



UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA

FACULTAD DE INGENIERÍA

Departamento de Electrotecnia

MODELADO DE LAS IRREGULARIDADES

DEL MOTOR DE INDUCCIÓN:

APLICACIONES EN LA ESTIMACIÓN DE POSICIÓN

Y EL DIAGNÓSTICO DE FALLAS

Guillermo Rubén Bossio

Tesis presentada para obtener el grado de

DOCTOR EN INGENIERÍA

Directora: Dra. María Inés Valla

Codirector: Dr. Guillermo Oscar García

Subdirector: Dr. Jorge Alberto Solsona

La Plata, marzo de 2004

RESUMEN

En esta tesis se estudian estrategias para la estimación de posición y el diagnóstico de fallas en motores de inducción utilizados en accionamientos de velocidad variable. La estimación de posición permite eliminar los sensores mecánicos en el control del motor, reduciendo los costos y aumentando la confiabilidad y robustez del accionamiento. El diagnóstico de fallas en línea permite la detección de fallas incipientes, reduciendo de esta manera tanto los costos de reparación como los asociados a la parada no programada del proceso o línea de producción.

Las estrategias estudiadas y propuestas en esta tesis se basan en los efectos que producen las irregularidades, inherentes al motor o producidas por las fallas, cuando éste es excitado mediante una señal exploradora, inyectada por el inversor del accionamiento. Para el análisis de estas estrategias se propone un modelo de circuitos múltiplemente acoplados y un nuevo método para el cálculo de las inductancias. Este método permite incluir el efecto de distintas no homogeneidades, radiales y axiales, tanto de los bobinados como del entrehierro. Las propuestas realizadas en esta tesis son validadas experimentalmente mediante prototipos de laboratorio.

ABSTRACT

Strategies for the position estimation and fault diagnosis in induction motor drives are studied in this thesis. The estimation of position allows eliminating the mechanical sensors in the motor control, reducing then costs and improving reliability and robustness as well. On-line fault diagnosis allows the detection of insipient faults, reducing in consequence the repair costs and the process or production line stop-time.

The strategies proposed and studied in this thesis are based on the effects of saliencies, as for the ones inherent to the motor and the produced by faults, when the motor is excited with a drive-injected signal. For the analysis of these strategies, a multiple-coupled circuit model and a new method for inductance calculation are proposed. This method allows including the effects of radial and axial non-uniformities of both windings and air-gap. The proposals included in this thesis are experimentally validated using a laboratory experimental setup.

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 Universidad Nacional de La Plata (UNLP), 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 que me prestaron mis directores Dra. María Inés Valla, Dr. Guillermo García y Dr. Jorge Solsona. También quiero agradecer a Cristian De Angelo y a los demás compañeros del Grupo de Electrónica Aplicada, por su amistad y constante colaboración.

CONTENIDOS

| | |
|--|------------|
| RESUMEN | I |
| ABSTRACT | III |
| AGRADECIMIENTOS | V |
| LISTA DE SÍMBOLOS | XI |
| CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN | 1 |
| 1.1 Descripción del problema | 1 |
| 1.2 Antecedentes del tema | 3 |
| 1.2.1 Modelado del motor de inducción | 3 |
| 1.2.2 Estimación de posición | 5 |
| 1.2.3 Diagnóstico de fallas | 7 |
| 1.3 Contribuciones de esta tesis | 8 |
| 1.4 Organización de la tesis | 9 |
| CAPÍTULO 2: MODELADO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN | 13 |
| 2.1 Introducción | 13 |
| 2.2 Modelo del motor de inducción | 15 |
| 2.2.1 Modelo para tensiones de línea | 20 |
| 2.3 Ecuaciones para el cálculo de las inductancias | 22 |

| | | |
|--|---|------------|
| 2.3.1 | <i>Distribución de fuerza magneto motriz en el entrehierro</i> | 22 |
| 2.3.2 | <i>Deducción de las ecuaciones a partir del flujo en el entrehierro</i> | 25 |
| 2.3.3 | <i>Deducción de las ecuaciones a partir de la energía en el entrehierro</i> | 27 |
| 2.4 | <i>Cálculo de las inductancias</i> | 29 |
| 2.4.1 | <i>Modelado del cruzamiento de barras</i> | 31 |
| 2.4.2 | <i>Modelado de las ranuras del estator y del rotor</i> | 33 |
| 2.4.3 | <i>Modelado de la excentricidad del entrehierro</i> | 35 |
| 2.4.4 | <i>Bobinados en paralelo</i> | 49 |
| 2.5 | <i>Validación experimental</i> | 51 |
| 2.5.1 | <i>Medición de inductancias</i> | 51 |
| 2.5.2 | <i>Excentricidad estática</i> | 55 |
| 2.5.3 | <i>Excentricidad dinámica</i> | 59 |
| 2.6 | <i>Conclusiones</i> | 63 |
| <u>CAPÍTULO 3: ESTIMACIÓN DE POSICIÓN</u> | | 65 |
| 3.1 | <i>Introducción</i> | 65 |
| 3.2 | <i>Descripción de la estrategia de estimación de posición</i> | 70 |
| 3.2.1 | <i>Implementación de la estrategia utilizando un solo sensor de tensión</i> | 73 |
| 3.3 | <i>Análisis de la estrategia de estimación de posición</i> | 75 |
| 3.3.1 | <i>Número de barras</i> | 79 |
| 3.3.2 | <i>Cruzamiento de barras</i> | 83 |
| 3.3.3 | <i>Apertura de las ranuras del rotor</i> | 86 |
| 3.3.4 | <i>Número de espiras de los bobinados del estator</i> | 91 |
| 3.3.5 | <i>Bobinados en paralelo</i> | 93 |
| 3.4 | <i>Simulación de la estrategia de estimación de posición</i> | 96 |
| 3.5 | <i>Resultados experimentales</i> | 97 |
| 3.5.1 | <i>Cruzamiento de barras</i> | 99 |
| 3.5.2 | <i>Apertura de las ranuras del rotor</i> | 101 |
| 3.5.3 | <i>Número de espiras de los bobinados del estator</i> | 102 |
| 3.5.4 | <i>Bobinados en paralelo</i> | 104 |
| 3.6 | <i>Discusión y conclusiones</i> | 107 |

| | | |
|---|---|------------|
| CAPÍTULO 4: MODELADO Y DIAGNÓSTICO DE FALLAS | | 109 |
| 4.1 | Introducción | 109 |
| 4.2 | Rotura de las barras | 111 |
| 4.2.1 | Modelado de la rotura de las barras | 112 |
| 4.2.2 | Efecto de la rotura de las barras sobre las señales de diagnóstico | 114 |
| 4.3 | Rotura de los anillos de cortocircuito | 119 |
| 4.3.1 | Modelado de la rotura de los anillos | 119 |
| 4.3.2 | Efecto de la rotura de los anillos sobre las señales de diagnóstico | 121 |
| 4.4 | Fallas en el estator | 125 |
| 4.4.1 | Modelado de fallas en el estator | 125 |
| 4.4.2 | Efecto de las fallas en el estator sobre las señales de diagnóstico | 128 |
| 4.5 | Excentricidad del entrehierro | 131 |
| 4.5.1 | Excentricidad estática | 131 |
| 4.5.2 | Excentricidad dinámica | 133 |
| 4.5.3 | Excentricidad combinada | 135 |
| 4.5.4 | Excentricidad con bobinados en paralelo | 140 |
| 4.6 | Resultados experimentales | 148 |
| 4.6.1 | Rotura de las barras | 148 |
| 4.6.2 | Fallas en el estator | 150 |
| 4.6.3 | Excentricidad dinámica | 152 |
| 4.6.4 | Excentricidad dinámica con bobinados en paralelo | 153 |
| 4.7 | Discusión y conclusiones | 155 |
| CAPÍTULO 5: DISCUSIÓN, CONCLUSIONES Y PROPUESTAS PARA TRABAJOS FUTUROS | | 159 |
| 5.1 | Discusión y conclusiones | 159 |
| 5.1.1 | Modelado del motor de inducción | 159 |
| 5.1.2 | Estimación de posición | 160 |
| 5.1.3 | Diagnóstico de fallas | 161 |
| 5.2 | Propuestas para trabajos futuros | 163 |
| 5.2.1 | Modelado del motor de inducción | 163 |

| | | |
|---|--|------------|
| 5.2.2 | <i>Aplicaciones del modelo</i> | 164 |
| 5.2.3 | <i>Estimación de posición</i> | 164 |
| 5.2.4 | <i>Diagnóstico de fallas</i> | 165 |
| BIBLIOGRAFÍA | | 167 |
| APÉNDICE A: INDUCTANCIA MUTUA ENTRE BOBINADOS | | 179 |
| APÉNDICE B: CANCELACIÓN DE LOS TÉRMINOS DE FEM | | 183 |
| APÉNDICE C: PROTOTIPO EXPERIMENTAL | | 187 |
| C.1. | <i>Medición de inductancia</i> | 187 |
| C.2. | <i>Prototipo de laboratorio</i> | 188 |
| C.3. | <i>Estatores y rotores</i> | 190 |
| C.3.1. | <i>Rotor A</i> | 191 |
| C.3.2. | <i>Rotor B</i> | 191 |
| C.3.3. | <i>Rotor C</i> | 192 |
| C.3.4. | <i>Estator A</i> | 192 |
| C.3.5. | <i>Estator B</i> | 192 |
| C.3.6. | <i>Estator C</i> | 193 |
| C.4. | <i>Rotura de las barras</i> | 193 |
| C.5. | <i>Fallas en el estator</i> | 194 |
| C.6. | <i>Excentricidad en el entrehierro</i> | 195 |
| C.6.1. | <i>Excentricidad estática</i> | 195 |
| C.6.2. | <i>Excentricidad dinámica</i> | 197 |

LISTA DE SÍMBOLOS

| <i>Símbolo</i> | <i>Definición</i> |
|----------------|----------------------------------|
| I | Vector Corriente |
| L | Matriz de inductancias |
| P | Vector de estimación de posición |
| R | Matriz de resistencias |
| V | Vector tensión |
| λ | Vector de flujos |
| B | Densidad de campo magnético |
| b_0 | Apertura de las ranuras |
| e | Valor de excentricidad |
| F | Fuerza magnetomotriz |
| g | Longitud del entrehierro |
| H | Intensidad de campo magnético |
| i | Corriente |

| | |
|--------------|--|
| J | Densidad de Corriente. |
| J_{rl} | Momento de inercia combinado del rotor y la carga |
| L | Inductancia. Largo axial del rotor |
| L' | Inductancia por unidad de longitud |
| m | Número de circuitos del estator |
| n | Número de barras. Distribución espacial de los bobinados |
| N | Función de bobinados |
| N_s | Número de espiras de los bobinados |
| p | Señal de estimación de posición |
| $p.r.e.$ | Paso de la ranura del estator |
| $p.r.r.$ | Paso de las ranuras del rotor |
| r | Radio medio del rotor |
| R | Resistencia |
| S | Superficie |
| t | Tiempo |
| t_0 | Ancho del diente |
| T_e | Par eléctrico |
| T_l | Par de carga |
| u_{σ} | Tensión de secuencia cero |
| U_d | Tensión de la malla de Corriente Continua |
| v | Tensión |

| | |
|------------|---|
| W | Energía |
| W_{co} | Coenergía |
| z | Posición axial |
| δ | Variación de amplitud del entrehierro |
| ϕ | Posición angular en el estator |
| μ_0 | Permeabilidad del aire |
| λ | Flujo |
| θ_n | Ángulo del vector de estimación de posición |
| θ_r | Posición angular del rotor |
| τ | Paso de las ranuras |
| ω | Velocidad angular |

| <i>Subíndices</i> | <i>Definición</i> |
|--------------------------|--|
| α, β | Alineado y en cuadratura a un referencial estacionario |
| b | Barra |
| e | Señal exploradora. Anillo de cortocircuito |
| ed | Excentricidad dinámica |
| ee | Excentricidad estática |
| f | Componente fundamental. Falla |
| l | Línea |
| r | Rotor |
| s | Estator |

| <i>Supraíndices</i> | <i>Definición</i> |
|----------------------------|--------------------------|
| \wedge | Estimado |
| $*$ | Referencia |
| ef | Valor eficaz |
| r | Rotor |
| s | Estator |

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Descripción del problema

El uso de modernos controladores digitales con gran capacidad de cálculo, en el control de Motores de Inducción (MI), permite incluir nuevas funciones para reducir los costos y mejorar las prestaciones del accionamiento. Entre estas funciones podemos destacar la estimación de posición o velocidad y el diagnóstico de fallas.

La *estimación de posición o velocidad* permite eliminar los sensores mecánicos normalmente usados en el control de los MI. Esto tiene como principales ventajas un menor costo del accionamiento y una mayor confiabilidad y robustez. Por estos motivos, los accionamientos sin sensor de posición o velocidad son utilizados en la industria, pero solamente en aplicaciones donde no es necesaria la operación sostenida del motor a muy bajas velocidades o a velocidad cero [45].

El pobre desempeño dinámico de los accionamientos sin sensores mecánicos de posición o velocidad a muy bajas velocidades, o inclusive a velocidad cero, se debe fundamentalmente, a que la mayoría de las estrategias de estimación se basan en la información obtenida a partir de la tensión de velocidad de la máquina (fuerza electromotriz, FEM). La atenuación o pérdida de señal, cuando la máquina trabaja a muy baja velocidad o velocidad cero, respectivamente, imposibilita el uso de estas estrategias en este rango de operación [47].

Existen varias propuestas para la estimación de posición a bajas velocidades. Éstas obtienen información sobre la posición del rotor del MI a partir de las irregularidades que

afectan los parámetros de la máquina, en función de la posición del rotor. Las irregularidades pueden ser inherentes al MI utilizado, debidas a las características constructivas del mismo, o realizadas de ex profeso con la intención de generar o evidenciar una señal de corriente o tensión que permita la estimación de la posición.

En todas las propuestas basadas en las irregularidades del MI, es importante analizar el efecto de cada una de las irregularidades pues todas afectan, en mayor o menor medida, a estas estrategias de estimación y en muchos casos es necesario desacoplar sus efectos para mantener la exactitud deseada [48].

Las irregularidades que afectan los parámetros del MI con la posición del rotor pueden ser clasificadas en tres grandes grupos. En primer lugar, la distribución espacial discreta de bobinados y barras produce variaciones de las inductancias mutuas entre el estator y el rotor. Como fue demostrado en [49], el efecto de la variación espacial de la resistencia de las barras superficiales del rotor permite obtener una señal que depende de la posición del rotor. En segundo lugar, están las variaciones de la reluctancia, o del entrehierro, debidas a las ranuras del rotor, ranuras del estator y excentricidad estática o dinámica. En tercer lugar, se tienen los efectos debidos a las propiedades del material utilizado y a las características de la laminación, tales como saturación magnética, histéresis y corrientes parásitas.

Para obtener la información de la posición del rotor a partir de las irregularidades han sido propuestos diferentes métodos. Éstos, en la mayoría de los casos, consisten en aplicar una determinada excitación de exploración, además de la excitación fundamental que genera el par motor, la que permite obtener una señal de corriente, o tensión, conteniendo la información de la posición del rotor. En algunos casos, esta señal de exploración es una corriente o tensión trifásica balanceada, de alta frecuencia, que se inyecta sobre la excitación fundamental de la máquina [48][49]. En otros casos, son pulsos de tensión discretos, generados por el inversor que alimenta al MI, mientras se cancela la excitación fundamental [46][73].

Para analizar las citadas estrategias de estimación de posición y velocidad es útil disponer de un modelo adecuado del MI. Este modelo debe incluir los efectos de las irregularidades, tanto de aquellas que son utilizadas para obtener la información sobre la posición del rotor como de las que perturban dicha señal. La obtención de un modelo como el citado, también es importante como herramienta de diseño de los MI que pretenden ser utilizados en accionamientos con estimadores de velocidad o posición basados en las irregularidades de la máquina.

El **diagnóstico de fallas** incipientes puede permitir la parada programada del MI para su reparación. De esta manera, es posible evitar mayores costos de reparación y los costos asociados a una parada no programada del proceso o línea de producción.

Entre las fallas más comunes se pueden citar: fallas en el estator tales como apertura o cortocircuito de bobinados, fallas en el rotor tales como rotura de barras o anillos de cortocircuito y excentricidad del entrehierro. Estas fallas producen anomalías en las corrientes de estator, el torque, la temperatura de funcionamiento y el sonido emitido por el motor.

Existen muchas propuestas para el diagnóstico en línea de estas fallas a partir del espectro de las corrientes de la máquina. En accionamientos con MI, la capacidad de cálculo existente en el accionamiento podría ser utilizada para implementar estas estrategias de diagnóstico con muy bajo costo aumentando de esta manera sus prestaciones. Sin embargo, las variaciones de velocidad y de carga, como así también las diferentes frecuencias inyectadas por el inversor, perturban las señales de detección dificultando la aplicación de las estrategias anteriormente mencionadas [94]. Por estos motivos, el diagnóstico de fallas en accionamientos eléctricos con MI a lazo cerrado es un área muy activa de investigación ([91][92][93][94][104]).

La inyección de señales mediante el inversor que alimenta al motor, al igual que en las estrategias de estimación de posición, permite desacoplar las señales de diagnóstico de la excitación fundamental. Estas estrategias pueden ser una alternativa interesante para el diagnóstico de fallas en accionamientos de velocidad variable.

Para estudiar, evaluar y proponer estrategias, tanto de estimación de posición como de diagnóstico de fallas, es necesario contar con modelos que tengan la capacidad de representar las no uniformidades del motor, tanto las inherentes a las características constructivas del mismo como las producidas por las diferentes fallas.

1.2 Antecedentes del tema

A continuación, se describen diferentes propuestas referidas al modelado del motor de inducción, la estimación de posición a bajas velocidades y el diagnóstico de fallas en accionamientos de velocidad variable con motores de inducción.

1.2.1 Modelado del motor de inducción

Para el análisis de las estrategias de estimación de posición y diagnóstico de fallas en el MI, es necesario contar con modelos precisos que permitan incluir los efectos de las

diferentes asimetrías o irregularidades del motor. Para estudiar y evaluar estrategias de estimación de posición, son necesarios modelos que permitan incluir los efectos de distintas consideraciones de diseño tales como conexión y distribución de bobinados, número y cruzamiento de las barras del rotor, y apertura de las ranuras. Para el estudio de estrategias de diagnóstico de fallas es necesario que el modelo permita incluir las condiciones asimétricas generadas por fallas en el estator, rotura de barras o anillos en cortocircuito y excentricidad del entrehierro. Sin embargo, la precisión del modelo y el esfuerzo de cálculo requerido plantean una solución de compromiso entre dos criterios opuestos.

El modelo convencional del MI en un marco de referencia arbitrario $d-q$ requiere muy poca capacidad de cálculo pero todos los armónicos de la distribución espacial de bobinados y barras se desprecian al igual que las variaciones del entrehierro [1]. En este modelo los efectos de la discretización de los bobinados, ranuras del estator y rotor y el cruzamiento de barras pueden incluirse solamente como coeficientes que afectan la amplitud de las componentes fundamentales [19]. En algunas propuestas se realiza una extensión del modelo $d-q$ para el análisis de la máquina en condiciones asimétricas tales como fallas en el estator [95] o excentricidad del entrehierro [36], sin embargo estos modelos no permiten analizar como interactúan dichas asimetrías con los componentes armónicos de la distribución espacial de barras y bobinados.

Por otra parte, los modelos obtenidos mediante elementos finitos ([37]-[42]) están basados en restricciones mínimas pero requieren un significativo esfuerzo de cálculo, especialmente cuando existen asimetrías en el motor. Mediante estos modelos es posible analizar tanto la discretización de bobinados y barras [37], como las variaciones del entrehierro debidas a las ranuras y la excentricidad [38][39]. También existen extensiones de estos modelos que permiten analizar el efecto del cruzamiento de las barras [40]-[42]. Otra característica importante de estos modelos es que permiten incluir en el análisis las características magnéticas de la laminación utilizada.

Entre el modelo en $d-q$ y los modelos basados en elementos finitos existen otras propuestas que permiten evaluar a la máquina incluyendo los efectos de distintas irregularidades o en condiciones asimétricas, con un esfuerzo de cálculo considerablemente menor que el necesario mediante elementos finitos [32]. Entre estos últimos modelos se pueden citar los basados en circuitos múltiplemente acoplados ([2]-[18]), circuitos magnéticos equivalentes ([44], [76] y [91]) o combinaciones de ellos [43].

En [2] se presenta un modelo de MI basado en circuitos mutuamente acoplados y un método para el cálculo de las inductancias mutuas, conocido como “Winding Function

Approach” (WFA). Mediante este modelo, todos los armónicos de la distribución de los bobinados son tenidos en cuenta, sin ninguna restricción respecto a la simetría de los bobinados del estator y las barras del rotor. Por este motivo, este modelo tiene aplicación en el análisis de máquinas asimétricas o en condiciones de falla [4][7][8][10]. En [14] se propone un nuevo método para el cálculo de las inductancias, similar al WFA, pero que permite modelar la excentricidad en el entrehierro y ha sido utilizado en el análisis de la excentricidad dinámica de una máquina síncrona. A este método se lo conoce como “Modified Winding Function Approach” (MWFA) y se ha aplicado en el análisis de excentricidad estática, dinámica o combinada en MI [15][16][17].

Estos modelos de circuitos múltiplemente acoplados, aunque permiten evaluar distintos tipos de irregularidades, están realizados asumiendo uniformidad a lo largo del eje axial del motor. Esto es, sin cruzamiento de los bobinados y barras y con entrehierro uniforme a lo largo del eje axial. El efecto del cruzamiento de las barras es de interés en el análisis de estrategias de estimación de posición debido a que puede enmascarar el efecto de otras irregularidades tales como la distribución de las barras y las ranuras del rotor. Por otro lado, la excentricidad del entrehierro puede presentarse como no-uniforme a lo largo del eje axial. Por ejemplo, cuando ésta se produce por el daño en uno de los rodamientos del motor o una tapa desalineada, puede existir una excentricidad elevada en un extremo mientras que en el otro ser despreciable. Por estos motivos surgió la necesidad de trabajar sobre estos modelos de circuitos múltiplemente acoplados para incluir los efectos de la no-uniformidad axial de los bobinados y el entrehierro.

1.2.2 Estimación de posición

En los últimos años se han propuesto numerosas estrategias para la estimación de posición y velocidad en máquinas eléctricas, utilizando la corriente, tensión y/o frecuencia medidas a los bornes del motor [78]. Incluso algunas de estas estrategias han sido implementadas en productos comerciales que están siendo usados en la industria, en aplicaciones en donde no es necesaria la operación continua a velocidades inferiores al 10% de la velocidad nominal del motor o velocidad cero [47]. Entre estas estrategias podemos citar los métodos basados en observadores, estocásticos o determinísticos, que estiman la posición o la velocidad a partir de las ecuaciones dinámicas de la máquina [79][80]. Estos observadores pueden ser de orden completo o reducido, con o sin realimentación del error de estimación. Las técnicas citadas anteriormente se basan en el modelo $d-q$ del MI, y obtienen la información a partir de la FEM de velocidad. Debido a esto, a bajas velocidades las señales de

estimación son pequeñas y se ven afectadas tanto por el ruido de medición como por la desviación de los parámetros del motor. Incluso teóricamente, utilizando estas estrategias, no es posible obtener información de la posición del rotor a velocidad cero.

Además de las propuestas mencionadas anteriormente, se han desarrollado estrategias que basan la estimación en los efectos que producen las irregularidades de la máquina (ranuras, barras, excentricidades, no homogeneidades magnéticas), sobre las tensiones y corrientes de estator. Estas estrategias poseen la importante característica de proveer una referencia relativa de la posición del rotor de la máquina (el propio rotor funciona como “encoder”). Algunas de estas estrategias realizan las estimaciones a partir de los efectos producidos por la excitación fundamental y otras a partir de los efectos producidos por la inyección de una señal exploradora.

Entre los métodos que utilizan los efectos producidos por las irregularidades sobre la excitación fundamental, podemos citar a aquellos que realizan el seguimiento de las irregularidades utilizando FFT o Filtros Adaptivos [63][64], a partir de la variación de las tensiones de fase [65]-[68], mediante observadores no lineales [62], y los que calculan la posición a partir del rizado de corriente producido por la conmutación del inversor [70]-[72]. Estos métodos poseen como desventaja la pérdida de señal cuando se cancela la excitación fundamental.

Los métodos basados en la inyección de señales de exploración permiten desacoplar la señal de estimación de la excitación fundamental. De esta manera, es posible obtener una señal de corriente o tensión conteniendo la información de la posición del rotor incluso cuando la excitación fundamental es muy baja o nula. En algunos casos, la señal de excitación es una corriente o tensión de alta frecuencia, que se inyecta sobre la excitación fundamental de la máquina [49]-[52][57][58][60]. En otros casos son pulsos de tensión discretos, generados por el inversor que alimenta al MI, mientras se cancela la excitación fundamental [46][73]-[75].

La inyección de una señal de alta frecuencia, consiste en aplicar una señal de tensión o corriente, a una frecuencia mucho mayor que la excitación fundamental de la máquina (0.5-1 kHz). Esta señal puede tomar varias formas, pero las más comunes son la excitación trifásica balanceada [48][49][52]-[59] y la excitación de amplitud modulada [50][51][60]. La excitación trifásica balanceada genera un vector de excitación que gira a la frecuencia de la señal inyectada. La excitación de amplitud modulada genera un vector de excitación que es estacionario o gira lentamente y su amplitud varía a alta frecuencia. En ambos casos, la señal

de excitación induce corrientes o tensiones que contienen información relativa a la posición de las irregularidades en la máquina.

En el segundo grupo se encuentran las técnicas que aplican una señal de prueba discreta a la máquina. Esta señal de prueba discreta se genera cancelando la excitación fundamental durante un período de tiempo y conmutando las llaves del inversor en una secuencia preestablecida de pulsos. Esta secuencia permite la estimación de la posición de las irregularidades a partir de la tensión de secuencia cero [46] o de la derivada de las corrientes del estator [73]-[75].

1.2.3 Diagnóstico de fallas

Existen muchas propuestas para el diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas [85][86]. Algunas de ellas requieren sensores y cableado adicional para medir, por ejemplo, flujo axial [87] o vibraciones [88]. Otros métodos de diagnóstico utilizan la información contenida en las corrientes [89] o en las tensiones [90] del motor. Sin embargo, la mayoría de estos métodos están desarrollados para motores conectados a la red con frecuencia de excitación constante.

El uso de motores de inducción en accionamientos de velocidad variable permite desarrollar nuevas propuestas para el diagnóstico de fallas. Esto se debe a que los accionamientos ya cuentan, para el control del motor, con sensores de corriente y/o tensión y procesadores digitales lo que permitiría añadir las funciones de diagnóstico a muy bajo costo. Por tales motivos, el diagnóstico de fallas en el rotor, en accionamientos eléctricos con MI a lazo cerrado, es un área muy activa de investigación ([91]-[94]).

En [52] se propone aplicar las estrategias de estimación de posición, utilizadas en accionamientos a lazo cerrado con MI, para el análisis y diagnóstico de fallas. Estas estrategias obtienen la información de la posición del rotor a partir de las irregularidades de la máquina. Las fallas en el rotor afectan, directamente, los parámetros del MI tales como inductancias y resistencias, generando irregularidades que dependen de la posición del rotor. Por este motivo pueden aplicarse las técnicas de estimación tanto para la obtención de la posición del rotor como para la detección y diagnóstico de fallas. En [92] y [93] se propone la inyección de una señal trifásica, balanceada de alta frecuencia, utilizada anteriormente en estrategias de estimación de posición, para la detección y diagnóstico de barras rotas. Una propuesta similar se presenta en [104] para la detección y diagnóstico de fallas en el estator. En [105] se propone una estrategia para la detección de espiras en cortocircuito, basada en el efecto que produce esta falla sobre las corrientes cuando el motor se excita con una secuencia

de pulsos generada por el inversor. En [106] se aplica una estrategia similar para la detección de excentricidad en el entrehierro.

1.3 Contribuciones de esta tesis

Las principales contribuciones de esta tesis están dadas en el modelado de máquinas eléctricas, la evaluación de estrategias de estimación de posición basadas en las irregularidades, y el diagnóstico de fallas en motores de inducción utilizados en accionamientos de velocidad variable.

Para el análisis de las estrategias de estimación de posición y el diagnóstico de fallas surgió la necesidad de contar con un modelo matemático del motor que ayudase a interpretar los efectos de las diferentes irregularidades y la interacción entre ellas. Por este motivo, se desarrollaron las ecuaciones para el cálculo de las inductancias que forman un modelo basado en circuitos múltiplemente acoplados. Las ecuaciones desarrolladas permiten considerar la no-uniformidad axial de los bobinados y del entrehierro. De esta forma es posible analizar, simultáneamente, el efecto producido por el cruzamiento de las barras y las variaciones del entrehierro no-uniformes a lo largo del eje axial, tales como ranuras del rotor y del estator y excentricidad estática, dinámica o combinada. Las ecuaciones para el cálculo de las inductancias fueron obtenidas de dos maneras, la primera a partir de consideraciones de flujo enlazado [22] y la segunda mediante consideraciones de energía [34].

Se obtuvieron resultados experimentales, mediante un prototipo construido especialmente para tal fin, que validan el método de cálculo al nivel de inductancias. En propuestas anteriores, la validación del cálculo de inductancias solamente se realizó por comparación con métodos de elementos finitos o analizando las corrientes obtenidas mediante simulación del modelo de circuitos múltiplemente acoplados. Los principales resultados de esta propuesta fueron publicados en [22]. Las ecuaciones propuestas para el cálculo de las inductancias son aplicables a otros tipos de máquinas eléctricas tales como generadores síncronos, motores de imanes permanentes y máquinas de reluctancia conmutada. Los aportes realizados en el modelado de máquinas eléctricas no solo brindan herramientas para la evaluación de estrategias de estimación de posición y diagnóstico de fallas, como originalmente estaba propuesto, sino que también pueden ser utilizadas en el diseño de máquinas eléctricas.

El modelo desarrollado del motor de inducción se utilizó como herramienta para el análisis de una estrategia de estimación de posición, basada en las irregularidades,

permitiendo evaluar sus ventajas, desventajas y limitaciones [83]. Se establecieron pautas para el diseño de los MI a ser utilizados en accionamientos con estrategias de estimación basadas en las irregularidades. Mediante el modelo se analizó el efecto del número de barras del rotor sobre las señales de estimación, se cuantificó la variación de la amplitud de las señales de estimación en función del cruzamiento de las barras y la apertura de las ranuras del rotor [84]. Utilizando el mismo modelo, se analizó el efecto de diferentes configuraciones de los circuitos del estator, evaluando el efecto de las conexiones serie o paralelo y el número de espiras de los bobinados. También es posible utilizar el modelo de simulación para analizar el desempeño dinámico de distintas estrategias de estimación y evaluar distintas señales exploradoras [82]. Se obtuvieron resultados experimentales que validan el estudio realizado.

Por último, se propuso la aplicación de la señal exploradora, utilizada previamente en la estrategia de estimación de posición, para el diagnóstico de fallas en motores de inducción accionados mediante inversores [96]. Se incluyeron en el modelo del motor los efectos producidos por las fallas para analizar el efecto de éstas sobre las tensiones de secuencia cero, cuando se inyecta la señal exploradora. De esta manera se evaluó el desempeño de la estrategia frente a fallas tales como: barras y anillos de cortocircuito rotos [97][98], cortocircuitos en los bobinados del estator y excentricidad del entrehierro [99]. En el análisis de la excentricidad del entrehierro se estudió el efecto de las conexiones serie y paralelo de bobinados sobre las señales de diagnóstico [100]. Del análisis realizado se comprobó que todas las fallas producen efectos significativos sobre las tensiones de secuencia cero, posibilitando su detección y diagnóstico. Para cada una de las fallas se obtuvieron resultados experimentales que validan la propuesta desarrollada.

1.4 Organización de la tesis

La tesis está organizada de la siguiente manera: en el Capítulo 1 se describe el problema abordado. Luego se detallan los antecedentes en los temas de estudio. Por último se describen las contribuciones de la tesis referidas al modelado de máquinas eléctricas, la estimación de posición basada en las irregularidades y el diagnóstico de fallas.

En el Capítulo 2 se presenta un modelo del motor de inducción basado en circuitos múltiplemente acoplados, que permite considerar la naturaleza discreta de los bobinados del estator y la jaula de ardilla del rotor. Luego se desarrollan las ecuaciones para el cálculo de las inductancias de dicho modelo considerando la no-uniformidad tanto radial como axial de los bobinados y del entrehierro. Mediante estas ecuaciones se analiza el efecto, sobre las

inductancias del motor, producido por del cruzamiento de las barras, las ranuras del estator y del rotor y la excentricidad estática, dinámica y combinada del entrehierro. Se presentan también las modificaciones realizadas al modelo para considerar la conexión en paralelo de los bobinados del estator. Finalmente, se presenta la validación experimental de dicho modelo, al nivel de inductancias, para el motor con y sin cruzamiento y en presencia de excentricidad estática y dinámica no-uniforme a lo largo del eje axial.

En el Capítulo 3 se describe una estrategia de estimación de posición basada en las irregularidades del motor. Las señales de estimación de posición de dicha estrategia se obtienen mediante la inyección de una señal exploradora aplicada por el inversor. Luego, utilizando el modelo desarrollado en el Capítulo 2, se analizan los efectos de distintas pautas de diseño del motor sobre el desempeño de la estrategia. Las pautas de diseño analizadas son, el número de barras del rotor, el cruzamiento de las barras, la apertura de las ranuras del rotor y las conexiones de los bobinados del estator. Luego se describen los resultados de simulación obtenidos mediante el modelo. Se presentan resultados experimentales con motores de distinto cruzamiento, diferente apertura de barras y diferente conexión de bobinados, los que validan el análisis realizado mediante el modelo.

En el Capítulo 4 se propone la inyección de señales, utilizada en la estrategia de estimación de posición analizada en el Capítulo 3, para la detección y el diagnóstico de fallas tales como: barras y anillos de cortocircuito rotos, bobinados del estator en cortocircuito y excentricidad del entrehierro. Para evaluar el efecto de la rotura de barras y anillos de cortocircuito, sobre la estrategia de diagnóstico, se incluyen en el modelo del motor las modificaciones que producen estas fallas sobre el circuito equivalente de la jaula de ardilla. El cortocircuito de los bobinados del estator se incluye en el modelo modificando las ecuaciones de los circuitos múltiplemente acoplados. Luego, se estudia el desempeño de la estrategia para el diagnóstico de excentricidad estática, dinámica y combinada del entrehierro cuando el motor posee bobinados conectados en serie o en paralelo. Finalmente, con el objetivo de validar la propuesta teórica realizada, se presentan resultados experimentales para cada una de las fallas estudiadas.

En el Capítulo 5 se presentan las conclusiones y discusiones generales referidas al modelado, estimación de posición y diagnóstico de fallas en el motor de inducción. Luego se realizan propuestas para trabajos futuros como continuación del presente trabajo de tesis.

En el Apéndice A se obtiene una ecuación general para el cálculo de las inductancias mutuas entre bobinados. En el Apéndice B se demuestra la cancelación de los efectos de la FEM en la estrategia de estimación de posición utilizando el modelo propuesto en el Capítulo

2. En el Apéndice C se describen los prototipos de laboratorio implementados para validar las propuestas teóricas presentadas en esta tesis.

CAPÍTULO 2

MODELADO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

2.1 Introducción

En el modelo convencional $d-q$ del motor de inducción (MI) [1] se considera que los bobinados del estator están distribuidos senoidalmente y la jaula de ardilla puede modelarse como un conjunto trifásico de bobinados senoidalmente distribuidos. Esto implica que los armónicos de la distribución de los bobinados se desprecian en el análisis del motor. Un modelo basado en la geometría del MI, sin restricciones en su simetría, es más conveniente para el análisis y simulación en condiciones asimétricas o de falla.

En [2] se presenta un modelo del MI de circuitos múltiplemente acoplados y un método para el cálculo de las inductancias conocido como Aproximación de Funciones de Bobinados ("*Winding Function Approach*", WFA). Este modelo se utilizó en el análisis del MI con bobinados concentrados para aplicaciones en accionamientos de velocidad variable. Una detallada descripción del procedimiento necesario para implementarlo y resultados de simulación se presentaron en [4]. Por medio de este modelo, todos los armónicos de la distribución espacial de los bobinados son tenidos en cuenta, sin restricción sobre la simetría de los bobinados del estator y las barras del rotor. Por tal motivo, este modelo se ha utilizado para analizar máquinas asimétricas o en condiciones de falla. La WFA también se ha usado en el análisis de un motor de reluctancia polifásico [5]. La obtención del modelo convencional $d-q$ partiendo del modelo de circuitos múltiplemente acoplados se presenta en [6].

En [4], [7]-[11], la WFA se utiliza para analizar fallas en el MI tales como cortocircuito, apertura o conexión anormal de los circuitos del estator y también barras o

anillos rotos en el rotor. El análisis del efecto de la excentricidad estática y dinámica usando este modelo se presentó en [12] y [13]. Sin embargo, los autores de estos trabajos calculan las inductancias usando las ecuaciones presentadas en [4] las cuales no tienen en cuenta los efectos de la variación del entrehierro. Como resultado de este análisis, la inductancia mutua entre las fases del estator y los lazos del rotor (\mathbf{L}_{sr}) son diferentes de las inductancias mutuas entre los lazos del rotor y las fases del estator (\mathbf{L}_{rs}), siendo difícil encontrar una interpretación física para esta asimetría. En [14] se propone una modificación al método para el cálculo de las inductancias, considerando la excentricidad del entrehierro, para el análisis de la excentricidad dinámica en la máquina síncrona. Este método fue llamado "*Modified Winding Function Approach*" (MWFA), y se ha aplicado en [15]-[17] al análisis de excentricidad estática, dinámica y combinada en el MI.

