para el estimador convencional, línea de trazos. Puede observarse que en P1 ambos esquemas presentan errores. Sin embargo, para P2 y P3, el error producido por el observador es cero aún ante perturbaciones del par de carga, mientras que para el estimador convencional el error es considerable para $t > 3$ s.

La Fig. 3.14 muestra la norma del error relativo de flujo para el observador adaptivo. En esta figura se muestran los tres períodos de simulación y como para $t > 1,2$ s la norma tiende a cero.

Los resultados mostrados en esta sección demuestran que el observador de estados propuesto compensa los errores producidos en la estimación del flujo y del par, producidos por la influencia de las PH en el control del MI.

3.5.2. Resultados de simulación obtenidos con el esquema adaptivo para K_{Fe}

En esta sección se presentan otros resultados obtenidos con el esquema adaptivo presentado en la Sección 3.4.2. El ensayo numérico realizado consistió de un arranque en vacío, mediante una referencia de velocidad del tipo rampa (con pendiente $314/0,55 \text{ rad/s}^2$), ver Fig. 3.8.

En la primera parte del ensayo ($t < 2 \text{ s}$), \hat{K}_{Fe} se mantiene constante en un valor distinto al real. Por lo tanto, existirá un error entre el valor real y estimado de R_{Fe} . En la Fig. 3.15 se muestra la evolución de K_{Fe} real y estimado, en línea continua y de trazos, respectivamente. En $t = 2 \text{ s}$ se habilita el esquema adaptivo y \hat{K}_{Fe} tiende al valor real $K_{Fe} = 4,2766$. En $t = 3,2 \text{ s}$ se simuló una variación en las PH, esta variación se realizó modificando la constante K_{Fe} real del MI. La Fig. 3.15 muestra cómo el esquema adaptivo converge al nuevo valor de K_{Fe} .

En $t = 4,2 \text{ s}$ se produce un cambio en la velocidad de referencia del MI, desde la velocidad nominal (ω_n) a la mitad de ésta por medio de una rampa, lo que implica una variación en la frecuencia del estator. La figura anterior muestra cómo el esquema adaptivo es poco sensible

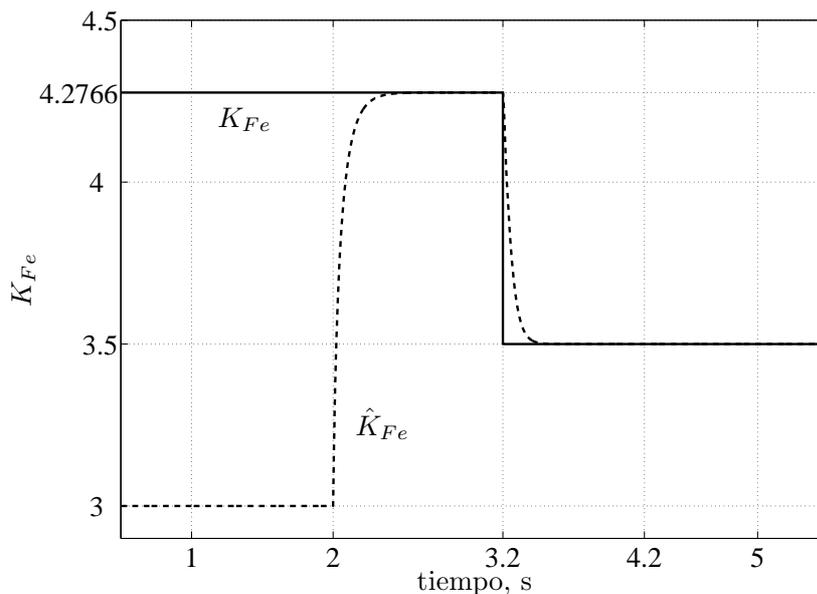


Figura 3.15: K_{Fe} real y estimada.

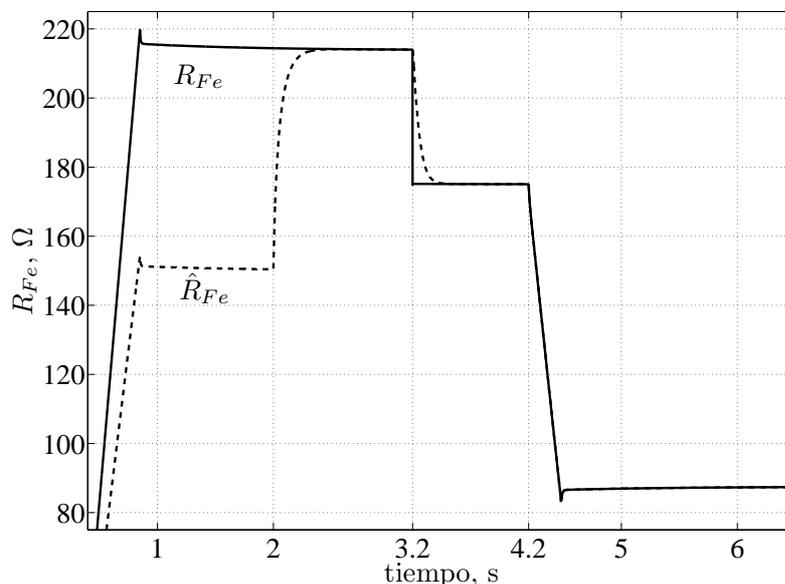


Figura 3.16: R_{Fe} real y estimada.

a estos cambios.

Puede observarse en la Fig. 3.16 la variación de R_{Fe} real y estimada para la misma dinámica mostrada en la Fig. 3.15. Para este caso se observa como para $t = 4,2$ s existe una variación de R_{Fe} debido a su dependencia con la frecuencia del estator.

Los resultados mostrados en esta sección demuestran que el esquema adaptivo propuesto corrige las posibles variaciones en la resistencia equivalente de PH. Estas variaciones pueden deberse a errores cometidos en la identificación de los parámetros, al realizarse por medio de métodos del tipo fuera de línea, y/o por cambios en las características del núcleo del estator.

3.6. Conclusiones

En la primera parte de este capítulo se evaluaron los efectos de las PH del MI sobre un COC. En la segunda parte se presentó una propuesta para la compensación de los efectos de las PH en el control del MI.

Para la evaluación de los efectos de las PH sobre el COC se dedujeron expresiones analíticas

del error de estimación en estado estacionario y se mostraron gráficamente estos errores. Se obtuvieron resultados considerando la resistencia equivalente R_{Fe} constante y variable. Se compararon los resultados concluyéndose que al considerar R_{Fe} constante se produce una sub-estimación del flujo del rotor. Debido a que $R_{Fe} = cte.$ modela correctamente sólo las pérdidas por corrientes parásitas, sin considerar la otra componente de las PH (pérdidas por histéresis). La componente debido a la histéresis varía más lentamente con la frecuencia que las debidas a las corrientes parásitas, viéndose reflejado esto cuando se utiliza R_{Fe} variable con la frecuencia.

Puede concluirse que las PH pueden deteriorar la respuesta dinámica y disminuir el rendimiento del AVV, en caso de no ser consideradas en el diseño del controlador.

Para resolver este problema se propuso un observador adaptivo de estados obtenido a partir del modelo del MI que incluye las PH, ver Capítulo 2. Se compararon los resultados de simulación obtenidos de la implementación de un COC que incluye en el EFRyP el estimador convencional, y posteriormente el observador propuesto.

Del análisis de los resultados se concluyó que el observador adaptivo compensa las desintonías producidas por las PH sobre el control del MI, mejorando de esta forma el desempeño del AVV.

Además, se presentaron los resultados obtenidos con el esquema adaptivo para R_{Fe} . Se pudo observar que este esquema corrige los errores cometidos al utilizar métodos fuera de línea para la identificación de R_{Fe} . También, se corrigen variaciones debido a cambios en las características del propio hierro. Pudo observarse que el esquema adaptivo es poco sensible a perturbaciones del par de carga, como así también, a los cambios en la frecuencia de alimentación.

Capítulo 4

DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN EL NÚCLEO DEL ESTATOR DE LOS MI

4.1. Introducción

Los MI tienen un amplio uso en el ámbito industrial, debido a su bajo costo y mínimo mantenimiento. Si bien el MI es muy robusto y confiable no está libre de posibles fallas.

Los investigadores han estudiado una gran variedad de fallas asociadas a los MI, tales como en los bobinados del estator, en las barras del rotor, desbalance del rotor y estator, excentricidades y en los rodamientos [101][102][17].

Estas fallas pueden producir graves daños que como consecuencia generan altos costos económicos, no sólo en la reparación de la propia máquina, sino fundamentalmente los ocasionados por una parada no programada de la línea de producción.

Los costos de una parada no programada pueden sobrepasar en varios órdenes el costo de reparación de la máquina. Por ejemplo, las pérdidas económicas promedio de una parada no programada en una planta de fundición de metal ascienden a US\$100.000/h [15].

Por esto, es de interés identificar las fallas en forma incipiente, con el objetivo de realizar paradas programadas. En este sentido, y para las fallas citadas anteriormente, se han desarrollado estrategias de detección y diagnóstico en MI [14]–[75].

Un tipo de fallas que, como se mencionó en el Capítulo 1, son menos comunes que las citadas pero de una importancia igual o mayor, son las fallas en el núcleo del estator (FNE). Las

causas y los métodos de diagnóstico de las FNE han sido estudiadas por distintos autores [16][17][56][57]. Sin embargo, el estudio de los métodos de diagnóstico se ha enfocado sólo en los del tipo fuera de línea [16], [58]–[67], los que requieren, generalmente, mayores costos para su implementación en comparación a los métodos en línea.

Según la literatura consultada, aún no han sido desarrollados métodos en línea para detectar FNE [17]. Este hecho es una gran motivación para su estudio, considerando además que estos métodos tienen un gran auge para la detección de otros tipos de fallas [68]–[75].

Por lo tanto, en este capítulo se propone un nuevo método en línea para la detección de FNE de MI utilizando estimación de parámetros. Empleando las ideas expuestas en el Capítulo 3 para la compensación de los efectos de las PH sobre el control del MI, es posible implementar el esquema adaptivo de K_{Fe} , utilizando este parámetro como un indicador de FNE. Esta propuesta se validó, inicialmente, mediante resultados de simulación que muestran la factibilidad del método.

Posteriormente, y con el objetivo de validar experimentalmente la propuesta, se desarrolló un método para la generación de FNE en MI. Se demostró que con este método se obtienen fallas reversibles, evitando deterioros del núcleo, producto de una falla real. La severidad de las fallas realizadas se cuantificaron mediante distintos métodos fuera de línea, validando de esta forma el método de generación de FNE.

Este Capítulo está organizado de la siguiente manera: en primer lugar, se presentan las distintas causas de las FNE, describiendo brevemente las más importantes. A continuación, se describe un método fuera de línea [62] para la detección y el diagnóstico de las FNE y se presenta un caso de estudio en el que se aplica este método para detectar una falla real. Posteriormente, se muestra la validación experimental de un nuevo método para generar FNE. Seguidamente, se presenta el método de diagnóstico en línea que utiliza adaptación de parámetros y los resultados obtenidos. Por último, se presentan las conclusiones.

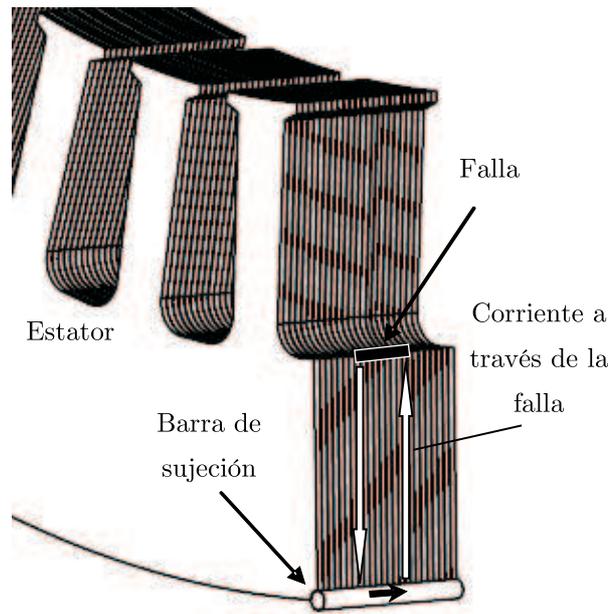


Figura 4.1: Falla interlaminar en el hierro del estator.

4.2. Fallas en el núcleo del estator de máquinas eléctricas

El núcleo de los motores de CA es construido a partir de finas láminas de hierro aisladas entre sí, con el objetivo de minimizar la circulación de corrientes parásitas. En los MI de mediana potencia, estas láminas están generalmente unidas en la base por medio de barras de sujeción o por la carcasa, ver Fig. 4.1.

Las principales causas de fallas en el núcleo del estator están relacionadas con [17]:

- derretimiento del núcleo debido a grandes corrientes de fallas a tierra;
- vibraciones de las láminas debido a la relajación de las barras de sujeción;
- deterioro del aislante interlaminar.

El deterioro del aislante que separa los bobinados y el núcleo puede producir grandes corrientes de falla a tierra causando daños irreversibles en el núcleo de la máquina. Las protecciones típicas para este tipo de falla (en el ámbito industrial) son los relés de falla a tierra y los de secuencia negativa [16].

La relajación de las barras de sujeción produce vibraciones de las láminas del núcleo. Estas vibraciones provocan fatiga en los materiales (hierro y/o aislantes), acelerando de esta forma las fracturas en las láminas de hierro y el deterioro del aislante interlaminar y/o de los bobinados.

Los métodos más utilizados para detectar la relajación de las barras de sujeción del núcleo son la inspección visual [62] o el método del cuchillo (*knife test*) [103]. Sin embargo éstos detectan el problema en una etapa avanzada, no pudiendo ya volver a comprimir las láminas, debido a que se corre el riesgo de deteriorar el aislante interlaminar en este proceso.

Cuando el aislante interlaminar se deteriora, se produce una falla interlaminar [104]. Las principales causas de fallas interlaminares son:

- defectos de fabricación de las láminas;
- daños mecánicos en la superficie del núcleo producidos durante el ensamblado, inspección o rebobinado de la máquina;
- roce entre rotor y estator durante el ensamblado o durante la operación;
- abrasión del núcleo por partículas extrañas introducidas en la reparación, inspección o ensamble;
- vibraciones de las propias láminas o de los bobinados.

En presencia de fallas interlaminares se produce un aumento de las corrientes parásitas que circulan a través de las barras de sujeción y por las láminas que involucra la falla, ver Fig. 4.1. Este incremento de las corrientes parásitas produce un aumento de las pérdidas en el hierro y de la temperatura del núcleo, apareciendo puntos calientes. Éstos pueden progresar hasta causar el envejecimiento prematuro del aislante de los bobinados e incluso el derretimiento del mismo hierro [66][56][55].

La evolución de las fallas en el núcleo se puede separar en dos períodos [105]: iniciación y crecimiento. El período de iniciación comienza cuando las láminas de hierro comienzan a conectarse eléctricamente por alguna de las causas mencionadas anteriormente. En este

período comienzan a aparecer puntos caliente que evolucionan lentamente en períodos de tiempo que van desde días hasta años. Durante este período se considera que la falla es incipiente y los daños ocasionados son leves.

Durante el denominado período de crecimiento, se ocasionan los más importantes daños, produciéndose cavidades en el núcleo debido al derretimiento de las láminas. El tiempo de evolución de este período es mucho menor que el anterior, existiendo antecedentes de máquinas que han salido de servicio en aproximadamente en el orden de las horas [57].

4.3. Métodos fuera de línea para la detección de fallas en el núcleo del estator

Es posible detectar las fallas interlaminares utilizando dos de los más difundidos métodos fuera de línea:

- El ensayo del aislante interlaminar (“*loop test*” o “*full ring test*”), [16][62][63];
- y “EL CID” (“ELECTromagnetic Core Imperfection Detector”), [16][64][106]–[109].

El primero de los métodos fue durante muchos años el único disponible para esta tarea. Una gran desventaja para la implementación del método del aislante interlaminar, en motores de gran potencia, es la necesidad de una fuente de alimentación de potencia similar a la del MI. Esto se debe a que para su implementación es necesario inducir en el núcleo un flujo equivalente al nominal, por medio de una bobina de prueba externa.

Para evitar este problema, en las últimas décadas del siglo pasado, se desarrolló EL CID, un método capaz de detectar las fallas interlaminares sólo utilizando una pequeña fracción de la potencia necesaria por el anterior. Para su implementación, se utiliza una disposición similar a la del método anterior pero con sólo el 3%–4% del flujo nominal inducido. De esta forma el núcleo se inspecciona con una bobina Rogowski-Chattock (bobina con núcleo de aire) [110][111][112]. Para el caso de máquinas de gran potencia, EL CID tiene otras importantes ventajas respecto al anterior, como por ejemplo: la reducción de los tiempos de ensayo y gran sensibilidad para el caso de fallas ubicadas, muy profundas, dentro del núcleo [66].

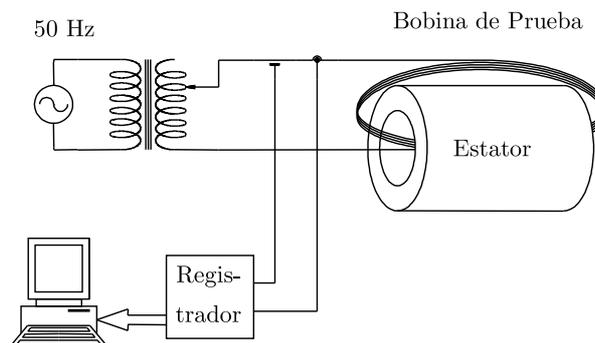


Figura 4.2: Banco de prueba para ensayos del aislante interlaminar.

A continuación se describen brevemente el primero de los métodos que será utilizado en la Sección 4.5 y en el Capítulo 5. Este método se seleccionó de acuerdo a la potencia del MI disponible para los ensayos, según lo expuesto en [62].