En los trabajos mencionados anteriormente, el análisis de la máquina se realiza suponiendo uniformidad a lo largo del eje axial del motor. Esto es, sin cruzamiento y con entrehierro uniforme a lo largo del eje axial. En [18], se analiza el efecto del cruzamiento de las barras, en los valores de las inductancias, usando las ecuaciones desarrolladas para la máquina con uniformidad axial. Esta extensión, sin embargo no permite tener en cuenta el efecto producido por la no uniformidad radial y axial del entrehierro. En [21] se analiza el efecto de la excentricidad estática incluyendo el efecto de las ranuras del rotor y del estator en la función de permeancia, obtenida mediante simulación usando elementos finitos. Las ecuaciones obtenidas en dicho trabajo permiten considerar tanto los efectos de la no uniformidad radial y axial del entrehierro como la de los bobinados. Sin embargo, los autores no consideran el efecto de las no uniformidades del entrehierro en la distribución de la fuerza magnetomotriz.

En este Capítulo, luego de presentar las ecuaciones del modelo de circuitos múltiplemente acoplados, se desarrollan las ecuaciones para el cálculo de las inductancias de la máquina considerando no uniformidad radial y axial de los bobinados y del entrehierro. Estas ecuaciones son obtenidas usando consideraciones del flujo enlazado por los bobinados y también usando consideraciones de energía. Dichas ecuaciones se aplican al análisis del efecto de la excentricidad estática, dinámica y combinada en el entrehierro, considerando el cruzamiento de las barras y las ranuras del rotor y el estator. Luego, se describe el cálculo de las inductancias para el modelo de circuitos múltiplemente acoplados cuando el motor posee bobinados en paralelo. Finalmente, se presentan resultados experimentales que validan, al nivel de inductancias, las propuestas realizadas en este capítulo.

2.2 Modelo del motor de inducción

Con el objetivo de analizar y simular las estrategias de estimación de posición y diagnóstico de fallas en MI se propone utilizar un modelo basado en circuitos múltiplemente acoplados [2]. Por medio de este modelo, todos los armónicos de la distribución espacial de los bobinados y las barras son tenidos en cuenta, sin restricción sobre su simetría. Para el modelado del MI se realizan las siguientes consideraciones:

- los efectos de la saturación pueden despreciarse,
- la permeabilidad del hierro es infinita comparada con la del aire,
- las barras del rotor están aisladas del núcleo,
- el entrehierro puede ser no uniforme en la dirección radial y axial,
- las barras o bobinados pueden tener cruzamiento a lo largo del eje axial,
- los efectos de las corrientes parásitas pueden despreciarse.

Para el modelado del MI se consideran m circuitos en el estator y n barras en el rotor. La jaula del rotor se modela como n mallas idénticas e igualmente espaciadas constituidas por dos barras consecutivas y dos segmentos de los anillos que unen dichas barras, más una malla formada por uno de los anillos ubicado en el extremo del rotor (Fig. 2-1). Cada una de las barras está representada en la Fig. 2-1 por su resistencia, R_b , y su inductancia de dispersión, L_b . De la misma manera, los anillos están representados por la resistencia R_e , y la inductancia de dispersión L_e , correspondiente a cada segmento que une dos barras consecutivas.

Cada malla del rotor se encuentra acoplada magnéticamente con las demás y con los circuitos del estator. Los m circuitos del estator, formados por una o más bobinas, se encuentran acoplados magnéticamente entre si y con las mallas del rotor. Estos circuitos pueden ser conectados en serie o paralelo para formar las fases del estator, permitiendo de esta manera modelar máquinas con bobinados en serie, serie-paralelo o paralelo por cada fase.

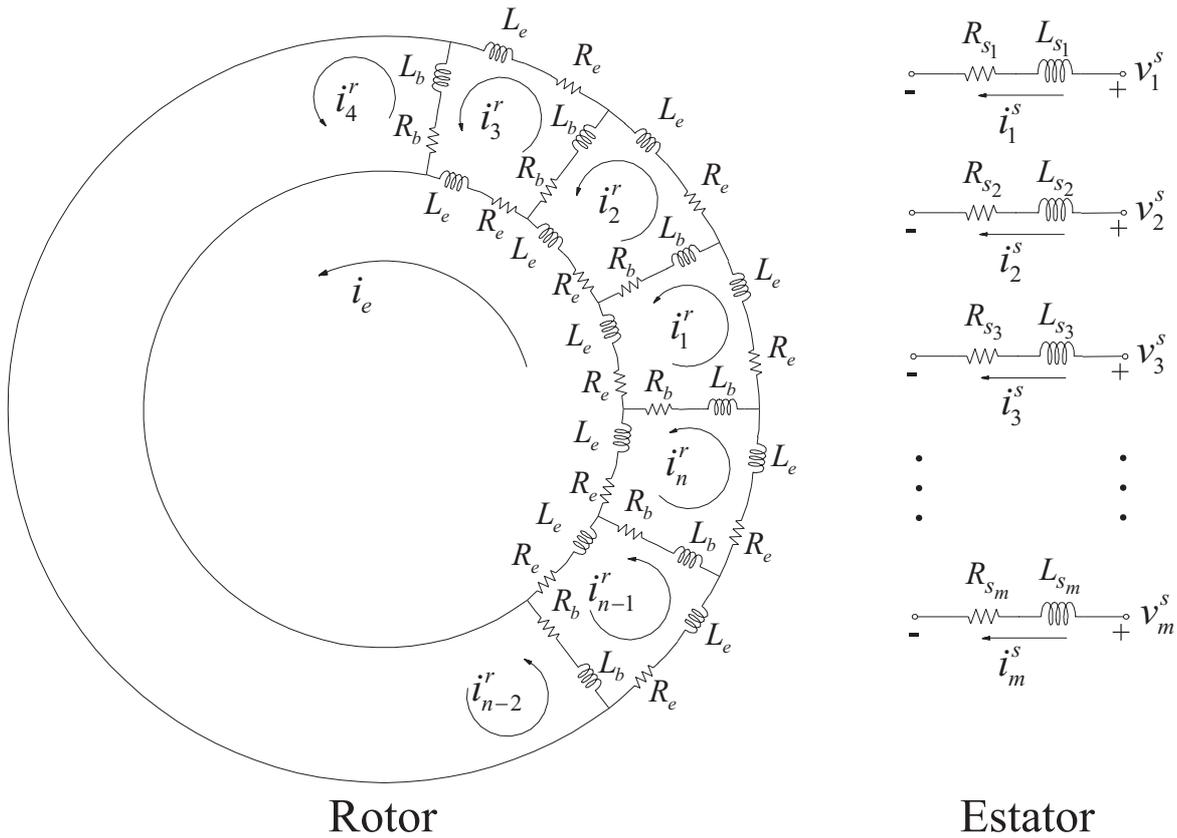


Fig. 2-1. Circuito equivalente del estator y del rotor jaula de ardilla.

Las ecuaciones de tensión de los circuitos del estator y del rotor pueden escribirse en forma matricial como,

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \frac{d\lambda_s}{dt}, \tag{2.1}$$

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \frac{d\lambda_r}{dt}, \tag{2.2}$$

donde,

$$\mathbf{V}_s = [v_1^s \ v_2^s \ \dots \ v_m^s]^T, \tag{2.3}$$

$$\mathbf{V}_r = [0 \ 0 \ \dots \ 0_n \ 0_e]^T, \tag{2.4}$$

$$\mathbf{I}_s = [i_1^s \ i_2^s \ \dots \ i_m^s]^T, \tag{2.5}$$

$$\mathbf{I}_r = [i_1^r \ i_2^r \ \dots \ i_n^r \ i_e]^T, \tag{2.6}$$

y los flujos enlazados por el estator y el rotor vienen dados por,

$$\lambda_s = \mathbf{L}_{ss} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_r, \quad (2.7)$$

$$\lambda_r = \mathbf{L}_{rs} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{I}_r, \quad (2.8)$$

donde \mathbf{L}_{ss} es una matriz de $m \times m$ con las inductancias propias y mutuas del estator, \mathbf{L}_{rr} es una matriz de $(n+1) \times (n+1)$ con las inductancias propias y mutuas del rotor, \mathbf{L}_{sr} es una matriz de $m \times (n+1)$ compuesta por las inductancias mutuas entre los circuitos del estator y los lazos del rotor, \mathbf{L}_{rs} es una matriz de $(n+1) \times m$ compuesta por las inductancias mutuas entre los lazos del rotor y las fases del estator y se cumple que $\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T$. El método para calcular estas inductancias se presenta en la sección 2.3.

La matriz \mathbf{L}_{ss} está compuesta por,

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{s11} & L_{s12} & \cdots & L_{s1m} \\ L_{s21} & L_{s22} & \cdots & L_{s2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{sm1} & L_{sm2} & \cdots & L_{smm} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

donde $L_{s_{ii}}$ es la inductancia propia del i -ésimo circuito del estator compuesta por la inductancia de magnetización más la de dispersión y $L_{s_{ij}} = L_{s_{ji}}$ es la inductancia mutua entre el i -ésimo y el j -ésimo circuito del estator.

La matriz \mathbf{L}_{rr} de dimensión $(n+1) \times (n+1)$ está compuesta por,

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{mr_1} + 2(L_b + L_e) & L_{r_1 r_2} - L_b & L_{r_1 r_3} & \cdots & L_{r_1 r_{n-1}} & L_{r_1 r_n} - L_b & -L_e \\ L_{r_2 r_1} - L_b & L_{mr_2} + 2(L_b + L_e) & L_{r_2 r_3} - L_b & \cdots & L_{r_2 r_{n-1}} & L_{r_2 r_n} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{r_{n-1} r_1} & L_{r_{n-1} r_2} & L_{r_{n-1} r_3} & \cdots & L_{mr_{n-1}} + 2(L_b + L_e) & L_{r_{n-1} r_n} - L_b & -L_e \\ L_{r_n r_1} - L_b & L_{r_n r_2} & L_{r_n r_3} & \cdots & L_{r_n r_{n-1}} - L_b & L_{mr_n} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \cdots & -L_e & -L_e & nL_e \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

donde L_{mr_i} es la inductancia de magnetización del i -ésimo lazo del rotor y $L_{r_i r_j} = L_{r_j r_i}$ es la inductancia mutua entre el i -ésimo y el j -ésimo lazo del rotor. L_b es la inductancia de

dispersión de la barra y L_e es la inductancia de dispersión del segmento del anillo que une dos barras consecutivas.

Las matrices \mathbf{L}_{sr} y \mathbf{L}_{rs} están compuestas por,

$$\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T = \begin{bmatrix} L_{s_1 r_1} & L_{s_1 r_2} & \cdots & L_{s_1 r_n} & L_{s_1 e} \\ L_{s_2 r_1} & L_{s_2 r_2} & \cdots & L_{s_2 r_n} & L_{s_2 e} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ L_{s_m r_1} & L_{s_m r_2} & \cdots & L_{s_m r_n} & L_{s_m e} \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

donde $L_{s_i r_j}$ es la inductancia mutua entre el i -ésimo circuito del estator y el j -ésimo lazo del rotor y $L_{s_i e}$ es la inductancia mutua entre el i -ésimo circuito del estator y el lazo correspondiente al anillo de cortocircuito. En el caso de que los anillos de cortocircuito estén completos y asumiendo que no existe flujo axial sobre los extremos del rotor, las inductancias mutuas entre los circuitos del estator y el lazo correspondiente al anillo, $L_{s_i e}$, son todas iguales a cero.

La matriz de resistencias del estator, \mathbf{R}_s , es una matriz diagonal de $m \times m$ y viene dada por,

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_{s_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R_{s_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_{s_m} \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

donde R_{s_i} es la resistencia del i -ésimo circuito del estator.

La matriz de resistencias del rotor, \mathbf{R}_r , de dimensión $(n+1) \times (n+1)$, viene dada por,

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \cdots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \cdots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 2(R_b + R_e) & -R_b & -R_e \\ -R_b & 0 & 0 & \cdots & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \cdots & -R_e & -R_e & nR_e \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

donde R_b es la resistencia de la barra y R_e es la resistencia del segmento del anillo que une

dos barras consecutivas.

Cuando los anillos de cortocircuito están completos, debido a la simetría del rotor, la corriente por el anillo de cortocircuito es nula y la ecuación correspondiente a este lazo puede eliminarse del modelo. Para demostrar esto se puede aplicar la ley de tensiones de Kirchhoff para el anillo externo del circuito mostrado en la Fig. 2-1,

$$\sum_{j=1}^n \left(L_e \frac{di_j^r}{dt} + R_e i_j^r \right) = 0, \quad (2.14)$$

y para el anillo interno,

$$n L_e \frac{di_e}{dt} + n R_e i_e - \sum_{j=1}^n \left(L_e \frac{di_j^r}{dt} + R_e i_j^r \right) = 0. \quad (2.15)$$

Reemplazando (2.14) en (2.15) se obtiene,

$$n L_e \frac{di_e}{dt} + n R_e i_e = 0, \quad (2.16)$$

donde se puede ver que, para la condición inicial nula, la corriente por el lazo del anillo es igual a cero. De esta manera, en condiciones de simetría, solo existen n ecuaciones asociadas a los lazos del rotor.

Las ecuaciones que describen la dinámica mecánica son,

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_{rl}} (T_e - T_l), \quad (2.17)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega, \quad (2.18)$$

donde θ_r es la posición del rotor, ω es la velocidad angular y J_{rl} es la inercia del rotor y la carga. T_l es el par de carga. El par electromagnético, T_e , puede obtenerse a partir de la coenergía magnética,

$$T_e = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right]_{(I_s, I_r \text{ constantes})}. \quad (2.19)$$

Despreciando los efectos de la saturación, la coenergía magnética puede expresarse como la energía almacenada en los circuitos magnéticos y viene dada por,

$$W_{co} = \frac{1}{2} \mathbf{I}_s^T \mathbf{L}_{ss} \mathbf{I}_s + \frac{1}{2} \mathbf{I}_s^T \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_r + \frac{1}{2} \mathbf{I}_r^T \mathbf{L}_{rs} \mathbf{I}_s + \frac{1}{2} \mathbf{I}_r^T \mathbf{L}_{rr} \mathbf{I}_r. \quad (2.20)$$

En caso de uniformidad del entrehierro, solamente las inductancias mutuas entre el estator y el rotor son función de la posición del rotor por lo que la ecuación del par queda de la siguiente manera,

$$T_e = \frac{1}{2} \mathbf{I}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_r + \frac{1}{2} \mathbf{I}_r^T \frac{\partial \mathbf{L}_{rs}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_s = \mathbf{I}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_r . \quad (2.21)$$

El preciso conocimiento de las inductancias, que forman el modelo de circuitos múltiplemente acoplados, es esencial para el correcto análisis y simulación de los MI. En las secciones 2.3.2 y 2.3.3 se desarrollan las ecuaciones para el cálculo de las inductancias que permiten considerar los efectos de las no uniformidades del entrehierro y el cruzamiento de barras y bobinados.

2.2.1 Modelo para tensiones de línea

El modelo de circuitos múltiplemente acoplados, presentado en la sección anterior, requiere las tensiones de fase del estator como entradas. Generalmente se conocen las tensiones de línea, como es el caso de los motores alimentados mediante un inversor. Por tal motivo, es necesario modificar las ecuaciones de manera tal que las entradas del sistema sean las tensiones de línea. Esta modificación se realizó según se propone en [4].

Suponiendo un motor trifásico con los bobinados de cada fase conectados en serie las ecuaciones del sistema tienen la forma,

$$\mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \mathbf{I}_s + \begin{bmatrix} \frac{d\lambda_{sa}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{sb}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{sc}}{dt} \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_s = \begin{bmatrix} L_{saa} & L_{sab} & L_{sac} \\ L_{sba} & L_{sbb} & L_{sbc} \\ L_{sca} & L_{scb} & L_{scc} \end{bmatrix} \mathbf{I}_s + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{sar} \\ \mathbf{L}_{sbr} \\ \mathbf{L}_{scr} \end{bmatrix} \mathbf{I}_r . \quad (2.23)$$

Si solamente se conocen las tensiones de línea que alimentan el motor, se puede realizar la resta entre cada fila y la siguiente,

$$\mathbf{V}_{sl-l} = \begin{bmatrix} R_a & -R_b & 0 \\ 0 & R_b & -R_c \\ -R_a & 0 & R_c \end{bmatrix} \mathbf{I}_s + \begin{bmatrix} \frac{d\lambda_{sa}}{dt} - \frac{d\lambda_{sb}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{sb}}{dt} - \frac{d\lambda_{sc}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{sc}}{dt} - \frac{d\lambda_{sa}}{dt} \end{bmatrix}, \quad (2.24)$$

$$\mathbf{V}_{sl-l} = \begin{bmatrix} R_a & -R_b & 0 \\ 0 & R_b & -R_c \\ -R_a & 0 & R_c \end{bmatrix} \mathbf{I}_s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sl-l}}{dt}, \quad (2.25)$$

donde

$$\boldsymbol{\lambda}_{sl-l} = \begin{bmatrix} \lambda_{sa} - \lambda_{sb} \\ \lambda_{sb} - \lambda_{sc} \\ \lambda_{sc} - \lambda_{sa} \end{bmatrix}, \quad (2.26)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{sl-l} = \begin{bmatrix} L_{saa} - L_{sba} & L_{sab} - L_{sbb} & L_{sac} - L_{sbc} \\ L_{sba} - L_{sca} & L_{sbb} - L_{scb} & L_{sbc} - L_{scc} \\ L_{sca} - L_{saa} & L_{scb} - L_{sab} & L_{scc} - L_{sac} \end{bmatrix} \mathbf{I}_s + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{sar} - \mathbf{L}_{sbr} \\ \mathbf{L}_{sbr} - \mathbf{L}_{scr} \\ \mathbf{L}_{scr} - \mathbf{L}_{sar} \end{bmatrix} \mathbf{I}_r. \quad (2.27)$$

Debido a la resta entre cada fila de (2.23), el sistema de ecuaciones formado por (2.8) y (2.27) es redundante. Por tal motivo, para obtener las corrientes de estator y rotor en función de los flujos es necesario agregar una condición adicional al sistema. Como las fases del estator están conectadas en estrella, la suma de las corrientes del estator es igual a cero ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$), entonces es posible reemplazar la última fila de (2.27) por esta condición resultando en,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sa} - \lambda_{sb} \\ \lambda_{sb} - \lambda_{sc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{saa} - L_{sba} & L_{sab} - L_{sbb} & L_{sac} - L_{sbc} \\ L_{sba} - L_{sca} & L_{sbb} - L_{scb} & L_{sbc} - L_{scc} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{I}_s + \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{sar} - \mathbf{L}_{sbr} \\ \mathbf{L}_{sbr} - \mathbf{L}_{scr} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{I}_r. \quad (2.28)$$

De esta manera, las ecuaciones (2.2), (2.8), (2.17), (2.18), (2.19), (2.20), (2.25) y (2.28) forman el modelo de simulación cuando se conocen las tensiones de línea que alimentan al motor.

2.3 Ecuaciones para el cálculo de las inductancias

En esta sección se deducen las ecuaciones para el cálculo de las inductancias de magnetización que componen el modelo de circuitos múltiplemente acoplados. Para esto, en primer lugar se obtiene la distribución de la fuerza magneto motriz en el entrehierro en función de la distribución geométrica de los bobinados. Luego, utilizando la expresión obtenida para la distribución de la fuerza magneto motriz, se deducen las ecuaciones para el cálculo de las inductancias mediante dos enfoques diferentes. En el primero, las ecuaciones se obtienen a partir del flujo en el entrehierro enlazado por las bobinas, en el segundo a partir de la energía del campo magnético en el entrehierro.

2.3.1 Distribución de fuerza magneto motriz en el entrehierro

En la Fig. 2-2 se presenta un esquema del MI con el objetivo de ayudar a la obtención de las ecuaciones que permitan el cálculo de las inductancias de la máquina. Para hacer este esquema más claro, no se muestran ni los bobinados del estator ni los anillos del rotor. No existen, para el análisis, restricciones sobre el cruzamiento y la distribución de barras y de bobinados. Además, no se suponen restricciones sobre la excentricidad del entrehierro. Por tal motivo, la máquina puede presentar excentricidad dinámica o estática no uniforme a lo largo del eje axial.

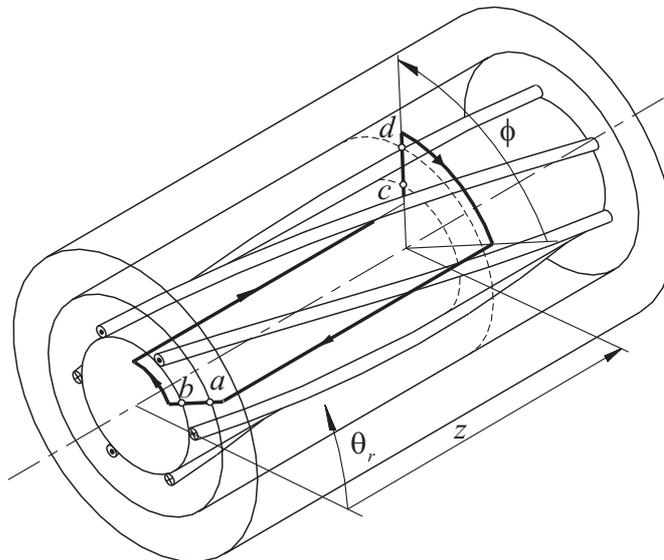


Fig. 2-2. Esquema del motor de inducción.

El ángulo ϕ , referencia de posición sobre el estator de la trayectoria cerrada *abcd*, se mide desde un punto arbitrario del entrehierro. La trayectoria se extiende a lo largo del eje

axial en una magnitud z . Los puntos a y b están ubicados en ϕ_0 y z_0 (ambos iguales a cero), los puntos c y d están ubicados en ϕ y z . Los puntos a y d están ubicados en la superficie interna del estator mientras que los puntos b y c están ubicados en la superficie externa del rotor. θ_r es el ángulo del rotor con respecto a un punto fijo en el estator.

Aplicando la Ley de Amper sobre la trayectoria cerrada $abcd$, mostrada en la Fig. 2-2, se obtiene la siguiente relación,

$$\oint_{abcd} \mathbf{H}(\phi, z, \theta_r) \cdot d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} , \quad (2.29)$$

donde \mathbf{H} es la intensidad de campo magnético, \mathbf{J} es la densidad de corriente y S es una superficie cuyo borde es la trayectoria $abcd$. Si todos los conductores encerrados por la trayectoria conducen la misma corriente i , (2.29) resulta en,

$$\oint_{abcd} \mathbf{H}(\phi, z, \theta_r) \cdot d\mathbf{l} = n(\phi, z, \theta_r) i . \quad (2.30)$$

La función $n(\phi, z, \theta_r)$ se define como *Distribución Espacial Bidimensional del Bobinado (2-D spatial winding distribution)* [22] y representa el número de espiras del bobinado encerradas por la trayectoria $abcd$. Con el objetivo de hacer más clara la redacción, en el texto de la tesis esta función será llamada simplemente “Distribución de Bobinados”. Esta distribución, a diferencia de propuestas previas, permite considerar la geometría de los bobinados a lo largo del eje axial.

En términos de Fuerza Magnetomotriz (FMM), (2.30) puede escribirse de la siguiente manera,

$$F_{ab}(0, 0, \theta_r) + F_{bc} + F_{cd}(\phi, z, \theta_r) + F_{da} = n(\phi, z, \theta_r) i . \quad (2.31)$$

Considerando permeabilidad infinita del hierro del estator y del rotor, la caída de FMM a través del hierro es despreciable, entonces $F_{bc} = 0$, $F_{da} = 0$ y (2.31) puede describirse como,

$$F_{ab}(0, 0, \theta_r) + F_{cd}(\phi, z, \theta_r) = n(\phi, z, \theta_r) i . \quad (2.32)$$

Dividiendo (2.32) por la función del entrehierro $g(\phi, z, \theta_r)$ que representa la longitud del entrehierro en un punto (ϕ, z) , e integrando esto con respecto al ángulo del estator entre $0-2\pi$, y con respecto a z entre 0 y el largo del rotor (L), se tiene,

$$\int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} \frac{F_{ab}(0,0,\theta_r)}{g(\phi,z,\theta_r)} dz d\phi + \int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} \frac{F_{cd}(\phi,z,\theta_r)}{g(\phi,z,\theta_r)} dz d\phi = \int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} \frac{n(\phi,z,\theta_r)i}{g(\phi,z,\theta_r)} dz d\phi . \quad (2.33)$$

La ley de Gauss para campos magnéticos se aplica con el objetivo de obtener una expresión para $F_{ab}(0,0,\theta_r)$,

$$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = 0 , \quad (2.34)$$

donde \mathbf{B} es la densidad de flujo magnético y S es una superficie cerrada arbitraria. Considerando a S como una superficie cerrada cilíndrica de radio r , ubicada entre las superficies del rotor y del estator, la ecuación (2.34) resulta en,

$$\int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} \mu_0 r H(\phi,z,\theta_r) dz d\phi = 0 . \quad (2.35)$$

Escribiendo,

$$H(\phi,z,\theta_r) = \frac{F(\phi,z,\theta_r)}{g(\phi,z,\theta_r)} , \quad (2.36)$$

entonces,

$$\mu_0 r \int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} \frac{F(\phi,z,\theta_r)}{g(\phi,z,\theta_r)} dz d\phi = 0 . \quad (2.37)$$

Por lo tanto el segundo término en (2.33) es nulo y (2.33) se reduce a,

$$\int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} \frac{F_{ab}(0,0,\theta_r)}{g(\phi,z,\theta_r)} dz d\phi = \int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} \frac{n(\phi,z,\theta_r)i}{g(\phi,z,\theta_r)} dz d\phi . \quad (2.38)$$

Entonces,

$$F_{ab}(0,0,\theta_r) 2\pi L \langle g^{-1}(\phi,z,\theta_r) \rangle = \int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} n(\phi,z,\theta_r) g^{-1}(\phi,z,\theta_r) i dz d\phi , \quad (2.39)$$

donde

$$\langle g^{-1}(\phi,z,\theta_r) \rangle = \frac{1}{2\pi L} \int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} g^{-1}(\phi,z,\theta_r) dz d\phi , \quad (2.40)$$

es el valor medio de la inversa de la función del entrehierro.

Despejando de (2.39) F_{ab} se obtiene,

$$F_{ab}(0, 0, \theta_r) = \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi L} \int_0 n(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) i dz d\phi. \quad (2.41)$$

Reemplazando (2.41) en (2.32) y resolviendo para F_{cd} se obtiene,

$$F_{cd}(\phi, z, \theta_r) = n(\phi, z, \theta_r) i - \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi L} \int_0 n(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) i dz d\phi. \quad (2.42)$$

Dividiendo (2.42) por i , se obtiene la siguiente expresión, definida como Función Bidimensional de Bobinado Modificada (“2-D Modified Winding Function”) (2-DMWF) [22], $N(\phi, z, \theta_r)$, que representa la distribución de la FMM por unidad de corriente,

$$N(\phi, z, \theta_r) = \frac{F_{cd}(\phi, z, \theta_r)}{i}, \quad (2.43)$$

$$N(\phi, z, \theta_r) = n(\phi, z, \theta_r) - \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi L} \int_0 n(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi. \quad (2.44)$$

La 2-DMWF propuesta en esta tesis permite considerar la distribución geométrica no uniforme de los bobinados y de las barras del rotor a lo largo del eje axial del motor, por ejemplo cruzamiento. Es posible también considerar los efectos de la excentricidad del rotor por medio de la función de entrehierro $g(\phi, z, \theta_r)$, la cual no posee restricciones sobre la uniformidad axial. En el motor de inducción, las 2-DMWF pueden definirse para cada bobinado del estator y cada lazo del rotor formado por dos barras consecutivas.

2.3.2 Deducción de las ecuaciones a partir del flujo en el entrehierro

Como se demostró en la sección anterior, la distribución de la FMM en el entrehierro producida por una corriente i_A que circula por una bobina A está dada por,

$$F_A(\phi, z, \theta_r) = N_A(\phi, z, \theta_r) i_A. \quad (2.45)$$

Entonces, un diferencial de flujo a través de un diferencial de área $r dz d\phi$ en el entrehierro puede escribirse como,

$$d\Phi = \mu_0 F_A(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) r dz d\phi, \quad (2.46)$$

donde μ_0 es la permeabilidad del aire y $g^{-1}(\phi, z, \theta_r)$ es la inversa de la función del entrehierro. Sustituyendo (2.45) en (2.46) e integrando el diferencial de flujo en la región ocupada por una espira del estator o lazo del rotor, B , se obtiene,

$$\Phi_B = \mu_0 r \int_{\phi_1}^{\phi_2} \int_{z_1(\phi)}^{z_2(\phi)} N_A(\phi, z, \theta_r) i_A g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi. \quad (2.47)$$

El flujo total enlazado por la bobina B , λ_B , se obtiene multiplicando Φ_B por el número de espiras del bobinado. Como $n_B(\phi, z, \theta_r)$ es igual al número de espiras del bobinado en la región $\{(\phi, z)/\phi_1 \leq \phi \leq \phi_2, z_1(\phi) \leq z \leq z_2(\phi)\}$, y cero en cualquier otro punto, el flujo total puede obtenerse multiplicando (2.46) por $n_B(\phi, z, \theta_r)$ e integrando sobre toda la superficie,

$$\lambda_B = \mu_0 r \int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} n_B(\phi, z, \theta_r) N_A(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) i_A dz d\phi. \quad (2.48)$$

La inductancia mutua L_{BA} de la bobina B debida a la corriente i_A en la bobina A está definida por,

$$L_{BA} = \frac{\lambda_B}{i_A}, \quad (2.49)$$

reemplazando (2.48) en (2.49)

$$L_{BA}(\theta_r) = \mu_0 r \int_0^{2\pi L} \int_0^{2\pi L} n_B(\phi, z, \theta_r) N_A(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi. \quad (2.50)$$

Entonces, es posible calcular las inductancias propias y mutuas de los bobinados del estator y lazos del rotor por medio de (2.44) y (2.50) con o sin cruzamiento. Estas ecuaciones también permiten considerar el efecto de la excentricidad estática y dinámica, sin suponer uniformidad a lo largo del eje axial del motor.

Es importante observar que, cambiando el orden de integración y agrupando términos en (2.50) se obtiene,

$$L_{BA}(\theta_r) = \int_0^L L'_{BA}(z, \theta_r) dz, \quad (2.51)$$

donde $L'_{BA}(z, \theta_r)$ puede ser definida como la inductancia mutua por unidad de longitud y viene dada por,

$$L'_{BA}(z, \theta_r) = \mu_0 r \int_0^{2\pi} n_B(\phi, z, \theta_r) N_A(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) d\phi. \quad (2.52)$$

Este resultado es similar al obtenido en [18]. Sin embargo, la 2-DMWF propuesta en esta tesis, $N(\phi, z, \theta_r)$, y definida en (2.44), es más general ya que permite considerar tanto el cruzamiento de barras y bobinados como la no uniformidad radial y axial del entrehierro. Es importante notar que la inductancia por unidad de longitud, definida en (2.52), en caso de excentricidad del entrehierro no se encuentra solamente desplazada en z , debido al cruzamiento, como se propone en [13] y [18], sino que también puede cambiar su forma y amplitud en función de z .

Como se demuestra en el Apéndice A, la ecuación (2.50) para el cálculo de la inductancia L_{BA} puede escribirse en función de las funciones de bobinado N_A y N_B , resultando en,

$$L_{BA}(\theta_r) = \mu_0 r \int_0^{2\pi} \int_0^L N_B(\phi, z, \theta_r) N_A(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi. \quad (2.53)$$

Comparando esta ecuación con su equivalente (2.50), se puede ver que se obtiene el mismo resultado reemplazando la distribución de bobinados n_B , por su función de bobinados N_B . Debido a la simetría de la ecuación (2.53), se demuestra que usando la función de bobinados propuesta en esta tesis y a diferencia de propuestas anteriores, la inductancia L_{BA} es igual a la inductancia L_{AB} . Este resultado no depende ni de la distribución de los bobinados ni del entrehierro.

2.3.3 Deducción de las ecuaciones a partir de la energía en el entrehierro

La energía almacenada en el entrehierro, debido a la interacción entre dos bobinas A y B , puede determinarse a partir de [19],

$$W_{AB} = L_{AB} i_A i_B = \int_v \mathbf{B}_A \cdot \mathbf{H}_B dv, \quad (2.54)$$

donde \mathbf{B}_A es la densidad de flujo magnético producida por una corriente i_A circulando por la bobina A , \mathbf{H}_B es la intensidad del campo magnético generada por una corriente i_B circulando por la bobina B y v es el volumen del entrehierro.

Escribiendo la integral de volumen en coordenadas cilíndricas y considerando que B_A y H_B tienen dirección radial se tiene,

$$W_{AB} = \int_0^L \int_0^{2\pi} \int_{r_i(\phi,z,\theta_r)}^{r_e(\phi,z,\theta_r)} r B_A(\phi, z, \theta_r) H_B(\phi, z, \theta_r) dr d\phi dz, \quad (2.55)$$

donde r_i y r_e son el radio interno y externo del entrehierro.

Sí $B_A(\phi, z, \theta_r)$ y $H_B(\phi, z, \theta_r)$ son constantes en la dirección radial es posible escribir,

$$W_{AB} = \int_0^L \int_0^{2\pi} r_m g(\phi, z, \theta_r) B_A(\phi, z, \theta_r) H_B(\phi, z, \theta_r) d\phi dz, \quad (2.56)$$

donde

$$g(\phi, z, \theta_r) = r_e - r_i, \quad (2.57)$$

$$r_m = \frac{r_e + r_i}{2} \cong cte.. \quad (2.58)$$

Entonces substituyendo

$$H_B(\phi, z, \theta_r) = \frac{F_B(\phi, z, \theta_r)}{g(\phi, z, \theta_r)} \quad (2.59)$$

y

$$B_A(\phi, z, \theta_r) = \mu_0 \frac{F_A(\phi, z, \theta_r)}{g(\phi, z, \theta_r)}, \quad (2.60)$$

en la ecuación (2.56) se obtiene,

$$W_{AB} = \int_0^L \int_0^{2\pi} r_m \mu_0 F_A(\phi, z, \theta_r) F_B(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) d\phi dz, \quad (2.61)$$

reemplazando F_A y F_B por los correspondientes productos entre las 2-DMWF y las corrientes, en la ecuación anterior se obtiene,

$$W_{AB} = \int_0^L \int_0^{2\pi} r_m \mu_0 N_A(\phi, z, \theta_r) N_B(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) i_A i_B d\phi dz. \quad (2.62)$$

Entonces, reemplazando en (2.54) y resolviendo para L_{AB} ,

$$L_{AB} = \int_0^L \int_0^{2\pi} r_m \mu_0 N_A(\phi, z, \theta_r) N_B(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) d\phi dz. \quad (2.63)$$

A partir de esta ecuación es posible determinar la inductancia mutua entre las bobinas A y B . Como se puede apreciar, la misma es función de la distribución de los bobinados y la geometría del entrehierro. De esta manera se demuestra que a partir de la energía almacenada en el entrehierro y considerando la distribución de la fuerza magneto motriz obtenida mediante las 2-DMWF se obtiene la misma expresión para el cálculo de las inductancias que la obtenida en la sección anterior por medio de consideraciones de flujo enlazado.

2.4 Cálculo de las inductancias

A continuación se presentan los resultados del cálculo de las inductancias con las ecuaciones obtenidas en las secciones anteriores. Los parámetros del motor, considerados para el cálculo de las inductancias, se presentan en la Sección C.1 del Apéndice C. La Fig. 2-3 muestra la distribución del bobinado de la fase A del estator. Cada fase posee cuatro polos y dos bobinas por polo, todos conectados en serie. Cada bobina está formada por 67 espiras. El rotor posee 40 barras uniformemente distribuidas.

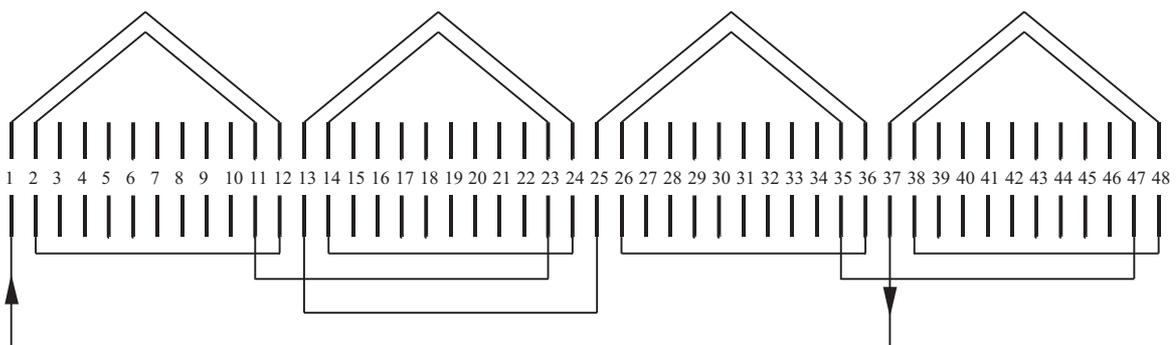


Fig. 2-3. Distribución del bobinado de la fase A .

En las Fig. 2-4, Fig. 2-6 y Fig. 2-8 se muestran las distribuciones de bobinados y en las Fig. 2-5, Fig. 2-7 y Fig. 2-9 las funciones de bobinados, correspondientes a la primer bobina de la fase A , alojada en las ranuras 1-12, al bobinado completo de la fase A y al primer lazo del rotor, respectivamente. Tanto la distribución como la función de bobinados del primer lazo del rotor se muestran para la posición del rotor $\theta_r = 0$.

Todas las funciones de bobinado mostradas corresponden a un valor de entrehierro constante ($g(\phi, z, \theta_r) = g_0$). En este caso, la única diferencia entre la distribución de bobinados y la función de bobinados es que esta última posee media igual a cero.

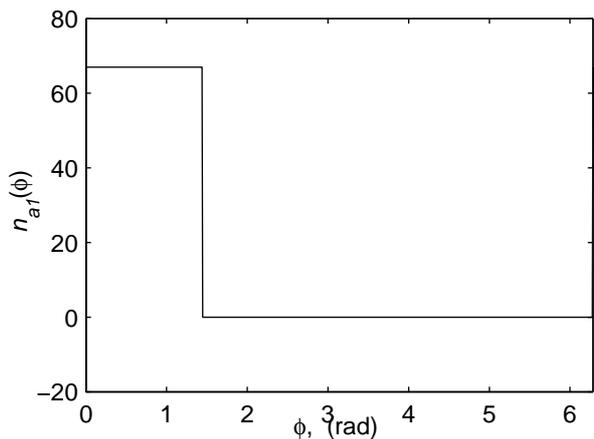


Fig. 2-4. Distribución de la primer bobina de la fase A.

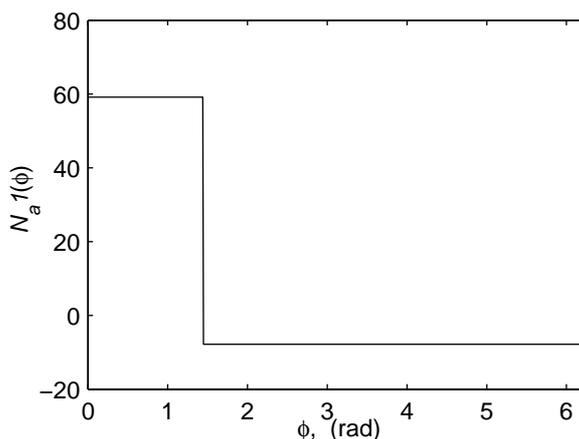


Fig. 2-5. Función de bobinados de la primer bobina de la fase A.

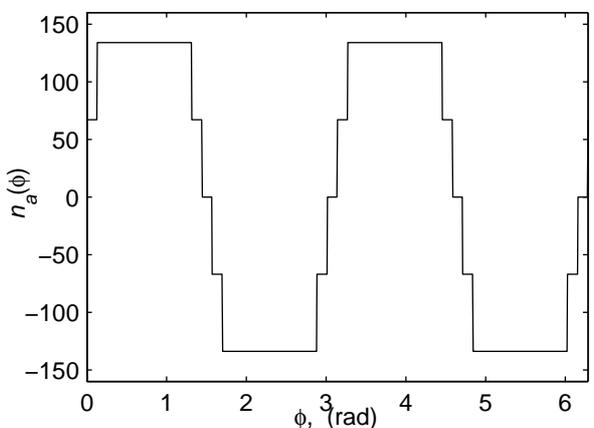


Fig. 2-6. Distribución del bobinado de la fase A.

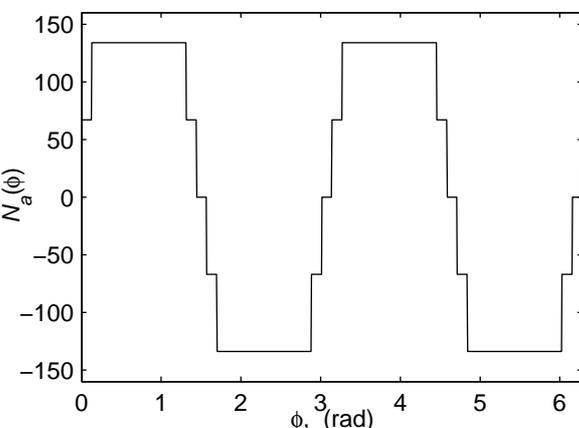


Fig. 2-7. Función de bobinados de la fase A.

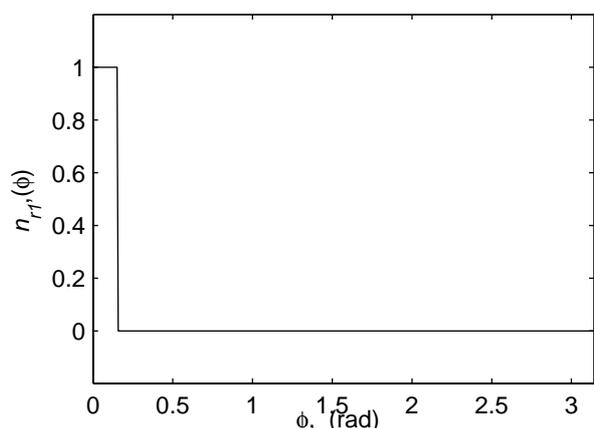


Fig. 2-8. Distribución del primer lazo del rotor.

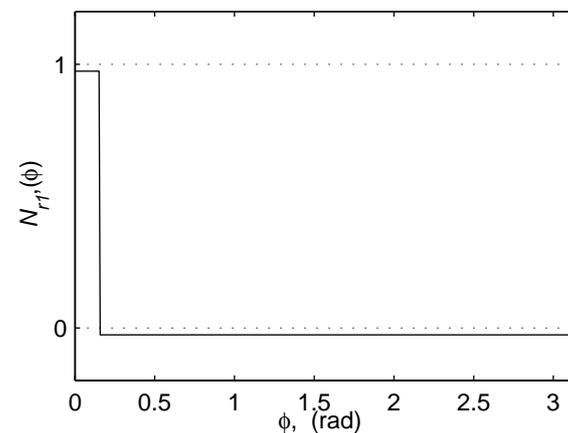


Fig. 2-9. Función de bobinados del primer lazo del rotor.

A partir de las funciones de bobinados es posible obtener las inductancias de la máquina utilizando las ecuaciones presentadas en la sección anterior. En el caso que el entrehierro se considere constante, solamente las inductancias mutuas entre el estator y el

rotor son función de la posición del rotor. Las inductancias propias y mutuas del estator y propias y mutuas del rotor son constantes y pueden calcularse en forma analítica. A modo de ejemplo, en la Fig. 2-10 se muestra la inductancia mutua entre la primera bobina de la fase A y el primer lazo del rotor en función de la posición del rotor.

La inductancia mutua entre el bobinado de la fase A y el lazo del rotor se obtiene sumando todas las inductancias entre las bobinas y el lazo del rotor,

$$L_{AR_1}(\theta_r) = \sum_{j=1}^8 \pm L_{A_j R_1}(\theta_r). \quad (2.64)$$

Ésta es la suma de las ocho bobinas de la fase A . La Fig. 2-12 muestra la inductancia mutua en línea gruesa y su derivada en línea fina sin cruzamiento de las barras del rotor.

A modo de ejemplo, en [32] se menciona que usando una versión para estudiantes del Software para elementos finitos Maxwell para obtener la inductancia mutua entre un lazo del rotor y una fase del estator, considerando uniformidad axial, y con una resolución de 1 grado (360 puntos de 0-359 grados) son necesarias 12 horas. En el mismo trabajo, se menciona que el cálculo de todas las inductancias y sus derivadas, utilizando el método de funciones de bobinado, calculadas con una resolución de 1/3 de grado, se realiza dentro de las dos horas usando MATLAB. La computadora personal utilizada para dicha prueba posee un procesador Pentium III de 1Ghz y 384 MB de RAM, los parámetros del motor utilizado para el cálculo son: 28 barras en el rotor, 36 ranuras en el estator y 3 circuitos en el estator.

Mediante el método de cálculo propuesto en esta tesis, todas las inductancias en función de la posición del rotor para un motor de 40 barras, 48 ranuras en el estator y 3 circuitos en el estator (43*43 inductancias), considerando la geometría de la máquina en 2 dimensiones y con una resolución de 0.375 grados, se calculan en aproximadamente 14 horas. Estos tiempos fueron obtenidos usando una computadora personal con un procesador Pentium III de 933 Mhz, 640 MB de RAM y el software MATLAB 6.2.

2.4.1 Modelado del cruzamiento de barras

El cruzamiento de las barras del rotor se modela mediante la distribución espacial de los lazos del rotor, $n_{r_i}(\phi, z, \theta_r)$. Si la variación del entrehierro, producida por las ranuras del estator, no se incorpora en la función entrehierro, $g^{-1}(\phi, z, \theta_r)$, su efecto medio puede considerarse mediante el coeficiente de Carter [19]. La Fig. 2-11 muestra la inductancia mutua entre la primera bobina de la fase A , 1-12, y un lazo del rotor compuesto por dos barras consecutivas, en función de la posición del rotor, con un cruzamiento igual al paso de las

ranuras del estator (p.r.e). En la Fig. 2-13 se muestra la inductancia mutua entre el bobinado de la fase *A* y el primer lazo del rotor cuando se considera el cruzamiento de las barras. De los resultados obtenidos se puede observar que no existe cambio en la magnitud de la inductancia mutua. Sin embargo, su forma es más suave en presencia de cruzamiento, principalmente en la región donde la inductancia varía. En el caso de uniformidad del entrehierro, las ecuaciones para el cálculo de las inductancias se reducen a las presentadas en [18].

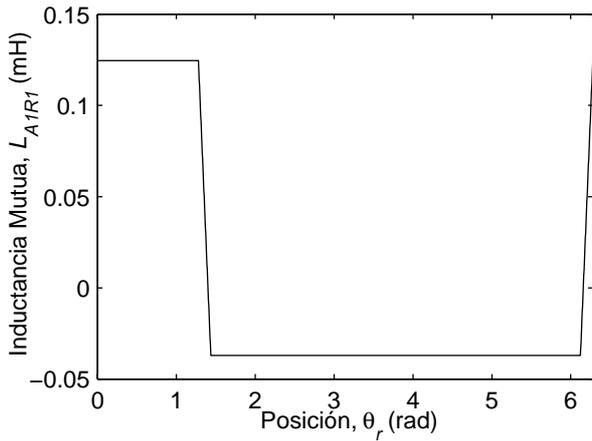


Fig. 2-10. Inductancia mutua de la primer bobina de la fase *A* del estator y el lazo 1 del rotor, L_{A1R1} , en función de la posición del rotor, θ_r . Sin cruzamiento.

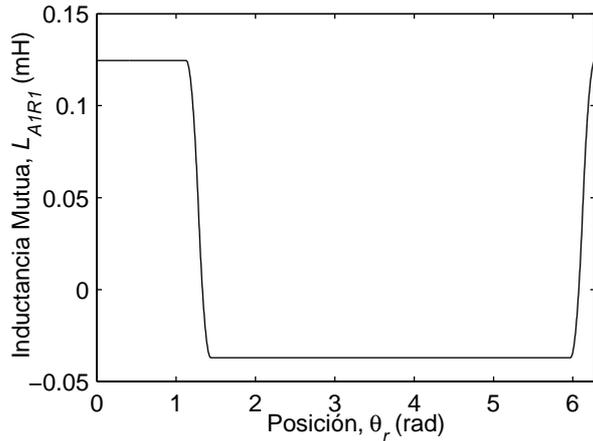


Fig. 2-11. Inductancia mutua de la primer bobina de la fase *A* del estator y el lazo 1 del rotor, L_{A1R1} , en función de la posición del rotor, θ_r . Con cruzamiento.

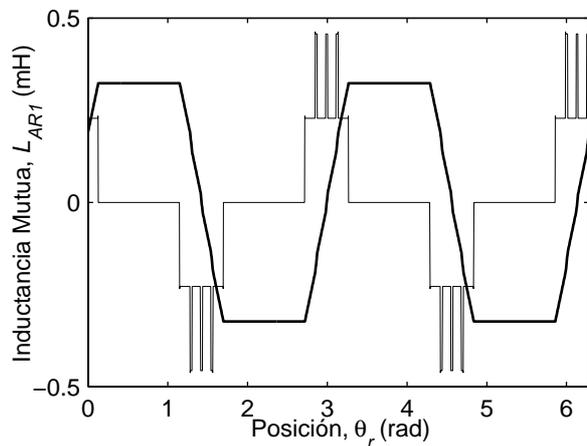


Fig. 2-12. Inductancia mutua (línea gruesa) y su derivada (línea fina) correspondiente a la fase *A* del estator y el lazo 1 del rotor, L_{AR1} , en función de la posición del rotor θ_r . Sin cruzamiento.

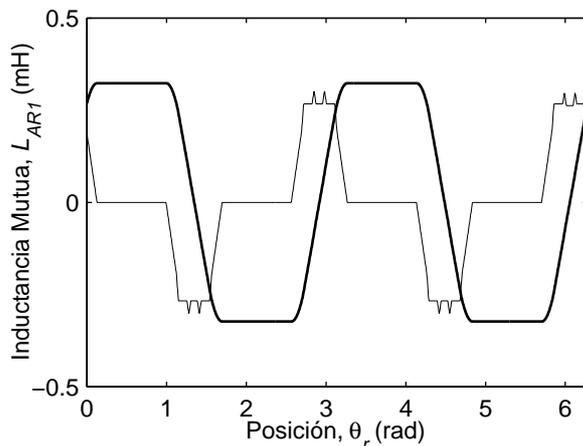


Fig. 2-13. Inductancia mutua (línea gruesa) y su derivada (línea fina) correspondiente a la fase *A* del estator y el lazo 1 del rotor, L_{AR1} , en función de la posición del rotor θ_r . Con cruzamiento.

2.4.2 Modelado de las ranuras del estator y del rotor

Las ranuras del estator, donde se alojan las bobinas, producen variaciones en el entrehierro del motor (Fig. 2-14-a). La variación del entrehierro, producida por cada ranura, se modeló considerando la distribución de las líneas de flujo tal como se propone en [19]. Según esta propuesta, las líneas de flujo que penetran en la ranura recorren una trayectoria compuesta por una porción recta de largo g_0 , más una trayectoria circular dentro de la ranura cuyo radio es igual a la distancia al diente más cercano. La Fig. 2-14 b) muestra esta distribución de las líneas de flujo en las ranuras del estator. En esta figura, τ_s es el paso de las ranuras del estator, b_{0s} es la apertura de las ranuras y t_{0s} es el ancho de cada diente. De acuerdo a la distribución de flujo propuesta, el entrehierro en una ranura aumenta en forma lineal hasta el centro de la ranura, donde vale $g_0 + \pi b_{0s}/4$, y luego disminuye hasta el valor nominal, g_0 , en el otro extremo de la ranura tal como se muestra en la Fig. 2-14 c).

Las ranuras del rotor, donde se alojan las barras de la jaula de ardilla, producen variaciones del entrehierro que dependen de la posición del rotor (Fig. 2-15-a). El modelado de las ranuras del rotor puede realizarse de forma similar al caso anterior con la diferencia de que la variación de entrehierro no es estática sino que depende de la posición del rotor. La Fig. 2-15 b) muestra la distribución de las líneas de flujo en las ranuras para una posición del rotor. En esta figura τ_r es el paso de las ranuras del rotor, b_{0r} es la apertura de las ranuras y t_{0r} es el ancho de cada diente. La función del entrehierro correspondiente a esa posición del rotor se muestra en la Fig. 2-15 c). En el caso de que exista cruzamiento de los bobinados o de las barras del rotor, la función de entrehierro debe desplazarse en el eje axial, z , en función del valor del cruzamiento.

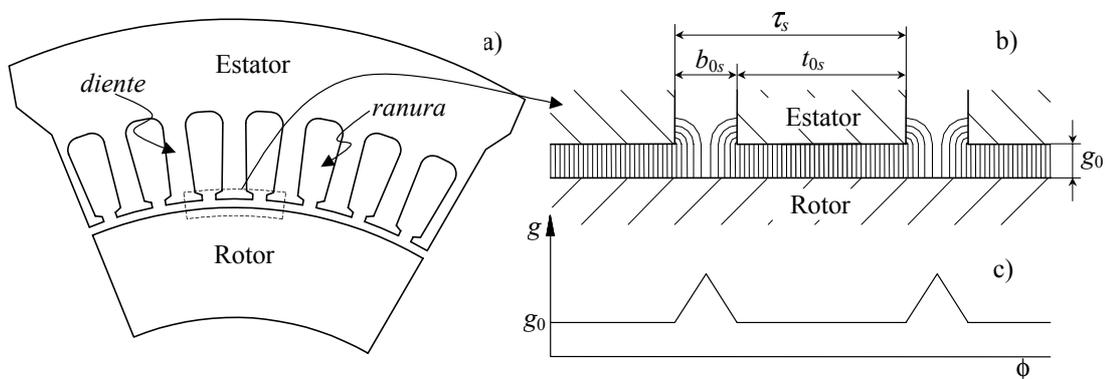


Fig. 2-14. a) Ranuras del estator, b) distribución de las líneas de flujo en el entrehierro y c) función de entrehierro.

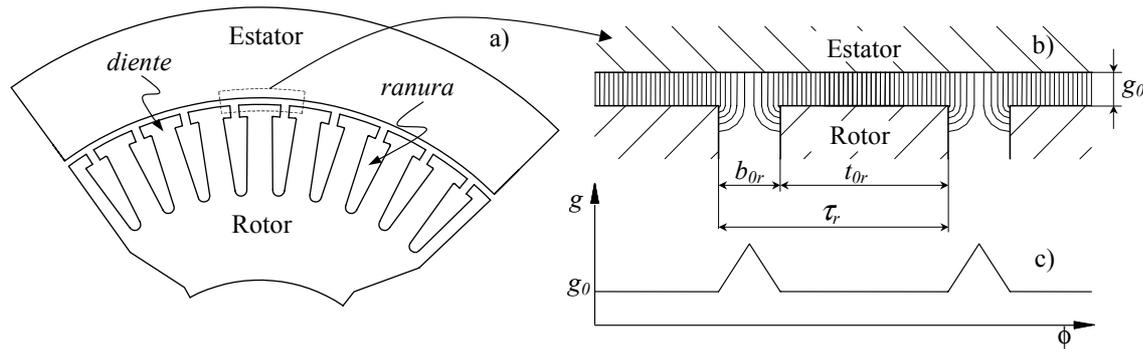


Fig. 2-15. a) Ranuras del rotor, b) distribución de las líneas de flujo en el entrehierro y c) función de entrehierro, para una posición del rotor.

Para evaluar el efecto producido por las ranuras del estator se calcularon las inductancias del motor cuyos datos se presentan en la Sección C.1 del Apéndice C. La Fig. 2-16 muestra el efecto de las ranuras del estator sobre la inductancia mutua entre un lazo del rotor y la fase *A* del estator, sin cruzamiento de las barras. Comparando esta inductancia con la obtenida considerando entrehierro uniforme (Fig. 2-12) se puede ver que las ranuras producen un rizado sobre la inductancia mutua de tantos ciclos como ranuras posee el estator. Este efecto se aprecia mejor en la derivada de la inductancia. Los resultados obtenidos para este motor, sin cruzamiento de las barras, son similares a los obtenidos en [17] por medio de elementos finitos.

En la Fig. 2-17 se muestra la misma inductancia que en el caso anterior pero para el motor con cruzamiento de las barras del rotor. En esta figura se puede ver que el cruzamiento produce una disminución significativa del efecto producido por las ranuras.

Un modelo más preciso de la función de entrehierro puede obtenerse tal como se propone en [32] o mediante elementos finitos como en [21]. Sin embargo, el modelado más complejo de la función del entrehierro en las ranuras requiere una mayor cantidad de puntos en su discretización y, por tal motivo, un mayor tiempo de cálculo.

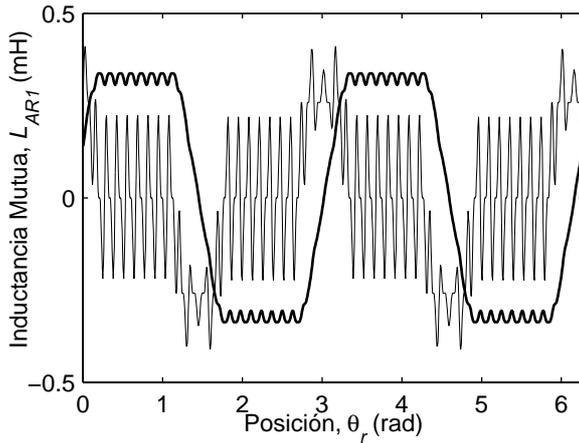


Fig. 2-16. Inductancia mutua (línea gruesa) y su derivada (línea fina) de la fase *A* del estator y el lazo 1 del rotor, L_{AR1} , en función de la posición del rotor, θ_r . Sin cruzamiento.

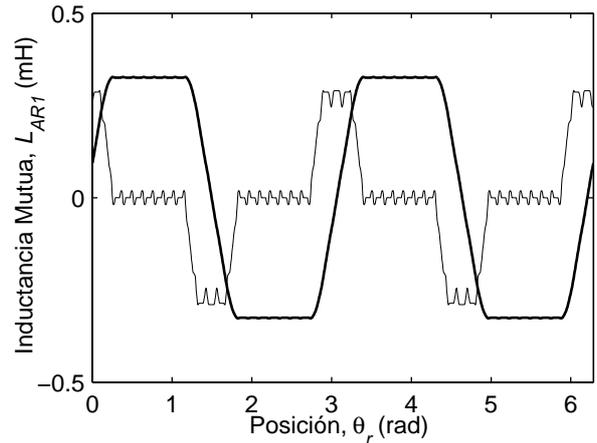


Fig. 2-17. Inductancia mutua (línea gruesa) y su derivada (línea fina) de la fase *A* del estator y el lazo 1 del rotor, L_{AR1} , en función de la posición del rotor, θ_r . Con cruzamiento.

2.4.3 Modelado de la excentricidad del entrehierro

Como se describe en [17], se pueden presentar dos tipos de excentricidad en el entrehierro, estática y dinámica. En la práctica estos tipos de excentricidad pueden aparecer en forma combinada.

En propuestas previas, se han considerado los efectos de la excentricidad suponiéndola uniforme a lo largo del eje axial

2.4.3.1 Excentricidad estática

La excentricidad estática se puede producir por deformaciones del estator o desplazamientos del eje del rotor con respecto al eje del estator. Por este motivo, el entrehierro es no uniforme pero permanece constante independientemente de la posición del rotor (Fig. 2-18). En este caso el centro geométrico del rotor coincide con el centro de rotación y se encuentra desplazado del centro geométrico del estator.

La función de entrehierro con excentricidad estática no uniforme a lo largo del eje axial, g_{ee} , puede representarse por,

$$g_{ee}(\phi, z) = g_0(1 - e_e(z) \cos \phi), \tag{2.65}$$

donde $e_e(z)$ es la variación del entrehierro producida por la excentricidad, la cual puede cambiar a lo largo del eje axial del motor. La longitud radial del entrehierro sin excentricidad está dada por g_0 .

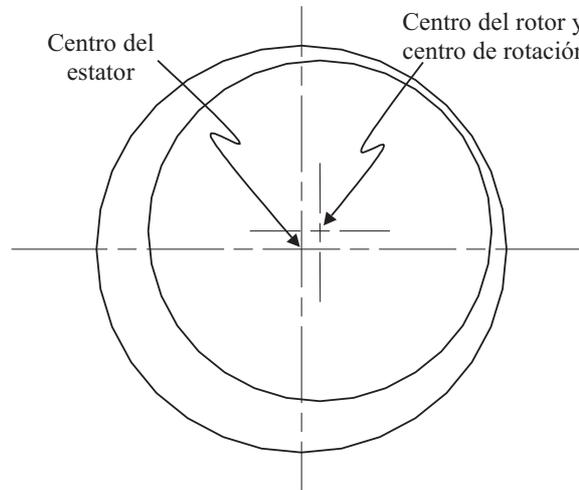


Fig. 2-18. Excentricidad estática.

A modo de ejemplo, si solamente un rodamiento está desplazado con respecto al eje geométrico del estator, la variación del entrehierro puede aproximarse por,

$$e_e(z) = e_0 + kz, \quad (2.66)$$

donde e_0 es la variación del entrehierro en $z = 0$, y k es una constante.

En el caso de excentricidad estática, las inductancias propias y mutuas de los bobinados del estator son constantes debido a que éstos no experimentan variación del entrehierro cuando el rotor gira (Fig. 2-19-Fig. 2-22). Las inductancias mutuas entre el estator y el rotor, al igual que en el caso sin excentricidad, son función de la posición del rotor. Las inductancias propias y mutuas entre los lazos del rotor son funciones de la posición del rotor debido a que los lazos experimentan una variación periódica del entrehierro cuando el rotor gira.

A modo de ejemplo, se calcularon las inductancias propias y mutuas del motor considerando una excentricidad estática del 50% alineada con la fase A . El cruzamiento de las barras considerado para el cálculo es de un p.r.e.

La Fig. 2-23 muestra las inductancias mutuas entre la fase A y los lazos 1 , 6 , 11 , 16 y 21 del rotor. Como se puede ver en la figura, la inductancia mutua aumenta considerablemente cuando el lazo del rotor pasa por la región de mínimo entrehierro. Todos los lazos del rotor experimentan la misma variación del entrehierro en función de la posición del rotor y por tal motivo las inductancias mutuas poseen la misma forma en función de la

posición del rotor diferenciándose solamente en el desplazamiento producido por la ubicación geométrica de cada barra.

Debido a que, en presencia de excentricidad estática, el entrehierro no es función de la posición del rotor, las inductancias propias y mutuas de las fases del estator no varían con la posición del rotor. Sin embargo dichas inductancias experimentan un cambio en su magnitud en presencia de excentricidad estática en función del nivel de excentricidad y de la dirección del desplazamiento. La Fig. 2-24 (a) muestra las inductancias propias de las fases *A*, *B* y *C* donde se puede apreciar que las inductancias no varían con la posición del rotor. Los resultados obtenidos muestran que la inductancia propia de la fase *A*, con la cual se encuentra alineado el desplazamiento del rotor, posee un menor valor que las restantes. Las inductancias propias de las fases *B* y *C* presentan la misma magnitud por su simetría con respecto a la dirección de desplazamiento del rotor. La Fig. 2-24 (b) muestra las inductancias mutuas entre las fases del estator donde se puede ver que las mismas poseen diferentes magnitudes pero no varían con la posición del rotor.

Los lazos del rotor experimentan una variación del entrehierro en función de la posición del rotor y por tal motivo tanto las inductancias propias como las mutuas son función de la posición del rotor. La Fig. 2-24 (c) muestra las inductancias propias de los lazos *I*, *II*, *2I* y *3I* del rotor. Es posible apreciar en la figura que las inductancias poseen un máximo cuando se encuentran alineadas con la dirección de entrehierro mínimo y todos los lazos experimentan la misma variación en la inductancia propia, desplazadas en función de la posición geométrica de cada lazo. En la Fig. 2-24 (d) se presentan, a modo de ejemplo, las inductancias mutuas entre el primer lazo del rotor y los lazos *II*, *2I* y *3I*. Se puede observar en la figura que las diferentes inductancias mutuas no varían de la misma manera, sino que depende de la ubicación relativa entre los lazos del rotor. Las inductancias L_{R1R11} y L_{R1R31} experimentan una importante variación en función de la posición del rotor y por simetría del rotor esta variación posee la misma forma. Mientras que la inductancia mutua entre los lazos opuestos *I* y *2I*, L_{R1R21} , experimenta una variación despreciable en función de la posición del rotor.

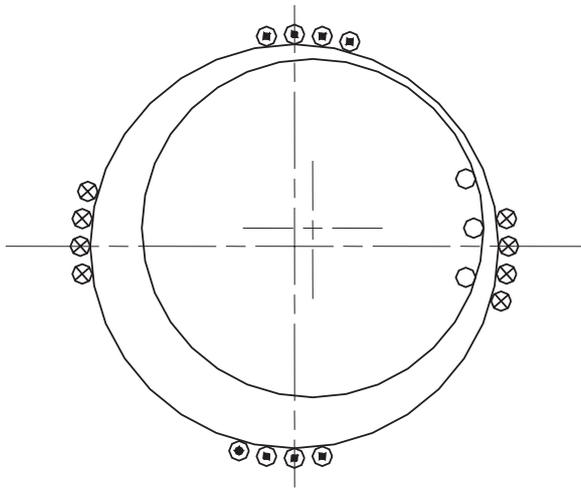


Fig. 2-19. Excentricidad estática, $\theta_r=0$.

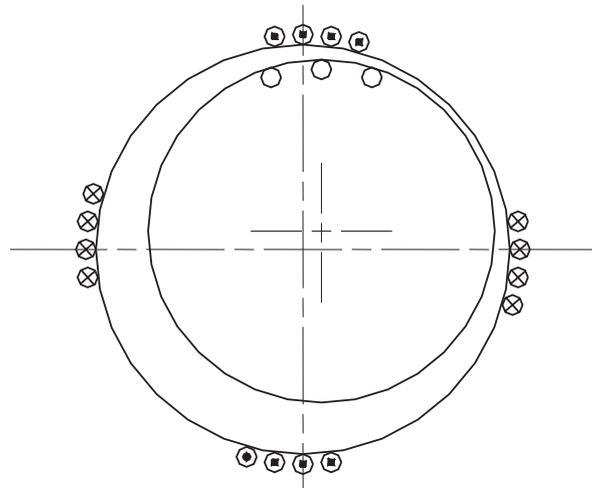


Fig. 2-20. Excentricidad estática, $\theta_r=90$.

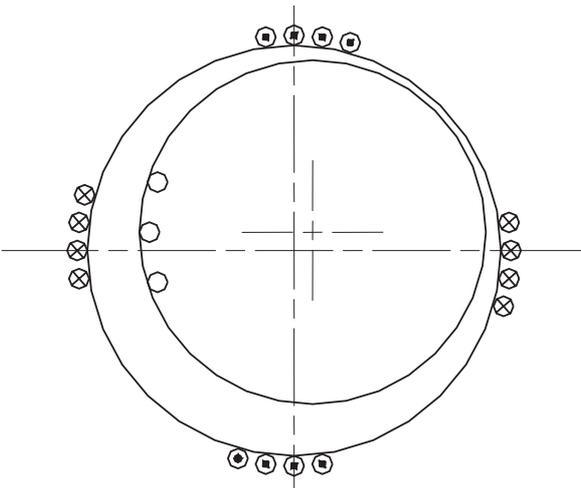


Fig. 2-21. Excentricidad estática, $\theta_r=180$.

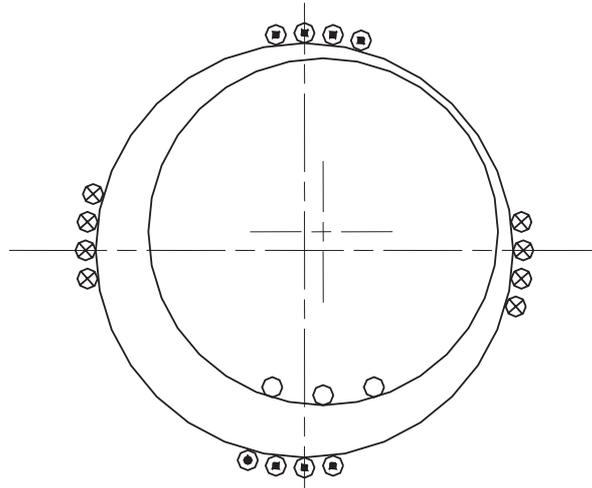


Fig. 2-22. Excentricidad estática, $\theta_r=270$.

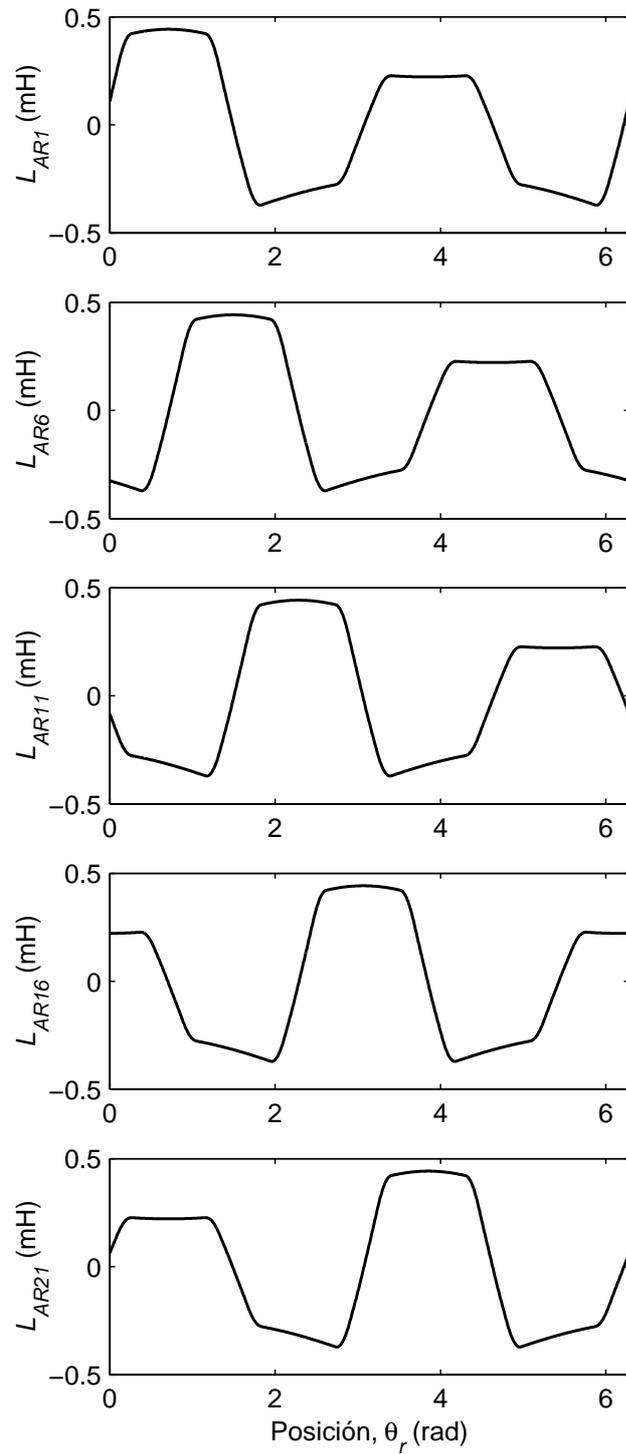


Fig. 2-23. Inductancias mutuas entre la fase *A* y los lazos 1, 6, 11, 16 y 21 del rotor con 50% de excentricidad estática alineada con la fase *A*.

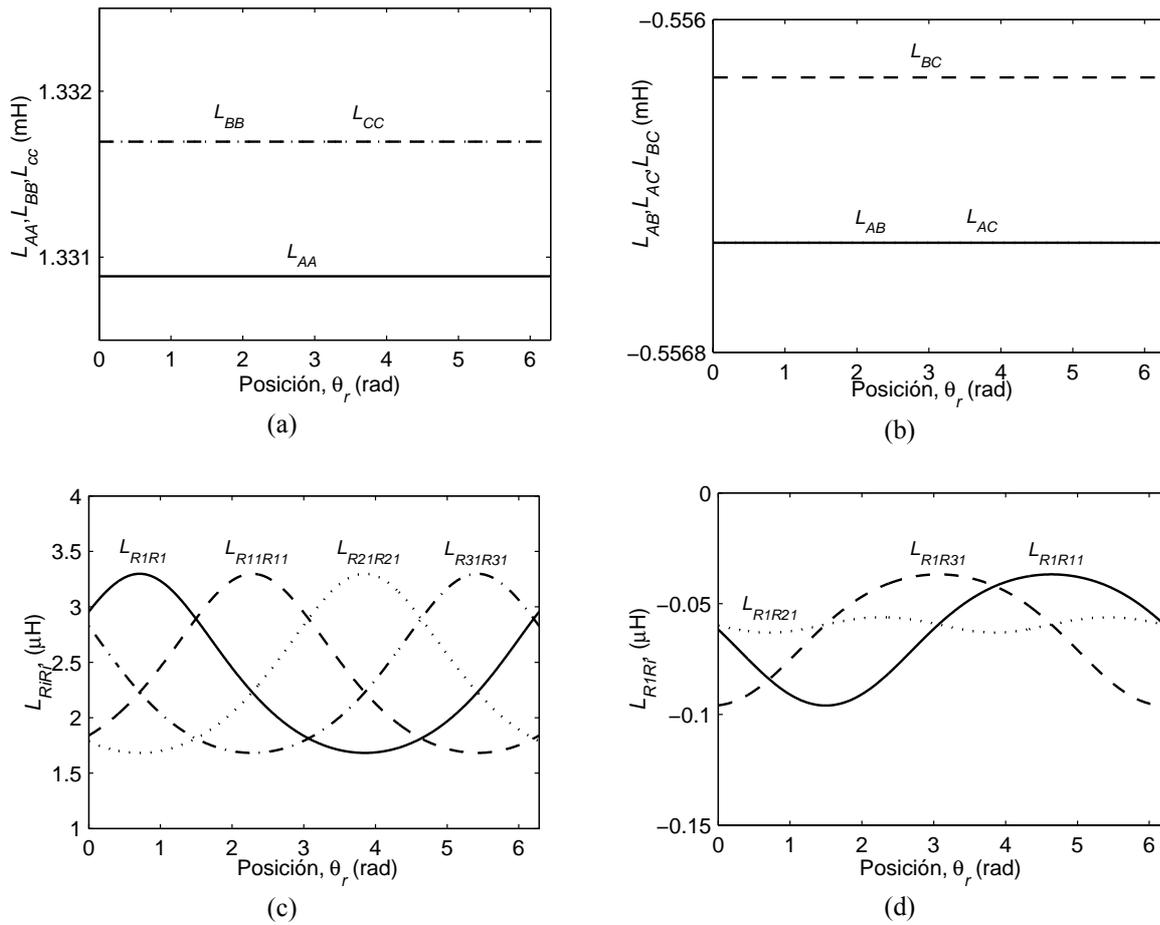


Fig. 2-24. (a) Inductancias propias de las fases *A*, *B* y *C*, (b) inductancias mutuas entre las fases *A*, *B* y *C*, (c) inductancias propias de los lazos del rotor y (d) inductancias mutuas entre el lazo *I* y los lazos *11*, *21* y *31* del rotor, con 50% de excentricidad estática alineada con la fase *A*.