4.3.1. Ensayo del Aislante Interlaminar para el Núcleo del Estator, IEEE Std 432–1992

Este ensayo consiste en inducir en el núcleo del estator un flujo a frecuencia nominal y aproximadamente una densidad correspondiente al 105 % de la tensión nominal.

Este flujo inducido se obtiene por medio de una bobina de prueba, ver Fig. 4.2. El dimensionamiento de la bobina de prueba puede realizarse a partir del valor de la tensión por vuelta (V_{vbp}) de dicha bobina y se calcula de la siguiente manera

$$V_{vbp} = \frac{1,05 V_f}{2 K_d K_p N} \quad (4.1)$$

donde

V_f tensión de fase, en caso de conexión triángulo tensión línea a línea,

K_d factor de apilamiento de los bobinados del estator,

K_p factor de cuerda del bobinado del estator,

N número de vueltas por fase en serie del bobinado del estator.

Con V_{vbp} y seleccionada la tensión aplicada a la bobina de prueba, es posible obtener el número de vueltas de dicha bobina. Cuando se energiza la bobina y ante una falla en el hierro del estator, aparecerán puntos calientes, los cuales pueden ser detectados por medio del tacto o a través de cámaras termográficas.

4.3.2. Caso de estudio 1: Falla real en el núcleo del estator de un MI de 294 kW

A continuación se presentan algunos resultados experimentales obtenidos en la empresa Zorzan Electromecánica, utilizando la implementación del método del aislante interlaminar realizado a un motor de inducción de 2970 RPM, 380/660 V. La FNE se produjo como consecuencia de un cortocircuito a tierra del bobinado del estator. En la imagen de la Fig. 4.3 se observa el orificio producido por la falla. En esta condición se implementó el método de ensayo mostrado en la Sección 4.3.1. El dimensionamiento de la bobina de prueba se basó en la (4.1), utilizando los siguientes parámetros:

$$V_f = 380 \text{ V.}$$

$N = P b e = 24 \text{ vueltas}$, donde: $P = 2$ es el número de polos, $b = 4$ es el número de bobinas

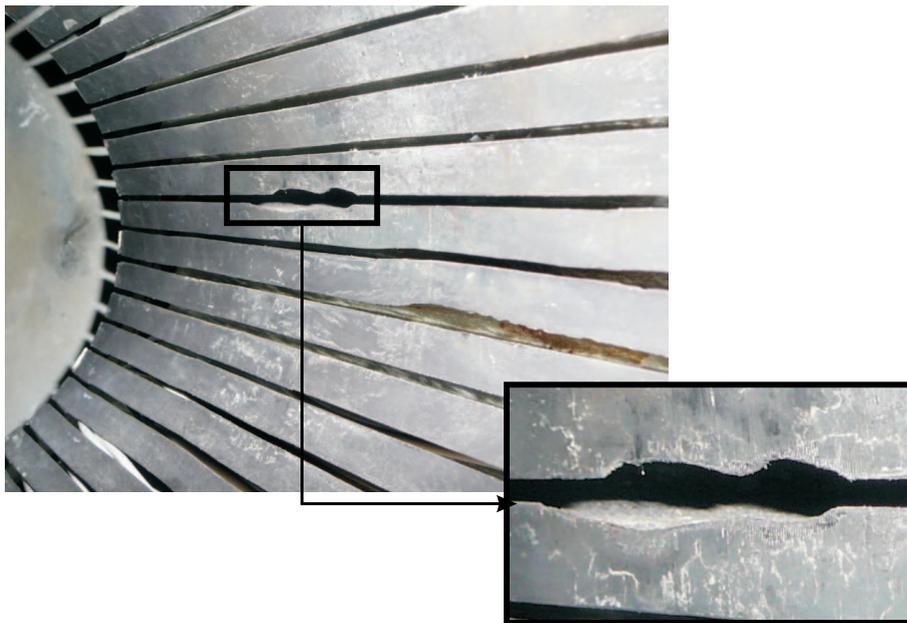


Figura 4.3: Falla en el núcleo del estator real.

en serie y $e = 3$ es el número de espiras por bobina.

$K_d = 0,955$, este valor es sugerido por [62] para una conexión estrella o triángulo del bobinado del estator del MI.

$K_p = 0,9979$, este valor se calcula según la siguiente expresión [113]

$$K_p = \cos \left(\frac{\kappa \gamma}{2} \right) \quad (4.2)$$

donde $\kappa = 1$ es el orden del armónico para el cual es calculado K_p y $\gamma = 7,5^\circ$ es el ángulo entre ranuras consecutivas.

El valor de la tensión por vuelta de la bobina de prueba es: $V_{vbp} = 8,72 \text{ V/vueltas}$. Por lo tanto, si se fija la tensión de alimentación de la bobina en 210 V se tiene que el número de vueltas de la bobina es 24.

Durante la ejecución del ensayo se tomaron imágenes termográficas de la zona en falla, ver Fig. 4.4. Como puede observarse en la figura la temperatura máxima de los puntos de falla son de aproximadamente $130 \text{ }^\circ\text{C}$.

En la Fig. 4.5 se muestra el incremento de temperatura, respecto a la del ambiente ($32 \text{ }^\circ\text{C}$), en la zona de falla y en el resto del núcleo. Se observa que para la zona de falla el incremento es de aproximadamente $65 \text{ }^\circ\text{C}$, a los 180 minutos de comenzado el ensayo.

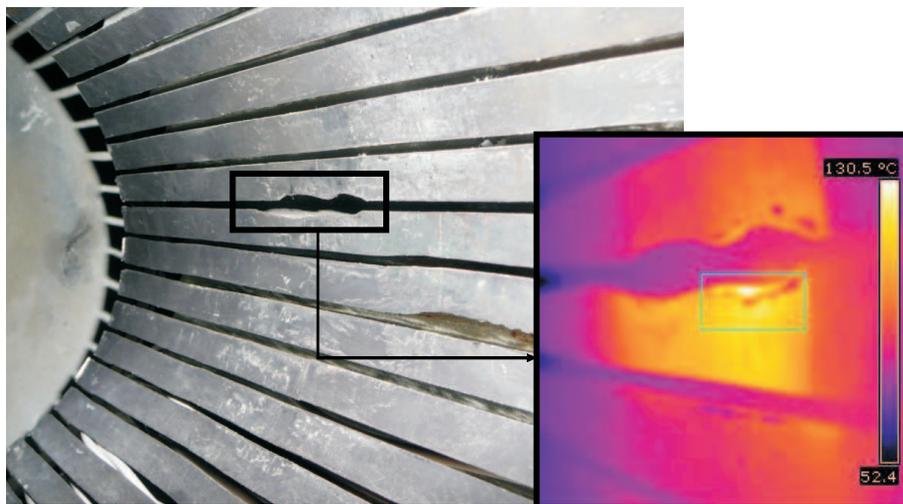


Figura 4.4: Imagen termográfica de la falla real a 180 minutos.

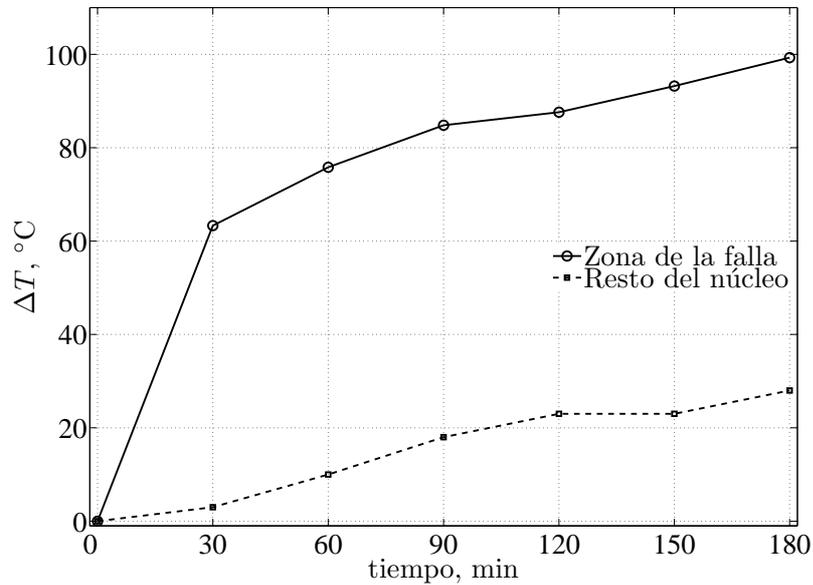


Figura 4.5: Evolución de la temperatura en la zona de falla y en el resto del núcleo.

De los ensayos realizados se concluyó que el núcleo del estator se debe reparar para evitar que esta falla progrese, afectando el aislante no sólo de las láminas sanas sino también de los bobinados (una vez reparado).

4.4. Método para la generación de fallas en el núcleo del estator

En esta sección se presenta un método para la generación y cuantificación de fallas en el núcleo del estator. El método propuesto se valida experimentalmente por medio del aumento de la temperatura en el punto de falla, utilizando el método de la Sección 4.3.1. Además, se presentan resultados de la medición de la potencia disipada en la bobina de prueba.

Otra forma de validar el método es cuantificando el incremento de la potencia en vacío del MI para distintas condiciones de fallas.

A continuación se describe el método propuesto y su validación experimental.

4.4.1. Descripción del Método

Debido a que, ante una FNE, las corrientes parásitas circulan por las láminas del estator como se muestra en la Fig. 4.1, se puede desarrollar un método para generar las fallas uniendo las láminas por medio de un material externo al núcleo.

Si se diseña una chapa de cobre de tal forma que pueda ser insertada en las ranuras del MI como se muestra en la Fig. 4.6, ésta servirá como contacto eléctrico entre las láminas de hierro. De esta forma las corrientes parásitas circularán por las láminas de hierro, las barras de sujeción y la chapa de cobre.

Puede considerarse que este método no altera la distribución del flujo inducido por el MI, debido a la ubicación de la chapa y al material con que se diseñó. Respecto a la ubicación: dado que se encuentra en el entrehierro de la ranura, el flujo enlazado por la chapa es muy pequeño, como así también las corrientes inducidas, pudiendo despreciarse su efecto. Respecto al material con que se diseñó, al ser diamagnético, con una permeabilidad relativa muy parecida a la del aire ($\mu_{r-Cu} = 0,999991$, $\mu_{r-air} = 1,00000036$ y $\mu_{r-Fe} = 2 \times 10^5$), su influencia sobre el flujo también se puede despreciar.

Como detalles constructivos puede mencionarse la necesidad de remover, de la superficie del hierro, el óxido y los restos de material aislante en las zonas de contacto, esto puede realizarse por medio de algún material abrasivo. El objetivo principal es lograr un mejor contacto de las láminas de hierro y las chapas de cobre. Con este fin, se puede recubrir la chapa con un material más blando, p. ej.: estaño.

Es posible con este método producir fallas simétricas o asimétricas. La gravedad de la falla estará dada por la cantidad de láminas de hierro cortocircuitadas por la chapa de cobre.

4.4.2. Validación experimental

Para validar experimentalmente el método para generar fallas en el núcleo del estator, se lo aplicó a un MI de 5.5 kW (ver datos característicos del “Motor A” en Apéndice B). Para comprobar y cuantificar la existencia de la falla se utilizaron los ensayos: en vacío del MI y

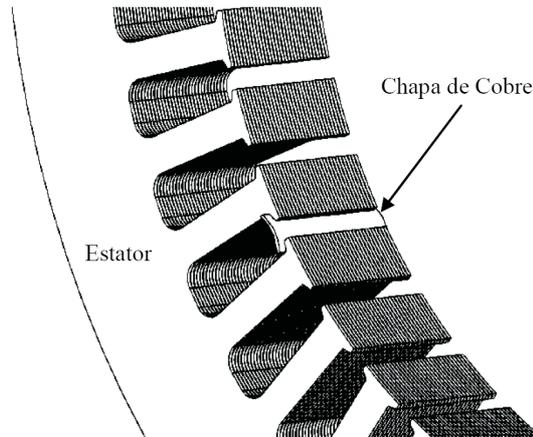


Figura 4.6: Cortocircuito de las láminas del hierro del estator por medio de chapas de cobre.

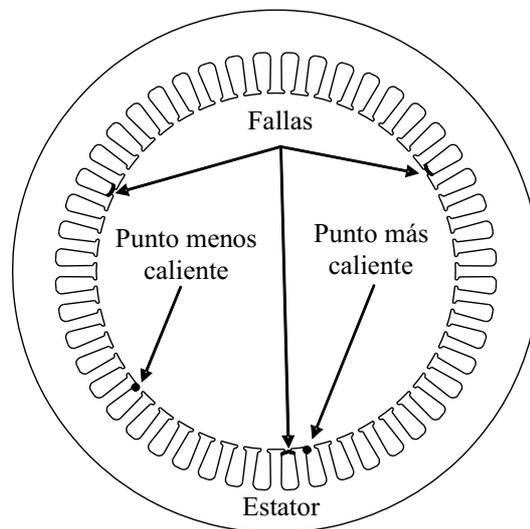


Figura 4.7: Posición de las chapas de cobre y de los sensores de temperatura en el hierro del estator para la generación de FNE.

el mostrado en la Sección 4.3.1 (del aislante interlaminar).

Ensayos en vacío

Los ensayos en vacío fueron realizados para distintos estados de falla en el núcleo, éstas fueron del tipo simétricas, introduciendo las chapas de cobre como se muestra en la Fig. 4.7.

La fallas realizadas fueron del 30 %, 45 %, y 66 % de las láminas totales del estator cortocircuitadas en cada ranura. En la Tabla 4.1 se muestran las potencia en vacío (P_0) obtenidas

Tabla 4.1: Datos experimentales de las fallas en el núcleo del estator.

% de láminas cortocircuitadas por ranura	P_0 W	Factor de severidad η %
0	749,51	0
30	794,81	6,04
45	815,29	8,77
66	917,09	22,35

del ensayo. Puede observarse en la tabla cómo P_0 aumenta a medida que la magnitud de la falla aumenta. Además, en la tercera columna se muestran distintos valores del factor de severidad (η). En la presente tesis, este factor se define como el incremento de P_0 para cada condición de falla, expresada en porcentaje % de P_0 sin falla ($P_0 = 749,51$ W). Este factor será de utilidad para caracterizar las fallas en las siguientes secciones.

Ensayos del aislante interlaminar

Para el ensayo del aislante interlaminar se midió la potencia disipada por la bobina de prueba y la temperatura en dos puntos del estator, ver Fig. 4.7. Los datos para el dimensionamiento de la bobina de prueba correspondiente a (4.1) se observan en la Tabla 4.2.

La potencia disipada por la bobina de prueba P_b se calculó a partir de las mediciones de tensión (v_b) y corriente (i_b) a bornes de esta bobina, de la siguiente forma

Tabla 4.2: Datos de la bobina de prueba para el MI de 5.5 kW.

Variable	Valor	Variable	Valor
V_{vbp} , V/vueltas	0,8393	N_b , vueltas	24
V_b , V	20	b	2
P	4	e	18
V_f , V	220	K_d	0,955
N , vueltas	144	K_p	0,9979

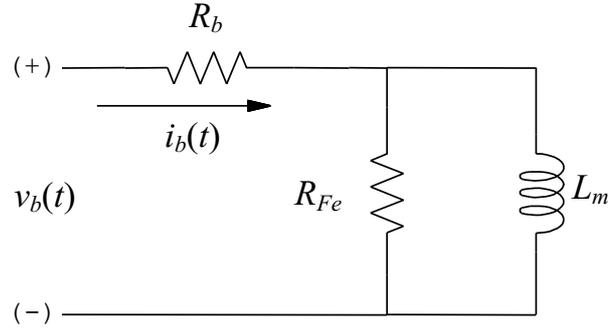


Figura 4.8: Circuito equivalente de una bobina con núcleo de hierro.

$$P_b = \frac{1}{T} \int_0^T v_b(t) i_b(t) dt . \quad (4.3)$$

Es posible calcular la potencia activa disipada en el hierro del estator a partir de la P_b , si se modela la bobina de prueba como en [114]. En la Fig. 4.8 se observa el circuito equivalente de una bobina con núcleo de hierro, donde R_b y R_{fe} representan las resistencias equivalentes asociadas al cobre de la bobina de prueba y al hierro del estator, respectivamente; L_m representa la inductancia de magnetización. La potencia disipada en el hierro del estator es

$$P_{Fe} = P_b - P_{R_b} \quad (4.4)$$

donde $P_{R_b} = \frac{1}{T} \int_0^T i_b^2(t) R_b dt$ es la potencia disipada en el cobre de la bobina.

Los resultados obtenidos de la medición de potencia pueden observarse en el gráfico de barras de la Fig. 4.9, en la que se observa P_{fe} , P_{R_b} y su suma representa la P_b . En esta figura puede observarse el aumento de las potencias ante el aumento del factor de severidad.

En cuanto a la evaluación de la temperatura durante el ensayo, ésta se midió en dos puntos del estator definidos como: punto más caliente (sobre la falla) y punto menos caliente (a una distancia media entre dos fallas), ver Fig. 4.7.

La característica mostrada por la potencia (aumento a medida que el factor de severidad se incrementa) es también reflejada por las temperaturas medidas en el punto más caliente

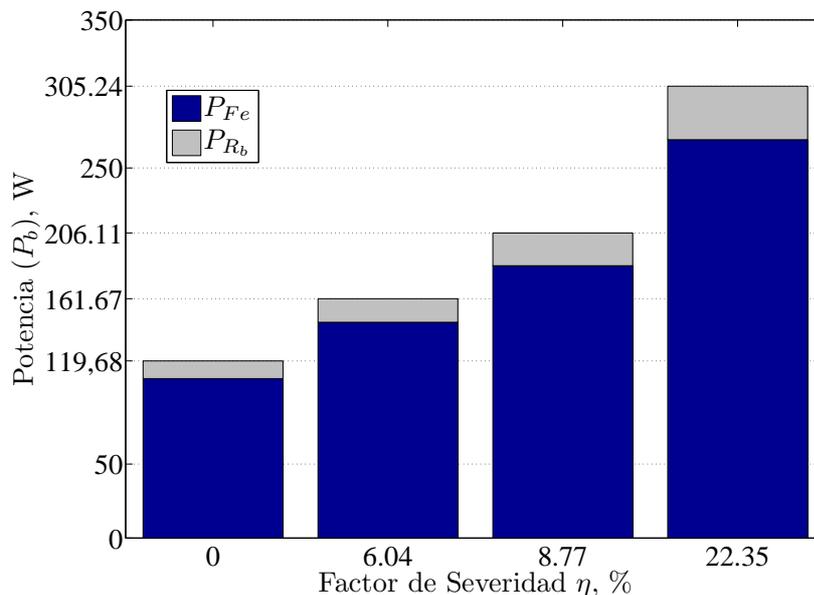


Figura 4.9: Potencia eléctrica de la bobina de prueba para distintos factores de severidad de falla.

(Fig. 4.10) y en el punto menos caliente (Fig. 4.11) del estator. Para el punto más caliente se observa que a partir de fallas de $\eta = 6,04\%$ el incremento de la temperatura es considerable respecto al estado sin falla, pudiendo esto afectar la vida útil de la aislación del bobinado del estator en régimen permanente.

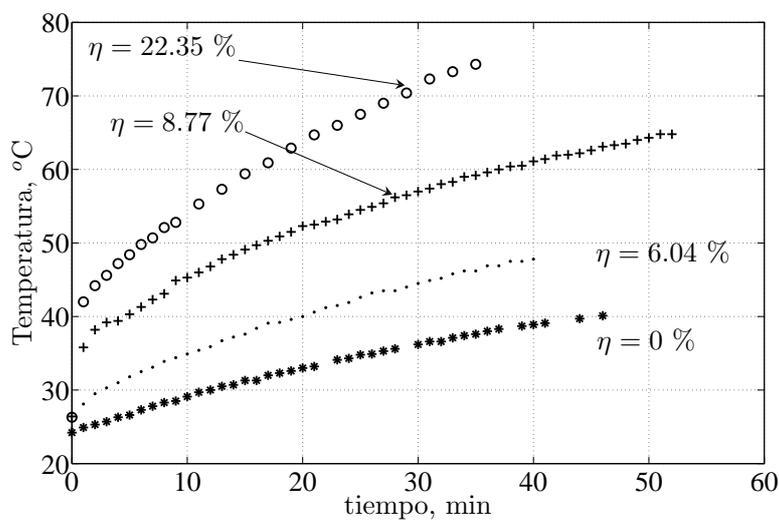


Figura 4.10: Temperaturas para distintos estados de fallas en el punto más caliente.

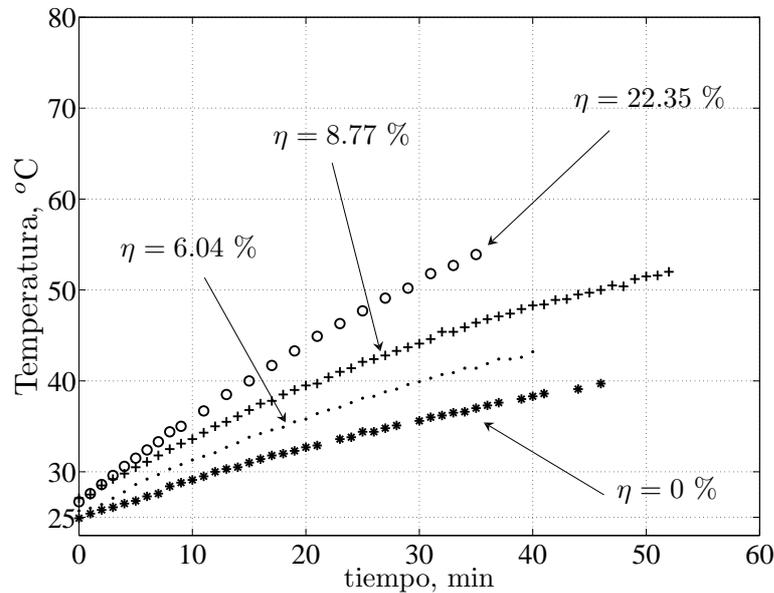


Figura 4.11: Temperaturas para distintos estados de fallas en el punto menos caliente.

De acuerdo a los resultados obtenidos es posible afirmar que el método propuesto para generar fallas en el hierro del estator puede crear fallas totalmente reversibles y no destructivas. Este método permite tener una buena repetibilidad en los ensayos realizados, evitando los cambios en las características del MI debido al rebobinado y reensamblado de las láminas de hierro como resultado de una falla real [104].

4.5. Una propuesta en línea para la detección de fallas en el núcleo de MI

Como se citó en la sección anterior, los métodos fuera de línea para la detección y diagnóstico de las FNE son ampliamente utilizados en la actualidad. Esta área de trabajo es muy activa y en la actualidad existen nuevos desarrollos en base a los métodos descritos anteriormente [58]–[61][65]–[67].

Los métodos en línea para la detección de fallas son ampliamente utilizados debido a que generalmente requieren menor costo de implementación, no necesitando del desensamblado de la máquina para realizar la tarea de detección. Éstos, se han utilizado para detectar

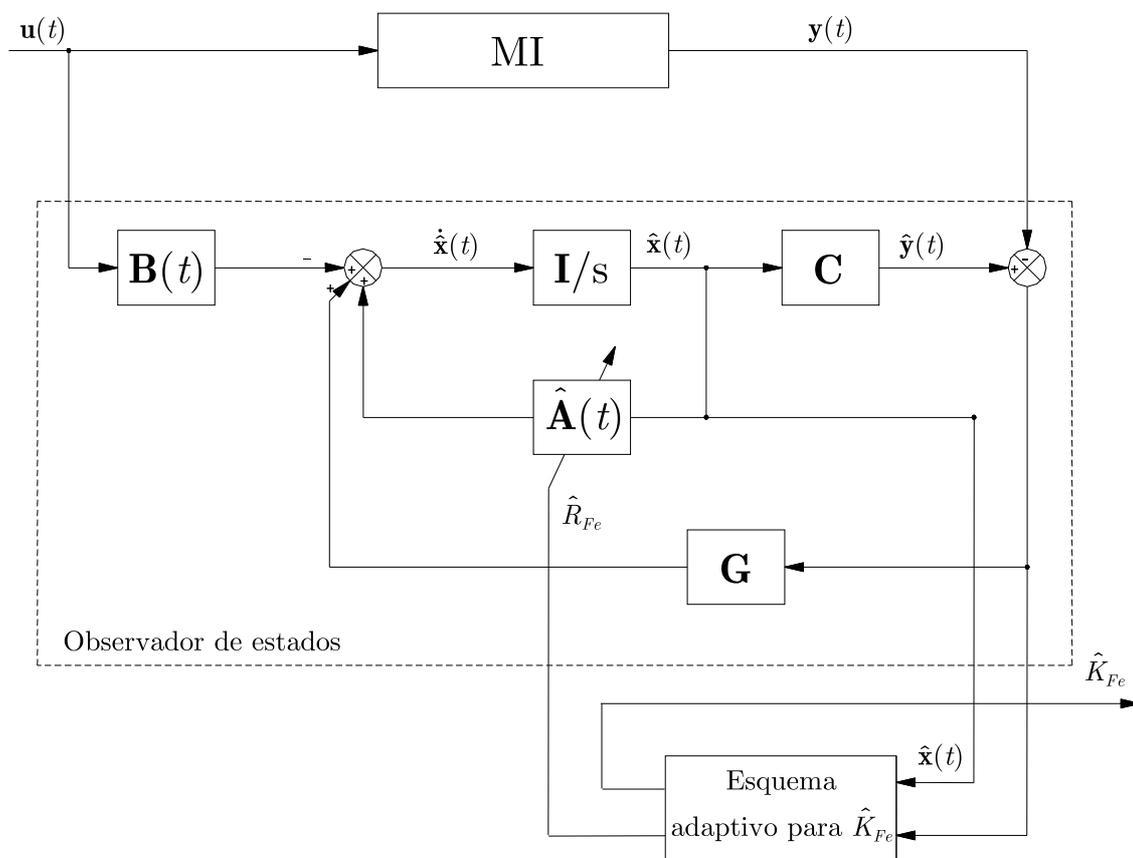
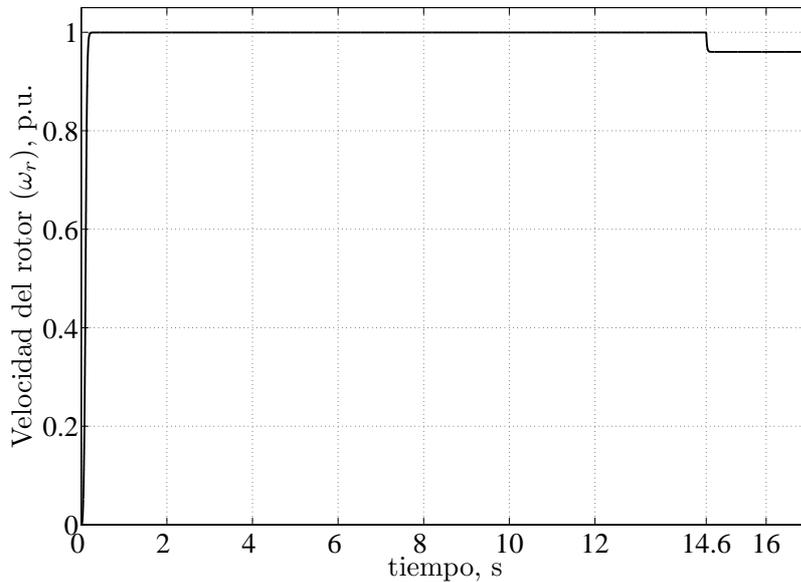


Figura 4.12: Diagrama de bloques del esquema de detección de FNE aplicando adaptación de parámetros.

fallas en los bobinados del estator y/o barras rotas [68]–[73], excentricidades del entrehierro [71][74] y problemas en la carga [75]. Desafortunadamente, y según lo expuesto en [17], no hay disponible métodos en línea para la detección de fallas en el núcleo del estator de MI.

De lo anterior es que surgió la motivación para desarrollar un método para la detección de FNE de MI utilizando adaptación de parámetros [82]. Teniendo en cuenta que una falla interlaminar produce variaciones en la potencia de pérdidas del MI y que estas variaciones provocan cambios en la resistencia equivalente de pérdidas en el hierro (R_{Fe}), es posible proponer el esquema de detección de fallas mostrado en la Fig. 4.12. Este esquema está basado en el observador adaptativo presentado en la Sección 3.4, utilizando el esquema adaptativo para estimar la condición del núcleo a través del parámetro K_{Fe} , ver (3.51) y (3.52).

Figura 4.13: Velocidad el rotor (ω_r).

4.5.1. Resultados de simulación

En esta sección se presentan los resultados de simulación obtenidos con el observador de estados adaptivo aplicado a la detección de fallas en el hierro del estator de un MI de 5.5 kW (ver datos característicos del “Motor A” en Apéndice B).

Los resultados presentados en esta sección se obtuvieron utilizando la siguiente matriz \mathbf{G}

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1,1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1,2 \\ 1 & 1 & 0,9 & 1 & 1 & 0,9 \end{bmatrix}^T.$$

El ensayo numérico realizado en esta sección consistió en un arranque en vacío del MI, con el observador adaptivo funcionando en paralelo como se muestra en la Fig. 4.12. El modelo de MI utilizado para la simulación fue el presentado en la Sección 2.2.4, mientras que el observador de estados y el esquema adaptivo para K_{Fe} fueron los mostrados en las Secciones 3.4.1 y 3.4.2. En la Fig. 4.13 se muestra el comportamiento de la velocidad del rotor (ω_r) del MI. En $t = 14,6$ s se observa un cambio en ω_r debido a la aplicación de un par de carga igual al nominal en el eje del MI.

Debido a que ante una FNE la potencia de pérdidas en el hierro aumenta, el valor de R_{Fe} debe disminuir. Por lo tanto, para aumentos en la severidad de la FNE, estas se simulan como decrementos en el valor de R_{Fe} , respecto al estado sin falla. En la Fig. 4.14 se observa la variación de K_{Fe} (línea continua) en función del tiempo, para cuatro estados de falla distintos. Se observa que ante un cambio en K_{Fe} real el esquema adaptivo converge al nuevo valor. Puede observarse, también en esta figura, que en $t = 14,6$ s el par de carga no perturba la estimación de K_{Fe} .

Del análisis de los resultados de simulación obtenidos se concluye que la estima de K_{Fe} puede ser utilizado como un indicativo de FNE, detectando variaciones en la potencia de pérdidas en hierro. Además, se pudo observar que este esquema de detección es poco sensible a las perturbaciones debidas al par de carga aplicado al eje del MI.

4.5.2. Resultados experimentales

Con el objetivo de validar experimentalmente los resultados de simulación se implementó la estrategia propuesta en el banco de ensayos mostrado en la Fig. 4.15. Este banco consta

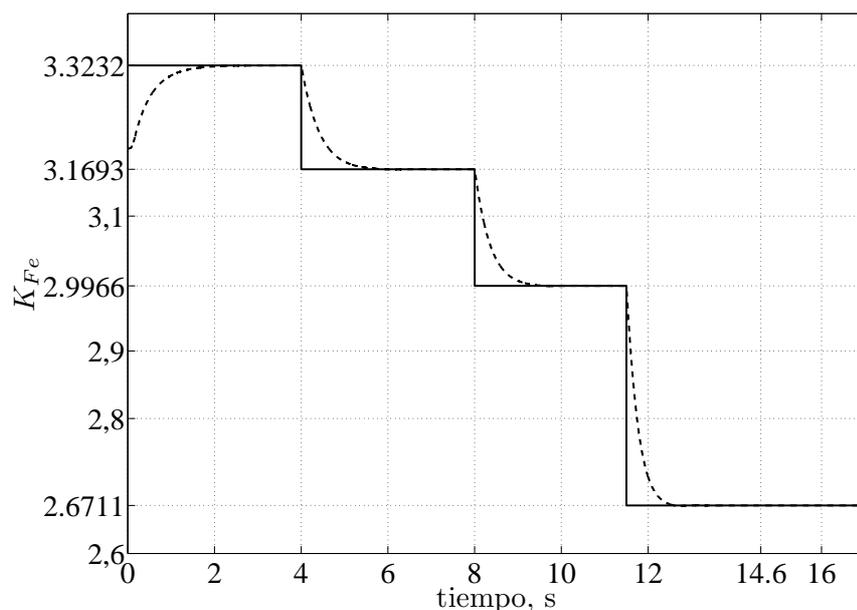


Figura 4.14: K_{Fe} real (línea continua) y estimada (línea de trazos).

de un MI estándar de 5.5 kW jaula de ardilla, un adquisidor de señales y una computadora personal.

Con el método de la Sección 4.4 se implementaron experimentalmente diferentes severidades de fallas en el núcleo del estator.

El MI fue alimentado desde la red y se adquirieron las señales de tensión, corriente y velocidad en régimen permanente.

Las señales adquiridas fueron utilizadas como entradas del observador adaptivo, el que fue implementado en la computadora personal utilizando Simulink[®] de MATLAB[®]. El tiempo de ejecución del algoritmo implementado es del orden de los segundos. Este tiempo de ejecución es lo suficientemente rápido como para detectar fallas incipientes y monitorear su evolución. Es por esto que la implementación experimental realizada demuestra la viabilidad del método de diagnóstico propuesto.

Es importante destacar que el algoritmo propuesto podría ser implementado en un “hardware” dedicado o formar parte del “software” de una protección estandar conectada a una red industrial con el objetivo de alertar al operador al detectar una falla incipiente.

Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 4.16, en la que se expone la evolución de la \hat{K}_{Fe} para los distintos estados de falla, mostrados en la Sección 4.4, ver Tabla 4.1. Se observa claramente que a medida que se incrementa la severidad de la falla el valor de \hat{K}_{Fe} disminuye, concordando con lo observado en los resultados de simulación.

Del análisis de los resultados se puede concluir que con el observador adaptivo propuesto es posible detectar fallas en el núcleo del estator, monitoreando la evolución de la estima de K_{Fe} .

4.6. Conclusiones

De la revisión bibliográfica realizada se pudo concluir que si bien se conocen en profundidad las causas más importantes de las FNE, hasta este momento sólo se utilizan en el ámbito industrial métodos fuera de línea para su detección y diagnóstico.

Por lo tanto, como primer paso para el desarrollo de métodos de diagnóstico en línea, se propuso un método para generar fallas controladas y no destructivas en el núcleo mediante la inserción de chapas de cobre en las ranuras del estator. Con este método se logró obtener

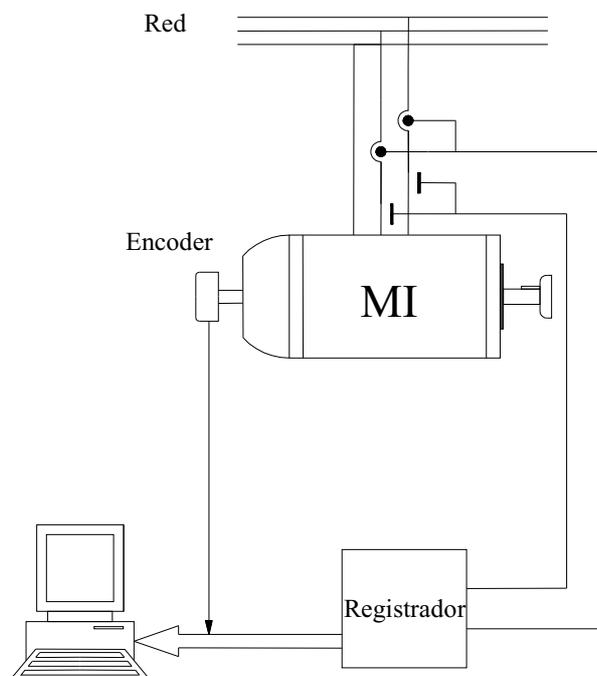


Figura 4.15: Banco de ensayos implementado.