2.4.3.2 Excentricidad dinámica

La excentricidad dinámica ocurre cuando el centro geométrico del rotor no coincide con el centro de rotación del mismo, produciéndose una variación periódica del entrehierro cuando este gira (Fig. 2-25).

Si la excentricidad es dinámica, la función del entrehierro, g_{ed} , puede aproximarse por,

$$g_{ed}(\phi, z, \theta_r) = g_0(1 - e_d(z) \cos(\phi - \theta_r)). \quad (2.67)$$

En caso de excentricidad dinámica, las inductancias propias y mutuas de los bobinados del estator son función de la posición del rotor. Esto se debe a que los bobinados experimentan una variación periódica del entrehierro cuando el rotor gira. En cambio, las inductancias propias y mutuas de los lazos del rotor son constantes, debido a que los mismos no experimentan ninguna variación del entrehierro cuando el rotor gira (Fig. 2-26-Fig. 2-29).

A modo de ejemplo se calcularon las inductancias propias y mutuas del motor considerando una excentricidad dinámica del 50% ($e_d = 0.5$), alineada con el primer lazo del rotor. El cruzamiento de las barras considerado para el cálculo es de un paso de las ranuras del estator.

La Fig. 2-30 muestra las inductancias mutuas entre la fase A y los lazos $1, 6, 11, 16$ y 21 del rotor. Se puede ver en los resultados obtenidos que la inductancia mutua entre la fase A y el primer lazo del rotor, ubicado en la región de entrehierro mínimo, posee mayor amplitud que los lazos restantes. Mientras que la inductancia mutua correspondiente al lazo 21 , ubicado en la región de entrehierro máximo, posee una menor amplitud en relación con los lazos restantes. Las inductancias propias y mutuas del estator experimentan una variación en función de la posición del rotor tal como se muestra en las Fig. 2-31 (a) y (b).

En presencia de excentricidad dinámica los lazos del rotor no experimentan variación del entrehierro en función de la posición del rotor. Por tal motivo, las inductancias propias y mutuas de los lazos del rotor son constantes e independientes de la posición del rotor. Sin embargo la magnitud de las inductancias de estos lazos se ve afectada por el grado de excentricidad dinámica y su ubicación geométrica relativa a la dirección de desplazamiento del rotor. La Fig. 2-31 (c) muestra las inductancias propias de los lazos del rotor donde se puede ver que la amplitud es máxima para el lazo 1 que se encuentra alineado con el entrehierro mínimo. La inductancia propia disminuye para los siguientes lazos, pasando por un mínimo para el lazo 21 ubicado en la región de entrehierro máximo. Las inductancias mutuas entre el primer lazo del rotor y los lazos 2 al 40 se muestran en la Fig. 2-31 (d).

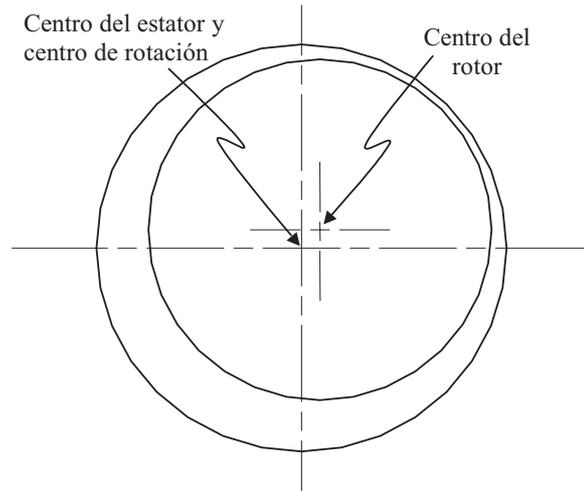


Fig. 2-25. Excentricidad dinámica.

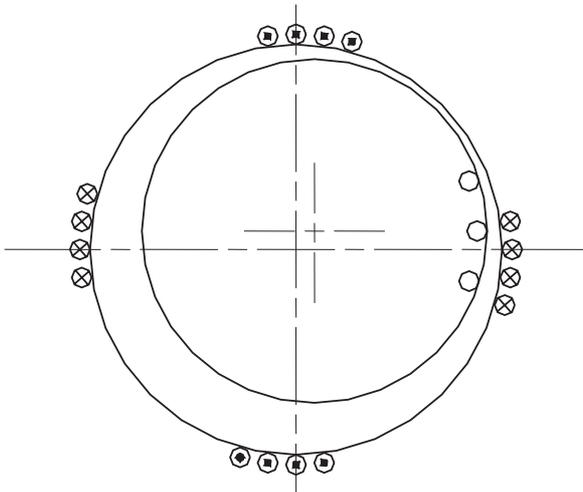


Fig. 2-26. Excentricidad dinámica, $\theta_r=0$.

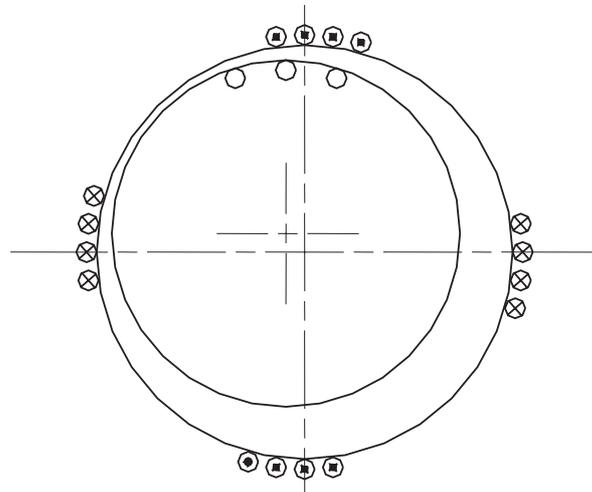


Fig. 2-27. Excentricidad dinámica, $\theta_r=90$.

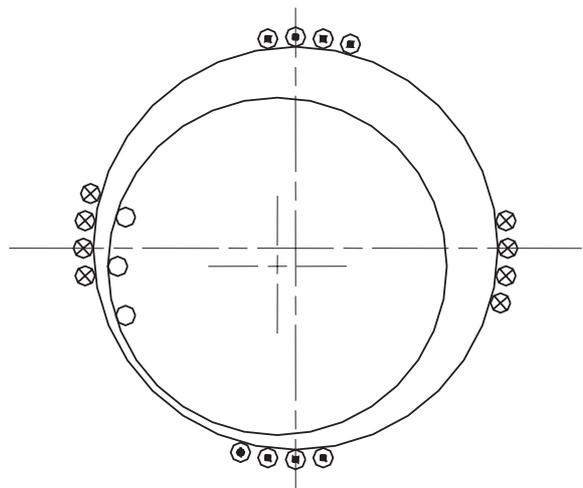


Fig. 2-28. Excentricidad dinámica, $\theta_r=180$.

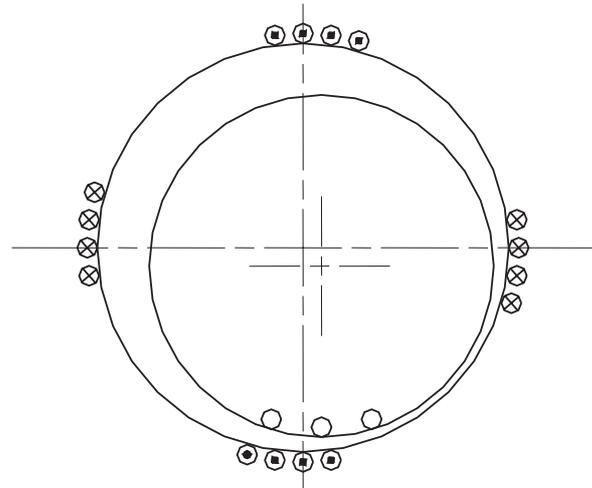


Fig. 2-29. Excentricidad dinámica, $\theta_r=270$.

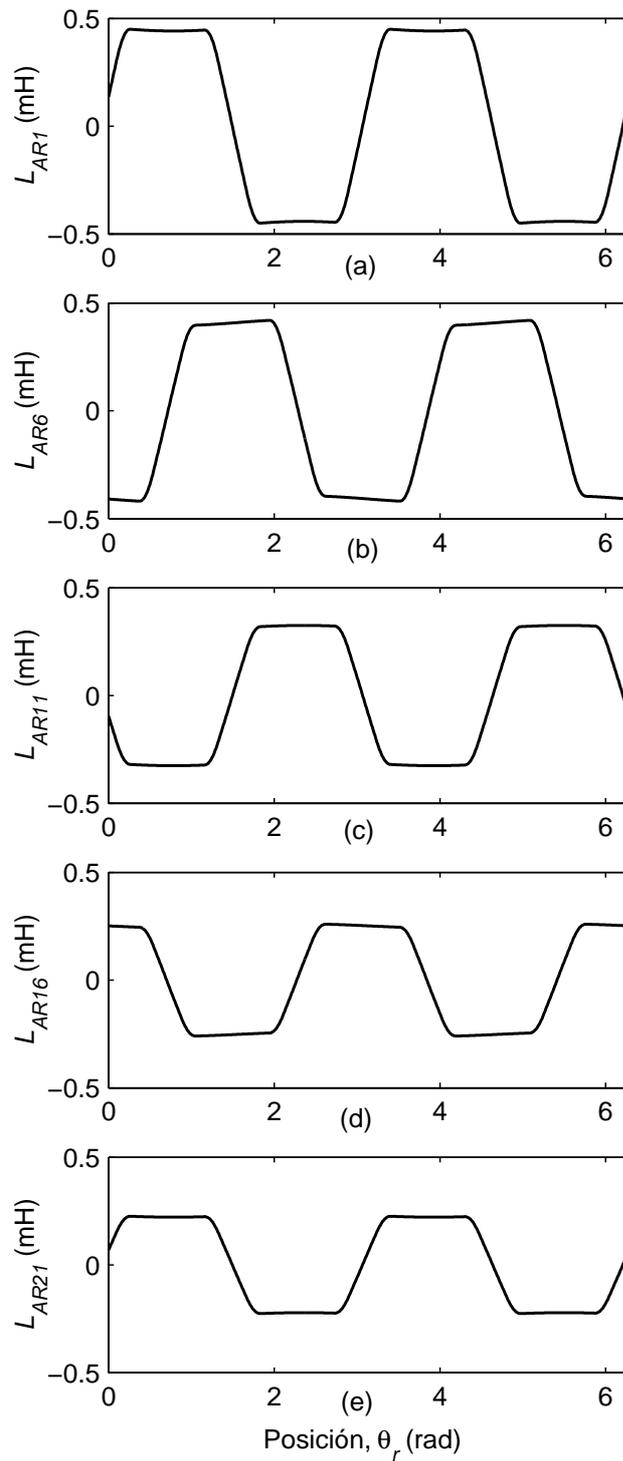


Fig. 2-30. Inductancias mutuas entre la fase *A* y los lazos 1, 6, 11, 16 y 21 del rotor con 50% de excentricidad dinámica alineada con el primer lazo del rotor.

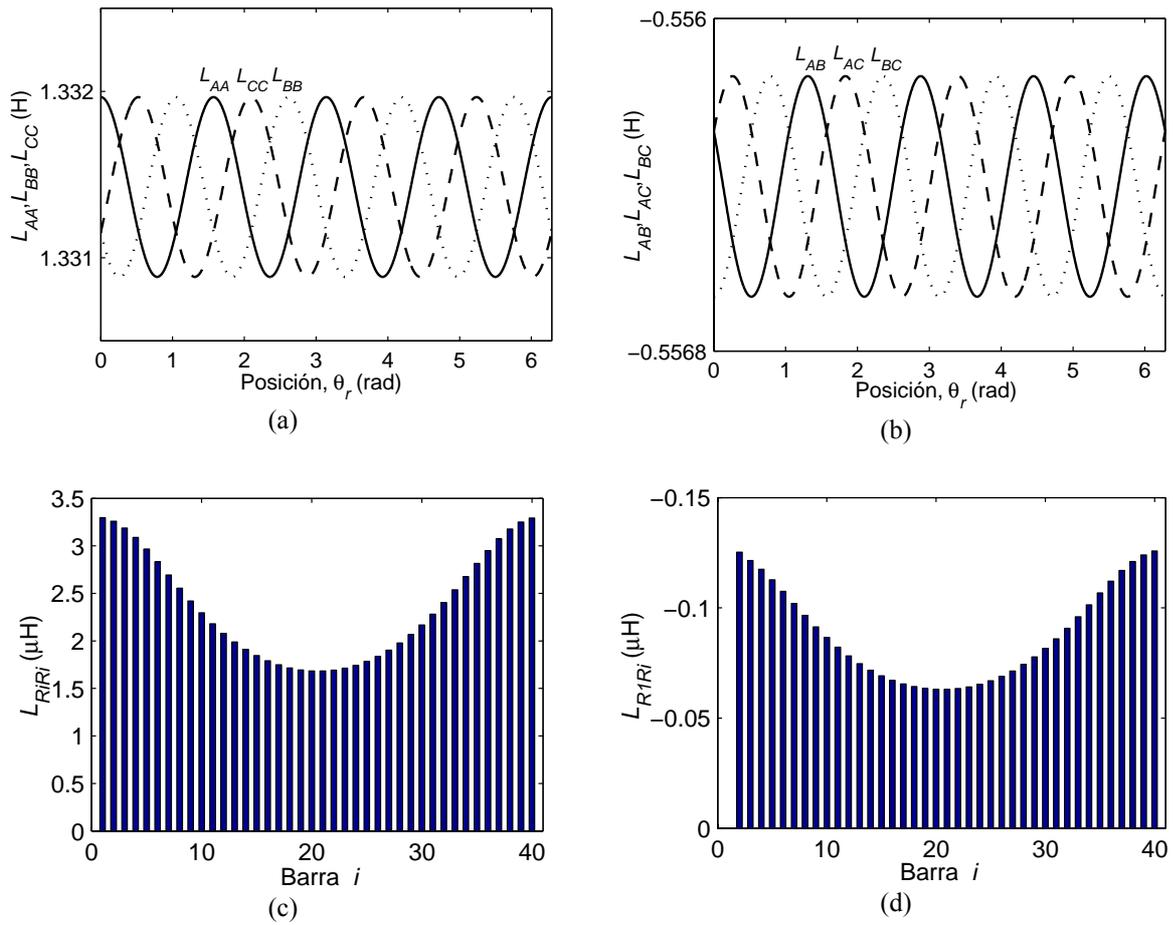


Fig. 2-31. (a) Inductancias propias de las fases A , B y C , (b) inductancias mutuas entre las fases A , B y C , (c) inductancias propias de los lazos del rotor y (d) inductancias mutuas entre el lazo 1 del rotor y los lazos $2-40$, con 50% de excentricidad dinámica alineada con el primer lazo del rotor.

2.4.3.3 Excentricidad combinada

La excentricidad combinada ocurre cuando el centro geométrico del rotor no coincide con el centro de rotación del mismo y tampoco coinciden éstos con el centro geométrico del estator, produciéndose de esta manera una componente de excentricidad estática y otra dinámica (Fig. 2-32).

La función de entrehierro en caso de excentricidad combinada puede representarse por,

$$g_{ec}(\phi, z, \theta_r) = g_0(1 - e_e(z) \cos \phi - e_d(z) \cos(\phi - \theta_r)), \quad (2.68)$$

donde e_e y e_d son los valores de excentricidad estática y dinámica respectivamente.

Esta ecuación se emplea en (2.44) y (2.50) para calcular las inductancias propias y mutuas del MI en presencia de excentricidad en el entrehierro.

En caso de excentricidad combinada tanto las inductancias propias y mutuas entre los bobinados del estator como las propias y mutuas entre los lazos del rotor son función de la posición del rotor como puede verse en las Fig. 2-33, Fig. 2-34, Fig. 2-35 y Fig. 2-36.

A modo de ejemplo, se calcularon las inductancias propias y mutuas del motor considerando una excentricidad estática del 50% ($e_e = 0.5$), alineada con la fase A , y una excentricidad dinámica del 30% ($e_d = 0.3$), alineada con el primer lazo del rotor. El cruzamiento de las barras considerado para el cálculo es de 1 p.r.e..

La Fig. 2-37 muestra las inductancias mutuas entre la fase A y los lazos 1 , 6 , 11 , 16 y 21 del rotor. Las inductancias propias y mutuas del estator se muestran en la Fig. 2-38 (a) y (b) respectivamente. Las inductancias propias y mutuas del rotor se muestran en la Fig. 2-38 (c) y (d).

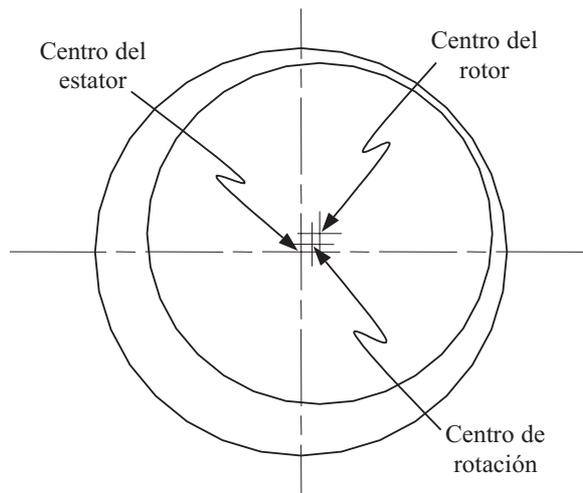


Fig. 2-32. Excentricidad combinada.

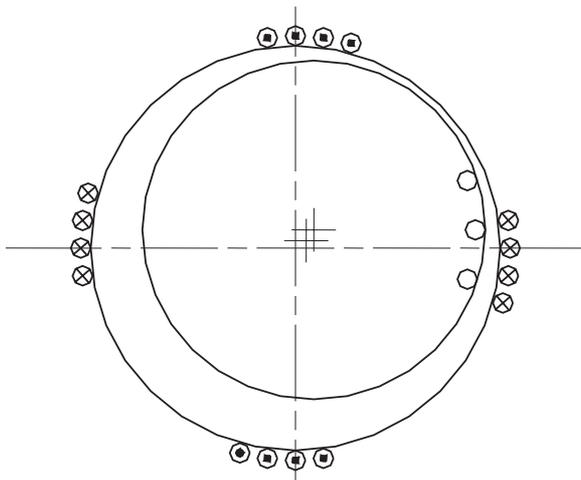


Fig. 2-33. Excentricidad combinada, $\theta_r=0$.

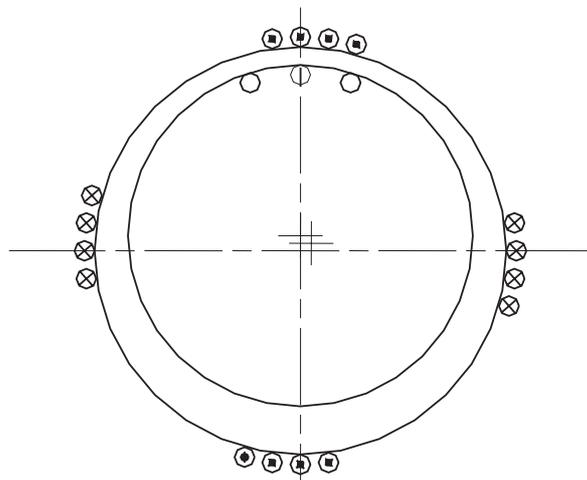


Fig. 2-34. Excentricidad combinada, $\theta_r=90$.

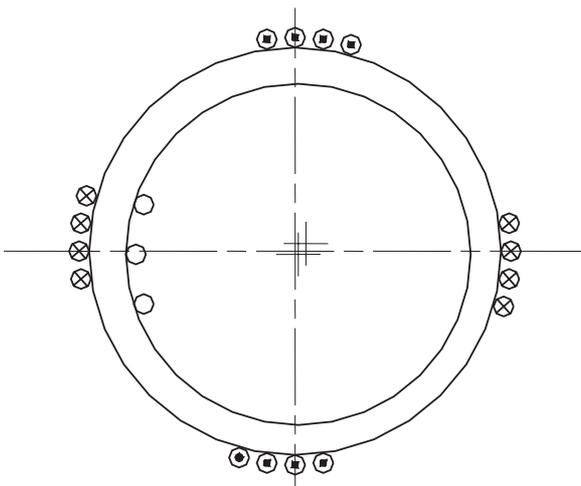


Fig. 2-35. Excentricidad combinada, $\theta_r=180$.

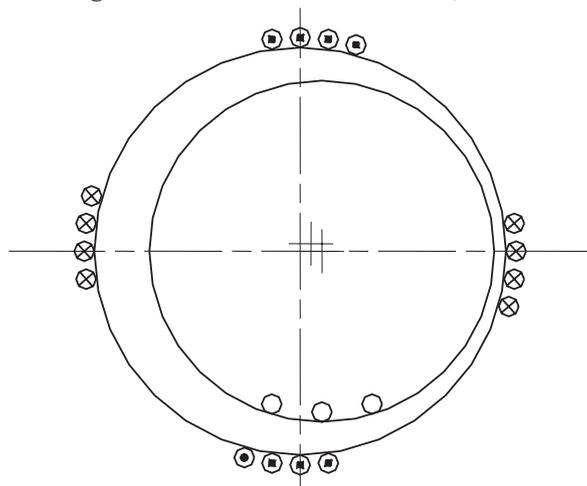


Fig. 2-36. Excentricidad combinada, $\theta_r=270$.

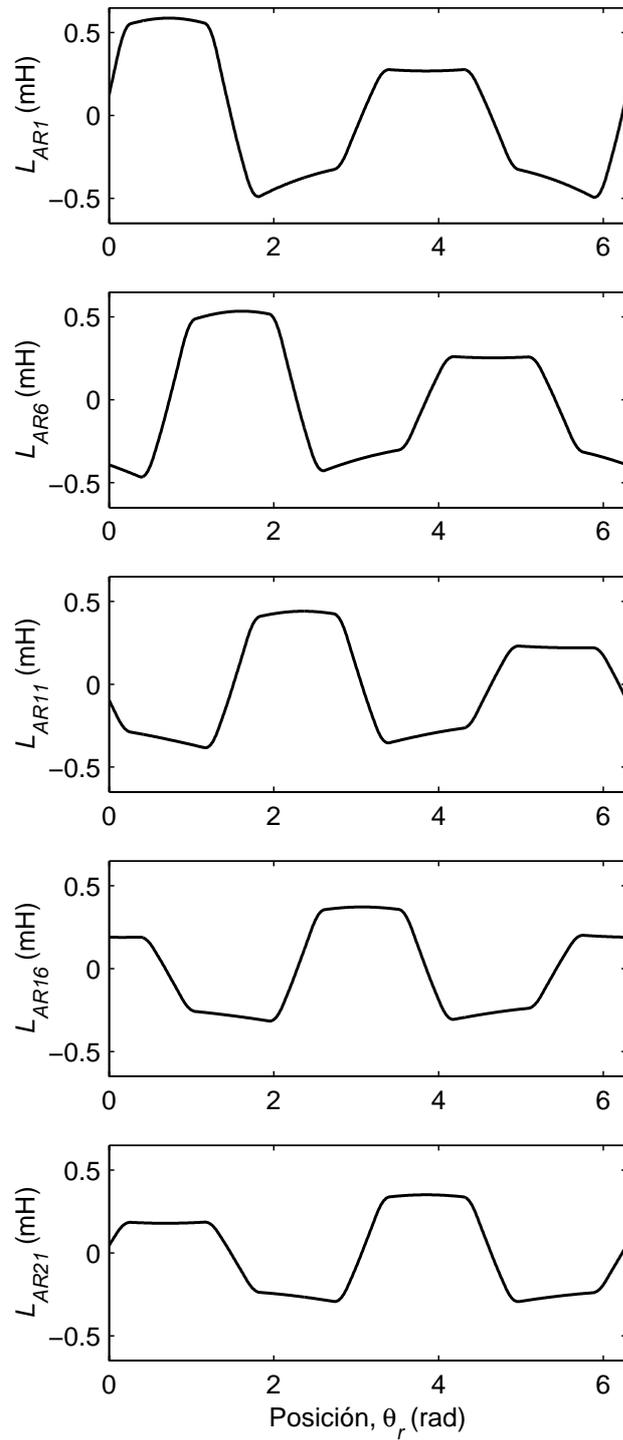


Fig. 2-37. Inductancias mutuas entre la fase *A* y los lazos 1, 6, 11, 16 y 21 del rotor, con 50% excentricidad estática alineada con la fase *A* y 30 % de excentricidad dinámica alineada con el primer lazo del rotor.

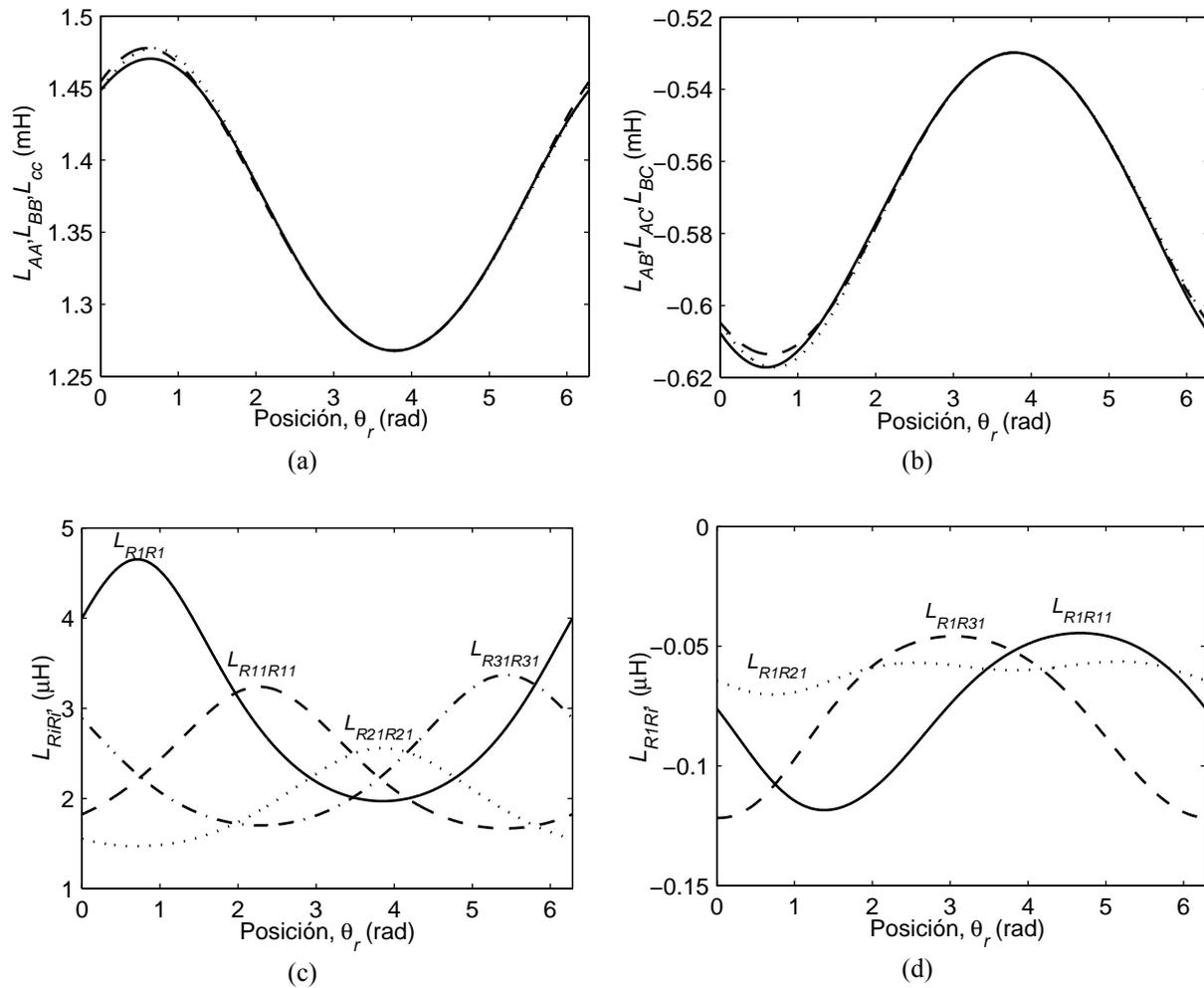


Fig. 2-38. (a) Inductancias propias de las fases *A*, *B* y *C*, (b) inductancias mutuas entre las fases *A*, *B* y *C*, (c) inductancias propias de los lazos del rotor y (d) inductancias mutuas entre el lazo *I* del rotor y los lazos *II*, *2I* y *3I*, con 50% de excentricidad estática alineada con la fase *A* y 30% de excentricidad dinámica alineada con el primer lazo del rotor.

Puede analizarse también el efecto combinado de la excentricidad en el entrehierro y de las ranuras del estator. Con este propósito el incremento de la función del entrehierro debido a las ranuras se agrega a la función del entrehierro en presencia de excentricidad.

A modo de ejemplo, se muestra en la Fig. 2-39 la inductancia mutua entre la fase *A* del estator y el lazo *I* del rotor, L_{ARI} , con un 50% de excentricidad estática, sin considerar el cruzamiento de las barras del rotor. Los resultados obtenidos considerando el cruzamiento se presentan en la Fig. 2-40. Comparando los resultados mostrados en la Fig. 2-39 y Fig. 2-40, se puede ver que el cruzamiento suaviza la variación de inductancia producida por la excentricidad estática. Esto es más evidente en la derivada de la inductancia (línea fina). Los armónicos producidos por las ranuras del estator son mayores cuando el lazo del rotor se encuentra en la región de entrehierro mínimo.

En el caso de excentricidad estática, dinámica o combinada, uniforme a lo largo del eje axial y sin cruzamiento, las ecuaciones presentadas en esta tesis, pueden reducirse a las presentadas en [16] y [17]. Este es el caso mostrado en la Fig. 2-39 donde el resultado obtenido mediante el método propuesto es el mismo que el obtenido usando MWFA. Además, el método propuesto permite analizar el efecto combinado del cruzamiento y la excentricidad del entrehierro, como se muestra en la Fig. 2-40. Esta propuesta también permite modelar la no uniformidad del entrehierro a lo largo del eje axial del motor.

A diferencia de [13], las ecuaciones presentadas en esta tesis muestran que en caso de excentricidad del entrehierro, las inductancias mutuas entre los bobinados del estator y los lazos del rotor son iguales a las inductancias mutuas entre los lazos del rotor y los bobinados del estator.

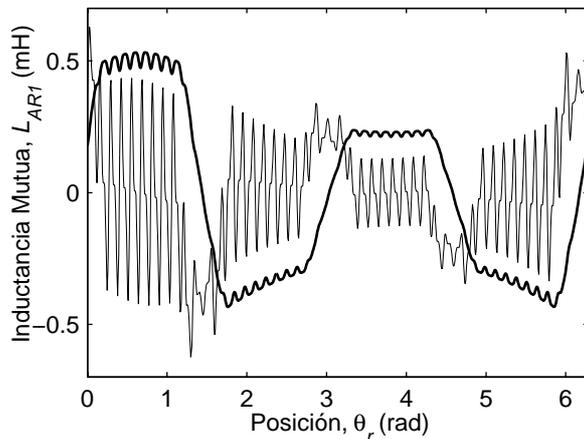


Fig. 2-39. Inductancia mutua (línea gruesa) y su derivada (línea fina) entre la fase A del estator y el lazo I del rotor, L_{AR1} , en función de la posición del rotor θ_r , con 50% de excentricidad estática y sin cruzamiento.

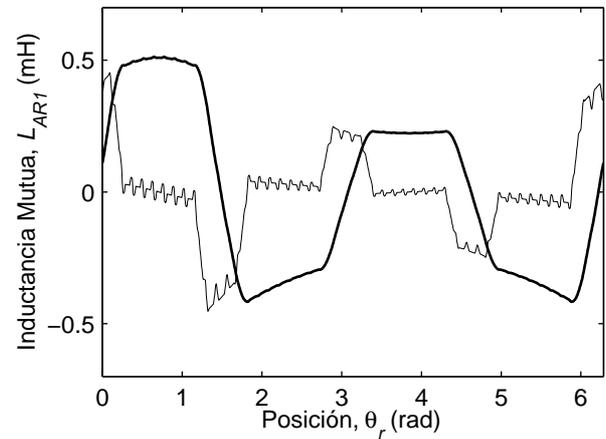


Fig. 2-40. Inductancia mutua (línea gruesa) y su derivada (línea fina) entre la fase A del estator y el lazo I del rotor, L_{AR1} , en función de la posición del rotor, θ_r , con 50% de excentricidad estática y cruzamiento.

2.4.4 Bobinados en paralelo

El uso de conexiones serie-paralelo o paralelo es una práctica común en el diseño de máquinas eléctricas debido a que reducen los esfuerzos magnéticos radiales desbalanceados [37][33]. Además, cambiando la conexión de los bobinados de serie a serie-paralelo o paralelo es posible fabricar un solo motor para distintas tensiones de funcionamiento (*e.g.* 220V en serie-paralelo y 440V en serie.)

En esta sección se obtienen las inductancias para cada uno de los bobinados del motor cuando los mismos se encuentran conectados en serie-paralelo como se describe a continuación.

La distribución y conexión de los bobinados del estator conectados en paralelo por par de polos se muestra en la Fig. 2-41. Para este motor se tienen 6 circuitos en el estator, 2 por cada fase, por lo cual la matriz con las inductancias propias y mutuas del estator, \mathbf{L}_{ss} , es de 6×6 , la matriz de inductancias propias y mutuas del rotor, \mathbf{L}_{rr} , es de 40×40 y la matriz con las inductancias mutuas entre las fases del estator y los lazos del rotor, $\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T$, es de 6×40 .

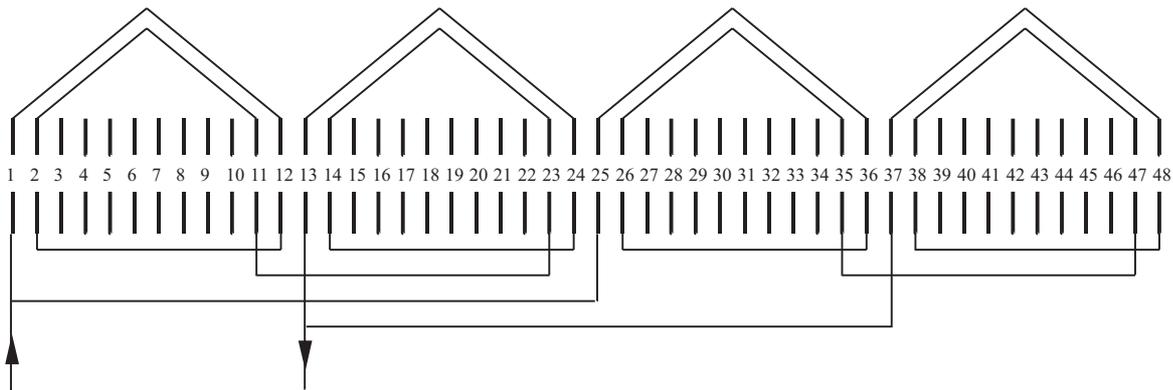


Fig. 2-41. Distribución de los bobinados de la fase A conectados en paralelo por par de polos.

La Fig. 2-42 muestra la función de distribución de los bobinados del primer circuito correspondiente a la fase A, mientras que la función de distribución de los bobinados del segundo circuito se muestra en la Fig. 2-43. Las funciones de bobinados modificadas, correspondientes a las distribuciones anteriores y con entrehierro uniforme, se muestran en la Fig. 2-44 y en la Fig. 2-45. La inductancia mutua entre cada uno de los dos circuitos y el primer lazo del rotor se presenta en la Fig. 2-46 y en la Fig. 2-47.

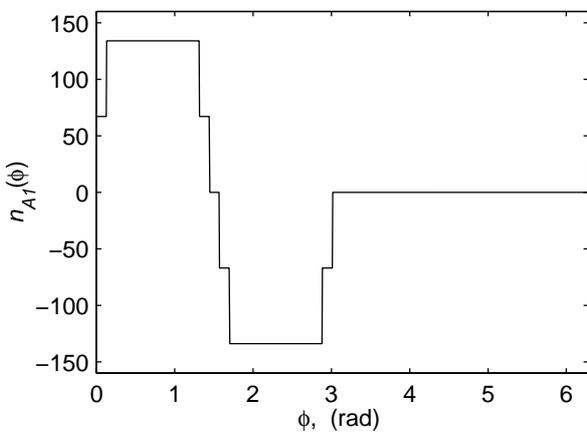


Fig. 2-42. Distribución de bobinados del primer circuito de la fase A.

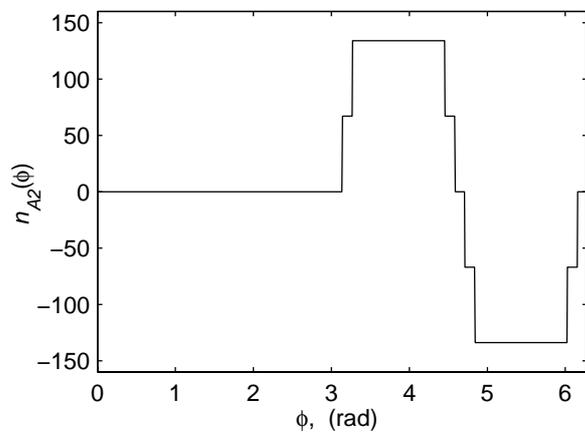


Fig. 2-43. Distribución de bobinados del segundo circuito de la fase A.