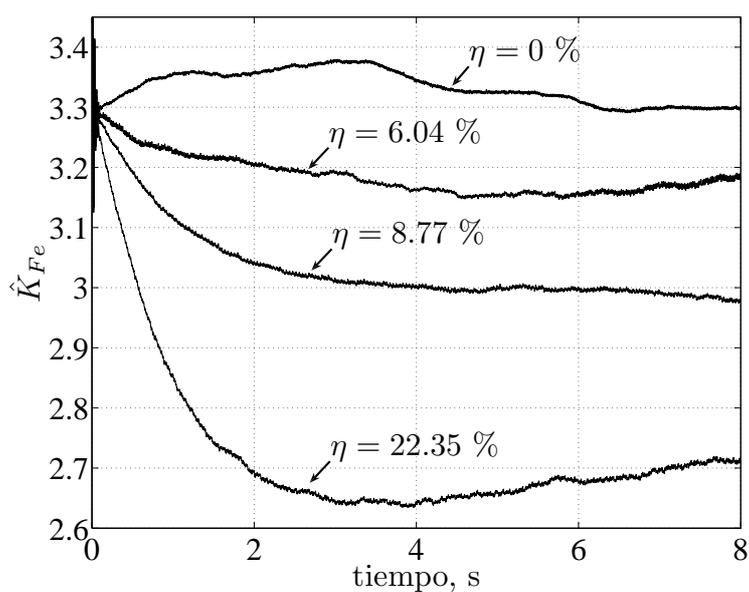


Figura 4.16: Evolución de \hat{K}_{Fe} para distintos estados de fallas.

repetibilidad en los ensayos realizados. Para validar el método propuesto se obtuvieron mediciones del aumento de la potencia de pérdidas del MI como así también del aumento de temperatura en la zona de la falla. Los resultados mostraron la aplicabilidad del método en la generación de fallas no destructivas, repetitivas y controladas.

Como segundo paso, se desarrolló un método en línea para la detección de fallas en el núcleo de MI, por medio de adaptación de parámetros. Se pudo concluir que un observador adaptivo es capaz de determinar el estado o condición del hierro del estator a partir de la variación de un parámetro asociado al núcleo (K_{Fe}). Se pudo demostrar la validez del método propuesto a partir de resultados de simulación y experimentales, los que mostraron que la estima de este parámetro es poco sensible a variaciones del par de carga.

Finalmente, es posible concluir que el contenido de este capítulo ha producido un aporte al estado del arte de los métodos de diagnóstico de las fallas en el núcleo del estator para MI.

Capítulo 5

MODELADO DE FALLAS ASIMÉTRICAS EN EL NÚCLEO DEL ESTATOR DE LOS MI

5.1. Introducción

En este Capítulo se propone un nuevo modelo dinámico del MI que incluye fallas asimétricas en el núcleo del estator. Debido a que las fallas en el núcleo producen variaciones en las pérdidas, es posible modelarlas como cambios en la resistencia equivalente de pérdidas en el hierro (R_{Fe}), como ya fue publicado por el autor de esta tesis en [80]. En este trabajo se considera que las pérdidas en el hierro se distribuyen simétricamente en las tres fases. Sin embargo, ante una falla en el hierro esta distribución deja de ser simétrica.

A continuación se presenta la deducción de los modelos matemáticos del MI cuando se incluyen FNE asimétricas, primero en variables abc y luego en $qd0$, éste último es utilizado para obtener los resultados de simulación. En base al primer modelo se pudo deducir un circuito equivalente en régimen permanente del MI en componentes de secuencia. En base a este modelo se pudo concluir que las fallas en el núcleo del estator producen variaciones en la componente de secuencia negativa de la corriente del estator como así también en la impedancia de secuencia negativa del MI. Estos hechos se pudieron demostrar por medio de resultados de simulación y experimentales que validaron la propuesta.

Este Capítulo está organizado de la siguiente manera: en primer lugar, se presenta el circuito equivalente del MI en variables abc que incluye las FNE asimétricas. A continuación, se muestran los modelos matemáticos en variables $qd0$ y en componentes de secuencia. Finalmente,

se presentan los resultados experimentales obtenidos y las conclusiones.

5.2. Modelo del MI que incluye fallas en el núcleo del estator

En la Fig. 5.1 se propone un circuito equivalente del MI que considera fallas en el hierro del estator, en variables de la máquina. Éstas se modelan como variaciones de la resistencia equivalente de pérdidas en el hierro en forma independiente para cada una de las fases del MI. En la citada figura, estas variaciones están indicadas como $\Delta R_{F_{ea}}$, $\Delta R_{F_{eb}}$ y $\Delta R_{F_{ec}}$.

Ante una falla en el núcleo del estator, el valor de la potencia disipada aumenta, por lo tanto la resistencia equivalente de pérdidas en el hierro total para cada fase ($R_{Fe} + \Delta R_{Fe}$) disminuye. Es por esto que $\Delta R_{F_{ea}}$, $\Delta R_{F_{eb}}$ y $\Delta R_{F_{ec}}$ toman valores negativos, dependiendo de la gravedad de la falla.

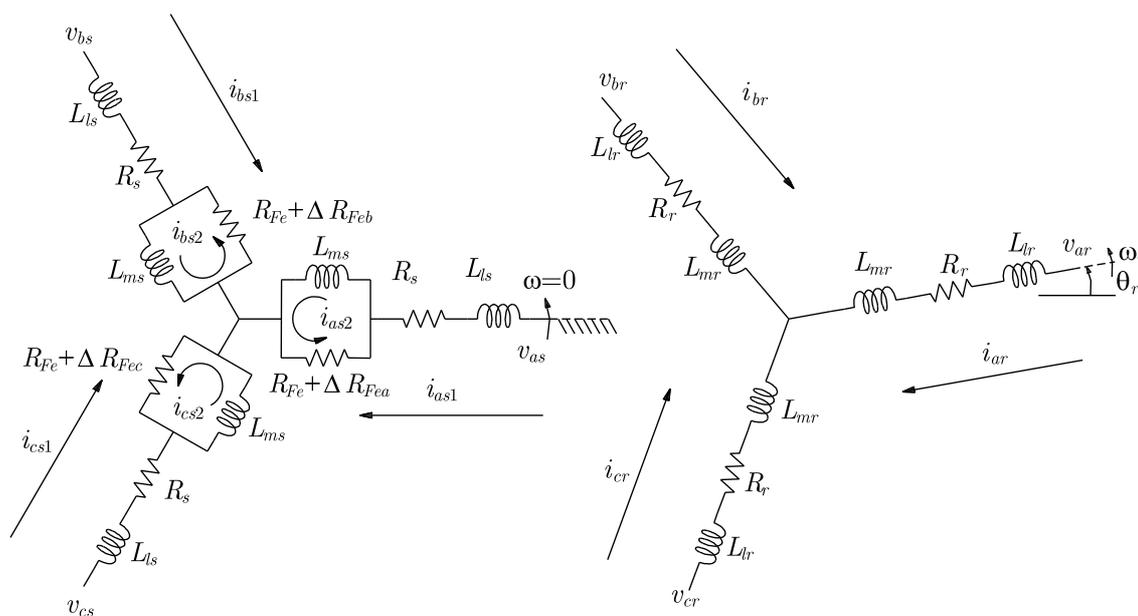


Figura 5.1: Circuito equivalente del MI en variables abc , incluyendo fallas asimétricas en el núcleo del estator.

5.2.1. Ecuaciones del MI en variables abc

Las siguientes ecuaciones que representan las tensiones de rotor y estator pueden obtenerse por inspección a partir de la Fig. 5.1

$$\mathbf{V}_{abc s} = \frac{d}{dt}\boldsymbol{\psi}_{abc s1} + \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc s1} + \mathbf{R}_{Fe} \mathbf{i}_{abc s1} - \mathbf{R}_{Fe} \mathbf{i}_{abc s2} + \Delta \mathbf{R}_{Fe} \mathbf{i}_{abc s1} - \Delta \mathbf{R}_{Fe} \mathbf{i}_{abc s2} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{0} = \frac{d}{dt}\boldsymbol{\psi}_{abc s2} + \mathbf{R}_{Fe} \mathbf{i}_{abc s2} - \mathbf{R}_{Fe} \mathbf{i}_{abc s1} + \Delta \mathbf{R}_{Fe} \mathbf{i}_{abc s2} - \Delta \mathbf{R}_{Fe} \mathbf{i}_{abc s1} \quad (5.2)$$

$$\mathbf{V}_{abc r} = \frac{d}{dt}\boldsymbol{\psi}_{abc r1} + \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{abc r} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\psi}_{abc r2} \quad (5.3)$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{abc s} &= \begin{bmatrix} v_{as} & v_{bs} & v_{cs} \end{bmatrix}^T ; \quad \mathbf{V}_{abc r} = \begin{bmatrix} v_{ar} & v_{br} & v_{cr} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_{abc s1} &= \begin{bmatrix} i_{as1} & i_{bs1} & i_{cs1} \end{bmatrix}^T ; \quad \mathbf{i}_{abc s2} = \begin{bmatrix} i_{as2} & i_{bs2} & i_{cs2} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_{abc r} &= \begin{bmatrix} i_{ar} & i_{br} & i_{cr} \end{bmatrix}^T \\ \boldsymbol{\psi}_{abc s1} &= \begin{bmatrix} \psi_{as1} & \psi_{bs1} & \psi_{cs1} \end{bmatrix}^T ; \quad \boldsymbol{\psi}_{abc s2} = \begin{bmatrix} \psi_{as2} & \psi_{bs2} & \psi_{cs2} \end{bmatrix}^T \\ \boldsymbol{\psi}_{abc r1} &= \begin{bmatrix} \psi_{ar1} & \psi_{br1} & \psi_{cr1} \end{bmatrix}^T ; \quad \boldsymbol{\psi}_{abc r2} = \begin{bmatrix} \psi_{ar2} & \psi_{br2} & \psi_{cr2} \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{R}_s &= R_s \mathbf{I}_{3 \times 3} ; \quad \mathbf{R}_r = R_r \mathbf{I}_{3 \times 3} \\ \mathbf{R}_{Fe} &= R_{Fe} \mathbf{I}_{3 \times 3} \\ \Delta \mathbf{R}_{Fe} &= \begin{bmatrix} \Delta R_{Fea} & 0 & 0 \\ 0 & \Delta R_{Feb} & 0 \\ 0 & 0 & \Delta R_{Fec} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.4)$$

donde $\mathbf{I}_{3 \times 3}$ representa la matriz identidad de 3 por 3.

Los flujos enlazados por segundo del estator y del rotor son

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_{abc s} &= \underbrace{\mathbf{X}_{ls} \mathbf{i}_{abc s1}}_{\boldsymbol{\psi}_{abc s1}} + \underbrace{\mathbf{X}_{ms} \mathbf{i}_{abc s2} + \mathbf{X}_{sr} \mathbf{i}_{abc r}}_{\boldsymbol{\psi}_{abc s2}} \\ \boldsymbol{\psi}_{abc r} &= \underbrace{\mathbf{X}_{lr} \mathbf{i}_{abc r}}_{\boldsymbol{\psi}_{abc r1}} + \underbrace{\mathbf{X}_{mr} \mathbf{i}_{abc r} + \mathbf{X}_{rs} \mathbf{i}_{abc s2}}_{\boldsymbol{\psi}_{abc r2}} \end{aligned} \quad (5.5)$$

donde

$$\mathbf{X}_{ls} = \omega_b L_{ls} \mathbf{I}_{3 \times 3} \quad ; \quad \mathbf{X}_{lr} = \omega_b L_{lr} \mathbf{I}_{3 \times 3}$$

$$\mathbf{X}_{ms} = \mathbf{X}_{mr} = \omega_b L_m \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X}_{sr} = \mathbf{X}_{rs}^T = \omega_b L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} .$$

5.3. Modelo del MI en variables $qd0$

Transformando (5.1)–(5.3) y (5.5) a un referencial estacionario, aplicando (2.3), es posible obtener el modelo del MI en variables $qd0$ de la siguiente forma

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{qd0s} &= \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{qd0s1} + \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{qd0s1} + \mathbf{R}_{Fe} (\mathbf{i}_{qd0s1} - \mathbf{i}_{qd0s2}) + \Delta \mathbf{R}_{Feqd0} (\mathbf{i}_{qd0s1} - \mathbf{i}_{qd0s2}) \\ \mathbf{0} &= \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{qd0s2} + \mathbf{R}_{Fe} (\mathbf{i}_{qd0s2} - \mathbf{i}_{qd0s1}) + \Delta \mathbf{R}_{Feqd0} (\mathbf{i}_{qd0s2} - \mathbf{i}_{qd0s1}) \\ \mathbf{V}_{qd0r} &= \left(\frac{\omega_r}{\omega_b} \right) \mathbf{J} (\boldsymbol{\psi}_{qd0r1} + \boldsymbol{\psi}_{qd0r2}) + \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} (\boldsymbol{\psi}_{qd0r1} + \boldsymbol{\psi}_{qd0r2}) + \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{abcr} . \end{aligned} \quad (5.6)$$

Las ecuaciones de flujo son

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\psi}_{qd0s} &= \underbrace{\mathbf{X}_{lsqd0} \mathbf{i}_{qd0s1}}_{\boldsymbol{\psi}_{qd0s1}} + \underbrace{\mathbf{X}_{msqd0} \mathbf{i}_{qd0s2} + \mathbf{X}_{srqd0} \mathbf{i}_{qd0r}}_{\boldsymbol{\psi}_{qd0s2}} \\ \boldsymbol{\psi}_{qd0r} &= \underbrace{\mathbf{X}_{lrqd0} \mathbf{i}_{qd0r}}_{\boldsymbol{\psi}_{qd0r1}} + \underbrace{\mathbf{X}_{mrqd0} \mathbf{i}_{qd0r} + \mathbf{X}_{rsqd0} \mathbf{i}_{qd0s2}}_{\boldsymbol{\psi}_{qd0r2}} \end{aligned} \quad (5.7)$$

donde

$$\begin{aligned}
 \mathbf{X}_{lsqd0} &= \omega_b L_{ls} \mathbf{I}_{3 \times 3} \\
 \mathbf{X}_{lrqd0} &= \omega_b L_{lr} \mathbf{I}_{3 \times 3} \\
 \mathbf{X}_{msqd0} &= \omega_b M \operatorname{diag} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{X}_{mrqd0} &= \omega_b M \operatorname{diag} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\
 M &= \frac{3}{2} L_m \quad ; \quad \omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{X}_{srqd0} &= \omega_b M \operatorname{diag} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{J} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} .
 \end{aligned}$$

La matriz que representa las variaciones de las pérdidas en el hierro, en variables $qd0$, está dada por

$$\Delta \mathbf{R}_{Feqd0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \Delta R_{Fea} + \frac{1}{4} \Delta R_{Feb} + \frac{1}{4} \Delta R_{Fec} & \left(\frac{\sqrt{3}}{4}\right) (\Delta R_{Feb} - \Delta R_{Fec}) & \left(\Delta R_{Fea} - \frac{1}{2} \Delta R_{Feb} - \frac{1}{2} \Delta R_{Fec}\right) \\ \left(\frac{\sqrt{3}}{4}\right) (\Delta R_{Feb} - \Delta R_{Fec}) & \left(\frac{3}{4}\right) (\Delta R_{Feb} + \Delta R_{Fec}) & -\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) (\Delta R_{Feb} - \Delta R_{Fec}) \\ \left(\frac{1}{2} \Delta R_{Fea} - \frac{1}{4} \Delta R_{Feb} - \frac{1}{4} \Delta R_{Fec}\right) & -\left(\frac{\sqrt{3}}{4}\right) (\Delta R_{Feb} - \Delta R_{Fec}) & \left(\frac{1}{2}\right) (\Delta R_{Fea} + \Delta R_{Feb} + \Delta R_{Fec}) \end{bmatrix} . \quad (5.8)$$

Reorganizando las ecuaciones anteriores es posible obtener el modelo utilizado en la Sección 5.5 para simulación.

5.4. Modelo del MI en régimen permanente en componentes de secuencia

Es posible obtener un modelo en régimen permanente, a partir del presentado en la Sección 5.2, aplicando el método de las componentes simétricas. Este método consiste en representar un conjunto de variables trifásicas (\mathbf{f}_{abc}) por otro conjunto de variables denominado “componentes simétricas” (\mathbf{f}_{+-0}) [115], de la forma

$$\mathbf{f}_{abc} = \mathbf{S} \mathbf{f}_{+-0} \quad (5.9)$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{abc} &= \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{f}_{+-0} &= \begin{bmatrix} f_+ & f_- & f_0 \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} ; \quad a = e^{-j\frac{2}{3}\pi} . \quad (5.10)$$

Si se considera régimen permanente sinusoidal para las variables en componentes simétricas se tiene

$$\mathbf{f}_{+-0} = \begin{bmatrix} f_+ \\ f_- \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \tilde{F}_+ e^{j\omega_e t} + \tilde{F}_-^* e^{-j\omega_e t} \\ \tilde{F}_- e^{j\omega_e t} + \tilde{F}_+^* e^{-j\omega_e t} \\ \tilde{F}_0 e^{j\omega_e t} + \tilde{F}_0^* e^{-j\omega_e t} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

donde \tilde{F} representa el fasor de f , ω_e es la frecuencia angular de la función sinusoidal y el supraíndice “*” denota variables conjugadas.