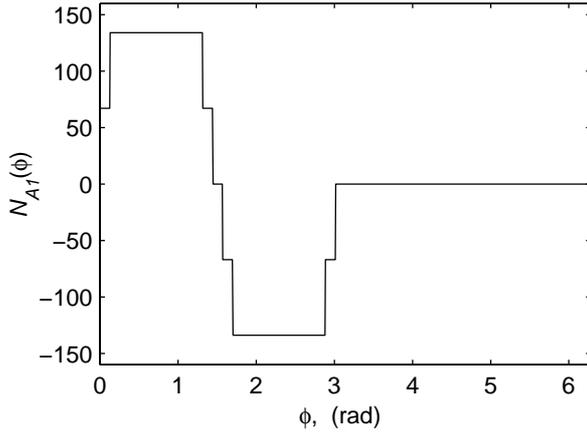


Fig. 2-44. Función de bobinados del primer circuito de la fase A.

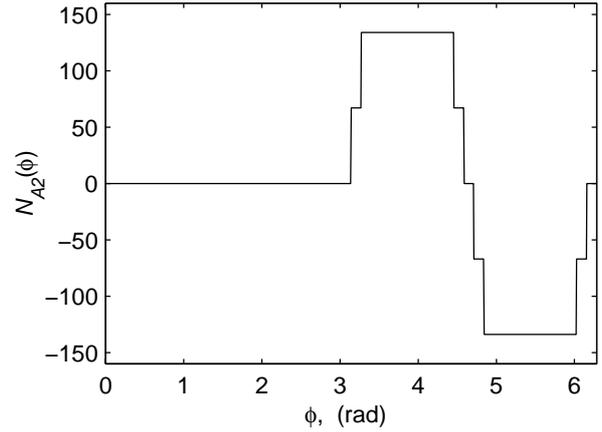


Fig. 2-45. Función de bobinados del segundo circuito de la fase A.

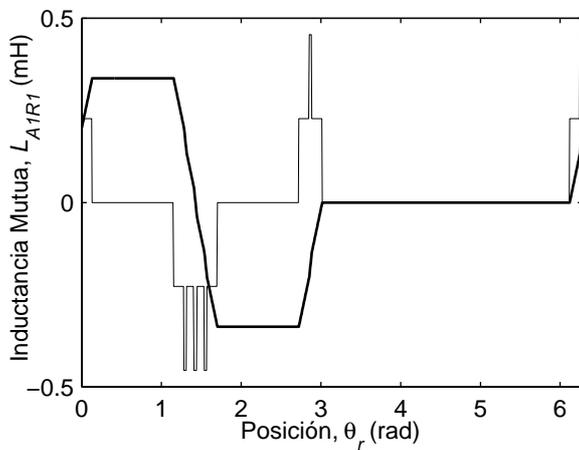


Fig. 2-46. Inductancia mutua (línea gruesa) y su derivada (línea fina) del primer circuito de la fase A y el lazo I del rotor, L_{A1R1} , en función de la posición del rotor, θ_r .

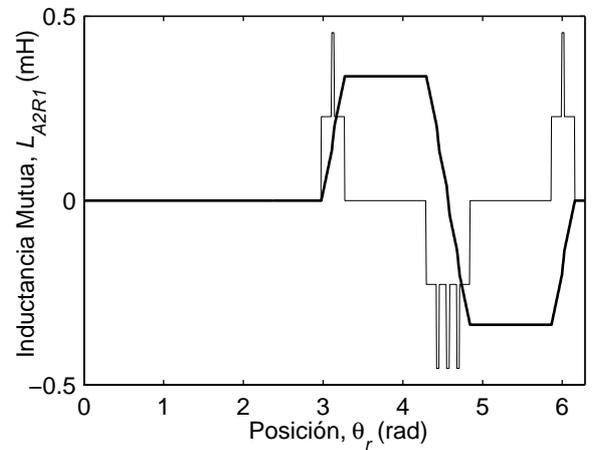


Fig. 2-47. Inductancia mutua calculada (línea gruesa) y su derivada (línea fina) del segundo circuito de la fase A y el lazo I del rotor, L_{A2R1} , en función de la posición del rotor, θ_r .

2.5 Validación experimental

2.5.1 Medición de inductancias

Con el objetivo de validar el método propuesto, se midió la inductancia mutua entre un lazo del rotor y una fase del estator en un MI compuesto por un estator estándar y dos rotores especiales. El estator estándar corresponde a una máquina de 5.5 KW-380/660 V con todas las bobinas de una fase conectadas en serie. Se construyeron dos rotores especiales sin barras, uno con cruzamiento y el otro prácticamente sin cruzamiento. Un bobinado especial se alojó entre dos ranuras consecutivas del rotor. Los parámetros del MI son los mismos que los usados en la sección anterior para el cálculo de las inductancias. Las características de los

rotos utilizados se describen en la Sección C.1 del Apéndice C. Mediante este prototipo experimental fue posible validar, al nivel de inductancias, la propuesta realizada como así también otras propuestas presentadas en trabajos anteriores. En estos trabajos previos, la validación del cálculo de inductancias solamente se realizó por comparación con métodos de elementos finitos o analizando las corrientes obtenidas mediante simulación del modelo de circuitos múltiplemente acoplados, pero no a través de la medición directa de las inductancias tal como se presenta en esta Tesis.

Para calcular la inductancia entre una fase del estator y el bobinado del rotor, se aplicó a los bobinados de la fase una tensión senoidal de 18 V y 10 Hz. La tensión inducida en el bobinado del rotor se midió modificando de a un grado la posición del rotor y la inductancia se calculó con la relación entre la tensión inducida y la tensión aplicada. Para la medición de la posición se utilizó un sensor de posición de 4096 pulsos por revolución acoplado directamente al eje del rotor. La tensión aplicada a la fase del estator y la tensión inducida en el rotor se midieron mediante un multímetro digital de 6 ½ dígitos. El cambio de signo de la inductancia mutua se determinó mediante el cambio de fase entre la tensión aplicada y la inducida usando un osciloscopio digital.

Las ecuaciones de tensión para los bobinados del estator y el rotor vienen dadas por,

$$V_A = R_A i_A + L_{AA} \frac{di_A}{dt} + L_{AR} \frac{di_R}{dt}, \quad (2.69)$$

$$V_R = R_R i_R + L_{AR} \frac{di_A}{dt} + L_{RR} \frac{di_R}{dt}, \quad (2.70)$$

aplicando una tensión conocida V_A en el bobinado del estator y dejando el circuito del rotor abierto se obtiene,

$$V_A = R_A i_A + L_{AA} \frac{di_A}{dt}, \quad (2.71)$$

$$V_R = L_{AR} \frac{di_A}{dt}, \quad (2.72)$$

sí la tensión V_A es senoidal y de frecuencia angular constante, ω , es posible escribir las ecuaciones anteriores en notación fasorial,

$$\mathbf{V}_A = R_A \mathbf{i}_A + j \omega L_{AA} \mathbf{i}_A, \quad (2.73)$$

$$\mathbf{V}_R = j \omega L_{AR} \mathbf{i}_A, \quad (2.74)$$

despejando la corriente \mathbf{i}_A de (2.74),

$$\mathbf{i}_A = \frac{\mathbf{V}_R}{j \omega L_{AR}}, \quad (2.75)$$

y reemplazándola en (2.73) se obtiene,

$$\mathbf{V}_A = (R_A + j \omega L_{AA}) \frac{\mathbf{V}_R}{j \omega L_{AR}}, \quad (2.76)$$

despejando L_{AR} ,

$$L_{AR} = \left(\frac{R_A}{j \omega} + L_{AA} \right) \frac{\mathbf{V}_R}{\mathbf{V}_A}, \quad (2.77)$$

entonces es posible calcular la inductancia mutua usando,

$$L_{AR} = \frac{V_R^{ef}}{V_A^{ef}} \sqrt{\frac{R_A^2}{\omega^2} + L_{AA}^2}. \quad (2.78)$$

De este modo, a partir de la relación de tensiones (para distintas posiciones del rotor) y conociendo la resistencia del estator y la inductancia propia es posible determinar la inductancia mutua entre el estator y el rotor.

Si la resistencia es despreciable, la inductancia mutua puede calcularse a partir de,

$$L_{AR}(\theta_r) = \frac{V_R^{ef}(\theta_r)}{V_A^{ef}} L_{AA}, \quad (2.79)$$

donde L_{AA} es la inductancia propia de la fase del estator, calculada previamente por medio de las mediciones de la tensión y la corriente del estator.

En la Fig. 2-49 se muestra la inductancia mutua (línea gruesa) y su derivada (línea fina) en función de la posición del rotor, obtenida mediante el ensayo y referida a una sola espira en el rotor. Esta inductancia mutua corresponde a la primer bobina del rotor sin cruzamiento y es similar, en amplitud y forma, a la calculada usando el método propuesto (Fig. 2-48). Se puede ver que en la inductancia medida, al igual que en la calculada, aparece un pequeño armónico producido por las ranuras del estator que se aprecia mejor en la derivada de la inductancia. Mediante la inclusión de las ranuras del estator no solamente se obtiene una buena aproximación en el cálculo de la inductancia sino también en su derivada.

La Fig. 2-51 muestra la inductancia mutua (línea gruesa) y su derivada (línea fina) medida en el motor con el rotor de ranuras cruzadas. El componente armónico producido por las ranuras del estator se reduce significativamente debido al cruzamiento. Como en la inductancia obtenida con el método propuesto (Fig. 2-50), los resultados experimentales

muestran que la magnitud de la inductancia mutua no cambia pero la variación es más suave en presencia de cruzamiento.

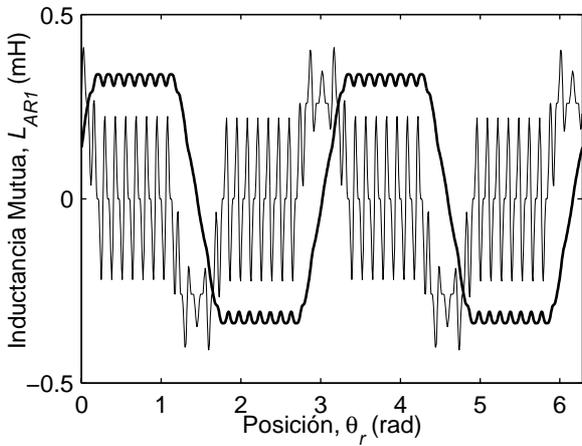


Fig. 2-48. Inductancia mutua calculada (línea gruesa) y su derivada (línea fina), entre la fase *A* del estator y el lazo 1 del rotor, L_{AR1} , en función de la posición del rotor, θ_r . Sin cruzamiento de las barras.

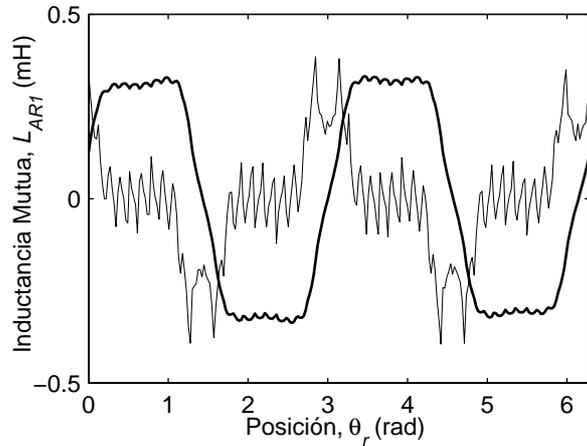


Fig. 2-49. Inductancia mutua medida (línea gruesa) y su derivada (línea fina), entre la fase *A* del estator y el lazo 1 del rotor, L_{AR1} , en función de la posición del rotor, θ_r . Sin cruzamiento de las barras.

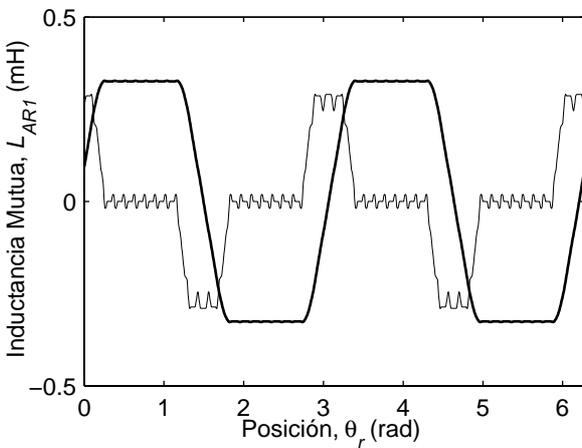


Fig. 2-50. Inductancia mutua calculada (línea gruesa) y su derivada (línea fina), entre la fase *A* del estator y el lazo 1 del rotor, L_{AR1} , en función de la posición del rotor, θ_r . Con cruzamiento de las barras.

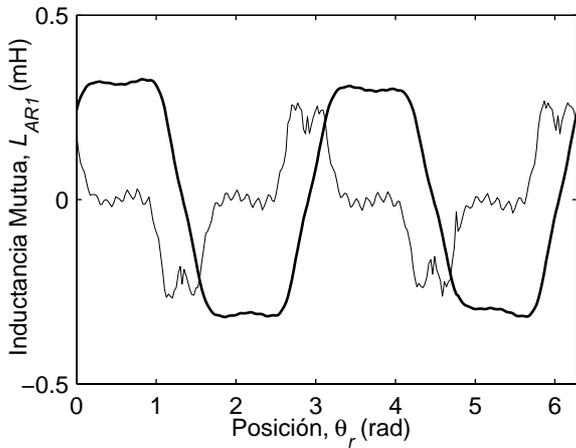


Fig. 2-51. Inductancia mutua calculada (línea gruesa) y su derivada (línea fina) entre la fase *A* del estator y el lazo 1 del rotor, L_{AR1} en función de la posición del rotor, θ_r . Con cruzamiento de las barras.

2.5.2 Excentricidad estática

Con el objetivo de validar el método propuesto, en presencia de excentricidad estática del entrehierro, se reemplazó en el prototipo experimental uno de los rodamientos por otro de igual diámetro interno y menor diámetro externo más un buje excéntrico que adapta el rodamiento al alojamiento de la carcasa. Los detalles de la implementación se describen en la Sección C.6 del Apéndice C (buje e_3). Debido a que solamente se modificó un rodamiento, la excentricidad producida es no uniforme a lo largo del eje axial. Los niveles de excentricidad producidos por el buje son del 29% en $z = 0$ y 71% en $z = L$.

Para comparar los resultados experimentales con los obtenidos mediante el modelo propuesto, las variaciones del entrehierro debidas a la excentricidad se modelaron como se propuso en la ecuación (2.65), donde

$$e_s(z) = e_{s0} + k z, \quad (2.80)$$

y

$$e_{s0} = 0.29, \quad k = 3.85 \left[\frac{1}{\text{m}} \right]. \quad (2.81)$$

Para validar el método propuesto en presencia de excentricidad estática se midió la inductancia mutua entre una fase del estator y dos lazos opuestos en el rotor. La medición de la inductancia mutua, entre una fase y dos lazos opuestos, no sólo permite comparar las magnitudes con las obtenidas mediante el modelo sino también validar los efectos producidos por los distintos tipos de excentricidad sobre las inductancias de la máquina.

En la Fig. 2-52 se presentan las inductancias calculadas y medidas, en caso de excentricidad estática sin cruzamiento de las ranuras del rotor. Las Fig. 2-52 (a) y (b) muestran la inductancia mutua entre la fase A y el primer lazo del rotor, $L_{AR1}(\theta_r)$, en línea gruesa y su derivada en línea fina. Las Fig. 2-52 (c) y (d) muestran la inductancia mutua entre la fase A y el lazo 21 del rotor, $L_{AR21}(\theta_r)$, en línea gruesa y su derivada en línea fina. Para las dos inductancias se puede ver una gran similitud entre las calculadas y las obtenidas en forma experimental. Debido a que en presencia de excentricidad estática todos los lazos del rotor experimentan la misma variación del entrehierro, las inductancias L_{AR1} y L_{AR21} tienen la misma forma. Esto se puede ver claramente en la Fig. 2-52 (e) y (f) donde la inductancia L_{AR21} se muestra desplazada 180 grados y superpuesta con la inductancia L_{AR1} , tanto para los resultados teóricos como para los experimentales.

Los resultados correspondientes al motor con cruzamiento de las barras y el mismo nivel de excentricidad se presentan en la Fig. 2-53. Al igual que en el caso anterior, los

resultados obtenidos mediante el método propuesto muestran una gran similitud con los obtenidos en forma experimental.

Comparando los resultados anteriores con los mostrados en la Sección 2.4.3 (Fig. 2-39 y Fig. 2-40) es importante notar que las perturbaciones sobre las inductancias mutuas, producidas por una excentricidad uniforme del 50%, son similares a las producidas por la excentricidad no uniforme a lo largo del eje axial presentados en esta sección, donde en el extremo más desplazado el nivel de excentricidad es del 71%. Sin embargo, la distancia mínima entre el estator y el rotor y por lo tanto las posibilidades de rozamiento entre estos son mayores en el segundo caso. Este resultado es de gran interés si se pretende utilizar el modelo como herramienta para analizar estrategias de diagnóstico de fallas.

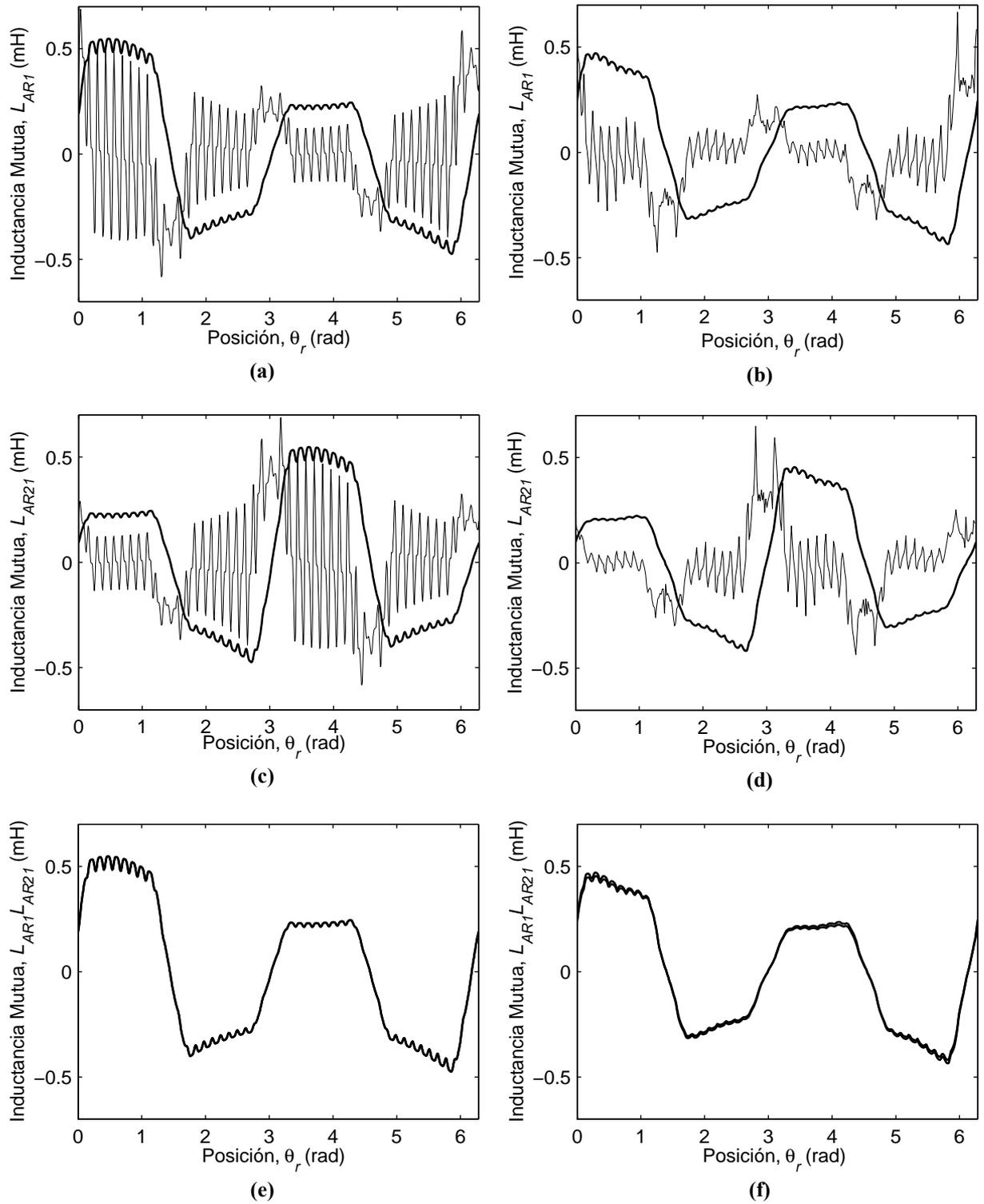


Fig. 2-52. Inductancias mutuas con excentricidad estática y sin cruzamiento. Entre la fase A y el lazo 1 del rotor, $L_{AR1}(\theta_r)$, (a) calculada y (b) medida. Entre la fase A y el lazo 21 del rotor, $L_{AR21}(\theta_r)$, (c) calculada y (d) medida.

Inductancias mutuas $L_{AR1}(\theta_r)$ y $L_{AR21}(\theta_r - \pi/2)$, (e) calculadas y (f) medidas.

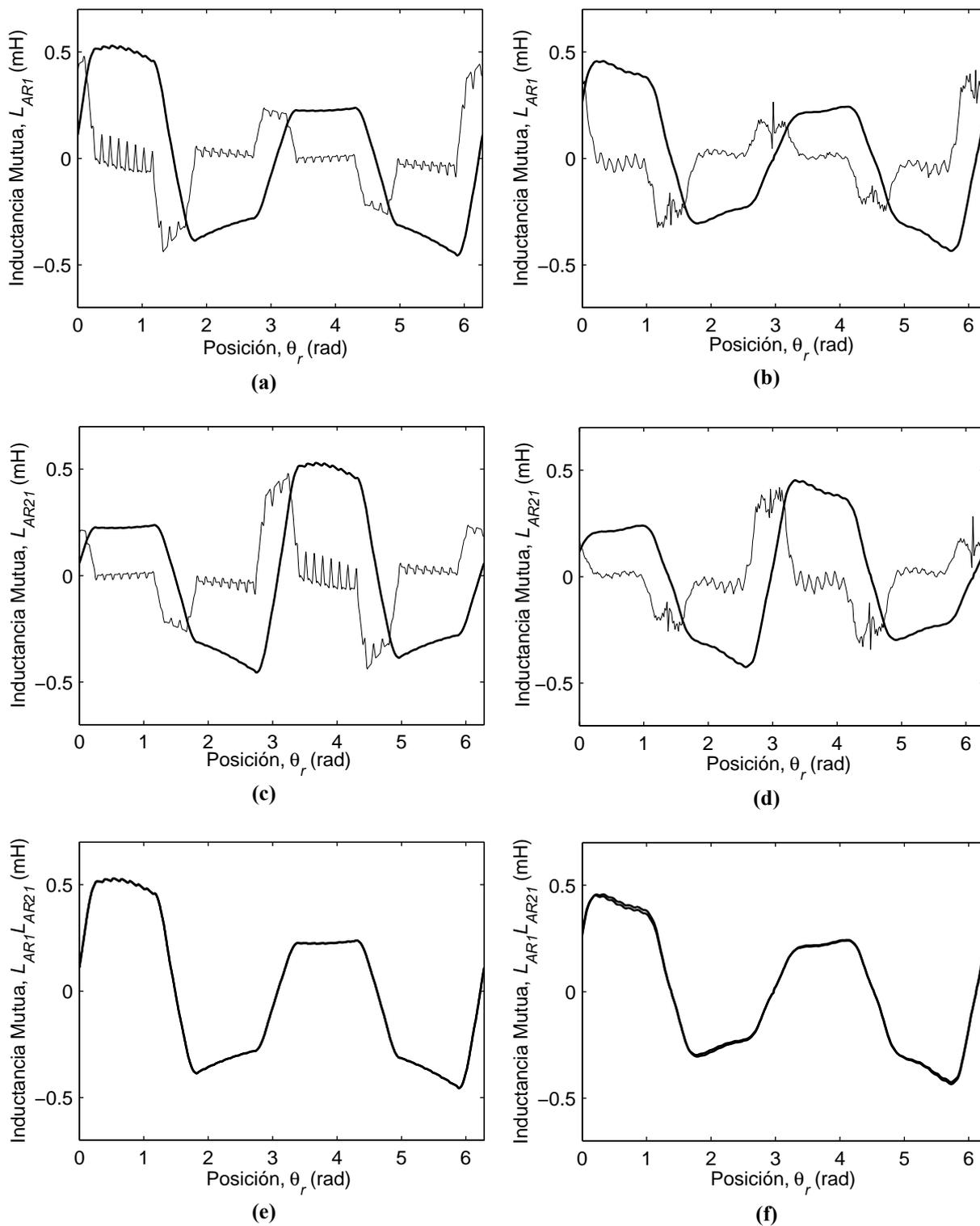


Fig. 2-53. Inductancias mutuas con excentricidad estática y con cruzamiento. Entre la fase A y el lazo 1 del rotor, $L_{AR1}(\theta_r)$, (a) calculada y (b) medida. Entre la fase A y el lazo 2I del rotor, $L_{AR21}(\theta_r)$, (c) calculada y (d) medida. Inductancias mutuas $L_{AR1}(\theta_r)$ y $L_{AR21}(\theta_r - \pi/2)$, (e) calculadas y (f) medidas.

2.5.3 Excentricidad dinámica

Para validar el método de cálculo propuesto, en presencia de excentricidad dinámica del entrehierro, se reemplazó uno de los rodamientos por otro de mayor diámetro interno e igual diámetro externo, más un buje que adapta el rodamiento al eje del motor. Los detalles de la implementación se describen en la Sección C.6 del Apéndice C. La modificación de un solo rodamiento, usando el buje d_2 , produce una excentricidad no uniforme a lo largo del eje axial del 19% en $z=0$ y 47.5% en $z=L$.

Las variaciones del entrehierro producidas por la excentricidad se incluyeron en el cálculo de las inductancias tal como se propuso en la ecuación (2.67), donde,

$$e_d(z) = e_{d0} + k z, \quad (2.82)$$

y

$$e_{d0} = 0.19, \quad k = 2.58 \left[\frac{1}{\text{m}} \right]. \quad (2.83)$$

Como se describió en la Sección 2.4.3.2, en presencia de excentricidad dinámica los lazos del rotor no experimentan ninguna variación del entrehierro. Por este motivo, las inductancias mutuas entre el estator y el rotor no se ven prácticamente modificadas en su forma pero sí en su amplitud. Para evaluar este efecto, el buje excéntrico se colocó alineado con las bobinas del rotor. De esta manera, la bobina correspondiente al lazo 1 quedó en la región de mínimo entrehierro y la bobina opuesta, correspondiente al lazo 21, en la región de máximo entrehierro.

En la Fig. 2-54 se pueden ver los resultados obtenidos para el motor sin cruzamiento. En las Fig. 2-54 (a) y (b) se muestran las inductancias entre la fase A y el primer lazo del rotor, $L_{ARI}(\theta_r)$, obtenidas mediante el modelo y en forma experimental respectivamente. Las Fig. 2-54 (c) y (d) muestran los mismos resultados para el lazo 21. Comparando los resultados correspondientes a los lazos opuestos (Fig. 2-54 (e) y (f)), se puede ver que la amplitud de la inductancia mutua correspondiente al lazo ubicado en la región de entrehierro mínimo es mayor a la del lazo opuesto. La variación de amplitud obtenida mediante el modelo es levemente mayor a la obtenida en forma experimental, existiendo una gran similitud en su forma.

Los resultados obtenidos para el motor con excentricidad dinámica y cruzamiento se muestran en la Fig. 2-55. Tanto en los resultados obtenidos con el modelo como en los

experimentales se observa que el cruzamiento reduce significativamente el rizado producido por las ranuras del estator, principalmente en el lazo que posee el mínimo entrehierro.

Al igual que en los resultados obtenidos para la excentricidad estática, la excentricidad dinámica no uniforme a lo largo del eje axial produce perturbaciones menores sobre las inductancias que las producidas por niveles similares de excentricidad uniforme (Fig. 2-30).

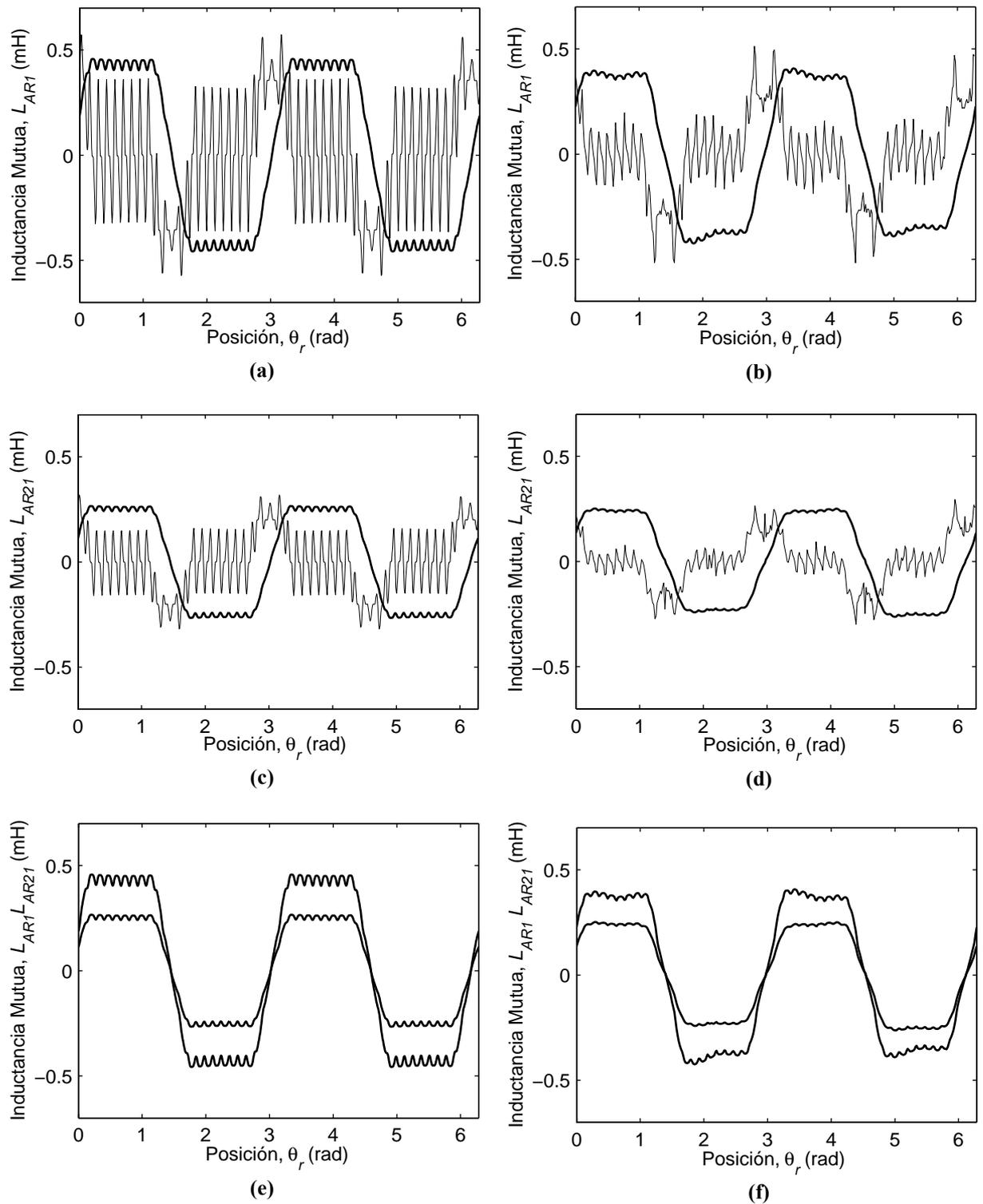


Fig. 2-54. Inductancias mutuas con excentricidad dinámica y sin cruzamiento. Entre la fase A y el lazo 1 del rotor, $L_{AR1}(\theta_r)$, (a) calculada y (b) medida. Entre la fase A y el lazo 2I del rotor, $L_{AR21}(\theta_r)$, (c) calculada y (d) medida. Inductancias mutuas $L_{AR1}(\theta_r)$ y $L_{AR21}(\theta_r)$, (e) calculadas y (f) medidas.

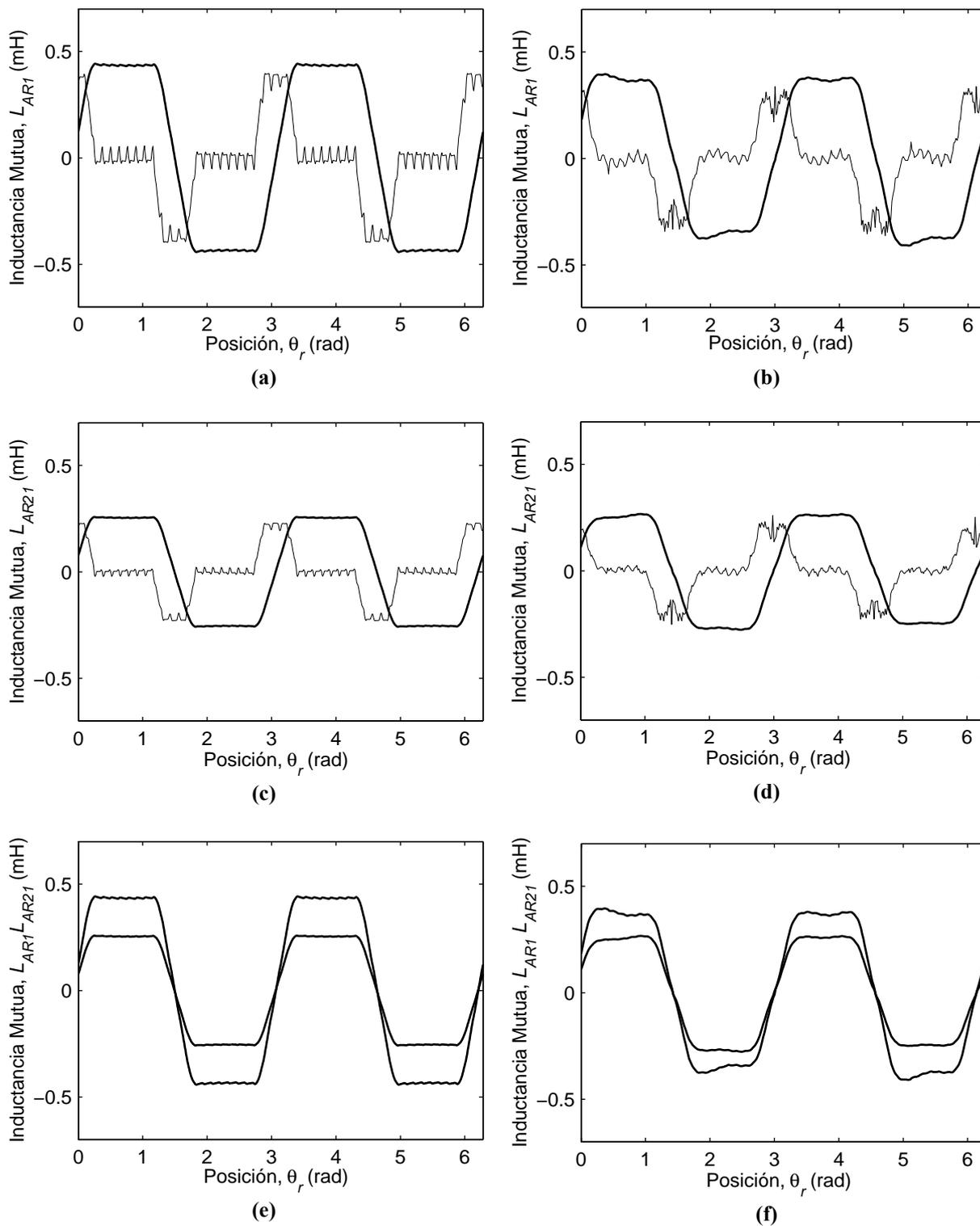


Fig. 2-55. Inductancias mutuas con excentricidad dinámica y con cruzamiento. Entre la fase *A* y el lazo *I* del rotor, $L_{AR1}(\theta_r)$, (a) calculada y (b) medida. Entre la fase *A* y el lazo *21* del rotor, $L_{AR21}(\theta_r)$, (c) calculada y (d) medida. Inductancias mutuas $L_{AR1}(\theta_r)$ y $L_{AR21}(\theta_r)$, (e) calculadas y (f) medidas.

2.6 Conclusiones

En este capítulo se presentó un modelo del MI basado en circuitos múltiplemente acoplados que permite considerar todos los armónicos debidos a la distribución de barras y bobinados y a las irregularidades del entrehierro. Se obtuvieron las ecuaciones para el cálculo de las inductancias que forman dicho modelo utilizando consideraciones de flujo enlazado y energía almacenada en el campo magnético. A diferencia de propuestas anteriores, estas ecuaciones permiten considerar asimetrías a lo largo del eje axial, tales como cruzamiento de las barras y excentricidad no uniforme. Se obtuvieron las expresiones para el cálculo de las inductancias en presencia de variaciones del entrehierro tales como ranuras del estator y del rotor y excentricidad estática, dinámica y combinada.

A modo de ejemplo del método de cálculo propuesto, se presentaron en todos los casos estudiados, los resultados obtenidos para las inductancias mutuas entre una fase del estator y un lazo del rotor. Para evaluar los efectos de la excentricidad del entrehierro se obtuvieron las inductancias propias y mutuas del estator, propias y mutuas del rotor y mutuas entre el estator y el rotor. De los resultados obtenidos se puede ver que el cruzamiento de las barras del rotor no modifica la amplitud de las inductancias pero sí produce una variación más suave de las mismas. Las ranuras del estator producen un rizado en las inductancias reduciéndose significativamente su efecto en presencia de cruzamiento.

La extensión del modelo, a lo largo del eje axial del motor, permitió evaluar el efecto producido por la excentricidad no uniforme del entrehierro. Los resultados obtenidos indican que la excentricidad no uniforme a lo largo del eje axial puede producir perturbaciones menores sobre las inductancias que las producidas por similares niveles de excentricidad uniforme. Sin embargo, la distancia mínima entre el estator y el rotor y por lo tanto las posibilidades de rozamiento entre estos son similares en ambos casos. Este resultado es de interés si se pretende utilizar al modelo para evaluar estrategias de diagnóstico.

Se construyó especialmente un prototipo experimental que permitió validar, al nivel de inductancias, la propuesta realizada como así también las propuestas de otros investigadores. En propuestas anteriores, la validación del cálculo de inductancias solamente se realizó por comparación con métodos de elementos finitos o analizando las corrientes obtenidas mediante simulación del modelo de circuitos múltiplemente acoplados. Se obtuvieron resultados experimentales con y sin cruzamiento de las ranuras del estator, como así también en presencia de excentricidad estática y dinámica del entrehierro. Todos los resultados obtenidos mostraron una gran similitud con los calculados, validando la propuesta realizada.

CAPÍTULO 3

ESTIMACIÓN DE POSICIÓN

3.1 Introducción

Existen varias propuestas para la estimación de posición a bajas velocidades. Éstas obtienen información de la posición del rotor del Motor de Inducción (MI) a partir de las irregularidades que afectan los parámetros del motor en función de la posición del rotor. Las irregularidades pueden ser inherentes al motor utilizado, debido a las características constructivas del mismo, o realizadas de ex profeso con la intención de generar o evidenciar una señal de corriente o tensión que permita la estimación de la posición. En todas las propuestas realizadas es importante analizar el efecto de cada una de las irregularidades pues todas afectan, en mayor o menor medida, a estas estrategias de estimación y, en muchos casos, es necesario desacoplar sus efectos para mantener la exactitud deseada [48].

Las irregularidades que afectan los parámetros del MI pueden clasificarse en tres grandes grupos. En primer lugar, la distribución espacial discreta de bobinados y barras produce variaciones de las inductancias mutuas entre el estator y el rotor. Como se demostró en [49], el efecto de la variación espacial de la resistencia de las barras superficiales del rotor también permite obtener una señal que depende de la posición del rotor. En segundo lugar, están las variaciones de la reluctancia, o del entrehierro, debidas a las ranuras del rotor, ranuras del estator y excentricidad estática o dinámica. En tercer lugar, se tienen los efectos debidos a las propiedades del material utilizado y las características de la laminación, tales como saturación magnética, histéresis y corrientes parásitas.

Para obtener la información de la posición del rotor, a partir de las irregularidades, se han propuestos diferentes métodos. Éstos, en la mayoría de los casos, consisten en aplicar una

determinada excitación (además de la excitación fundamental, destinada a generar el par motor) la que permite obtener una señal de corriente o tensión conteniendo la información de la posición del rotor. De esta manera, es posible desacoplar la estrategia de estimación de la excitación fundamental de la máquina. En algunos casos, esta señal de excitación es una señal trifásica, balanceada, de alta frecuencia, que se inyecta sobre la excitación fundamental de la máquina [48][49][51][53][56][58][59][60] (Fig. 3-1 y Fig. 3-2). En otros casos son pulsos de tensión discretos, generados por el inversor que alimenta al MI, mientras se cancela la excitación fundamental [46][75][73] (Fig. 3-4 y Fig. 3-3).

Las señales trifásicas de alta frecuencia pueden ser de tensión [49][53][59] o de corriente [56][60]. En el esquema para la inyección de tensión, mostrado en la Fig. 3-1, la referencia de la señal exploradora, $\mathbf{v}_{s_e}^*$, se suma a la referencia de tensión fundamental, $\mathbf{v}_{s_f}^*$. Es el inversor, mediante la modulación por ancho de impulso (PWM), el que aplica la suma de las dos tensiones al motor, \mathbf{v}_s . Las tensiones de alta frecuencia producen corrientes, que poseen información sobre la posición y amplitud de las irregularidades de la máquina. Estas corrientes de alta frecuencia, \mathbf{i}_{s_e} , se separan de la fundamental mediante un filtro pasa banda. De la misma manera, para cerrar el lazo de control de la corriente fundamental se suprime la componente de alta frecuencia mediante un filtro pasa bajos. De las corrientes de alta frecuencia solamente la componente de secuencia negativa posee información sobre la ubicación espacial de las irregularidades en su fase. Por tal motivo, en la estrategia de estimación de posición es necesario eliminar la componente de secuencia positiva que no posee información sobre las irregularidades. Para esto se transforman las corrientes a un marco de referencia sincrónico en donde la componente de secuencia positiva aparece como una componente de continua y puede eliminarse fácilmente mediante un filtro pasa altos. La información sobre la ubicación espacial de las irregularidades y por lo tanto sobre la posición del rotor, contenida en la fase de la componente de secuencia negativa, puede extraerse mediante un observador, un lazo enganchado en fase o la combinación de la función arco tangente y un contador ascendente / descendente.

La inyección de una corriente de alta frecuencia, como se muestra en la Fig. 3-2, produce tensiones que contienen información sobre la posición y magnitud de las irregularidades de la máquina. En este caso la referencia de corriente de alta frecuencia, $\mathbf{i}_{s_e}^*$, se suma a la referencia de corriente fundamental, $\mathbf{i}_{s_f}^*$, y el control de corriente debe controlar

la resultante. La referencia de tensión, v_s^* , que sale del control de corriente se inyecta al inversor mediante la modulación por ancho de impulso. La componente de tensión de alta frecuencia, v_{se} , se separa de la fundamental mediante un filtro pasa banda y la estimación de la posición del rotor, $\hat{\theta}_r$, se obtiene de la componente de secuencia negativa de la misma manera que para la inyección de tensión.

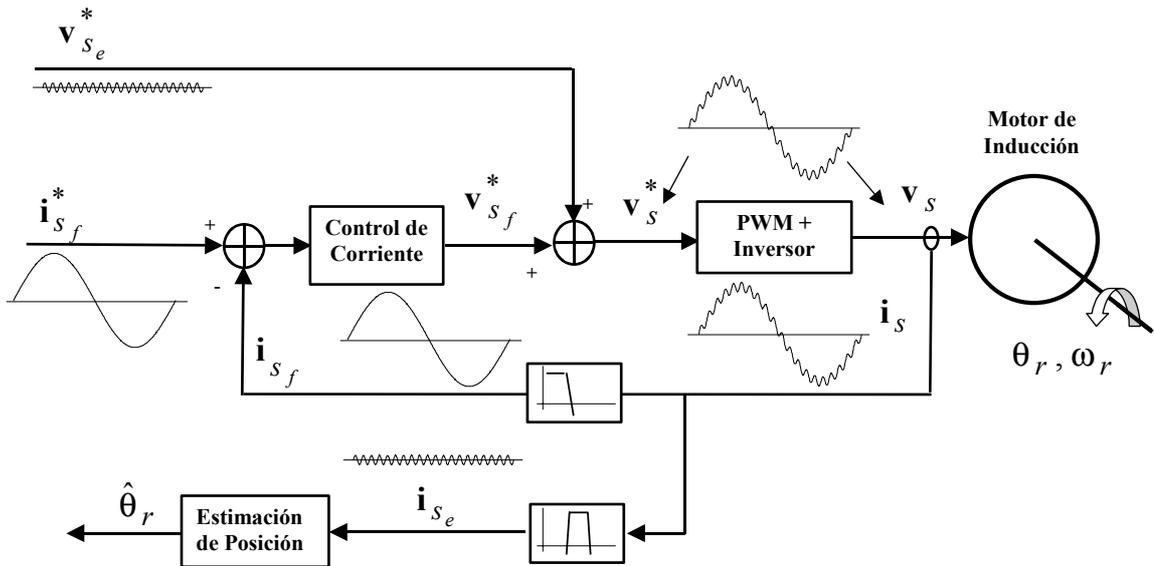


Fig. 3-1. Inyección de la señal exploradora de tensión de alta frecuencia

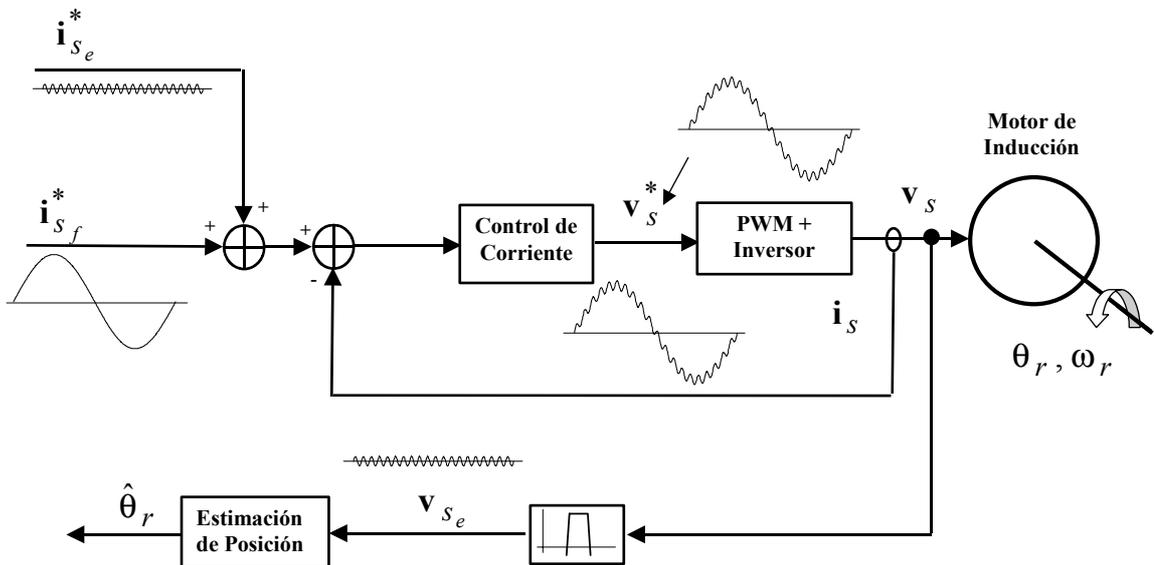


Fig. 3-2. Inyección de la señal exploradora de corriente de alta frecuencia

La inyección de tensiones de alta frecuencia posee una importante ventaja sobre la inyección de corriente debido a que en los inversores fuente de tensión es relativamente fácil

producir la excitación deseada. Además, para la inyección de corriente es necesario que el regulador de corriente sea capaz de controlar tanto la corriente fundamental como la de alta frecuencia sin error. Para resolver este problema en [55] se propone utilizar controladores funcionando en paralelo para cada una de las componentes de corriente.

Para la inyección de pulsos de tensión, cancelando la excitación fundamental, existen dos estrategias que se diferencian principalmente en las señales que son medidas para extraer la información espacial de las irregularidades.

La primer estrategia, basada en la inyección de pulsos de tensión se muestra en la Fig. 3-3. En este caso la información de las irregularidades se obtiene a partir de los incrementos de corriente, Δi_{s_e} , para cada uno de los estados de la secuencia de pulsos de la señal exploradora, $v_{s_e}^*$, [73][74][75]. La estimación de la posición, a partir de los incrementos de corriente, se realiza de una manera similar a la descrita en las propuestas anteriores. Un inconveniente de este tipo de estrategias es que, para calcular los incrementos de la corriente, es necesario realizar dos mediciones de corriente por cada estado de la señal exploradora.

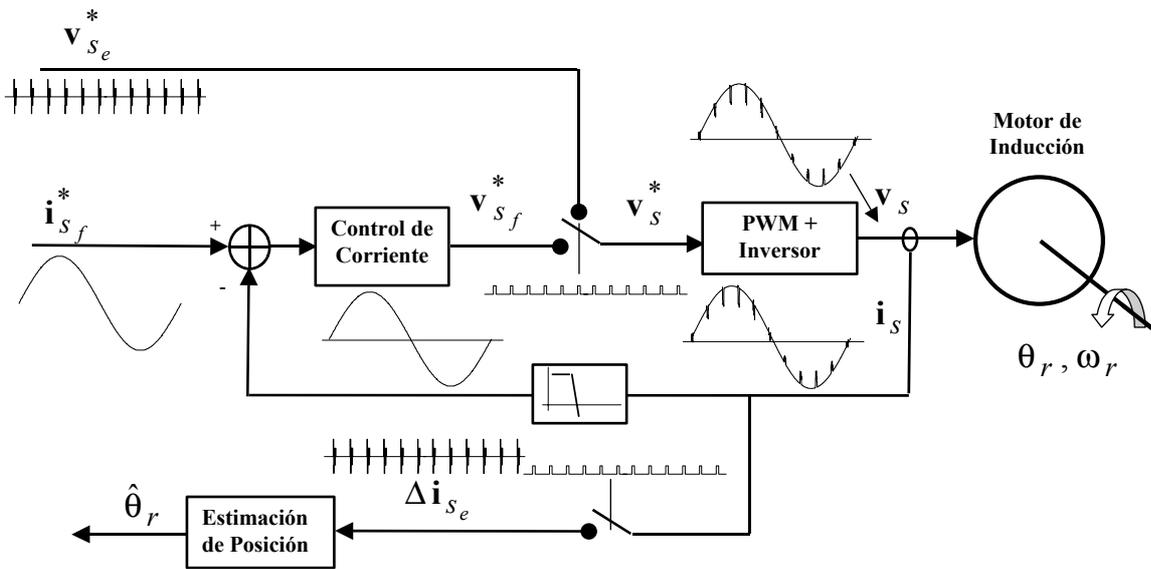


Fig. 3-3. Inyección de la señal exploradora de pulsos discretos de tensión y medición de incrementos de corriente.

En la segunda estrategia, propuesta en [46] y representada en la Fig. 3-4, la información espacial de las irregularidades se obtiene de la tensión de secuencia cero, u_{σ} , medida cuando se aplica la secuencia de pulsos de la señal exploradora. La tensión de secuencia cero se calcula a partir de la suma de las tensiones de las tres fases con respecto al

neutro del motor, v_{sn} , medidas en forma sincronizada con respecto a la inyección de los pulsos de tensión. La posición estimada se obtiene a partir de las tensiones de secuencia cero para cada uno de los estados de la señal exploradora. Al igual que en la inyección de señales trifásicas de alta frecuencia, la información de la ubicación espacial de las irregularidades está contenida en el ángulo o fase de las señales de estimación. Por tal motivo, para su extracción pueden utilizarse las mismas técnicas que en las estrategias anteriores. Una desventaja de este método es que se requiere tener acceso al neutro del motor para la medición de las tensiones de fase.

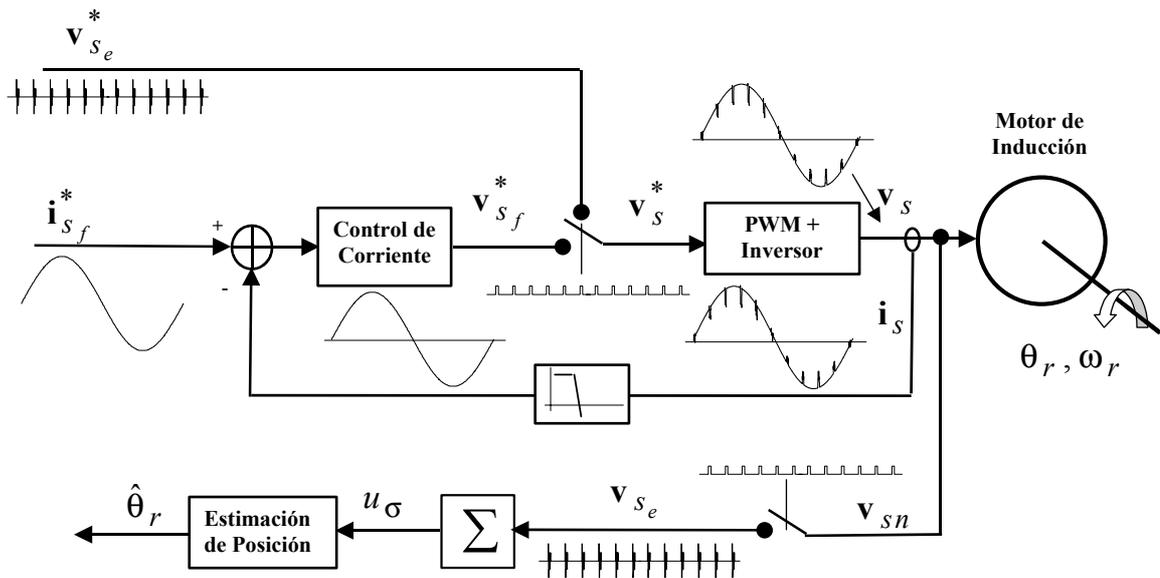


Fig. 3-4. Inyección de la señal exploradora de pulsos discretos de tensión y medición de tensión a neutro.

Las estrategias de inyección de señales de tensión o corriente de alta frecuencia poseen la ventaja, frente a la inyección de pulsos, de proveer señales de estimación continuas. Sin embargo, la obtención de estas señales continuas acarrea ciertas desventajas. Una de las más importantes es la baja amplitud de las señales de estimación. Esto se debe a que la amplitud de las señales de alta frecuencia inyectadas debe reducirse de manera tal que no produzcan rizado en la par del motor. Otra desventaja es el acoplamiento entre la señal exploradora y la fundamental producido en los transitorios del motor. Por este motivo es necesario compensar los armónicos de frecuencias próximas a la exploradora producidos por los transitorios de la corriente fundamental. Para solucionar este inconveniente se han propuestos compensadores que utilizan un observador de la corriente fundamental [54].

Para analizar las citadas estrategias de estimación de posición es útil disponer de un modelo adecuado del MI. Este modelo debe incluir los efectos de las irregularidades, tanto de

aquellas que son utilizadas para obtener la información sobre la posición del rotor como las que perturban dicha señal. La obtención de un modelo como el citado, también es importante como herramienta de diseño de los MI que pretenden utilizarse en accionamientos sin sensor de posición. En [77] se utiliza un modelo, basado en circuitos magnéticos equivalentes, para realizar consideraciones sobre el diseño del rotor a utilizar en una estrategia de estimación conocida como método INFORM (“Indirect Flux Detection by On-line Reactance Measurement”).

En este Capítulo, el modelo del MI desarrollado en el Capítulo 2, se utiliza para analizar y simular una estrategia de estimación de posición, propuesta originalmente en [46]. Dicha estrategia, cuyo esquema corresponde al mostrado en la Fig. 3-4, se basa en el efecto que produce la distribución de los bobinados y las barras del rotor sobre la tensión de secuencia cero del motor. La tensión de secuencia cero se mide cuando la máquina se excita con una secuencia de pulsos determinada, generada por el inversor del accionamiento.

El Capítulo está organizado de la siguiente manera: en primer lugar se describe la estrategia de estimación y algunas propuestas para su implementación. Luego se realiza un análisis estático de la estrategia mediante el modelo de circuitos múltiplemente acoplados desarrollado en el Capítulo 2. Mediante el modelo se analiza el efecto de la distribución discreta de las barras sobre las señales de estimación y se evalúan pautas de diseño tales como número de barras del rotor, cruzamiento, apertura de las ranuras y distintas conexiones y número de espiras de los bobinados del estator. A continuación se describe la implementación en simulación de la estrategia. Finalmente se presentan resultados experimentales obtenidos aplicando la estrategia de estimación de posición a motores con diferentes características de diseño tales como: cruzamiento, apertura de las ranuras y conexiones y número de espiras de los bobinados del estator.

3.2 Descripción de la estrategia de estimación de posición

A partir del modelo presentado en el capítulo anterior, se pretende analizar una estrategia de estimación de posición para MI. Esta técnica está basada en los efectos de la variación de las inductancias de la máquina con la posición del rotor [46]. Las inductancias mutuas entre cada uno de los lazos que forman las barras del rotor y las bobinas del estator son función de la posición del rotor. Esto produce una variación en las inductancias asociadas a cada una de las fases, en función de la cantidad de barras del rotor. Si el MI, alimentado por el inversor, está conectado en estrella (Fig. 3-5), cuando las llaves del inversor se encuentran

en la posición $u_1(+ - -)$, (Fig. 3-6), las inductancias asociadas a la fase a dominan el valor de la tensión de secuencia cero que puede calcularse a partir de la medición de las tensiones de fase,

$$u_\sigma = v_a + v_b + v_c. \tag{3.1}$$

Mediante la resta de las tensiones de secuencia cero en las posiciones $u_1(+ - -)$ y $u_4(- + +)$, los efectos de la tensión de velocidad son prácticamente eliminados y la señal resultante es dominada por el valor de las inductancias de la fase a . Esta señal pasa a ser función de la posición del rotor como lo son las inductancias de dicha fase y su componente fundamental posee tantos ciclos por revolución del rotor, como barras posee la jaula de ardilla [46].

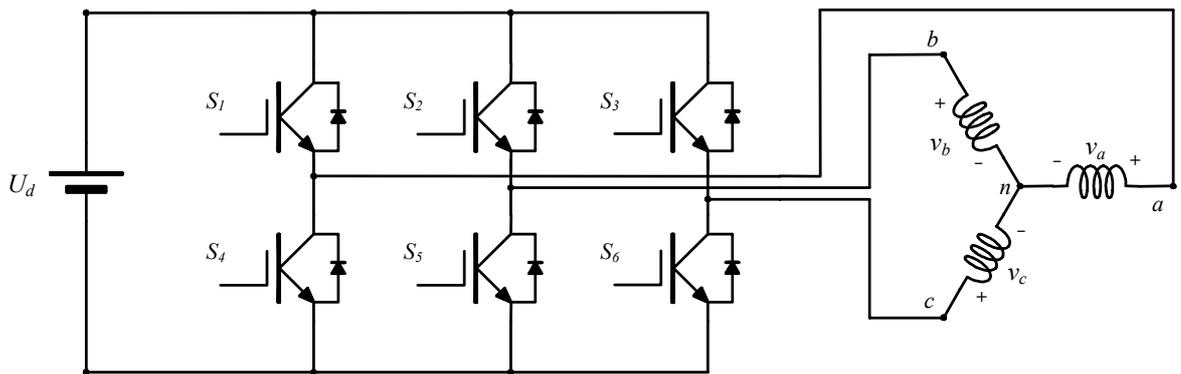


Fig. 3-5. Esquema del inversor trifásico y del motor de inducción

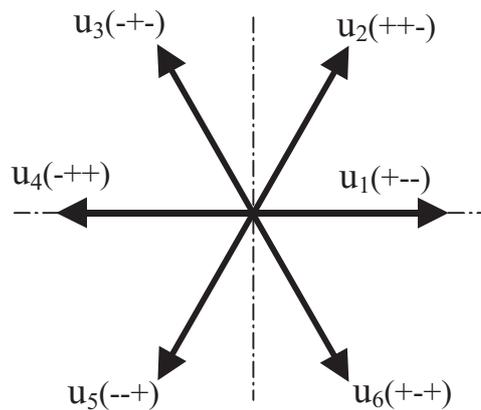


Fig. 3-6. Vectores de estados de las llaves del Inversor.

Entre paréntesis la polaridad de las llaves superiores de cada uno de los tres semi-puentes.

Realizando el mismo procedimiento con las tensiones de secuencia cero, para los diferentes estados opuestos de las llaves (Fig. 3-6),

$$p_a(\theta_r) = u_\sigma^{(1)} - u_\sigma^{(4)}, \tag{3.2}$$

$$p_b(\theta_r) = u_\sigma^{(3)} - u_\sigma^{(6)}, \tag{3.3}$$

$$p_c(\theta_r) = u_\sigma^{(5)} - u_\sigma^{(2)}, \tag{3.4}$$

donde $u_\sigma^{(x)}$ es la tensión de secuencia cero correspondiente al vector u_x y θ_r es la posición del rotor. Se tienen así tres señales, casi senoidales, cuya fundamental posee n períodos por revolución del rotor, siendo n el número de barras. La Fig. 3-7 muestra las señales de disparo de las llaves superiores del inversor para la inyección de la señal exploradora. En estas señales no están incluidos los retardos necesarios para el apagado de las llaves inferiores de cada pierna del inversor.

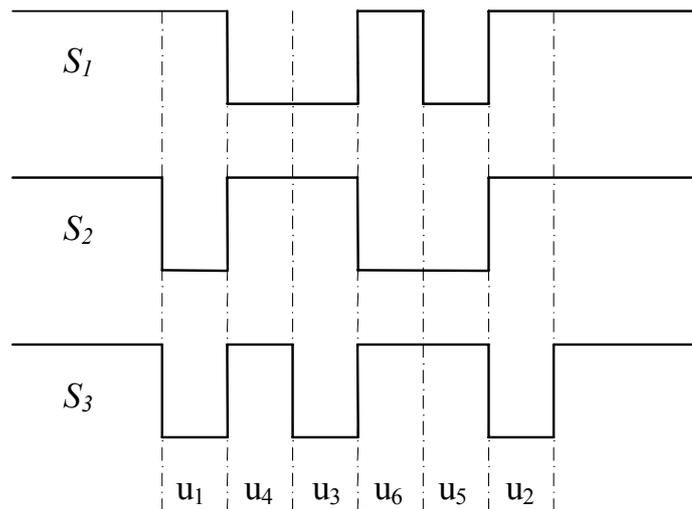


Fig. 3-7. Señales de disparo de las llaves superiores del inversor para la medición de la tensión de secuencia cero.

Para caracterizar la periodicidad de la variación de las señales p_a , p_b y p_c se define,

$$\theta_n = n \theta_r. \tag{3.5}$$

Transformando las señales trifásicas a coordenadas α - β fijas al estator,

$$p_\alpha(\theta_n) = \frac{2}{3} p_a(\theta_n) - \frac{1}{3} p_b(\theta_n) - \frac{1}{3} p_c(\theta_n), \tag{3.6}$$

$$p_\beta(\theta_n) = \frac{1}{\sqrt{3}} p_b(\theta_n) - \frac{1}{\sqrt{3}} p_c(\theta_n), \tag{3.7}$$

es posible definir un vector espacial $\mathbf{P}(\theta_n) = (p_\alpha, p_\beta)$ cuyo ángulo posee la información de la posición del rotor, y puede obtenerse mediante la función arcotangente.

$$\theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{p_\beta}{p_\alpha} \right). \quad (3.8)$$

Este ángulo permite determinar el ángulo incremental de la posición del rotor mediante la utilización de un contador ascendente / descendente,

$$\hat{\theta}_r = \frac{(2\pi c_\theta + \theta_n)}{n}, \quad (3.9)$$

donde c_θ es el estado del contador.

A partir de las señales p_α y p_β también es posible obtener la posición del rotor mediante un observador como el propuesto en [61], o un lazo enganchado en fase como el utilizado en [48] y [49].

3.2.1 Implementación de la estrategia utilizando un solo sensor de tensión

Midiendo la tensión entre el neutro del motor y la barra negativa de la malla de CC es posible calcular las señales de estimación de posición. Esto permite utilizar un solo sensor de tensión, en vez de los tres necesarios para el cálculo de la tensión de secuencia cero a partir de la suma de las tensiones de fase.

Para las llaves del inversor en el estado $u_1(+--)$, la conexión de las fases del motor se muestra en la Fig. 3-8. Las tensiones de fase se pueden expresar en función de la tensión medida, $v_m^{(1)}$, y la tensión de la malla de corriente continua U_d ,

$$v_b = v_c = v_m^{(1)}, \quad (3.10)$$

$$v_a = U_d + v_m^{(1)}. \quad (3.11)$$

Reemplazando las tensiones de fase en (3.1), para el estado $u_1(+--)$ de las llaves se obtiene,

$$u_\sigma^{(1)} = 3v_m^{(1)} + U_d. \quad (3.12)$$

Cuando las llaves del inversor están en el estado $u_4(-++)$, la conexión de las fases del motor corresponde a la mostrada en la Fig. 3-9, y las tensiones de fase vienen dadas por

$$v_a = v_m^{(4)}, \quad (3.13)$$

$$v_b = v_c = U_d + v_m^{(4)}. \quad (3.14)$$

Reemplazando (3.13) y (3.14) en (3.1) se obtiene la tensión de secuencia cero para el estado $u_4(-++)$ de las llaves,

$$u_{\sigma}^{(4)} = 3v_m^{(4)} + 2U_d . \tag{3.15}$$

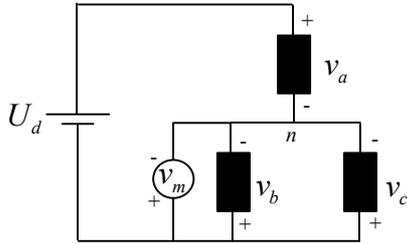


Fig. 3-8. Conexión del motor para el estado $u_1(+--)$

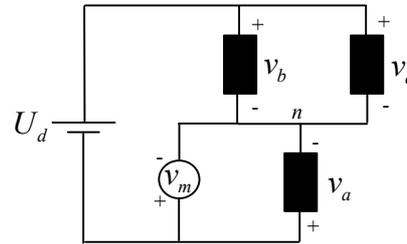


Fig. 3-9. Conexión del motor para el estado $u_4(-++)$

De la misma manera que en el caso anterior, es posible obtener la tensión de secuencia cero para los demás estados de las llaves en función de la tensión medida y la de la malla de corriente continua,

$$u_{\sigma}^{(3)} = 3v_m^{(3)} + U_d , \tag{3.16}$$

$$u_{\sigma}^{(6)} = 3v_m^{(6)} + 2U_d , \tag{3.17}$$

$$u_{\sigma}^{(5)} = 3v_m^{(5)} + U_d , \tag{3.18}$$

$$u_{\sigma}^{(2)} = 3v_m^{(2)} + 2U_d . \tag{3.19}$$

Reemplazando (3.12), (3.15), (3.16)-(3.19) en (3.2)-(3.4), es posible expresar las señales de estimación de posición de la siguiente manera,

$$p_a = u_{\sigma}^{(1)} - u_{\sigma}^{(4)} = 3(v_m^{(1)} - v_m^{(4)}) - U_d , \tag{3.20}$$

$$p_b = u_{\sigma}^{(3)} - u_{\sigma}^{(6)} = 3(v_m^{(3)} - v_m^{(6)}) - U_d , \tag{3.21}$$

$$p_c = u_{\sigma}^{(5)} - u_{\sigma}^{(2)} = 3(v_m^{(5)} - v_m^{(2)}) - U_d . \tag{3.22}$$

Transformando las señales trifásicas a coordenadas α - β fijas al estator,

$$p_{\alpha} = 2(v_m^{(1)} - v_m^{(4)}) - (v_m^{(3)} - v_m^{(6)}) - (v_m^{(5)} - v_m^{(2)}) , \tag{3.23}$$

$$p_{\beta} = \sqrt{3}(v_m^{(3)} - v_m^{(6)}) - \sqrt{3}(v_m^{(5)} - v_m^{(2)}) . \tag{3.24}$$

Donde se puede observar que las señales de estimación de posición, en coordenadas α - β , pueden expresarse solamente como función de las tensiones medidas entre el neutro del motor y la barra negativa de la malla de corriente continua. Esto es válido si la tensión de la malla de corriente continua no varía durante la inyección de la señal exploradora.

El uso de un solo sensor, en lugar de los tres originalmente propuestos, no solo reduce los costos de implementación de la estrategia sino que también se reducen los tiempos de ejecución de la misma debido a que se necesita una sola conversión A/D para cada estado de la señal exploradora. La reducción del tiempo de ejecución de la estrategia permite disminuir el tiempo de aplicación de cada estado de las llaves, reduciendo de esta manera la distorsión, producida por la inyección de la señal exploradora, sobre la excitación fundamental del MI.

3.3 Análisis de la estrategia de estimación de posición

En esta sección se presenta un análisis estático de la estrategia de estimación de posición del rotor usando el modelo presentado en el Capítulo 2. Mediante este análisis se pretende evaluar como afectan, a las señales de estimación, los aspectos constructivos del motor, y de esta manera determinar pautas de diseño para motores en donde se quieran aplicar estas estrategias.

Para analizar el efecto de la variación de las inductancias en la estrategia de estimación de posición se despreciarán, en el modelo, las tensiones de velocidad y las caídas de tensión en las resistencias. Como se demostró en [46], si el intervalo de tiempo que dura la inyección de la señal exploradora es pequeño, las tensiones de velocidad son prácticamente suprimidas en la estrategia de estimación, por lo cual no son incluidas en el presente análisis. Estas consideraciones son válidas si la posición del rotor y las corrientes no cambian significativamente mientras se aplica la secuencia de excitación inyectada por el inversor. El análisis de la estrategia considerando las tensiones de velocidad se presenta en el Apéndice B.

Usando las consideraciones mencionadas anteriormente, las ecuaciones del modelo de circuitos múltiplemente acoplados ((2.1), (2.2), (2.7) y (2.8)) pueden expresarse de la siguiente manera,

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{sr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt}, \quad (3.25)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{L}_{rs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{rr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt}. \quad (3.26)$$

Despejando de (3.26) la derivada de las corrientes del rotor,

$$\frac{d\mathbf{I}_r}{dt} = -\mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt}, \quad (3.27)$$

y reemplazando en la ecuación (3.25),

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt}, \quad (3.28)$$

$$\mathbf{V}_s = (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs}) \frac{d\mathbf{I}_s}{dt}. \quad (3.29)$$

Para las llaves en la posición $u_l(+ - -)$ la tensión de la malla de corriente continua del inversor, U_d , puede expresarse como la diferencia entre las tensiones de fase,

$$U_d = v_a - v_b, \quad (3.30)$$

$$U_d = v_a - v_c, \quad (3.31)$$

y como ya se definió,

$$u_\sigma^{(1)} = v_a + v_b + v_c. \quad (3.32)$$

Resolviendo (3.30)-(3.32) para las tensiones de fase v_a , v_b y v_c , resulta,

$$v_a = \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} + \frac{2}{3} U_d, \quad (3.33)$$

$$v_b = \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} - \frac{1}{3} U_d, \quad (3.34)$$

$$v_c = \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} - \frac{1}{3} U_d. \quad (3.35)$$

Despejando las derivadas de corriente de (3.29) y reemplazando las tensiones de fase por (3.33), (3.34) y (3.35) se obtiene,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} \begin{bmatrix} \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} + \frac{2}{3} U_d \\ \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} - \frac{1}{3} U_d \\ \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} - \frac{1}{3} U_d \end{bmatrix}, \quad (3.36)$$

como la suma de corrientes es igual a cero, la suma de sus derivadas también lo es, entonces premultiplicando en ambos miembros de (3.36) por el vector $[1 \ 1 \ 1]$,

$$0 = [1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} \begin{bmatrix} \frac{u_{\sigma}^{(1)}}{3} + \frac{2}{3} U_d \\ \frac{u_{\sigma}^{(1)}}{3} - \frac{1}{3} U_d \\ \frac{u_{\sigma}^{(1)}}{3} - \frac{1}{3} U_d \end{bmatrix}, \quad (3.37)$$

y despejando $u_{\sigma}^{(1)}$, se obtiene la siguiente expresión,

$$u_{\sigma}^{(1)} = -U_d \frac{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [2 \ -1 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}. \quad (3.38)$$

Calculando de esta misma manera $u_{\sigma}^{(4)}$,

$$u_{\sigma}^{(4)} = U_d \frac{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [2 \ -1 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}. \quad (3.39)$$

Reemplazando (3.38) y (3.39) en (3.2) la señal p_a viene dada por,

$$p_a = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [2 \ -1 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}, \quad (3.40)$$

en función de las matrices de inductancia y la tensión de la malla de corriente continua.

Aplicando el mismo procedimiento que el utilizado para obtener p_a , se obtienen las señales p_b y p_c ,

$$p_b = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [-1 \ 2 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}, \quad (3.41)$$

$$p_c = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [-1 \ -1 \ 2]^T}{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}. \quad (3.42)$$

Para validar el método de análisis propuesto, se modelaron diferentes motores cambiando parámetros de diseño tales como: número de barras del rotor, cruzamiento de las barras, apertura de las ranuras del rotor y conexión de los bobinados del estator.

En la primera parte del análisis, la función del entrehierro se consideró constante. Por tal motivo las inductancias propias y mutuas del estator y las propias y mutuas del rotor son

constantes. Estas inductancias se calcularon en forma analítica. Las inductancias mutuas entre el estator y el rotor, que dependen de la posición del rotor, se calcularon en forma numérica. La discretización se realizó como se propone en [4], donde el número de pasos sobre 2π se elige como el producto del número de barras del rotor por el número de ranuras del estator.

La Fig. 3-10 muestra las señales p_a, p_b y p_c , obtenidas por el método propuesto para un motor con 40 barras en el rotor y un cruzamiento de 0.2 del paso de las ranuras del rotor (p.r.r.). Para calcular los parámetros del modelo se utilizaron los datos correspondientes al rotor A (Sección C.2.1 del Apéndice C) y el estator A (Sección C.2.4 del Apéndice C). Las señales p_a, p_b y p_c se caracterizan por tener una componente principal de 40 ciclos por revolución debido a la variación de las inductancias entre las fases del estator y los lazos del rotor. Estas señales se encuentran desplazadas 120° debido a la distribución espacial de cada una de las fases. La tensión de la malla de corriente continua, U_d , es de 500 V. Las señales en cuadratura, p_α y p_β , obtenidas a partir de las señales de fase, p_a, p_b y p_c , se muestran en la Fig. 3-11. En esta figura se observa que la traza del vector $\mathbf{P} = (p_\alpha, p_\beta)$ posee mayor amplitud cuando la jaula se encuentra alineada con cada una de las fases.

La Fig. 3-12 y la Fig. 3-13 muestran los espectros de las señales p_α y p_β respectivamente. La Fig. 3-14 muestra el ángulo del vector \mathbf{P} , θ_n , en función de la posición del rotor y la Fig. 3-15 muestra la posición estimada del rotor, $\hat{\theta}_r$, en función de la posición del rotor, θ_r , obtenida mediante el contador ascendente/descendente (3.9).