Teniendo en cuenta (5.11) y aplicando la transformación (5.10) a (5.1)–(5.3) y (5.5) se obtiene el siguiente modelo en régimen permanente sinusoidal del MI en componentes de secuencias

$$\begin{aligned}
 \tilde{V}_{+s} &= \tilde{Z}_s \tilde{I}_{+s1} + (R_{Fe} + \Delta_{Fe}) \left(\tilde{I}_{+s1} - \tilde{I}_{+s2} + \tilde{I}_{+f} \right) \\
 \tilde{V}_{-s} &= \tilde{Z}_s \tilde{I}_{-s1} + (R_{Fe} + \Delta_{Fe}) \left(\tilde{I}_{-s1} - \tilde{I}_{-s2} + \tilde{I}_{-f} \right) \\
 \tilde{V}_{0s} &= \tilde{Z}_s \tilde{I}_{0s1} + (R_{Fe} + \Delta_{Fe}) \left(\tilde{I}_{0s1} - \tilde{I}_{0s2} + \tilde{I}_{0f} \right)
 \end{aligned} \tag{5.12}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= j\omega_e M \left(\tilde{I}_{+s2} + \tilde{I}_{+r} \right) + (R_{Fe} + \Delta_{Fe}) \left(\tilde{I}_{+s2} - \tilde{I}_{+s1} - \tilde{I}_{+f} \right) \\
 0 &= j\omega_e M \left(\tilde{I}_{-s2} + \tilde{I}_{-r} \right) + (R_{Fe} + \Delta_{Fe}) \left(\tilde{I}_{-s2} - \tilde{I}_{-s1} - \tilde{I}_{-f} \right) \\
 0 &= (R_{Fe} + \Delta_{Fe}) \left(\tilde{I}_{0s2} - \tilde{I}_{0s1} - \tilde{I}_{0f} \right)
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= \left(\frac{R_r}{s} + j\omega_e L_{lr} \right) \tilde{I}_{+r} + j\omega_e M \left(\tilde{I}_{+s2} + \tilde{I}_{+r} \right) \\
 0 &= \left(\frac{R_r}{2-s} + j\omega_e L_{lr} \right) \tilde{I}_{-r} + j\omega_e M \left(\tilde{I}_{-s2} + \tilde{I}_{-r} \right)
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

donde

$$\tilde{Z}_s = R_s + j\omega_e L_{ls}$$

$$\frac{1}{s} = \frac{\omega_e}{\omega_e - \omega_r} \quad ; \quad \frac{1}{2-s} = \frac{\omega_e}{\omega_e + \omega_r}$$

$$\Delta_{Fe} = \frac{1}{3} (\Delta R_{Fea} + \Delta R_{Feb} + \Delta R_{Fec})$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{I}_{+f} &= \frac{(\Delta R_{Fea} + a^2 \Delta R_{Feb} + a \Delta R_{Fec})(\tilde{I}_{-s1} - \tilde{I}_{-s2}) + (\Delta R_{Fea} + a \Delta R_{Feb} + a^2 \Delta R_{Fec})(\tilde{I}_{0s1} - \tilde{I}_{0s2})}{3(R_{Fe} + \Delta_{Fe})} \\
 \tilde{I}_{-f} &= \frac{(\Delta R_{Fea} + a \Delta R_{Feb} + a^2 \Delta R_{Fec})(\tilde{I}_{+s1} - \tilde{I}_{+s2}) + (\Delta R_{Fea} + a^2 \Delta R_{Feb} + a \Delta R_{Fec})(\tilde{I}_{0s1} - \tilde{I}_{0s2})}{3(R_{Fe} + \Delta_{Fe})} \\
 \tilde{I}_{0f} &= \frac{(\Delta R_{Fea} + a^2 \Delta R_{Feb} + a \Delta R_{Fec})(\tilde{I}_{+s1} - \tilde{I}_{+s2}) + (\Delta R_{Fea} + a \Delta R_{Feb} + a^2 \Delta R_{Fec})(\tilde{I}_{-s1} - \tilde{I}_{-s2})}{3(R_{Fe} + \Delta_{Fe})}
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

\tilde{I}_{+f} , \tilde{I}_{-f} y \tilde{I}_{0f} , se denominan corrientes de fallas en el núcleo del estator.

A partir de (5.12)–(5.14) se obtiene el circuito equivalente del MI en componentes de secuencia de la Fig. 5.2.

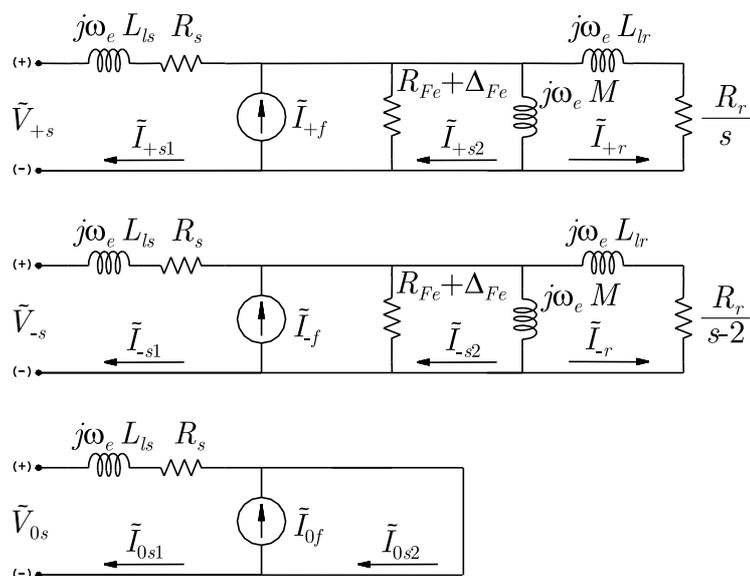


Figura 5.2: Circuito equivalente del MI en componentes de secuencias, incluyendo fallas asimétricas en el núcleo del estator.

Como puede observarse de la Fig. 5.2, fallas asimétricas en el núcleo del estator producen corrientes de falla y variaciones en la impedancia total de la máquina, que dependen de la gravedad de la falla (o sea de ΔR_{Fea} , ΔR_{Feb} y ΔR_{Fec}) de manera similar a lo que sucede con las fallas en los bobinados del estator [116]. Esta corriente de falla es independiente de la introducida por desbalances en la fuente de alimentación.

5.5. Resultados experimentales

Con el objetivo de validar el modelo propuesto se compararon los resultados experimentales con los obtenidos por simulación. Éstos últimos se obtuvieron al implementar el modelo de la Sección 5.3 en Simulink[®] de Matlab[®]. Los parámetros utilizados por el modelo fueron los de un MI estándar de 5.5 kW jaula de ardilla, sus datos se muestran en la Tabla B.2 del Apéndice A.

Como parte del proceso experimental, se realizaron fallas en el núcleo del estator utilizando el método propuesto en la Sección 4.4 y publicado en [81].

Tabla 5.1: Datos experimentales de las fallas en el núcleo del estator.

% de láminas cortocircuitadas en una ranura	P_0 W	ΔR_{Fea} Ω	Factor de severidad η %
0	982,35	0	0
30	998,45	-11,20	1,64
65	1036,02	-34,026	5,46
100	1065,05	-40,01	8,41

Por simplicidad, sólo se modelaron fallas reflejadas en la fase “a” del MI, por lo tanto los parámetros ΔR_{Feb} y ΔR_{Fec} se consideraron cero. Para obtener los resultados de simulación, el parámetro ΔR_{Fea} se ajustó de tal forma que su valor produzca el mismo incremento de potencia eléctrica en vacío (P_0) que una falla en el hierro real, ver Tabla 5.1.

En la Tabla 5.1, se muestra el factor de severidad (η) para distintas condiciones de falla. Este factor se definió como en el Capítulo anterior: incremento de P_0 para cada condición de falla, expresada en porcentaje (%) de P_0 sin falla. En la primera columna, de la misma tabla, se expone la interpretación física de η , mostrando la cantidad de láminas cortocircuitadas del núcleo del estator para una ranura, en % del total.

5.5.1. Corriente de secuencia negativa

Las fallas desbalanceadas en el núcleo del estator producen un incremento en la corriente del estator de secuencia negativa del MI (\tilde{I}_{-s1}), de la misma forma que las fallas en los bobinados [116][117]. Este incremento puede medirse y cuantificarse, bajo condiciones balanceadas de la tensión de alimentación, con el objetivo de validar el modelo propuesto en el presente trabajo de tesis.

En la Fig. 5.3 se observa el comportamiento del incremento de la corriente de secuencia negativa ($\Delta \tilde{I}_{-s1}$), obtenido experimentalmente (línea continua) y por simulación (línea de trazos), en función de η , para el MI en vacío y con tensión balanceada.

$\Delta \tilde{I}_{-s1}$, en p.u. de la corriente nominal de motor (I_n), se calcula como la diferencia entre las

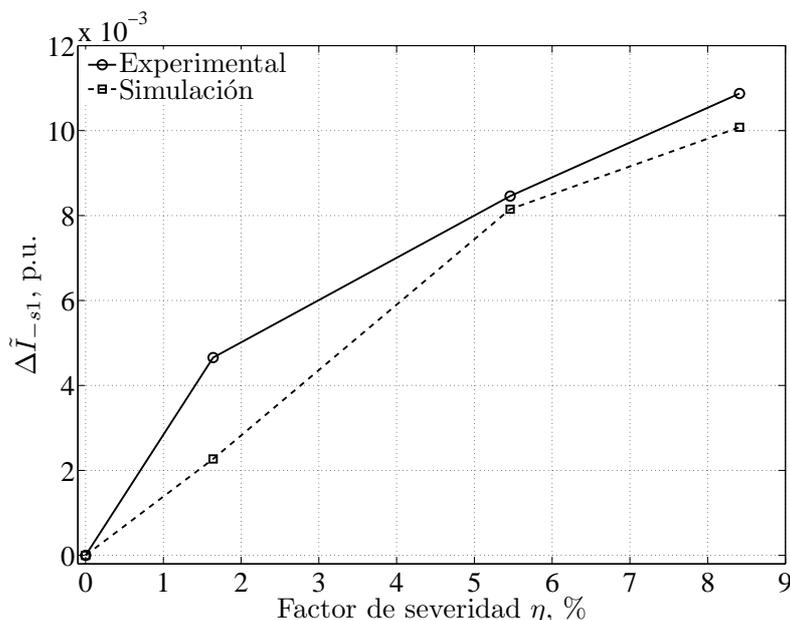


Figura 5.3: Resultados experimentales y de simulación para $\Delta \tilde{I}_{-s1}$ vs. η para el MI en vacío.

corrientes de secuencia negativa y la correspondiente al estado sin falla. En la Fig. 5.3 se observa que $\Delta \tilde{I}_{-s1}$ aumenta a medida que el factor de severidad se incrementa.

En la Fig. 5.4 se muestran los resultados de simulación y experimentales de $\Delta \tilde{I}_{-s1}$ cuando el MI se carga con el 40 % del par nominal. Comparando con la figura anterior es posible observar que esta corriente no varía considerablemente con la carga aplicada. Puede observarse claramente que los resultados experimentales presentan la misma tendencia que los obtenidos por simulación, validando de esta forma el modelo presentado en la Sección 5.2.

5.5.2. Impedancia de secuencia negativa

Otra forma de validar el modelo propuesto es analizar el comportamiento del módulo de la impedancia de secuencia negativa del MI ($|\mathbf{Z}_-|$), calculada como

$$|\mathbf{Z}_-| = \frac{|\tilde{V}_{-s}|}{|\tilde{I}_{-s1}|}. \quad (5.16)$$

Donde $|\cdot|$ indica módulo.

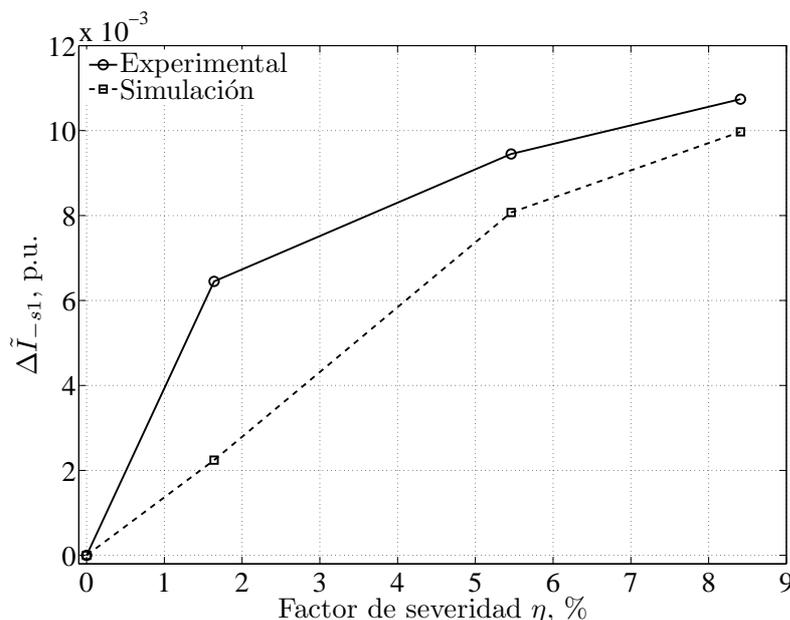


Figura 5.4: Resultados experimentales y de simulación para $\Delta \tilde{I}_{-s1}$ vs. η para el MI con 40 % de carga.

Si bien bajo condiciones desbalanceadas, el cociente mostrado en (5.16) no es exactamente la impedancia de secuencia negativa [118], $|\mathbf{Z}_-|$ es un buen indicador de fallas, según lo expuesto en [119].

En la Fig. 5.5 se observan los resultados de simulación (línea de trazos) y experimentales (línea continua) para $|\mathbf{Z}_-|$ en función del factor de severidad. Éstos se obtuvieron bajo condiciones desbalanceadas de la tensión de alimentación y con un par de carga del 75 %.

El desbalance de la fuente de alimentación, de aproximadamente 3 % ($\frac{|\tilde{V}_{-s}|}{|\tilde{V}_{+s}|} 100 = 3\%$), se eligió para obtener una buena estabilidad numérica al aplicar (5.16). Se utilizó el 75 % de par de carga debido a que $|\mathbf{Z}_-|$ es altamente influenciada por bajos niveles de par cuando el MI posee rotor con ranura cerrada, según fue demostrado en [120].

En la Fig. 5.6 se exponen los resultados obtenidos de la parte real (R_-) e imaginaria (X_-) de la impedancia de secuencia negativa. Se observa que al aumentar el factor de severidad la R_- tiende a disminuir más rápidamente que X_- , producto de la variación de ΔR_{Fea} .

Los resultados de simulación expuestos en esta sección concuerdan con los obtenidos expe-

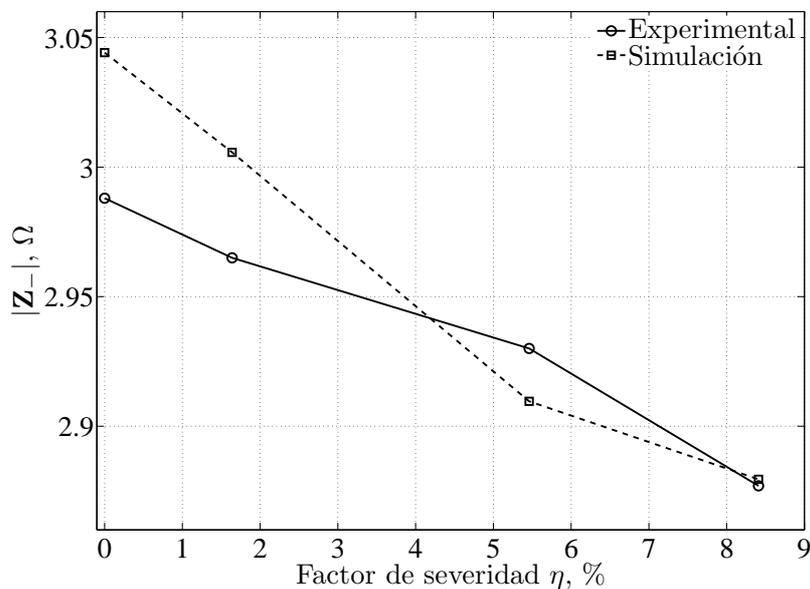


Figura 5.5: Resultados experimentales y de simulación para $|Z_-|$ vs. η para el MI con 75 % de carga.

rimentalmente. Esto demuestra que las fallas en el núcleo del estator pueden modelarse por medio de un parámetro asociado a cada fase, que varía de acuerdo a la severidad de la falla.

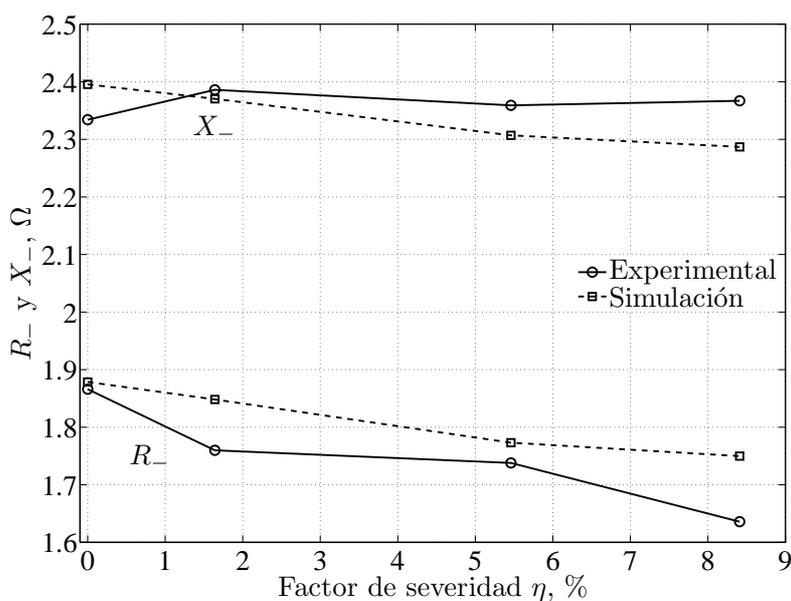


Figura 5.6: Resultados experimentales y de simulación para la parte real e imaginaria de $|Z_-|$ vs. η para el MI con 75 % de carga.

5.6. Conclusiones

En este capítulo se propuso un nuevo modelo dinámico del MI que incluye fallas asimétricas en el núcleo del estator. Estas fallas fueron representadas como variaciones independientes de la resistencia equivalente de pérdidas en el hierro en cada fase del MI.