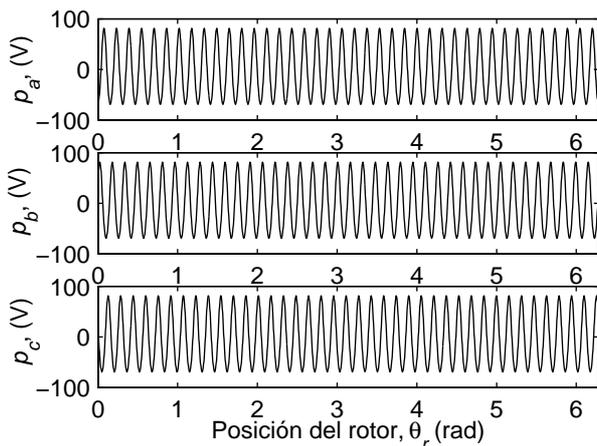


Fig. 3-10. Señales p_a, p_b y p_c en función de la posición del rotor (Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

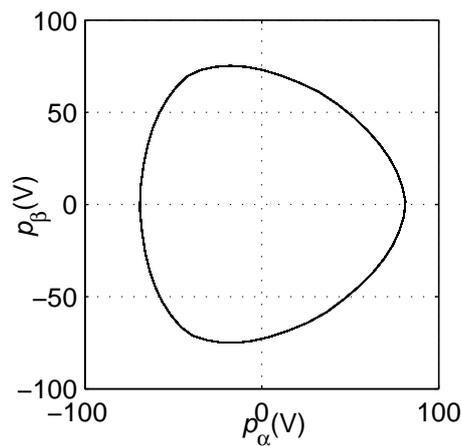


Fig. 3-11. Señales p_β vs. p_α . (Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

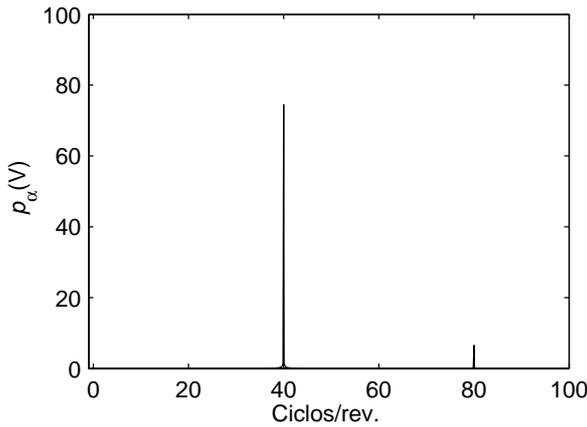


Fig. 3-12. Espectro de la señal p_α
(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

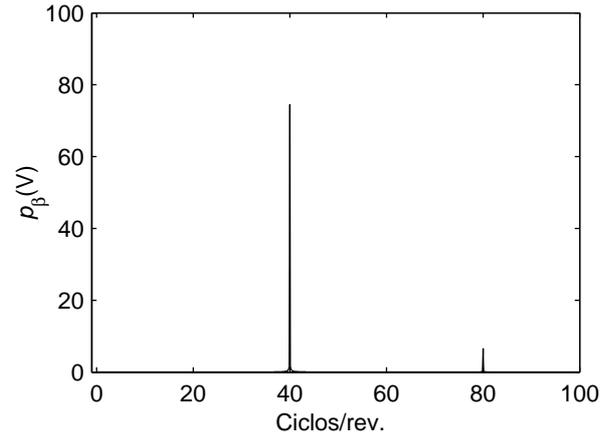


Fig. 3-13. Espectro de la señal p_β
(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

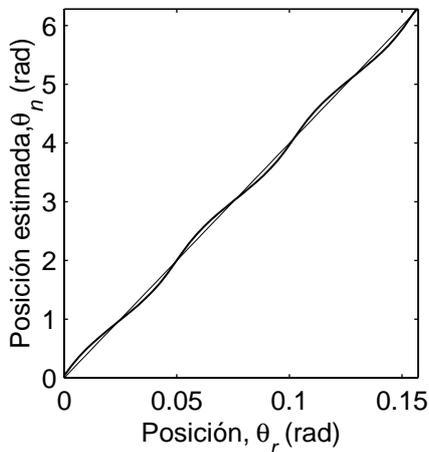


Fig. 3-14. Ángulo del vector \mathbf{P} vs. posición del rotor
(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

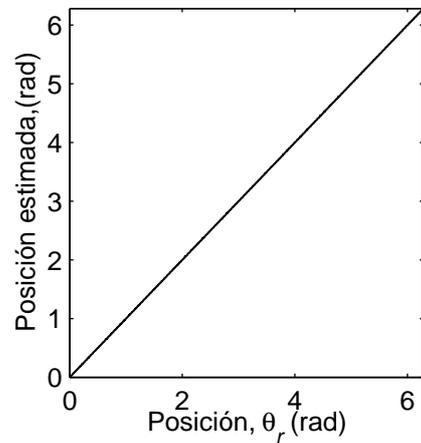


Fig. 3-15. Posición estimada vs. posición del rotor
(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

El método de análisis propuesto permite evaluar el efecto de diferentes distribuciones espaciales de las bobinas del estator y del número y cruzamiento de las barras del rotor sobre las señales de estimación de posición. También es posible estudiar el efecto de las variaciones del entrehierro producidas por las ranuras del rotor y del estator y la excentricidad estática, dinámica o combinada. Esto es posible si se incluyen en el cálculo de las inductancias el efecto de tales irregularidades.

3.3.1 Número de barras

El número de barras en el rotor modifica notablemente la amplitud y forma de las señales de estimación de posición. Para el diseño de MI, las combinaciones más usadas entre el número de ranuras en el estator y en el rotor, son las indicadas en la Tabla 1. Estos datos

fueron extraídos de [19], [52] y completados con datos brindados por la empresa WEG, Brasil.

Tabla 1. Relaciones recomendadas entre el número de ranuras del rotor y el estator

| N° de Polos | N° de ranuras del estator/rotor | | | | | | | |
|-------------|---------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | | | | | | | | |
| 2 | 36/28 | 48/28 | 48/38 | 48/40 | 54/46 | 60/52 | | |
| 4 | 36/28 | 48/40 | 48/56 | 60/44 | 60/52 | 60/76 | 72/58 | |
| 6 | 36/44 | 48/40 | 48/64 | 54/42 | 54/66 | 72/54 | 72/84 | 72/88 |
| 8 | 48/44 | 54/70 | 72/58 | 72/88 | | | | |
| 10 | 72/88 | 72/92 | | | | | | |
| 12 | 72/92 | | | | | | | |

Como se puede ver en la tabla, para el diseño del rotor el número de ranuras generalmente no se toma como múltiplo de tres. Esto se debe a los problemas asociados con el rizado en el par producido por el motor. Cuando el número de barras del rotor es múltiplo de tres, por la simetría entre el estator y el rotor, no existe en las señales de estimación ninguna componente producida por las barras, lo cual no permite la aplicación de la estrategia de estimación de posición.

La Fig. 3-16 muestra las señales p_a , p_b y p_c para un rotor de 56 barras y el mismo estator que el considerado para el motor de 40 barras. Al igual que en el caso anterior, la señal de estimación tiene una cantidad de ciclos por revolución igual al número de barras. La amplitud de la señal es levemente menor que la obtenida con el motor de 40 barras. La Fig. 3-17 muestra las señales p_β vs. p_α . La Fig. 3-18 y la Fig. 3-19 muestran al espectro de la señal p_α y p_β , respectivamente. La Fig. 3-20 el ángulo del vector \mathbf{P} en función de la posición del rotor y la Fig. 3-21 la posición estimada del rotor utilizando un contador ascendente /descendente.

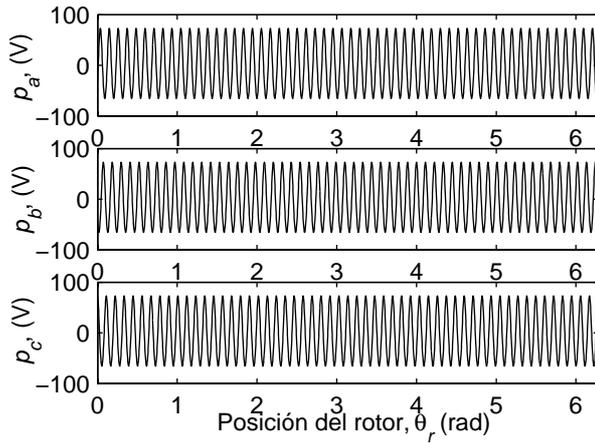


Fig. 3-16. Señales p_a, p_b y p_c en función de la posición del rotor. (Motor 56 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

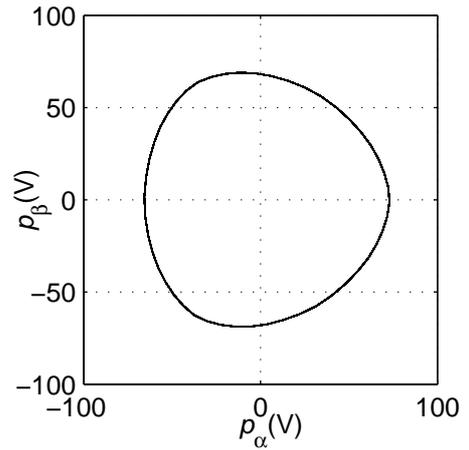


Fig. 3-17. Señales p_β vs. p_α . (Motor 56 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

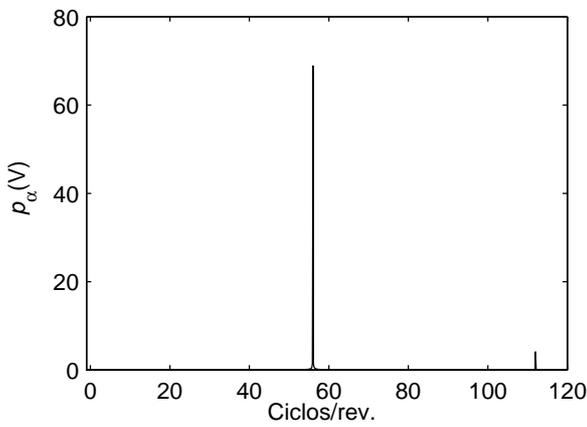


Fig. 3-18. Espectro de la señal p_α . (Motor 56 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

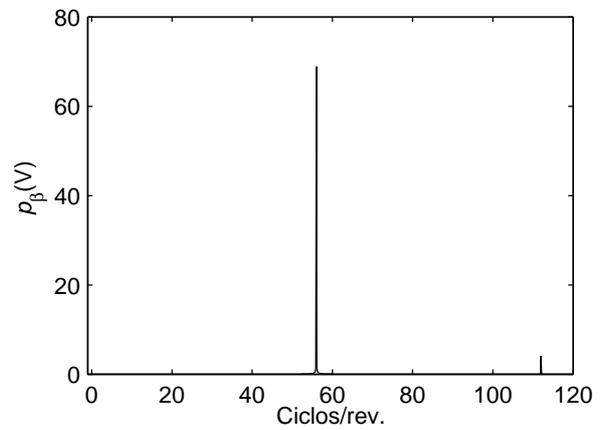


Fig. 3-19. Espectro de la señal p_β . (Motor 56 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

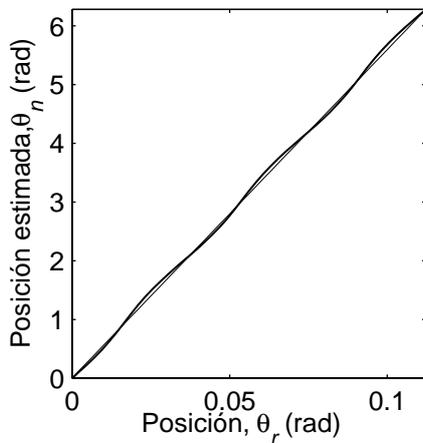


Fig. 3-20. Ángulo del vector \mathbf{P} vs. posición del rotor (Motor 56 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

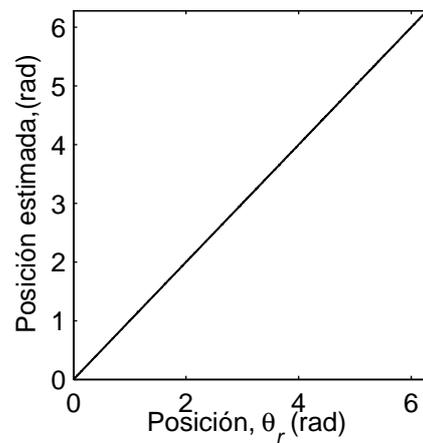


Fig. 3-21. Posición estimada vs. posición del rotor (Motor 56 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

La Fig. 3-22 muestra las señales p_a , p_b y p_c para un motor de 64 barras donde puede apreciarse que la amplitud de las señales de estimación es significativamente menor que en los dos casos anteriores. La Fig. 3-23 muestra las señales p_β vs. p_α . La posición estimada se muestra en las figuras Fig. 3-26 y Fig. 3-27. En este caso existe un error más significativo en el cálculo de la posición mediante el ángulo del vector \mathbf{P} debido a la distorsión que tiene éste en el plano α - β . Esta distorsión se debe a la componente de 128 ciclos por revolución que se aprecia claramente en el espectro de las señales.

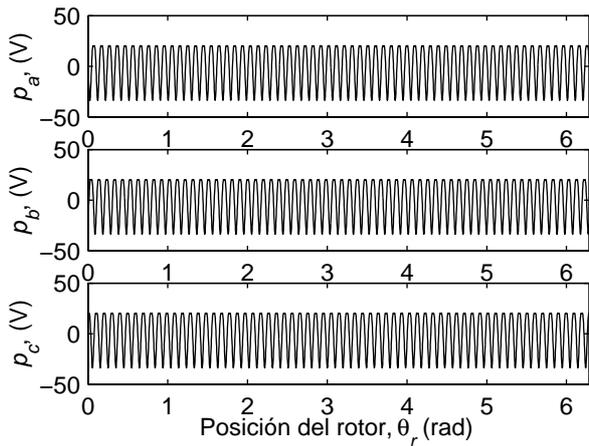


Fig. 3-22. Señales p_a , p_b y p_c en función de la posición del rotor (Motor 64 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

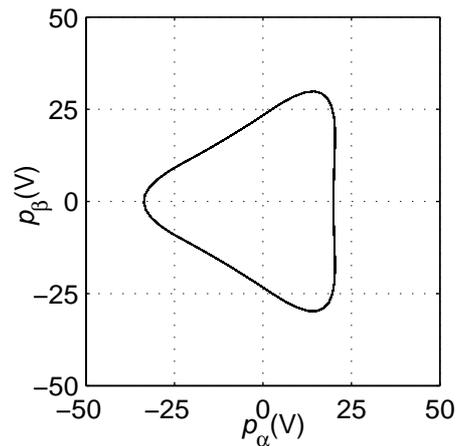


Fig. 3-23. Señales p_β vs. p_α . (Motor 64 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.)

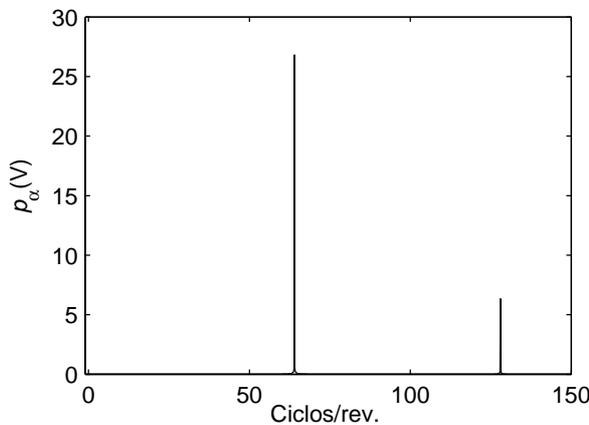


Fig. 3-24. Espectro de la señal p_α . (Motor 64 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

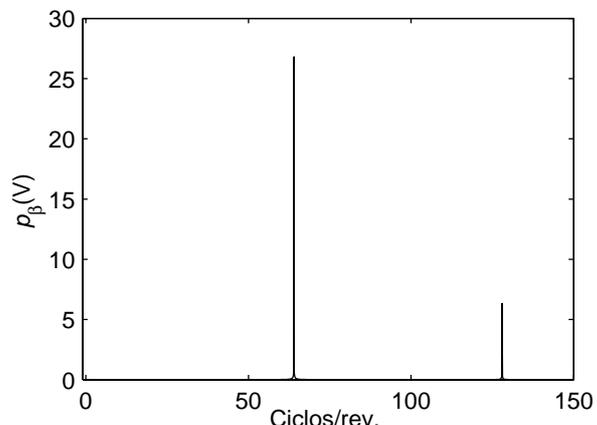


Fig. 3-25. Espectro de la señal p_β . (Motor 64 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

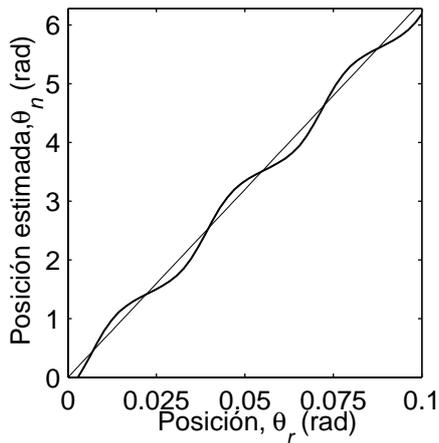


Fig. 3-26. Ángulo del vector \mathbf{P} vs. posición del rotor
(Motor 64 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

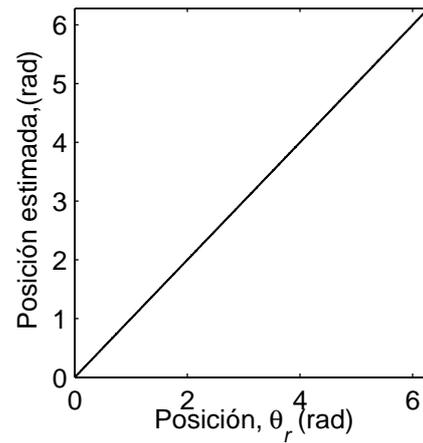


Fig. 3-27. Posición estimada vs. posición del rotor
(Motor 64 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.).

3.3.2 Cruzamiento de barras

El cruzamiento de las barras del rotor produce una disminución significativa de la amplitud de las señales de estimación. Para analizar este efecto se modeló el motor con distintos cruzamientos y se relevó la amplitud de la señal en cada caso.

En la Fig. 3-28 se presentan las señales p_α , p_β y p_c para un motor con 40 barras y un cruzamiento de 1.2 p.r.r. Las señales p_β vs. p_α se muestran en la Fig. 3-29 y los espectros de las señales p_α y p_β en la Fig. 3-30 y la Fig. 3-31 respectivamente. Comparando estos resultados con los obtenidos para el mismo motor pero con un cruzamiento de 0.2 p.r.r. (Fig. 3-10, Fig. 3-11, Fig. 3-12 y Fig. 3-13) se puede apreciar que el cruzamiento de las barras produce una disminución significativa de la amplitud de las señales de estimación (más de 4 veces). Esta variación de amplitud, debido al cruzamiento de las barras, es similar a la obtenida experimentalmente en [77] donde se utiliza el método INFORM (“Indirect Flux Detection by On-line Reactance Measurement”). La reducción significativa de las señales de estimación de posición cuando aumenta el cruzamiento del rotor implica un gran aumento en la sensibilidad al ruido de medición y a la influencia de otras irregularidades sobre la estrategia de estimación de posición.

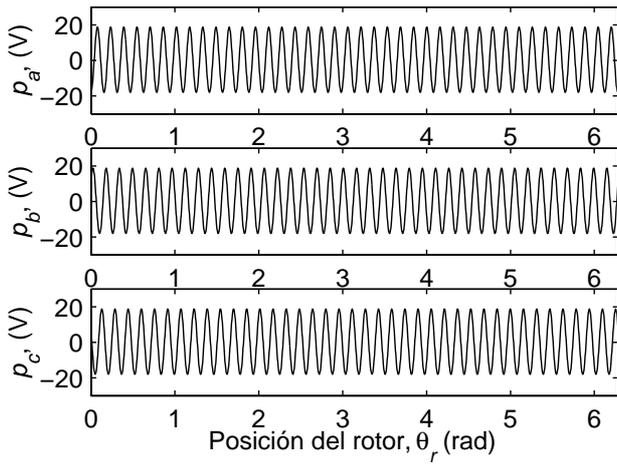


Fig. 3-28. Señales p_a, p_b y p_c en función de la posición del rotor, (Motor 40 barras, cruzamiento 1.2 p.r.r.).

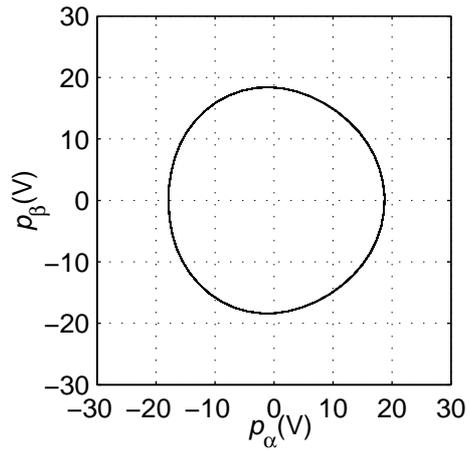


Fig. 3-29. Señales p_β vs. p_α . (Motor 40 barras, cruzamiento 1.2 p.r.r.).

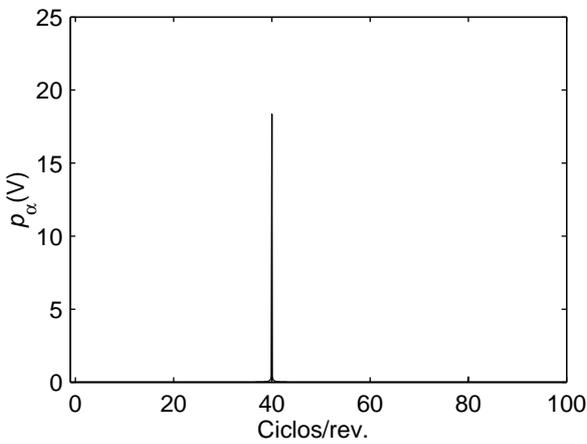


Fig. 3-30. Espectro de la señal p_α (Motor 40 barras, cruzamiento 1.2 p.r.r.).

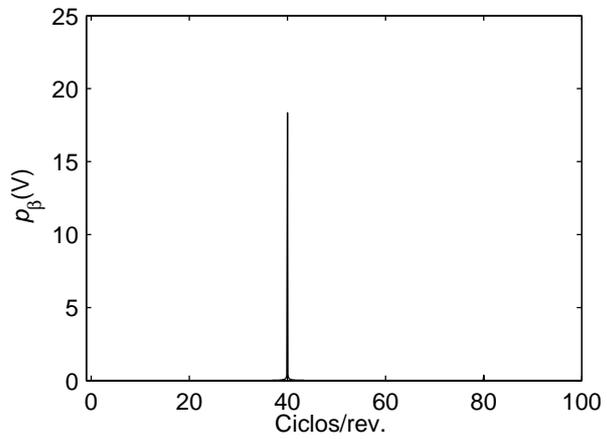


Fig. 3-31. Espectro de la señal p_β (Motor 40 barras, cruzamiento 1.2 p.r.r.).

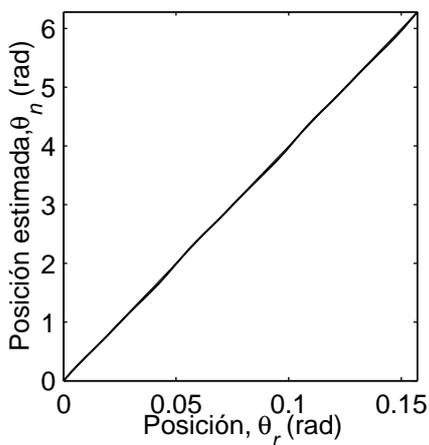


Fig. 3-32. Ángulo del vector \mathbf{P} vs. posición del rotor. (Motor 40 barras, cruzamiento 1.2 p.r.r.).

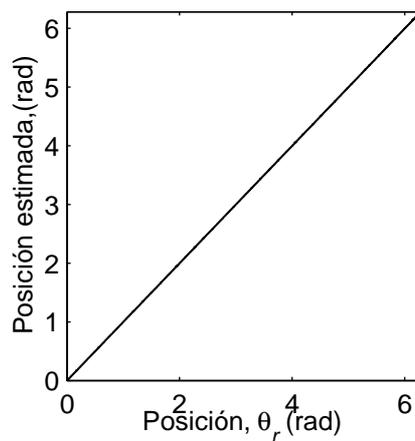


Fig. 3-33. Posición estimada vs. posición del rotor. (Motor 40 barras, cruzamiento 1.2 p.r.r.).

La Fig. 3-34 muestra la amplitud de la señal de estimación en función del cruzamiento de las barras dado en pasos de las barras del rotor (p.r.r.). La señal de mayor amplitud se obtiene para el motor sin cruzamiento. La amplitud decrece a medida que aumenta el cruzamiento pasando por un mínimo cuando el cruzamiento es igual a 0.83 p.r.r. (1 paso de las ranuras del estator, p.r.e.). Este cruzamiento es común en el diseño de motores. Un segundo mínimo aparece para un cruzamiento igual a la suma de 1 p.r.r. más 1 p.r.e.. Un resultado similar se obtiene en la Fig. 3-35, para el motor con 56 barras en el rotor y la misma distribución de bobinados en el estator. Como en el caso anterior, existe un mínimo en la amplitud de la señal para un cruzamiento de 1 p.r.e. (1.17 p.r.r.). En la Fig. 3-36 se muestra la amplitud de la señal p_α para un motor con 64 barras.

Los resultados previos indican que un mayor número de barras produce, en general, una menor amplitud en la señal de estimación. La selección de algunos valores particulares de cruzamiento en el diseño del motor puede producir una significativa disminución en las señales de estimación de posición, dificultando la implementación de la estrategia.

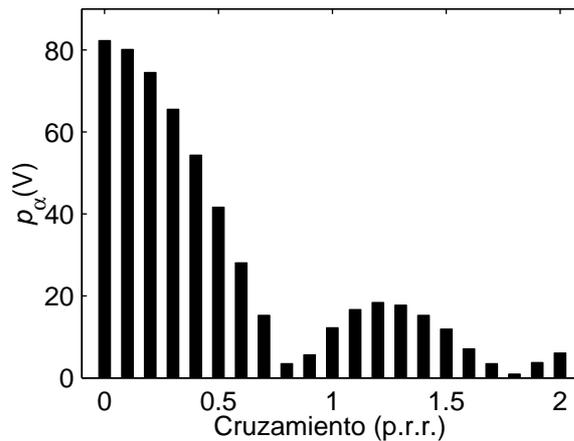


Fig. 3-34. Amplitud de la señal p_α en función del cruzamiento del rotor para un motor de 40 barras.

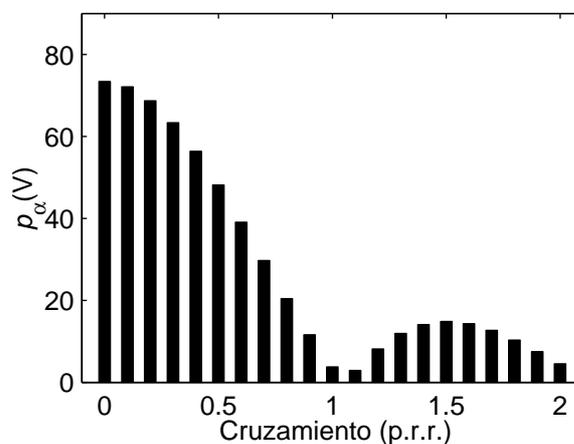


Fig. 3-35. Amplitud de la señal p_α en función del cruzamiento del rotor para un motor de 56 barras.

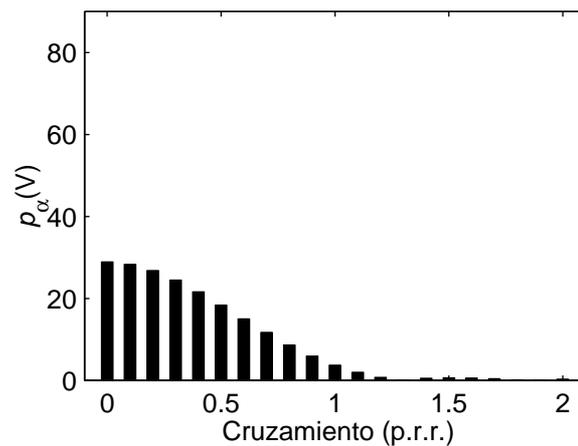


Fig. 3-36. Amplitud de la señal p_α en función del cruzamiento del rotor para un motor de 64 barras.

3.3.3 Apertura de las ranuras del rotor

Las ranuras del rotor producen una variación del entrehierro que depende de la posición del rotor. Para analizar el efecto de las ranuras del rotor sobre las señales de estimación, la variación de entrehierro producida por las mismas se incluyó en el modelo como se propuso en la Sección 2.4.2.

Con el objetivo de separar el efecto producido por las ranuras del rotor, del producido por la distribución geométrica de las barras, se modeló en primer lugar la máquina con ranuras en el rotor y sin barras. De esta manera, solo existen circuitos en el estator y sus inductancias son función de la posición del rotor debido a la variación del entrehierro producida por las ranuras. En la Fig. 3-37 se presenta la amplitud de la señal p_α en función del cruzamiento para un motor con 40 ranuras y una apertura de ranuras, b_0 , de 2.5 mm. Los resultados obtenidos indican que las ranuras del rotor, al igual que las barras, producen sobre las señales de estimación una componente fundamental con tantos ciclos por revolución como ranuras hay en el rotor.

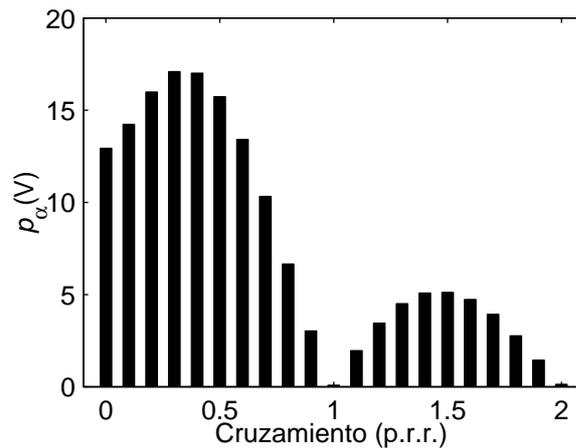


Fig. 3-37. Amplitud de la señal p_α en función del cruzamiento del rotor (Motor de 40 ranuras y sin barras, $b_0 = 2.5$ mm).

De los resultados mostrados en la Fig. 3-37 se puede ver que la amplitud de la señal producida por las ranuras es menor que la producida por las barras (Fig. 3-34). La amplitud de dicha señal posee un mínimo cuando el cruzamiento es igual al paso de las ranuras del rotor. Esto se debe a que, para este valor de cruzamiento, si se promedia la amplitud del entrehierro a lo largo del eje axial este prácticamente permanece constante.

Para analizar el efecto combinado de las barras del rotor y las ranuras que alojan dichas barras se obtuvieron las señales de estimación correspondientes al motor con cuarenta barras y distintos valores de apertura de barras y cruzamiento. En la Fig. 3-38 se repite el resultado obtenido para el motor con 40 barras y sin ranuras. La amplitud de la señal p_α , en función del cruzamiento, para el motor de 40 barras y con 1 mm de apertura de ranuras de se muestra en la Fig. 3-39. La Fig. 3-40 muestra la variación de la amplitud de la señal en función del cruzamiento para una apertura de ranuras de 2 mm y la Fig. 3-41 muestra dicha variación para una apertura de las ranuras del rotor de 2.5 mm. En estas figuras se aprecia que el mínimo en la amplitud de las señales de estimación se desplaza hacia el punto correspondiente al cruzamiento igual a un paso de barras del rotor a medida que aumenta la apertura de la ranura. Además de este efecto, el aumento de la apertura de las ranuras del rotor produce un aumento de amplitud en la señal de estimación.

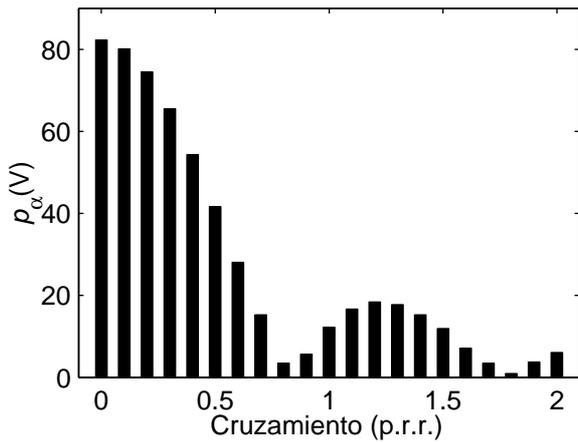


Fig. 3-38. Señal p_α en función del cruzamiento del rotor para un motor de 40 barras, sin ranuras.

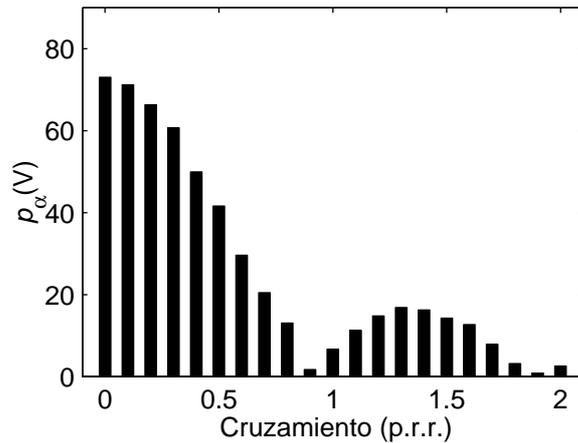


Fig. 3-39. Señal p_α en función del cruzamiento del rotor para un motor de 40 barras y $b_0 = 1,0$ mm

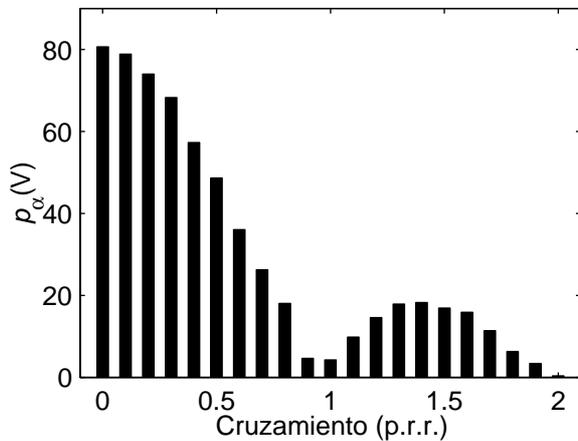


Fig. 3-40. Señal p_α en función del cruzamiento del rotor para un motor de 40 barras y $b_0 = 2,0$ mm.

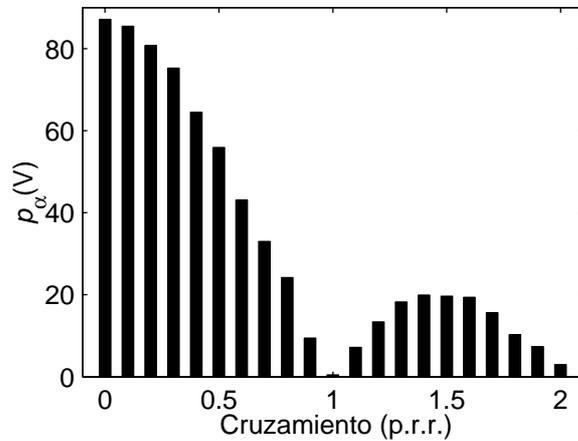


Fig. 3-41. Señal p_α en función del cruzamiento del rotor para un motor de 40 barras y $b_0 = 2,5$ mm.

Con el objetivo de comparar los resultados obtenidos mediante el modelo con los experimentales se presentan a continuación los resultados correspondientes a tres rotores de igual número de barras y distintos cruzamiento y apertura de las ranuras. Para calcular los parámetros del modelo en los tres casos se tomaron los datos correspondientes al estator *A* del Apéndice C y los rotores *A*, *B* y *C*.

En la Fig. 3-42 se muestran las señales p_a , p_b y p_c para el motor con 40 barras, cruzamiento de 0.2 p.r.r. y una apertura de ranuras, b_0 , de 2.5 mm (Rotor *A*). La Fig. 3-43 muestra las señales p_β vs. p_α , para este motor, y los espectros en frecuencia se muestran en la Fig. 3-44 y la Fig. 3-45. Comparando estos resultados con los obtenidos para el motor sin modelar las ranuras (Fig. 3-10, Fig. 3-11, Fig. 3-12 y Fig. 3-13) se puede ver que, para pequeños cruzamientos de las barras, la dimensión de la apertura de las ranuras no produce un cambio significativo en la amplitud de la señal de estimación.

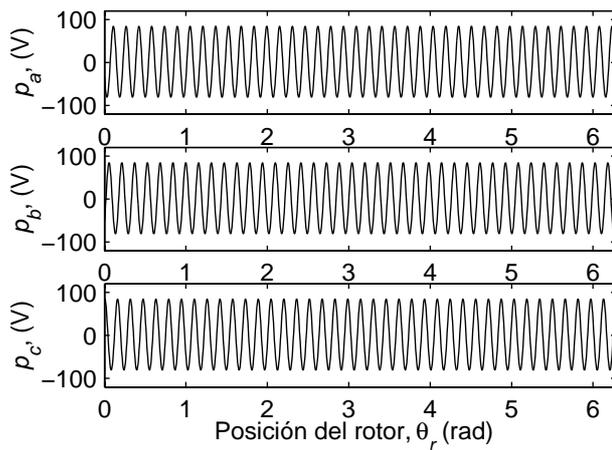


Fig. 3-42. Señales p_a , p_b y p_c ,

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0=2.5$ mm).