Se dedujeron ecuaciones dinámicas en variables abc y a continuación las correspondientes en variables $qd0$. Estas últimas fueron utilizadas para obtener los resultados de simulación mostrados en la Sección 5.5. Además, se incluyó el circuito equivalente en régimen permanente del MI en componentes de secuencia y se obtuvieron sus ecuaciones.

A partir de este circuito equivalente se pudo concluir que las fallas en el núcleo producen un aumento en la componente de secuencia negativa de la corriente del estator, aún bajo condiciones balanceadas de la tensión de alimentación. Este hecho pudo validarse por medio de resultados experimentales, los que mostraron la misma tendencia que los obtenidos por simulación.

También se pudo demostrar, mediante resultados experimentales y de simulación, que el módulo de la impedancia de secuencia negativa del MI es afectado por las fallas en el núcleo. Se pudo observar que esta impedancia decrece a medida que aumenta la severidad de la falla.

Se puede afirmar que todos los resultados obtenidos utilizando el modelo propuesto y los experimentales se correlacionan adecuadamente. Validando de esta forma la propuesta teórica.

Finalmente, se puede mencionar que este Capítulo ha realizado un aporte al estado del arte de las fallas en el núcleo del estator. A partir de los resultados obtenidos sería posible desarrollar métodos de diagnóstico en línea a partir de la medición de la corriente de secuencia negativa o de la impedancia de secuencia negativa.

Capítulo 6

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

6.1. Conclusiones finales

El objetivo central de esta tesis fue el estudio de las Pérdidas en el Hierro (**PH**) en los Motores de Inducción (**MI**). Este estudio se aplicó: al control de los MI, evaluando los efectos de las PH y proponiendo posibles soluciones para su compensación; y al diagnóstico de fallas, proponiendo nuevas estrategias para detectar Fallas en el Núcleo del Estator (**FNE**).

Para analizar los efectos de las PH sobre el control del MI se utilizó un modelo dinámico que incluye a estas pérdidas. Las PH se representaron como resistencias equivalentes variables con la frecuencia de alimentación, a bornes de la inductancia de magnetización. Se utilizó un modelo que considera sólo las PH del estator, debido a que en condiciones normales de funcionamiento, las PH del rotor son pequeñas y pueden despreciarse. En base a este modelo se obtuvieron dos representaciones distintas del MI, las que se utilizaron a lo largo de la tesis. La primera representación en función de las corrientes y los flujos enlazados y la segunda en forma de variables de estados.

Con el objetivo de determinar la resistencia equivalente de PH (R_{Fe}) y obtener los parámetros del modelo del MI, se evaluaron las pérdidas en un motor industrial convencional, por medio de ensayos en vacío. Los ensayos fueron realizados en un banco experimental que posee dos MI alimentados con fuentes de tensión PWM. Uno de los MI tiene características especiales, ya que posee dos rotores intercambiables, uno estándar y el otro con las mismas características magnéticas pero sin barras. El hecho de poseer uno de los rotores sin barras

permitió cuantificar exactamente las PH sin la influencia de las pérdidas en el cobre del rotor (P_{cu-r}), producidas por los armónicos de orden superior de la fuente de tensión PWM.

Se realizaron ensayos comparativos de las pérdidas medidas en el MI con y sin barras. Del análisis de los resultados se concluyó que para el MI ensayado, las pérdidas en el cobre del rotor son despreciables frente a las pérdidas totales en vacío y en el hierro. Lo anterior permite determinar las PH a partir del MI con barras (estándar) sin cometer un elevado error. Este hecho es la principal diferencia con trabajos anteriores [42][43].

Posteriormente, a partir de las pérdidas medidas en el MI sin barras, se determinó la R_{Fe} en función de la frecuencia de alimentación. Se comparó este parámetro con el obtenido con el MI con barras, observándose nuevamente que las pérdidas en el cobre del rotor no influyen significativamente en la determinación de este parámetro.

Se analizó la influencia de las PH sobre el Control Orientado por el Campo (**COC**). Se obtuvieron expresiones analíticas del error relativo de flujo en régimen permanente. Se compararon los errores obtenidos, considerando a la R_{Fe} constante [6] y variable con la frecuencia de alimentación. Se mostraron gráficamente dichos errores y se observó que cuando la resistencia equivalente se considera constante se comete una subestimación del flujo del rotor, dado que $R_{Fe} = cte.$ sólo modela correctamente la componente por corrientes parásitas de las PH.

Se pudo demostrar mediante resultados de simulación que el estimador convencional [2] comete errores en la estimación de flujo y de par, concluyendo que es necesario compensar estos errores con el objetivo de mejorar el desempeño del accionamiento de velocidad variable (**AVV**). Por lo tanto, en esta tesis se presentó una propuesta para la compensación de dichos errores, en base a un observador de estados que considera las PH y un esquema adaptivo de R_{Fe} .

De la comparación del desempeño del observador con el del estimador convencional se pudo concluir que el observador es capaz de corregir los errores de estimación debido a las PH, como así también aumentar la velocidad de respuesta de la estimación de flujo y de par. Se pudo demostrar con resultados de simulación que el esquema adaptivo corrige las variaciones de la

R_{Fe} debido a errores cometidos por los métodos fuera de línea utilizados en la identificación de este parámetro y/o posibles cambios en las características del hierro.

Los cambios en las características del hierro pueden deberse a fallas en el núcleo. Es por esto que se estudiaron las principales causas de FNE. Se pudo concluir que las causas más frecuentes son las debidas a la relajación de las láminas, grandes corrientes de fallas a tierra y a problemas en el aislante interlaminar.

Con el objetivo de estudiar el comportamiento de las fallas interlaminares se desarrolló un método para generar fallas reversibles y no destructivas. Se validó la propuesta midiendo el incremento de la potencia en vacío del MI con falla, como así también la temperatura en el punto de falla. Se pudo concluir que este método es de gran utilidad para la validación de métodos de diagnóstico del tipo en línea y fuera de línea.

Con la ayuda del método de generación se pudo validar una propuesta para la detección en línea de FNE. La propuesta se basó en el esquema adaptivo utilizado para la compensación de los errores en la estimación de flujo y de par mostrada en el Capítulo 3. Se concluyó, mediante el análisis de los resultados de simulación y experimentales, que con el esquema adaptivo es posible diagnosticar FNE utilizando la estima de R_{Fe} como indicador de falla, si estas son simétricas.

Debido a que el modelo de falla utilizado por la propuesta anterior no consideraba la característica asimétrica de las FNE, se desarrolló un modelo más adecuado y que represente más fielmente este fenómeno.

El modelo propuesto representa las FNE como cambios en la R_{Fe} independientemente en cada fase, estos cambios son debidos a las variaciones de la potencia de pérdidas en el hierro. El modelo se validó por medio de resultados de simulación y experimentales. Se demostró que ante una falla desequilibrada existe un aumento de la corriente del estator de secuencia negativa, aún en condiciones balanceadas de la tensión de alimentación.

También se pudo concluir que las FNE afectan la impedancia de secuencia negativa del MI, observando una disminución de ésta al aumentar la severidad de la falla. Finalmente se puede concluir que este modelo puede ser utilizado para evaluar nuevos métodos en línea para el

diagnóstico de FNE.

6.2. Propuesta para trabajos futuros

El estudio realizado sobre las PH y su influencia sobre el control orientado por el flujo, como así también el estudio realizado sobre las FNE de los MI han generado algunos temas de interés que no han podido ser analizados en esta tesis. Es por esto que se proponen a continuación los siguientes temas de trabajos futuros relacionados con el modelado del MI, con el control del MI considerando pérdidas y con el diagnóstico de FNE de MI.

6.2.1. Modelado del MI

En el Capítulo 2 se presentó un modelo dinámico del MI que incluye las PH. De este análisis surgió como posible trabajo futuro incluir no sólo las PH sino también otras fuentes de pérdidas, como por ejemplo las pérdidas adicionales o “*stray load losses*”.

Las pérdidas adicionales son causadas por la alta densidad de los armónicos de flujo magnético producida por las corrientes entre las barras del rotor y por el cruzamiento de ellas, [121][122]. Una parte de estas pérdidas aparece en todo el rango de funcionamiento del MI, mientras que otra parte es función de la carga. Estas pérdidas pueden modelarse como una resistencia, cuya potencia disipada es equivalente a las pérdidas adicionales. Esta resistencia, en paralelo con la inductancia de dispersión del rotor, debe ser variable con la velocidad de deslizamiento del MI [33].

De esta forma, con la inclusión de las pérdidas adicionales se obtendría un modelo que represente más fielmente distintos fenómenos físicos, sin un elevado aumento en la complejidad.

Otro tema a ser estudiado es la obtención de un modelo térmico. Este modelo térmico permitiría evaluar las pérdidas por métodos diferente a los presentados hasta aquí, basados en la medición de la temperatura en distintos puntos del MI. Permitiendo de esta forma realizar una comparación de los resultados obtenidos con el modelos presentado en esta tesis.

6.2.2. Evaluación de los efectos de las pérdidas sobre el control del MI y su compensación

Como se observó en el Capítulo 3, los efectos de las pérdidas sobre el COC producen desintonías que reducen el desempeño dinámico del MI en AVV, por lo tanto se debe compensar dichos efectos. En el capítulo de referencia, se trataron los efectos sobre el control orientado por el flujo del rotor, de este análisis surgen los siguientes temas para trabajos futuros:

- Estudio de los efectos de las PH sobre distintas estrategias de control, como por ejemplo: DTC [123] y *Feedback Linearization Control* [100].
- Estudio de los efectos de otras pérdidas sobre el COC y otras estrategias de control, p. ej.: las pérdidas adicionales pueden llegar a ser entre el 0.5% y 3%, a plena carga, de las pérdidas totales [124]. Este valor es equivalente al de las PH (1% y 5%).

Respecto a la compensación de las desintonías causadas por las pérdidas del MI surgieron los siguientes temas para trabajos futuros:

- Validación experimental de los resultados de simulación obtenidos con el observador adaptivo presentados en esta tesis.
- Es también de interés, compensar las influencias de los efectos de las pérdidas adicionales, deduciendo nuevos estimadores y observadores basados en modelos del MI que tengan en cuenta dichas pérdidas [125].

6.2.3. Diagnóstico de fallas en el núcleo del estator de máquinas eléctricas

Según lo expuesto en el Capítulo 4 existe una carencia respecto a la aplicación de métodos en línea para la detección y diagnóstico de fallas en el núcleo del estator de MI. Por lo tanto se propone esta temática como una línea de trabajo futuro.

Como se demostró en el Capítulo 5, las FNE producen variaciones en la corriente de secuencia negativa del estator y en la impedancia de secuencia negativa, de esta forma sería posible

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

aplicar estrategias similares a las utilizadas para el diagnóstico en línea de fallas en los bobinados del estator de MI [15, 14].

Las estrategias de diagnóstico en línea que pueden ser aplicables a las FNE son:

- las basadas en inteligencia artificial (IA), tales como: redes neuronales [73][126]–[128], lógica difusa (“Fuzzy Logic”) [129][130] y sistemas neuro-fuzzy [131][130].
- Las estrategias de diagnóstico en base a la medición de vibraciones [132][133] y
- las basadas en observadores [134]–[136].

Debido a que las FNE tienen una característica similar a las fallas en los bobinados y/o problemas en la fuente de alimentación (variación de la impedancia de secuencia negativa y de la corriente de secuencia negativa, respectivamente) será necesario estudiar la forma de identificar los distintos fenómenos y aislarlos, para poder diagnosticar correctamente las fallas [136][117].

BIBLIOGRAFÍA

- [1] S. Khomfoi, V. Kinnares, and P. Viriya, “Investigation into core losses due to harmonic voltages in PWM fed induction motors,” in *IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99*, Hong Kong, Jul. 1999, pp. 104–109.
- [2] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Germany: Springer, 1996.
- [3] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*. USA: Prentice–Hall, 1987.
- [4] R. Krishnan, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. USA: Prentice–Hall, 2001.
- [5] G. Buja and M. Kazmierkowski, “Direct torque control of PWM inverter-fed ac motors—a survey,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Aug. 2004.
- [6] G. García, J. Santisteban, and S. Brignone, “Iron losses influence on a field-oriented controller,” in *20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 94*, Bologna, Italy, Sept. 1994, pp. 633 – 638.
- [7] I. Boldea and S. A. Nasar, “Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal-axis model of electric machines,” *IEE Proceeding Pt.B*, vol. 134, no. 6, pp. 355–363, Nov. 1987.
- [8] G. O. García, “Controladores eficientes para el accionamiento de motores de inducción,” Tesis presentada para el grado de Doctor en Ingeniería, Programa de Ingeniería Eléc-

- trica; Coordinación de Programas de Posgrado en Ingeniería (COPPE), Universidad Federal de Río de Janeiro (UFRJ), Río de Janeiro, Brasil, Marzo 1994.
- [9] J. Jung and K. Nam, “A vector control scheme for EV induction motors with a series iron loss model,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 4, pp. 617–624, Aug. 1998.
- [10] E. Levi, “Impact of iron loss on behavior of vector controlled induction machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1287–1296, Nov./Dec. 1995.
- [11] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, and M. Pastorelli, “Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 5, pp. 698–709, Sep. 1996.
- [12] H. Rasmussen, P. Vadstrup, and H. Borsting, “Rotor field oriented control with adaptive iron loss compensation,” in *IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, vol. 2, no. 3-7, Phoenix, AZ USA, Oct. 1999, pp. 1253–1258.
- [13] H. Kubota and K. Matsuse, “Compensation for core loss of adaptive observer-based field-oriented induction motor drives,” in *1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, vol. 1, San Diego, USA, Nov. 1992, pp. 67–71.
- [14] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, and G.-A. Capolino, “Advances in diagnostic techniques for induction machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4109–4126, Dic. 2008.
- [15] S. Grubic, J. M. Aller, B. Lu, and T. G. Habetler, “A survey on testing and monitoring methods for stator insulation systems of low-voltage induction machines focusing on turn insulation problems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4127–4136, Dic. 2008.
- [16] H. A. Toliyat and G. B. Kliman, *Handbook of Electric Motors*. New York, USA: Marcel Dekker, Inc., 2004.

-
- [17] R. M. Tallam, S. B. Lee, G. Stone, G. B. Kliman, J. Yoo, H. T. G., and R. G. Harley, "A survey of methods for detection of stator-related faults in induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 920–933, Jul./Aug. 2007.
- [18] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, and A. Kusko, *Teoría y análisis de las máquinas eléctricas*. España: Editorial Hispano Europea, 1975.
- [19] A. S. Langsdorf, *Teoría de las máquinas de corriente alterna*. México: McGraw–Hill, 1970, segunda edición.
- [20] M. Sadiku, "A simple introduction to finite element analysis of electromagnetic problems," *IEEE Transactions on Education*, vol. 32, no. 2, pp. 85–93, May 1989.
- [21] A. Boglietti, O. Bottauscio, M. Chiampi, M. Pastorelli, and M. Repetto, "Computation and measurement of iron losses under PWM supply conditions," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, no. 5, pp. 4302–1304, Sep. 1996.
- [22] C. A. Hernandez-Aramburo, T. C. Green, and S. Smith, "Assessment of power losses of an inverter-driven induction machine with its experimental validation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 994–1004, Jul./Aug. 2003.
- [23] J. Fouladgar and E. Chauveau, "The influence of the harmonics on the temperature of electrical machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 5, pp. 1644–1647, May 2005.
- [24] S. Williamson, "The induction motor—a state-of-the-ark technology?" *Power Engineering Journal*, vol. 10, no. 6, pp. 247–254, Dec. 1996.
- [25] K. Tseng and S. Wee, "Analysis of flux distribution and core losses in interior permanent magnet motor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 969–975, Dec. 1999.
- [26] B. Stumberger, A. Hamler, and B. Hribernik, "Analysis of iron loss in interior permanent magnet synchronous motor over a wide-speed range of constant output power operation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 4, pp. 1846–1849, Jul. 2000.
-

- [27] K. Shima, K. Ide, and M. Takahashi, "Analysis of leakage flux distributions in a salient-pole synchronous machine using finite elements," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp. 63–70, Mar. 2003.
- [28] X. Luo, Y. Liao, H. Toliyat, A. El-Antably, and T. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 311–318, Mar./Apr. 1995.
- [29] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. García, and M. Valla, "A 2-D model of the induction machine: an extension of the modified winding function approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, pp. 144–150, Mar. 2004.
- [30] V. Ostovic, "A novel method for evaluation of transient states in saturated electric machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 1, pp. 96–100, Jan./Feb. 1989.
- [31] H. Meshgin-Kelk, J. Milimonfared, and H. Toliyat, "A comprehensive method for the calculation of inductance coefficients of cage induction machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 187–193, Jun. 2003.
- [32] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery*. New York, USA: IEEE Press, 1994.
- [33] A. Lamine and E. Levi, "Dynamic induction machine modelling considering the stray load losses," in *Universities Power Engineering Conference, 2004. UPEC 2004. 39th International*, vol. 1, Sep. 2004, pp. 582–586.
- [34] T. Mizuno, J. Takayama, T. Ichioka, and M. Terashima, "Decoupling control method of induction motor taking stator core loss into consideration," in *Proc. IPEC 1990*, no. 2-6, Tokyo, Apr. 1990, pp. 69–74.
- [35] M. Sokola, E. Levi, G. Jamieson, and D. Williams, "Representation and compensation of iron loss in rotor flux oriented induction machines," in *1996 International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, vol. 1, New Delhi, India, Jan. 1996, pp. 243–249.

-
- [36] P. L. Alger, *Induction Machines. Their behavior and uses*. USA: Gordon and Breach Publishers, 1995, third editions.
- [37] IEEE Std 112-1996, *Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE, 1996.
- [38] *IEC 34-2, Methods for Determining Losses and Efficiency of Rotating Electrical Machinery from Tests*. Geneva, Swiss: International Electrotechnical Commission, 1972.
- [39] *IRAM 2008-2, Máquinas Eléctricas Rotativas, Método de ensayo para la determinación de las pérdidas y del rendimiento, excluyendo las máquinas para vehículos de tracción eléctrica*. Buenos Aires, Argentina: Instituto argentino de racionalización de materiales, IRAM, 1981.
- [40] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "Induction motor efficiency measurements in accordance to IEEE 112-B, IEC 34-2 and JEC 37 international standards," Wisconsin, USA, pp. 1599–1605, Jun. 2003.
- [41] S. Khomfoi, V. Kinnares, and P. Viriya, "Influence of PWM characteristics on the core losses due to harmonic voltages in PWM fed induction motors," in *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 2000*, vol. 1, Singapore, Jan. 2000, pp. 365–369.
- [42] A. Boglietti, P. Ferraris, and M. Lazzari, "Induction motor iron losses measurement with a static converter supply using a slotless rotor test bench," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 30, no. 6, pp. 4599–4601, Nov. 1994.
- [43] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "Influence of the inverter characteristics on the iron losses in PWM inverter-fed induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1190–1194, Sep/Oct. 1996.
- [44] —, "Induction motor equivalent circuit parameters determination from standard tests made with inverter supply," in *Proc. IEE 6th Int. Conf. Electrical Machines and Drives*, Oxford, UK, Sep. 1993, pp. 271–276.
- [45] T. Noguchi, P. Nakmahachalasint, and N. Watanakul, "Precise torque control of induction motor with on-line parameter identification in consideration of core loss," in
-

- Power Conversion Conference-Nagaoka 1997*, vol. 1, Nagaoka, Japan, Aug. 1997, pp. 113–118.
- [46] L. Xu, X. Xu, T. A. Lipo, and D. W. Novotny, “Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss,” *IEEE Transactions on Industry Applications.*, vol. 27, no. 5, pp. 977–985, Sep/Oct. 1991.
- [47] L. Xu and J. Yao, “A compensated vector control scheme of synchronous reluctance motor including saturation and iron loss,” *IEEE Transactions on Industry Applications.*, vol. 28, no. 6, pp. 1330–1338, Nov./Dec. 1992.
- [48] M. Benhaddadi, O. Touhami, S. Moulahoum, and G. Oliver, “Iron core losses measurement and impact in induction motor vector control,” in *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, St-Paul, USA, May 1998, pp. 723–727.
- [49] E. Levi, “Improvements in operation of vector controlled induction machines by application of modified machine models,” in *IEE Colloquium on Advances in Control Systems for Electric Drives*, no. 24, London, UK, May 1995, pp. 3/1–3/8.
- [50] J. W. Choi, D. W. Chung, and S. K. Sul, “Implementation of field oriented induction machine considering iron losses,” in *Eleventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '96.*, vol. 1, San Jose, CA USA, Mar. 1996, pp. 375–379.
- [51] S.-D. Wee, M.-H. Shin, and D.-S. Hyun, “Stator-flux-oriented control of induction motor considering iron loss,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, pp. 602–608, Jun. 2001.
- [52] S. Taniguchi, T. Yoshizumi, and K. Matsuse, “A method of speed sensorless control of direct-field-oriented induction motor operating at high efficiency with core loss consideration,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, vol. 2, Dallas, TX, USA, Mar. 1999, pp. 1244–1250.
- [53] W. Sangtuntong and S. Sujitjorn, “An adaptive sliding-mode observer incorporating core loss,” in *TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference*, vol. 4, Nov. 2004, pp. 574–577.

-
- [54] C. Yung, "Fit to the core: Advantages of a novel method for stator core repair," *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 54–61, Nov./Dic. 2008.
- [55] S. Bomben and B. Pratt, "Experience repairing a serious stator core fault on an 80 MVA vertical water wheel generator," in *Proceedings Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, 2005.*, Oct. 2005, pp. 37–70.
- [56] G. B. Kliman, S. B. Lee, M. R. Shah, R. M. Lusted, and N. K. Nair, "A new method for synchronous generator core quality evaluation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 3, pp. 576–582, Sep. 2004.
- [57] J. Edmonds, A. Daneshpooy, S. Murray, and R. Sire, "Turbogenerator stator core study," in *IEEE Int. Symp. on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, Cracow, Sept. 2007.
- [58] G. B. Kliman and M. R. Shah, "Method and system for detecting core faults," U.S. Patent 6 489 781 B1, dic. 3, 2002.
- [59] J. M. Bourgeois and F. Lalonde, "Apparatus and method for evaluation a condition of a magnetic circuit of an electric machine," U.S. Patent 5 990 688, Nov. 23, 1999.
- [60] G. B. Kliman, M. R. Shah, and S.-B. Lee, "Differential sensor apparatus and method for laminated core fault detection," U.S. Patent 6 873 152 B2, Mar. 29, 2005.
- [61] J. Sutton, "Method and apparatus for testing laminated cores of electrical machines," U.S. Patent 2003/0 117 144 A1, Jun. 26, 2003.
- [62] IEEE Std 432-1992, *IEEE Guide for Insulation Maintenance for Rotating Electric Machinery (5 hp to less than 10 000 hp)*. New York, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE, 1992.
- [63] ANSI/IEEE Std 56-1977, *IEEE Guide for Insulation Maintenance of Large Alternating-Current Rotating Machinery (10 000 hp and larger)*. New York, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE, 1977.
- [64] G. Ridley, "EL CID test evaluation, 1984-96," *Power Engineering Journal*, vol. 11, pp. 21–26, Feb. 1997.
-

- [65] Z. Posedel, “Inspection of stator core in large machines with a low yoke induction method-measurement and analysis of interlamination short-circuits,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, no. 1, pp. 81–86, Mar. 2001.
- [66] S. B. Lee, G. B. Kliman, M. R. Shah, D. Kim, W. T. Mall, N. K. Nair, and R. M. Lusted, “Experimental study of inter-laminar core fault detection techniques based on low flux core excitation,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 85–94, Mar. 2006.
- [67] S. B. Lee, G. B. Kliman, M. R. Shah, N. K. Nair, and R. M. Lusted, “An iron core probe based inter-laminar core fault detection techniques for generator stator cores,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 2, pp. 344–351, Jun. 2005.
- [68] A. Ordaz-Moreno, R. J. Romero-Troncoso, J. A. Vite-Frias, J. R. Rivera-Gillen, and A. Garcia-Perez, “Automatic online diagnosis algorithm for broken-bar detection on induction motors based on discrete wavelet transform for FPGA implementation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 2193–2202, May 2008.
- [69] J. Cusidó, L. Romeral, J. A. Ortega, J. A. Rosero, and A. G. Espinosa, “Fault detection in induction machines using power spectral density in wavelet decomposition,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 633–643, Feb 2008.
- [70] A. M. da Silva, R. J. Povinelli, and N. A. O. Demerdash, “Induction machine broken bar and stator short-circuit fault diagnostics based on three-phase stator current envelopes,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1310–1318, Mar. 2008.
- [71] H. Su and K. T. Chong, “Induction machine condition monitoring using neural network modeling,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 241–249, Feb. 2007.
- [72] B. Ayhan, H. J. Trussell, M.-Y. Chow, and M.-H. Song, “On the use of a lower sampling rate for broken rotor bar detection with DTFT and AR-based spectrum methods,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1421–1434, Mar. 2008.

- [73] J. F. Martins, V. F. Pires, and A. J. Pires, “Unsupervised neural-network-based algorithm for an on-line diagnosis of three-phase induction motor stator fault,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 259–264, Feb. 2007.
- [74] M. Drif and A. J. M. Cardoso, “Airgap-eccentricity fault diagnosis, in three-phase induction motors, by the complex apparent power signature analysis,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1404–1410, Mar. 2008.
- [75] M. Blödt, D. Bonacci, J. Regnier, M. Chabert, and J. Faucher, “On-line monitoring of mechanical faults in variable-speed induction motor drives using the wigner distribution,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 522–533, Feb 2008.
- [76] R. E. Rettler, J. R. Brauer, and M. Ravenstahl, “Finite element eddy current computations in turbogenerator solid rotors and imperfect stators,” in *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, vol. 4, may 2005, pp. 1598–1605.
- [77] M. D. Negrea, “Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines,” Ph.D. dissertation, Helsinki University of Technology, Department of Electrical and Communications Engineering, Laboratory of Electromechanics, FINLAND, 2006.
- [78] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, J. A. Solsona, and G. O. García, “Evaluación y modelado de las pérdidas en el hierro de motores de inducción,” in *XI Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, XI RPIC*, Río Cuarto, Argentina, Sep. 2005, pp. 500–505.
- [79] —, “Un observador adaptivo para la estimación del flujo en el control de motores de inducción considerando las pérdidas en el hierro,” in *Congreso Argentino de Control Automático. AADECA 2006*, no. ID 148, Buenos Aires, Argentina, Ago. 2006.
- [80] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, J. A. Solsona, and G. O. García, “On-line iron loss resistance identification by a state observer for rotor-flux-oriented control of induction motor,” *Energy conversion and management*, vol. 49, no. 10, pp. 2742–2747, Oct. 2008.
- [81] P. M. de la Barrera, M. R. Curti, G. R. Bossio, J. A. Solsona, and G. O. García, “Un método para la generación de fallas en el hierro del estator de los motores de inducción,”

- in *XII Reunión de Trabajos en Procesamiento de la Información y Control, XII RPIC*, Río Gallegos, Argentina., Oct. 2007.
- [82] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, J. A. Solsona, and G. O. García, “Diagnóstico de fallas en el hierro de motores de inducción usando adaptación de parámetros,” in *XII Reunión de Trabajos en Procesamiento de la Información y Control, XII RPIC*, Río Gallegos, Argentina., Oct. 2007.
- [83] —, “Stator core fault diagnosis for induction motors based on parameters adaptation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics.*, 2009. En preparación.
- [84] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, G. O. García, and J. A. Solsona, “A model for three-phase induction motors with stator core faults,” *Advances in Electrical Machines Monitoring and Diagnosis, Part II, IEEE Transactions on Industrial Electronics.*, Nov. 2008. Sometido a evaluación.
- [85] G. O. García, G. D. Giannantonio, R. Leidhold, and D. Forchetti, “Operational method to deduce equivalent circuit in dq0 variable,” *Latin America Applied Research (LAAR)*, vol. 30, no. 2, pp. 119–124, April 2000.
- [86] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, J. A. Solsona, and G. O. García, “Transformación de circuitos trifásicos a variables qd0 utilizando un método operacional,” in *Congreso Argentino de Control Automático. AADECA 2004*, no. ID 76, Buenos Aires, Argentina, Ago.-Sep. 2004.
- [87] G. C. Verghese and S. R. Sanders, “Observer for flux estimation in induction machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 85–94, Feb. 1988.
- [88] M. A. Plonus, *Electromagnetismo Aplicado*, 1st ed. España: Editorial Reverté, S.A., 1982.
- [89] F. Fiorillo and A. Novikov, “An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, pp. 2904–2910, Sep. 1990.

- [90] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply an engineering approach," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 2, pp. 981–989, Mar. 2003.
- [91] G. Bertotti, "Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials. I. Theoretical considerations," *Journal of Applied Physics*, vol. 57, no. 6, pp. 2110–2117, Mar. 1985.
- [92] E. Levi, "Iron core loss effects in indirect rotor flux oriented induction machines," in *7th Mediterranean Electrotechnical Conference, 1994*, vol. 2, Antalya, Turkey, Apr. 1994, pp. 766–769.
- [93] P. M. de la Barrera, "Efecto de las pérdidas en el hierro sobre el control del motor de inducción," Tesis presentada para la obtención del grado de Magister en Ciencias de la Ingeniería, Mención: Ingeniería Eléctrica, Universidad Nacional de Río Cuarto, Facultad de Ingeniería, Río Cuarto, Córdoba, Argentina, Dic. 2006.
- [94] J. E. Marsden and A. J. Tromba, *Cálculo Vectorial*. USA: Addison-Wesley Iberoamericana, 1991.
- [95] G. Garcia, J. Luis, R. Stephan, and E. Watanabe, "An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 533–539, Oct. 1994.
- [96] R. Leidhold, G. García, and M. Valla, "Field-oriented controlled induction generator with loss minimization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 147–156, Feb. 2002.
- [97] G. R. Bossio, C. H. De Angelo, D. G. Forchetti, R. Leidhold, J. A. Solsona, and G. O. García, "Estimación de flujo en máquinas de inducción mediante observadores," in *VIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, RPIC*, vol. 1, Mar del Plata, Argentina, Sep. 1999, pp. 22–33.
- [98] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1219–1224, Nov./Dec. 1994.

- [99] H. Kubota and Y. Tamura, "Stator resistance estimation for sensorless induction motor drives under regenerating condition," in *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 02*, vol. 1, Spain, Nov. 2002, pp. 426–430.
- [100] T. Abbasian, F. R. Salmasi, and M. J. Yazdanpanah, "Improved adaptive feedback linearization control of induction motors based on online estimation of core loss and rotor resistance," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006*, Taormina-Sicily, Italy, May 2006, pp. S32/22–27.
- [101] Motor Reliability Working Group, "Report of lage motor reliability survey of industrial and commercial installations part i and ii," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA–21, no. 4, pp. 853–872, Jul./Aug. 1985.
- [102] A. Saddique, G. S. Yadava, and B. Singh, "A review of stator fault monitoring techniques of induction motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 1, pp. 106–114, Mar. 2005.
- [103] G. C. Stone, E. A. Boulter, I. Culbert, and H. Dhirani, *Electrical Insulation For Rotating Machines: Design, Evaluation, Aging, Testing, and Repair*. USA: IEEE Press Series and A John Wiley and Sons, Inc., Publications, 2004.
- [104] R. M. Tallam, S. B. Lee, G. Stone, G. B. Kliman, J. Yoo, H. T. G., and R. G. Harley, "A survey of methods for detection of stator related faults in induction machines," in *Symposium on diagnostics for electric machines, power electronics and drives, SDEMPED 2003*, Atlanta, USA, Aug. 2003, pp. 35–46.
- [105] P. J. Tavner and A. F. Anderson, "Core fault in large generators," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 152, no. 6, pp. 1427–1439, Nov. 2005.
- [106] C. Rickson, "Electrical machine core imperfection detection," *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 133, no. 3, pp. 190–195, May 1986.
- [107] G. K. Ridley, "EL CID application phenomena," in *Proc. Int. Conf. Electr. Mach. and Drives*, 1993, pp. 491–498.

- [108] D. B. Paley, “Low power stator core fault testing using EL CID,” in *Proc. Int. Conf. POWERCON*, vol. 2, 1998, pp. 1010–1014.
- [109] G. Ridley and D. R. Bertenshaw, “A deeper insight into EL CID,” *International Journal on Hydropower and Dams*, vol. 12, no. 4, pp. 87–91, 2005.
- [110] V. Nassisi and A. Luches, “Rogowski coils: theory and experimental results,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 50, no. 7, pp. 900–902, Jul. 1979.
- [111] D. Ward and J. Exon, “Using rogowski coils for transient current measurements,” *IEE Engineering Science and Education Journal*, vol. 2, no. 3, pp. 105–113, Jun. 1993.
- [112] M. Argueso, G. Robles, and J. Sanz, “Implementation of a rogowski coil for the measurement of partial discharges,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 79, no. 6, pp. 065 107–1–7, May 2005.
- [113] T. A. Lipo, *Introduction to AC machine design*. Madison, USA: University of Wisconsin, 1996, vol. 1.
- [114] J. G. Zhu, S. Y. R. Hui, and V. S. Ramsden, “Discrete modelling of magnetic cores including hysteresis, eddy current and anomalous losses,” *IEE Proceedings–A*, vol. 140, no. 4, pp. 317–322, Jul. 1993.
- [115] G. C. Paap, “Symmetrical components in the time domain and their application to power network calculations,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 15, no. 2, pp. 522–528, May. 2000.
- [116] R. M. Tallam, T. G. Habetler, and R. G. Harley, “Transient model for induction machines with stator winding turn faults,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 3, pp. 632–637, May/June. 2002.
- [117] S. M. A. Cruz and A. J. Marques Cardoso, “Multiple reference frames theory: A new method for the diagnosis of faults in three-phase induction motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 3, pp. 611–619, Sep. 2005.

- [118] S. B. Lee, R. M. Tallam, and T. G. Habetler, “A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 865–872, May 2003.
- [119] J. Sottile and J. L. Kohler, “An on-line method to detect incipient failure of turn insulation in random-wound motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8, no. 4, pp. 762–768, Dec. 1993.
- [120] M. Arkan, D. K. Perović, and P. Unsworth, “Online stator fault diagnosis in induction motors,” *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 148, no. 6, pp. 537–547, Nov. 2001.
- [121] A. A. Jimoh and V. Munhurrun, “A thermal model for the study of stray load losses in induction motors,” in *AFRICON, 1999 IEEE*, vol. 2, Cape Town, Sep.-Oct. 1999, pp. 881–886.
- [122] R. Carlson, “Inter-bar currents in the rotor fo large three-phase cage induction motors: analysis and detection,” in *Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED 2003*, vol. 1, Aug. 2003, pp. 242–246.
- [123] T. Pham-Dinh and E. Levi, “Core loss in direct torque controlled induction motor drives: detuning and compensation,” in *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference. PESC2001*, vol. 3, no. 17-21, Vancouver, BC Canada, Jun. 2001, pp. 1429–1434.
- [124] E. Levi, A. Lamine, and A. Cavagnino, “Impact of stray load losses on vector control accuracy in current-fed induction motor drives,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp. 442–450, Jun. 2006.
- [125] —, “Rotor-flux-oriented control of induction machines considering the stray load losses,” in *Power Electronics Specialists, 2005 IEEE 36th Conference on*, Jun. 2005, pp. 1325–1331.
- [126] R. M. Tallam, T. G. Habetler, and R. G. Harley, “Self-commissioning training algorithms for neural networks with applications to electric machine fault diagnostics,” vol. 17, no. 6, pp. 1089–1095, Nov. 2002.

- [127] —, “Experimental testing of a neural-network-based turn-fault detection scheme for induction machines under accelerated insulation failure conditions,” in *Symposium on diagnostics for electric machines, power electronics and drives, SDEMPED 2003*, Atlanta, USA, Aug. 2003, pp. 58–62.
- [128] P. M. de la Barrera, “Diagnóstico de fallas en el hierro del estator en motores de inducción utilizando redes neuronales,” Fac. de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto,” Trabajo final para la aprobación del curso de postgrado “Modelado de Sistemas”, 2008.
- [129] F. Zidani, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, and M. S. Nait-Said, “Induction motor stator faults diagnosis by a current concordia pattern-based fuzzy decision system,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 4, pp. 469–475, Dec. 2003.
- [130] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, “Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using ai techniques,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 994–1004, Oct. 2000.
- [131] M. S. Ballal, Z. J. Khan, H. M. Suryawanshi, and R. L. Sonolikar, “Adaptive neural fuzzy inference system for the detection of inter-turn insulation and bearing wear faults in induction motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 250–258, Feb. 2007.
- [132] F. C. Trutt, J. Sottile, and J. L. Kohler, “Condition monitoring of induction motor stator windings using electrically excited vibrations,” in *Conf. Rec. 37th IEEE IAS Annu. Meeting*, vol. 4, Aug. 2002, pp. 2301–2305.
- [133] N. Arthur and J. Penman, “Induction machine condition monitoring with higher order spectra,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1031–1041, Oct. 2000.
- [134] S. Bachir, S. Thani, J. C. Trigeassou, and G. Champenois, “Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp. 963–973, 2006.

BIBLIOGRAFÍA

- [135] C. S. Kallesoe, R. Izadi-Zamanabadi, P. Vadstrup, and H. Rasmussen, “Observer-based estimation of stator-winding faults in delta-connected induction motors: A linear matrix inequality approach,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 1022–1031, 2007.
- [136] C. H. D. Angelo, G. R. Bossio, S. Giaccone, G. O. García, J. Solsona, and M. I. Valla, “On-line model-based stator fault detection and identification in induction motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008. En prensa.

Apéndice A

TÓPICOS RELACIONADOS AL MODELADO DEL MI

A.1. Otra representación matemática del MI

A partir del circuito equivalente del MI de la Fig. 2.3, Capítulo 2, se obtienen las siguientes ecuaciones de tensión

$$\left\{ \begin{array}{l}
 v_{qs} = \omega_{qd0} L_{ls} i_{ds1} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{qs1} + R_s i_{qs1} + \omega_{qd0} M (i_{ds2} + i_{dr}) + M \frac{d}{dt} (i_{qs2} + i_{qr}) \\
 v_{ds} = -\omega_{qd0} L_{ls} i_{qs1} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{ds1} + R_s i_{ds1} - \omega_{qd0} M (i_{qs2} + i_{qr}) + M \frac{d}{dt} (i_{ds2} + i_{dr}) \\
 0 = \omega_{qd0} M (i_{ds2} + i_{dr}) + M \frac{d}{dt} (i_{qs2} + i_{qr}) + R_{Fe} (i_{qs2} - i_{qs1}) \\
 0 = -\omega_{qd0} M (i_{qs2} + i_{qr}) + M \frac{d}{dt} (i_{ds2} + i_{dr}) + R_{Fe} (i_{ds2} - i_{ds1}) \\
 v_{qr} = (\omega_{qd0} - \omega_r) L_{lr} i_{dr} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{qr} + R_r i_{qr} + (\omega_{qd0} - \omega_r) M (i_{ds2} + i_{dr}) + \\
 \quad + M \frac{d}{dt} (i_{qs2} + i_{qr}) \\
 v_{dr} = -(\omega_{qd0} - \omega_r) L_{lr} i_{qr} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{dr} + R_r i_{dr} - (\omega_{qd0} - \omega_r) M (i_{qs2} + i_{qr}) + \\
 \quad + M \frac{d}{dt} (i_{ds2} + i_{dr}) .
 \end{array} \right. \quad (A.1)$$

Las ecuaciones de corrientes en función de la flujos enlazados totales son

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{qs1} = \frac{(\lambda_{qs} - \lambda_{qm})}{L_{ls}} \\ i_{qs1} = \frac{(\lambda_{ds} - \lambda_{dm})}{L_{ls}} \\ i_{qs2} = \lambda_{qm} \left(\frac{1}{M} + \frac{1}{L_{lr}} \right) - \frac{\lambda_{qr}}{L_{lr}} \\ i_{ds2} = \lambda_{dm} \left(\frac{1}{M} + \frac{1}{L_{lr}} \right) - \frac{\lambda_{dr}}{L_{lr}} \\ i_{qm} = (i_{qs2} + i_{qr}) = \frac{\lambda_{qm}}{M} \\ i_{dm} = (i_{ds2} + i_{dr}) = \frac{\lambda_{dm}}{M} \\ i_{qr} = \frac{(\lambda_{qr} - \lambda_{qm})}{L_{lr}} \\ i_{dr} = \frac{(\lambda_{dr} - \lambda_{dm})}{L_{lr}} . \end{array} \right. \quad (\text{A.2})$$

Reemplazando las corrientes (A.2), en las (A.1), sólo en los términos no afectados por resistencias, se obtiene

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{qs} = \omega_{qd0} \lambda_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + R_s i_{qs1} \\ v_{ds} = -\omega_{qd0} \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} + R_s i_{ds1} \\ 0 = \omega_{qd0} \lambda_{dm} + \frac{d}{dt} \lambda_{qm} + R_{Fe} (i_{qs2} - i_{qs1}) \\ 0 = -\omega_{qd0} \lambda_{qm} + \frac{d}{dt} \lambda_{dm} + R_{Fe} (i_{ds2} - i_{ds1}) \\ v_{qr} = (\omega_{qd0} - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} + R_r i_{qr} \\ v_{dr} = -(\omega_{qd0} - \omega_r) \lambda_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} + R_r i_{dr} . \end{array} \right. \quad (\text{A.3})$$

El conjunto (A.3) es de utilidad en la deducción del estimador de flujo para el COC que considera a las pérdidas en el hierro, Capítulo 3.

A.2. Deducción del modelo del MI en función de las corrientes de estator

Reemplazando (A.2) en (A.1), operando y ordenando las ecu., puede obtenerse

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[\frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \frac{R_s}{L_{ls}} \lambda_{qs} \right] = v_{qs} - \omega_{qd0} \lambda_{ds} + \frac{R_s}{L_{ls}} \lambda_{qm} \\ \left[\frac{d}{dt} \lambda_{ds} + \frac{R_s}{L_{ls}} \lambda_{ds} \right] = v_{ds} + \omega_{qd0} \lambda_{qs} + \frac{R_s}{L_{ls}} \lambda_{dm} \\ \left[\frac{d}{dt} \lambda_{qm} + \left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} + \frac{R_{Fe}}{L_{lr}} + \frac{R_{Fe}}{M} \right) \lambda_{qm} \right] = \left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} \right) \lambda_{qs} + \left(\frac{R_{Fe}}{L_{lr}} \right) \lambda_{qr} - \omega_{qd0} \lambda_{dm} \\ \left[\frac{d}{dt} \lambda_{dm} + \left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} + \frac{R_{Fe}}{L_{lr}} + \frac{R_{Fe}}{M} \right) \lambda_{dm} \right] = \left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} \right) \lambda_{ds} + \left(\frac{R_{Fe}}{L_{lr}} \right) \lambda_{dr} + \omega_{qd0} \lambda_{qm} \\ \left[\frac{d}{dt} \lambda_{qr} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{qr} \right] = v_{qr} - (\omega_{qd0} - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{qm} \\ \left[\frac{d}{dt} \lambda_{dr} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dr} \right] = v_{dr} + (\omega_{qd0} - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dm} . \end{array} \right. \quad (A.4)$$

Por último, reemplazando en (A.4) las expresiones de λ_{qs} y λ_{ds} ((2.16) y (2.17)) y reordenando las ecu. se obtiene

$$\left[L_{ls} \frac{d}{dt} i_{qs1} + (R_s + R_{Fe}) i_{qs1} \right] = v_{qs} - \omega_{qd0} L_{ls} i_{ds1} - \frac{\lambda_{qr}}{\left(\frac{L_{lr}}{R_{Fe}} \right)} + \frac{\lambda_{qm}}{\left(\frac{1}{\frac{R_{Fe}}{M} + \frac{R_{Fe}}{L_{lr}}} \right)} \quad (A.5)$$

$$\left[L_{ls} \frac{d}{dt} i_{ds1} + (R_s + R_{Fe}) i_{ds1} \right] = v_{ds} + \omega_{qd0} L_{ls} i_{qs1} - \frac{\lambda_{dr}}{\left(\frac{L_{lr}}{R_{Fe}} \right)} + \frac{\lambda_{dm}}{\left(\frac{1}{\frac{R_{Fe}}{M} + \frac{R_{Fe}}{L_{lr}}} \right)} \quad (A.6)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{qm} + \left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} + \frac{R_{Fe}}{M} \right) \lambda_{qm} \right] = R_{Fe} i_{qs1} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{qr} - \omega_{qd0} \lambda_{dm} \quad (A.7)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{dm} + \left(\frac{R_{Fe}}{L_{ls}} + \frac{R_{Fe}}{M} \right) \lambda_{dm} \right] = R_{Fe} i_{ds1} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dr} + \omega_{qd0} \lambda_{qm} \quad (A.8)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{qr} - \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{qr} \right] = v_{qr} - (\omega_{qd0} - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{qm} \quad (A.9)$$

$$\left[\frac{d}{dt} \lambda_{dr} - \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dr} \right] = v_{dr} + (\omega_{qd0} - \omega_r) \lambda_{qr} + \frac{R_r}{L_{lr}} \lambda_{dm} . \quad (A.10)$$

Las (A.5)–(A.10) son utilizadas en el Capítulo 3 para evaluar el efecto de las pérdidas en el hierro sobre el desempeño del COC.

A.3. Deducción de las ecuaciones de estado del MI incluyendo PH

Reemplazando ψ_{qs1} y ψ_{ds1} por $X_{ls}i_{qs1}$ y $X_{ls}i_{ds1}$, respectivamente, en (2.47), (2.48) y (2.50)–(2.53), se tiene

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt}i_{qs1} = (-R_s - R_{Fe}) \frac{\omega_b}{X_{ls}}i_{qs1} + \frac{R_{Fe}\omega_b}{X_{ls}X_m}\psi_{qm} + \frac{\omega_b}{X_{ls}}v_{qs} - \omega_{qd0}i_{ds1} - \frac{R_{Fe}\omega_b}{X_{ls}X_{lr}}\psi_{qr1} \\ \frac{d}{dt}i_{ds1} = (-R_s - R_{Fe}) \frac{\omega_b}{X_{ls}}i_{ds1} + \frac{R_{Fe}\omega_b}{X_{ls}X_m}\psi_{dm} + \frac{\omega_b}{X_{ls}}v_{ds} + \omega_{qd0}i_{qs1} - \frac{R_{Fe}\omega_b}{X_{ls}X_{lr}}\psi_{dr1} \\ \frac{d}{dt}\psi_{qm} = -\omega_{qd0}\psi_{dm} - \frac{R_{Fe}\omega_b}{X_m}\psi_{qm} + \frac{R_{Fe}\omega_b}{X_{lr}}\psi_{qr1} + R_{Fe}\omega_b i_{qs1} \\ \frac{d}{dt}\psi_{dm} = \omega_{qd0}\psi_{qm} - \frac{R_{Fe}\omega_b}{X_m}\psi_{dm} + \frac{R_{Fe}\omega_b}{X_{lr}}\psi_{dr1} + R_{Fe}\omega_b i_{ds1} \\ \frac{d}{dt}\psi_{qr1} = (-R_r - R_{Fe}) \frac{\omega_b}{X_{lr}}\psi_{qr1} + \frac{R_{Fe}\omega_b}{X_m}\psi_{qm} + (\omega_r - \omega_{qd0})\psi_{dr1} - R_{Fe}\omega_b i_{qs1} + \omega_r\psi_{dm} \\ \frac{d}{dt}\psi_{dr1} = (-R_r - R_{Fe}) \frac{\omega_b}{X_{lr}}\psi_{dr1} + \frac{R_{Fe}\omega_b}{X_m}\psi_{dm} - (\omega_r - \omega_{qd0})\psi_{qr1} - R_{Fe}\omega_b i_{ds1} - \omega_r\psi_{qm} . \end{array} \right. \quad (A.11)$$

A partir de A.11 se obtiene la siguiente representación en variables de estados [87]

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t) \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) \end{array} \right. \quad (A.12)$$

donde

$\dot{\cdot}$ representa la derivada primera respecto del tiempo,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{qs1} \\ i_{ds1} \\ \psi_{qm} \\ \psi_{dm} \\ \psi_{qr1} \\ \psi_{dr1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_{qs1} \\ i_{ds1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_b}{X_{ls}}(R_s + R_{Fe}) & -\omega_{qd0} & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{ls} X_m} & 0 & -\frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{ls} X_{lr}} & 0 \\ \omega_{qd0} & -\frac{\omega_b}{X_{ls}}(R_s + R_{Fe}) & 0 & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{ls} X_m} & 0 & -\frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{ls} X_{lr}} \\ \omega_b R_{Fe} & 0 & -\frac{\omega_b R_{Fe}}{X_m} & -\omega_{qd0} & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{lr}} & 0 \\ 0 & \omega_b R_{Fe} & \omega_{qd0} & -\frac{\omega_b R_{Fe}}{X_m} & 0 & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_{lr}} \\ -\omega_b R_{Fe} & 0 & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_m} & \omega_r & -\frac{\omega_b}{X_{lr}}(R_r + R_{Fe}) & -(\omega_{qd0} - \omega_r) \\ 0 & -\omega_b R_{Fe} & -\omega_r & \frac{\omega_b R_{Fe}}{X_m} & (\omega_{qd0} - \omega_r) & -\frac{\omega_b}{X_{lr}}(R_r + R_{Fe}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{\omega_b}{X_{ls}} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_b}{X_{ls}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Apéndice B

CARACTERÍSTICAS Y DATOS DE LOS MI PROTOTIPOS DE LABORATORIO

B.1. Características de los MI

Para obtener los resultados experimentales mostrados en los Capítulos 2, 4 y 5 se utilizaron dos prototipos de MI.

Para los Capítulos 2 y 4 se utilizó un MI (denominado Motor A) trifásico industrial, jaula de ardilla, que posee dos rotores intercambiables uno estándar y el otro, con las mismas



(a) Rotor con barras.



(b) Rotor sin barras.

Figura B.1: Rotores utilizados en los ensayos.

Tabla B.1: Datos Característicos del MI (Motor A).

Variable	Valor	Parámetros	Valor
P_n kW/HP	5,5/7,5	$R_s \Omega$	0,9258
V_n V	220/380	$R_r \Omega$	2,46
I_n A	19,9/11,1	$L_{ls}=L_{lr}$ mHy	5,155
f Hz	50	M mHy	168,497
T_n Nm	35,00	$\cos\phi$	0,82

características magnéticas pero, sin barras. Esta característica de los rotores puede observarse en las Fig. B.1(a) y B.1(b). El estator de este MI es estándar de 5.5 kW, en la Tabla B.1 se muestran sus datos característicos y sus parámetros.

Para obtener los resultados experimentales mostrados en el Capítulo 5, se utilizó un MI estándar (denominado Motor B), jaula de ardilla, de 5.5 kW. Sus datos característicos y sus parámetros pueden observarse en la Tabla B.2.

Las formas y dimensiones de las ranuras, rotor y estator, de ambos MI se muestran en la Fig. B.2.

Tabla B.2: Datos Característicos del MI (Motor B).

Variable	Valor	Parámetros	Valor
P_n kW/HP	5,5/7,5	$R_s \Omega$	0,9267
V_n V	220/380	$R_r \Omega$	2,06
I_n A	19,9/11,1	$R_{Fe} \Omega$	156,997
f Hz	50	$L_{ls}=L_{lr}$ mHy	4,67
T_n Nm	35,00	M mHy	155,597
$\cos\phi$	0,82		

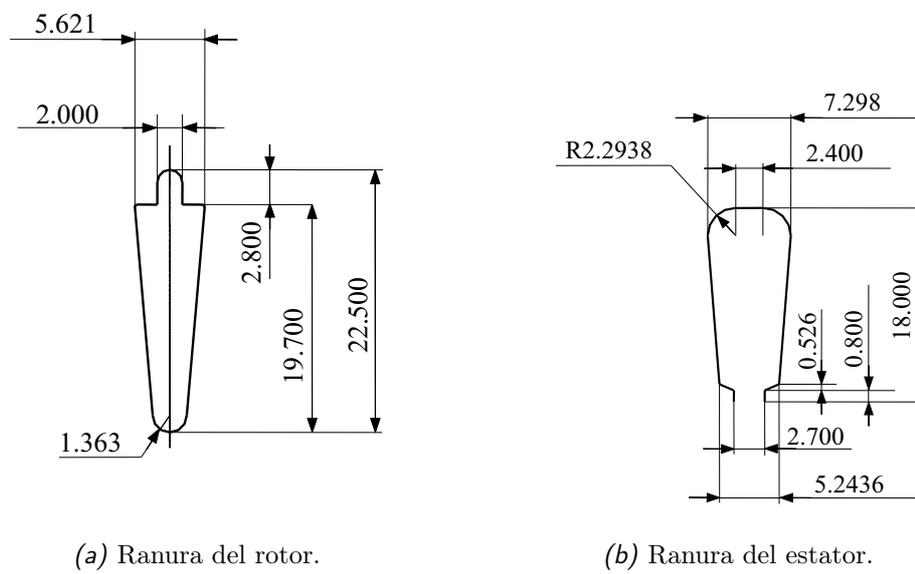


Figura B.2: Ranuras de los MI utilizados.