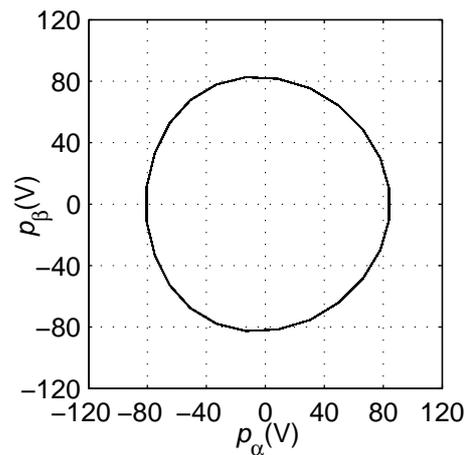


Fig. 3-43. Señales p_β vs. p_α , (Motor 40 barras,

cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0=2.5$ mm).

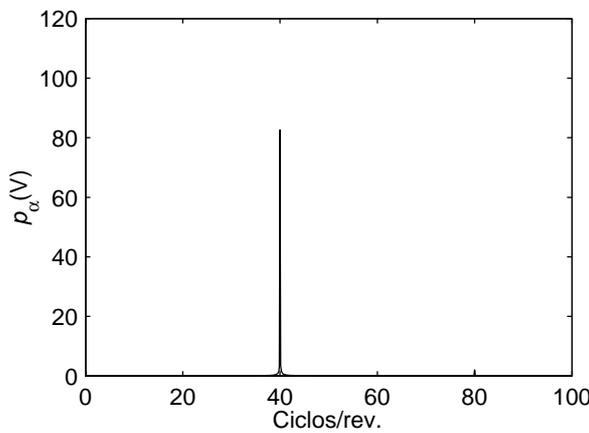


Fig. 3-44. Espectro de la señal p_α

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0=2.5$ mm).

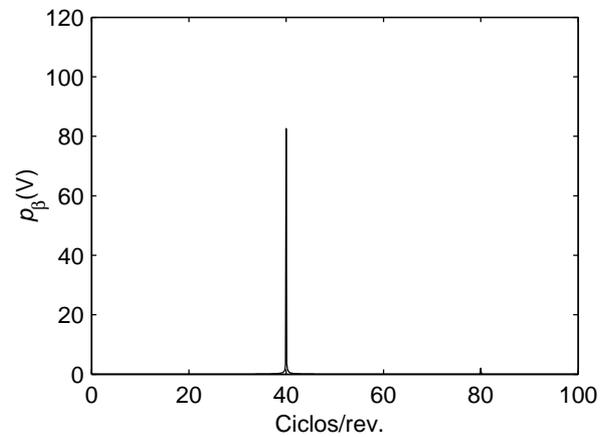


Fig. 3-45. Espectro de la señal p_β

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0=2.5$ mm).

En la Fig. 3-46 se muestran las señales p_a , p_b y p_c para el motor con 40 barras, cruzamiento de 1 p.r.e. (0.83 p.r.r.) y una apertura de ranuras de 2 mm. Las señales p_β vs. p_α y los espectros de la señales p_α y p_β se muestran en la Fig. 3-47, Fig. 3-48 y Fig. 3-49 respectivamente. Los resultados para el mismo motor pero con una apertura de barras de 2.5 mm se muestran en las Fig. 3-50, Fig. 3-51, Fig. 3-52 y Fig. 3-53. De los resultados obtenidos se observa que la amplitud de la señal de estimación varía significativamente en función de la apertura de las ranuras cuando el cruzamiento está próximo al paso de las barras del rotor.

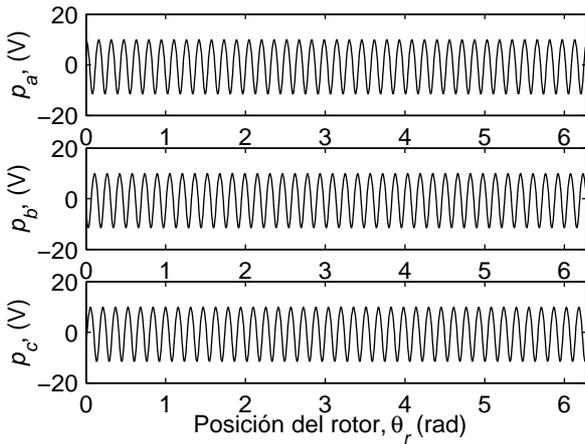


Fig. 3-46. Señales p_a , p_b y p_c

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0=2$ mm).

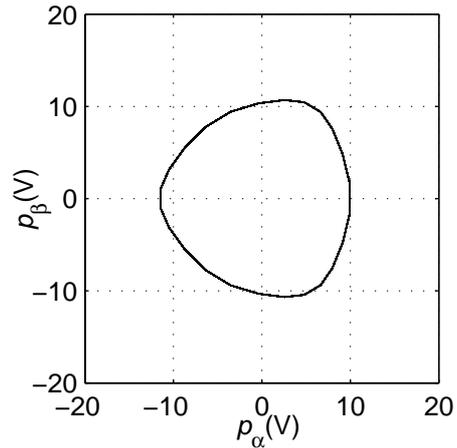


Fig. 3-47. Señales p_β vs. p_α . (Motor 40 barras,

cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0=2$ mm).

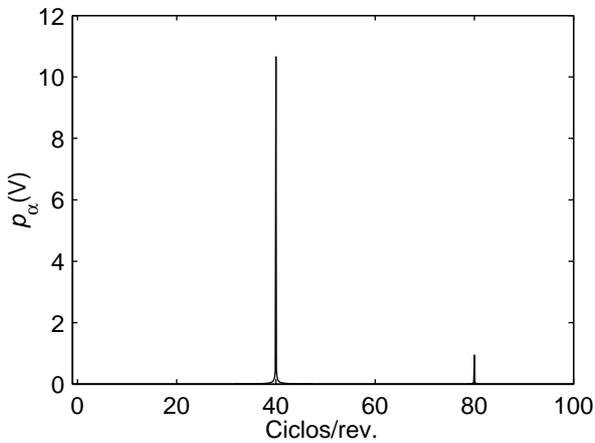


Fig. 3-48. Espectro de la señal p_α

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0=2$ mm).

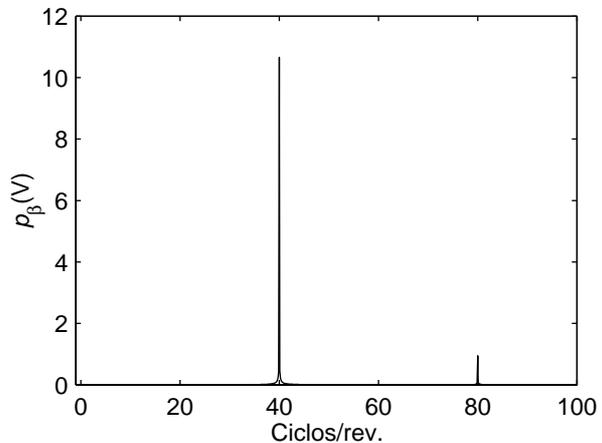


Fig. 3-49. Espectro de la señal p_β

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0=2$ mm).

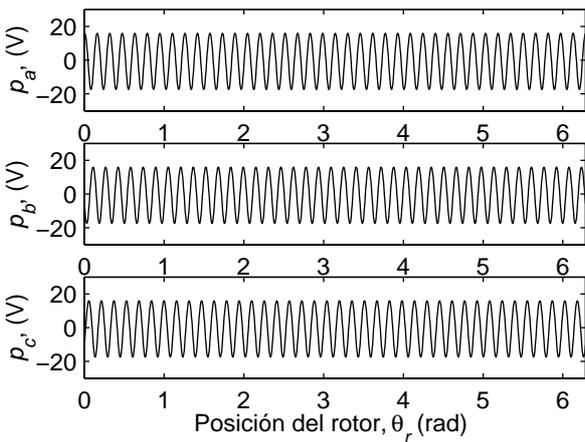


Fig. 3-50. Señales p_a , p_b y p_c

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0=2.5$ mm).

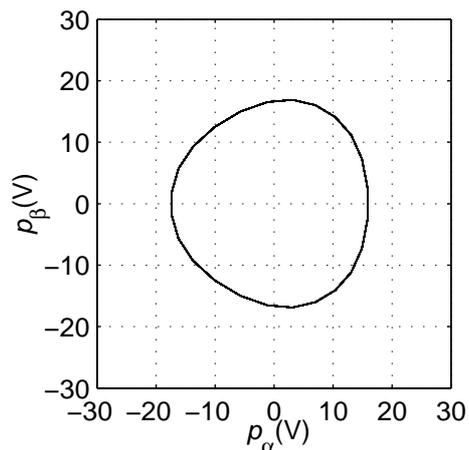


Fig. 3-51. Señales p_β vs. p_α . (Motor 40 barras,

cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0=2.5$ mm).

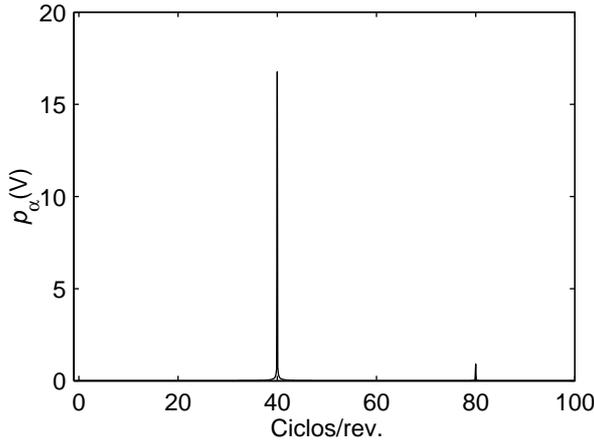


Fig. 3-52. Espectro de la señal p_α

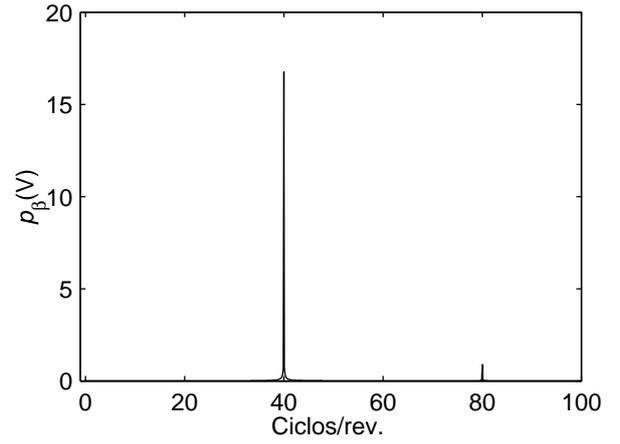


Fig. 3-53. Espectro de la señal p_β

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_\theta=2.5$ mm). (Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_\theta=2.5$ mm).

3.3.4 Número de espiras de los bobinados del estator

De las ecuaciones obtenidas anteriormente, para el cálculo de las señales de estimación en función de los parámetros del modelo, es importante notar que el cambio en la cantidad de espiras de las bobinas del estator no modifica la amplitud de las señales. Tanto la amplitud como la forma de las señales de estimación no depende del número de espiras de los bobinados, sino solamente de su distribución geométrica en el estator. Esto se puede demostrar si se escriben las ecuaciones para el cálculo de las inductancias en función de sus valores en por unidad (p.u.), como se describe a continuación.

Las funciones de bobinados modificadas correspondientes a los circuitos del estator pueden escribirse como,

$$N_i(\phi, z, \theta_r) = N_s N_i^{pu}(\phi, z, \theta_r). \tag{3.43}$$

Donde N_s es el número de espiras del circuito y $N_i^{pu}(\phi, z, \theta_r)$ es la función de los bobinados en p.u.. Expresando la ecuación para el cálculo de las inductancias propias y mutuas entre las fases del estator en función de los valores en p.u. se obtiene,

$$L_{s_i s_j} = \mu_0 r N_s^2 \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) N_i^{pu}(\phi, z, \theta_r) N_j^{pu}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi \quad . \tag{3.44}$$

Entonces la matriz de las inductancias propias y mutuas del estator puede escribirse de la siguiente manera,

$$\mathbf{L}_{ss} = N_s^2 \mathbf{L}_{ss}^{pu}, \tag{3.45}$$

donde \mathbf{L}_{ss}^{pu} es la matriz de inductancias propias y mutuas del estator en p.u..

De la misma manera puede reemplazarse (3.43) en el cálculo de las inductancias mutuas entre los circuitos del estator y los lazos del rotor donde se obtiene,

$$L_{s,r_j} = \mu_0 r N_s \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) N_{s_i}^{pu}(\phi, z, \theta_r) N_{r_j}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi . \quad (3.46)$$

Entonces es posible escribir,

$$\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T = N_s \mathbf{L}_{sr}^{pu} . \quad (3.47)$$

Donde \mathbf{L}_{sr}^{pu} es la matriz de inductancias mutuas, en p.u., entre los circuitos del estator y los lazos del rotor.

La matriz de inductancias propias y mutuas del rotor no es función del número de espiras de las bobinas del estator y por tal motivo es posible escribir,

$$\mathbf{L}_{rr} = \mathbf{L}_{rr}^{pu} . \quad (3.48)$$

Reemplazando en (3.40) las ecuaciones (3.45), (3.47) y (3.48) se obtiene

$$p_a = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1] (N_s^2 \mathbf{L}_{ss}^{pu} - N_s \mathbf{L}_{sr}^{pu} \mathbf{L}_{rr}^{-1} N_s \mathbf{L}_{rs}^{pu})^{-1} [2 \ -1 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1] (N_s^2 \mathbf{L}_{ss}^{pu} - N_s \mathbf{L}_{sr}^{pu} \mathbf{L}_{rr}^{-1} N_s \mathbf{L}_{rs}^{pu})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T} , \quad (3.49)$$

reordenado

$$p_a = -2U_d \frac{N_s^2 [1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss}^{pu} - \mathbf{L}_{sr}^{pu} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs}^{pu})^{-1} [2 \ -1 \ -1]^T}{N_s^2 [1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss}^{pu} - \mathbf{L}_{sr}^{pu} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs}^{pu})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T} , \quad (3.50)$$

entonces

$$p_a = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss}^{pu} - \mathbf{L}_{sr}^{pu} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs}^{pu})^{-1} [2 \ -1 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss}^{pu} - \mathbf{L}_{sr}^{pu} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs}^{pu})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T} . \quad (3.51)$$

Con lo cual se demuestra que el número de espiras de los circuitos del estator (siempre y cuando sea el mismo para todos los circuitos) no modifica las señales de estimación.

El número de espiras de los bobinados del estator es directamente proporcional a la tensión nominal del motor. Por tal motivo, para motores de diferentes tensiones nominales y la misma distribución geométrica, las señales de estimación de posición solamente dependerán de la tensión de la malla de corriente continua del inversor, U_d .

3.3.5 Bobinados en paralelo

Como se describió en el capítulo anterior, la conexión de bobinados en paralelo o serie-paralelo es una práctica común en el diseño de máquinas eléctricas. Por tal motivo es importante analizar el efecto de estas conexiones sobre las señales de estimación de posición.

Empleando el modelo del motor con bobinados en paralelo, presentado en la Sección 2.4.4, y despreciando los términos correspondientes a las tensiones de velocidad y las caídas de tensión en las resistencias, es posible escribir,

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{sr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt}, \quad (3.52)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{L}_{rs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{rr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt}, \quad (3.53)$$

donde

$$\mathbf{I}_s = [i_{a1} \ i_{a2} \ i_{b1} \ i_{b2} \ i_{c1} \ i_{c2}]^T, \quad (3.54)$$

$$\mathbf{V}_s = [v_{a1} \ v_{a2} \ v_{b1} \ v_{b2} \ v_{c1} \ v_{c2}]^T, \quad (3.55)$$

donde i_{x1} y i_{x2} son las corrientes de los circuitos 1 y 2 de la fase x respectivamente, y v_{x1} y v_{x2} son las tensiones de los circuitos 1 y 2 de la fase x , respectivamente, para $x=a, b$ y c . Si los circuitos correspondientes a cada fase se encuentran en paralelo se tiene que $v_{x1} = v_{x2}$.

Despejando la derivada de las corrientes del rotor de (3.53) y reemplazándola en (3.52) se obtiene,

$$\mathbf{V}_s = \left(\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \right) \frac{d\mathbf{I}_s}{dt}. \quad (3.56)$$

Para las llaves del inversor en la posición $u_I(+--)$ las tensiones de cada bobinado pueden expresarse en función de la tensión de la malla de corriente continua y la tensión de secuencia cero tal como se describió en la Sección 3.3 (ec. (3.33)-(3.35)),

$$\mathbf{V}_s = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} u_{\sigma}^{(1)} + 2U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} + 2U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \end{bmatrix}. \quad (3.57)$$

Despejando la derivada de las corrientes del estator de (3.56) y reemplazando las tensiones de los bobinados por (3.57),

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} \begin{bmatrix} u_{\sigma}^{(1)} + 2U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} + 2U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \end{bmatrix}. \quad (3.58)$$

Como la suma de las corrientes es igual a cero, se tiene,

$$0 = \frac{1}{3} [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} \begin{bmatrix} u_{\sigma}^{(1)} + 2U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} + 2U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \\ u_{\sigma}^{(1)} - U_d \end{bmatrix}. \quad (3.59)$$

Resolviendo para $u_{\sigma}^{(1)}$, se obtiene,

$$u_{\sigma}^{(1)} = -U_d \frac{[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [2 \ 2 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T}. \quad (3.60)$$

Calculando $u_{\sigma}^{(4)}$ de la misma manera, la señal p_a viene dada por,

$$p_a = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [2 \ 2 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T}. \quad (3.61)$$

Las señales p_b y p_c se obtienen aplicando el mismo procedimiento,

$$p_b = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [-1 \ -1 \ 2 \ 2 \ -1 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T}, \quad (3.62)$$

$$p_c = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [-1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 2 \ 2]^T}{[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T}. \quad (3.63)$$

Para analizar el efecto producido por la conexión en paralelo de los bobinados del estator se obtuvieron las señales de estimación correspondientes al motor con 40 barras, apertura en las ranuras del rotor de 2.5 mm y cruzamientos de 0.2 p.r.r. y 0.83 p.r.r. (1 p.r.s.) y la conexión de bobinados mostrada en la Fig. 2-41 correspondiente al estator C del Apéndice C. La Fig. 3-54 muestra las señales p_a , p_b y p_c para el motor con un cruzamiento de 0.2 p.r.r. y

la Fig. 3-55 muestra las señales p_β vs. p_α obtenidas a partir de las señales trifásicas. Comparando estos resultados con los obtenidos para el motor con bobinados en serie (Fig. 3-42 y Fig. 3-43) se observa que la conexión de los bobinados no modifica la amplitud y la forma de las señales de estimación. La Fig. 3-56 y la Fig. 3-57 muestran las señales obtenidas para el mismo motor con bobinados en paralelo pero un cruzamiento de 1 p.r.e.. En este caso también se observa que no existe diferencia con las señales obtenidas para el motor con bobinados serie (Fig. 3-50 y Fig. 3-51).

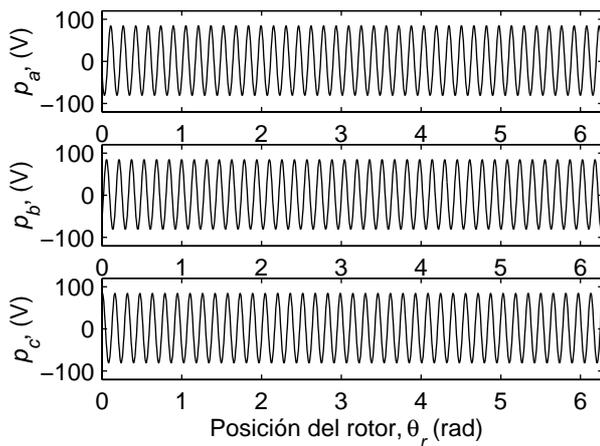


Fig. 3-54. Señales p_a , p_b y p_c ,
(Motor 40 barras, Bobinados en paralelo,
cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0=2.5$ mm).

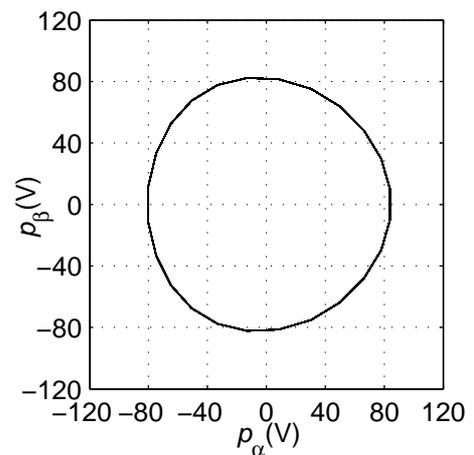


Fig. 3-55. Señales p_β vs. p_α , (Motor 40 barras,
bobinados en paralelo,
cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0=2.5$ mm).

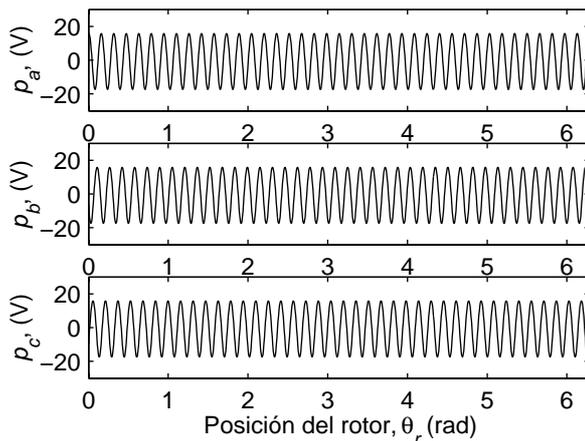


Fig. 3-56. Señales p_a , p_b y p_c ,
(Motor 40 barras, bobinados en paralelo,
cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0=2.5$ mm).

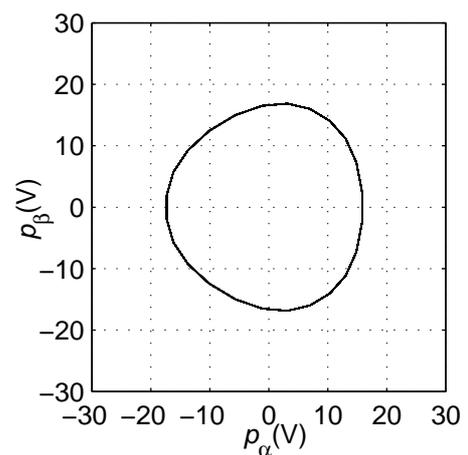


Fig. 3-57. Señales p_β vs. p_α , (Motor 40 barras,
bobinados en paralelo,
cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0=2.5$ mm).

Los resultados obtenidos muestran que, bajo condiciones de simetría en los bobinados y el entrehierro, la conexión serie o paralelo de los mismos no modifica las señales de

estimación. Es importante notar que en los casos estudiados se modificaron solamente las conexiones de los bobinados y no su distribución geométrica, de la cual sí dependen las señales de estimación. En el caso de que no exista simetría en el entrehierro, por ejemplo en presencia de excentricidad, las señales de estimación se ven modificadas en función de la conexión del motor. Esto se analiza en detalle en el Capítulo 4.

3.4 Simulación de la estrategia de estimación de posición

En esta sección, el análisis estático realizado en la sección anterior, se extiende al análisis del desempeño dinámico mediante simulación. Para simular el motor alimentado por la secuencia propuesta en [46], se utilizó el modelo de circuitos múltiplemente acoplados con las tensiones de línea como entrada desarrollado en la Sección 2.2.1.

La simulación de la estrategia de estimación de posición permite estudiar el desempeño dinámico de diferentes métodos para la extracción de la posición del rotor, tales como observadores o lazos enganchados en fase usando las señales p_α y p_β . Esto también permite analizar el efecto de la FEM y la caída de tensión en las resistencias a diferentes velocidades y condiciones de carga como función de la duración de los pulsos de la señal exploradora.

Para la simulación se consideró el motor sin excitación fundamental impulsado por otro motor a 30 rpm. La duración de cada estado del inversor, correspondiente al patrón de pulsos de la señal exploradora, es de 250 μ s.

En la Fig. 3-58 se muestra las señales p_a , p_b y p_c correspondiente al motor con 40 barras y un cruzamiento de 0.2 p.r.r. En la Fig. 3-59 se muestran las señales p_β vs. p_α calculadas a partir de las señales trifásicas. Comparando estos resultados con los obtenidos mediante el análisis estático para el mismo motor (Fig. 3-10 y Fig. 3-11), se puede ver que las señales de estimación poseen la misma forma y amplitud. En los resultados de simulación se observa un pequeño rizado sobre las señales de estimación debido al tiempo finito en el que se aplica cada uno de los estados de la señal exploradora.

En la Fig. 3-60 y la Fig. 3-61 se muestran los resultados obtenidos para el mismo motor pero con un cruzamiento de 1.2 p.r.r.. Al igual que en el caso anterior, los resultados se obtuvieron para el motor girando a 30 rpm, sin excitación fundamental y sin carga. En este caso tampoco se observan diferencias entre estos resultados y los obtenidos en forma analítica (Fig. 3-28 y Fig. 3-29).

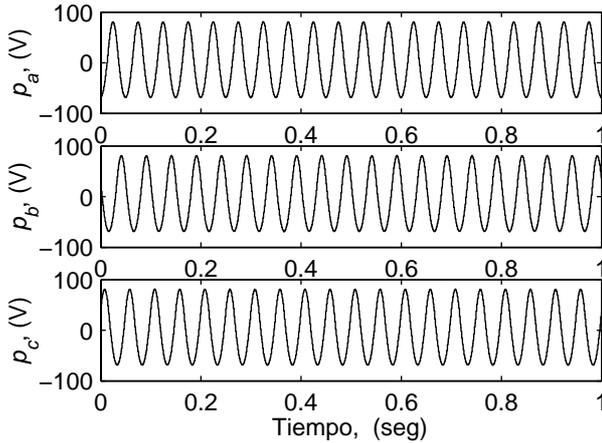


Fig. 3-58. Señales p_a, p_b y p_c a 30 r/min.
(Motor de 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.)
Resultados de simulación.

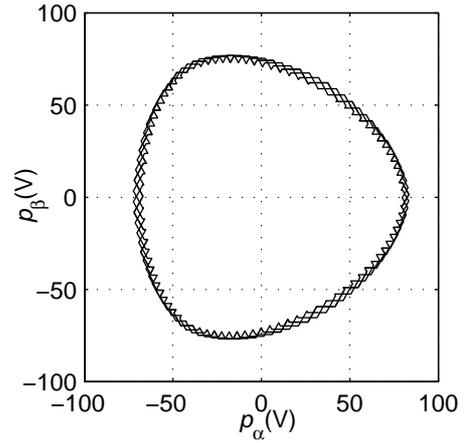


Fig. 3-59. Señales p_β vs. p_α ,
(Motor de 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r.)
Resultados de simulación.

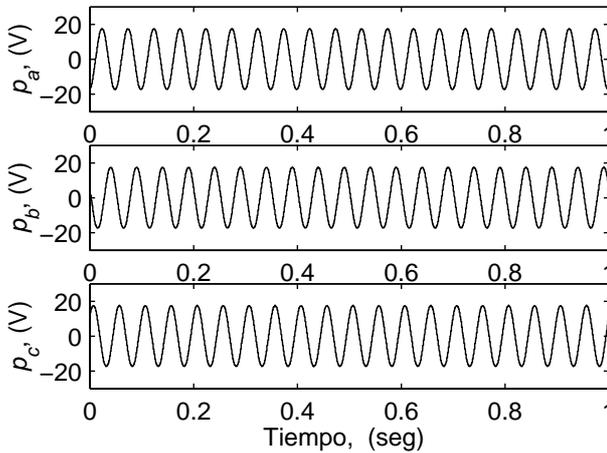


Fig. 3-60. Señales p_a, p_b y p_c a 30 r/min
(Motor de 40 barras, cruzamiento 1.2 p.r.r.)
Resultados de simulación.

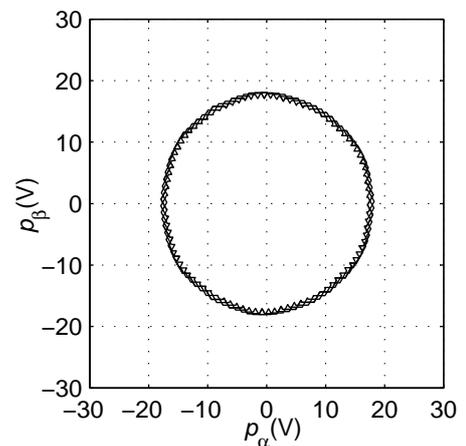


Fig. 3-61. Señales p_β vs. p_α ,
(Motor de 40 barras, cruzamiento 1.2 p.r.r.)
Resultados de simulación.

3.5 Resultados experimentales

Para implementar la estrategia analizada, se desarrolló un prototipo de laboratorio cuyas características se describen en la Sección C.2 del Apéndice C. La estrategia de estimación se implementó en una computadora personal con el objetivo de validar el análisis estático y dinámico de la misma. En la computadora se generan las referencias de las señales de excitación correspondientes a la secuencia de conmutación preestablecida y el software calcula la tensión de secuencia cero a partir de la medición de las tensiones de fase. La duración de cada estado de las llaves del inversor, correspondiente al patrón de pulsos, se varió entre 250 μ s y 75 μ s. La tensión de la malla de corriente continua es de 500 V.

Con el objetivo de validar el análisis realizado mediante el modelo de circuitos múltiplemente acoplados se utilizaron varios motores donde se modificó el cruzamiento de las barras, la apertura de las ranuras y los bobinados del estator y sus conexiones. Las características de los rotores y estatores se detallan en el Apéndice C Sección C.3.

En la Fig. 3-62 se muestran las señales p_a , p_b , y p_c , correspondientes al motor con 40 barras, cruzamiento de 0.2 p.r.r. y apertura de ranuras de 2.5 mm, girando a 30 r/min, sin excitación fundamental y sin carga (estator A y rotor A). El intervalo mostrado en la figura corresponde a un cuarto de revolución del rotor. Las señales p_β vs. p_α se muestran en la Fig. 3-63. Los resultados experimentales muestran una gran similitud con los obtenidos mediante el análisis basado en el modelo (Fig. 3-42 y Fig. 3-43). Los espectros de las señales p_α y p_β se muestran en la Fig. 3-64 y la Fig. 3-65 respectivamente. En éstas se puede ver una componente de 40 ciclos por revolución producida por las barras del rotor y una pequeña componente de 80 ciclos por revolución mayor que la obtenida mediante el modelo. Esta componente es la que produce una pequeña diferencia en la traza del vector \mathbf{P} sobre el plano α - β si se comparan los resultados experimentales con los obtenidos mediante el modelo. La posición del rotor se obtuvo mediante la función arcotangente y un contador ascendente / descendente como se describió en la Sección 3.2. La Fig. 3-66 muestra el ángulo del vector espacial $\mathbf{P}(\theta_n) = (p_\alpha, p_\beta)$, en función de la posición del rotor, y la Fig. 3-67 la posición estimada en función de la posición del rotor.

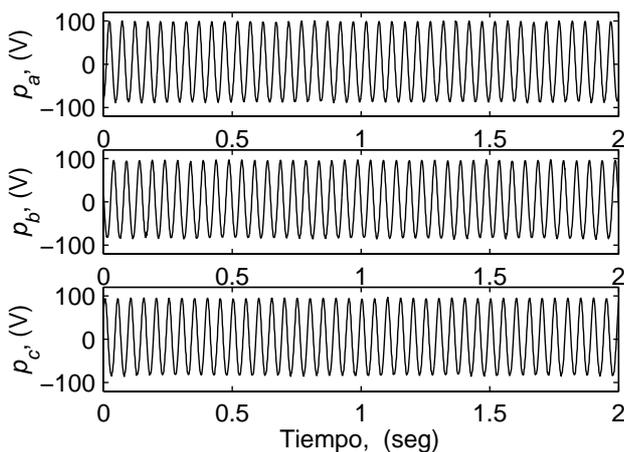


Fig. 3-62. Señales p_a , p_b y p_c a 30 r/min (Motor de 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm). Resultado experimental.

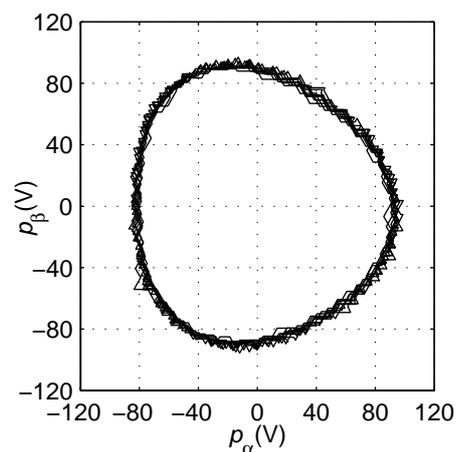


Fig. 3-63. Señales p_β vs. p_α . (Motor de 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm). Resultado experimental.

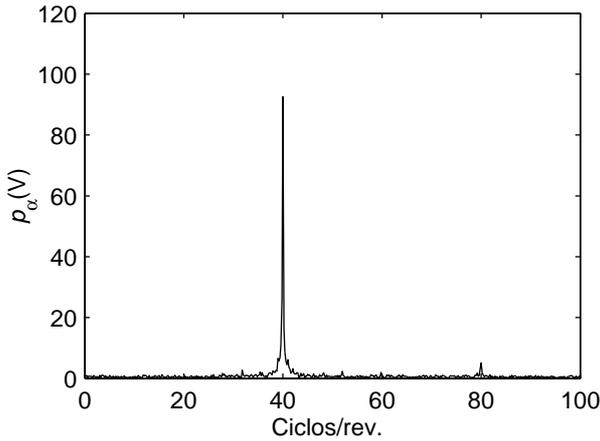


Fig. 3-64. Espectro de la señal p_{α} . (Motor de 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm).
Resultado experimental.

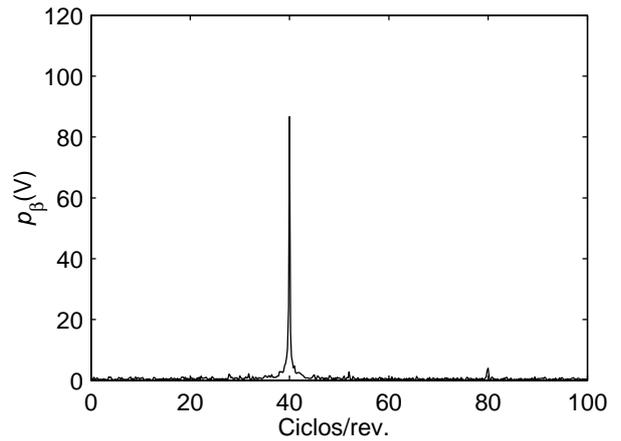


Fig. 3-65. Espectro de la señal p_{β} . (Motor de 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm).
Resultado experimental.

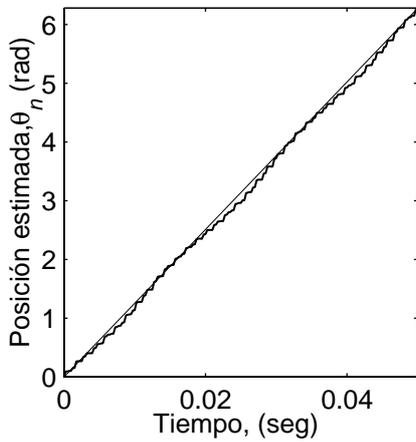


Fig. 3-66. Ángulo del vector \mathbf{P} vs. tiempo, (Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm).
Resultado experimental.

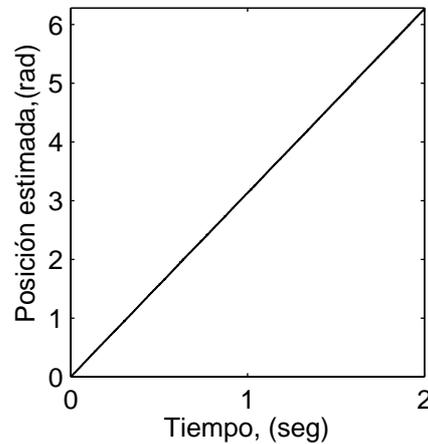


Fig. 3-67. Posición estimada vs. tiempo, (Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm).
Resultado experimental.

3.5.1 Cruzamiento de barras

Con el objetivo de analizar el efecto producido por el cruzamiento de las barras, se aplicó la estrategia de estimación de posición a un motor con las mismas características que el analizado en la sección anterior pero con un cruzamiento de barras de 1 p.r.e. (0.83 p.r.r.) (Estator A y Rotor B). La Fig. 3-68 muestra las señales p_a , p_b , y p_c , para el motor sin carga girando a 30 rpm. Las señales p_{β} vs. p_{α} que forman el vector espacial \mathbf{P} se muestran en la Fig. 3-69. Se observa una gran similitud, principalmente en la amplitud, entre estas señales y las obtenidas mediante el modelo de circuitos múltiplemente acoplados para el mismo motor (Fig. 3-50 y Fig. 3-51).

En los espectros de las señales p_α y p_β , mostrados en la Fig. 3-70 y Fig. 3-71, se observa que la amplitud de la componente de 40 ciclos por revolución producida por las barras es significativamente menor que en el motor con cruzamiento de 0.2 p.r.r. También se observa la ausencia de la componente de 80 ciclos por revolución, lo cual produce una trayectoria más circular en el plano α - β .

Debido a que la trayectoria del vector \mathbf{P} es más circular, existe un error menor entre su ángulo, obtenido mediante la función arcotangente, y la posición del rotor (Fig. 3-72). La Fig. 3-73 muestra la posición estimada del rotor usando el ángulo del vector \mathbf{P} y el contador ascendente/descendente.

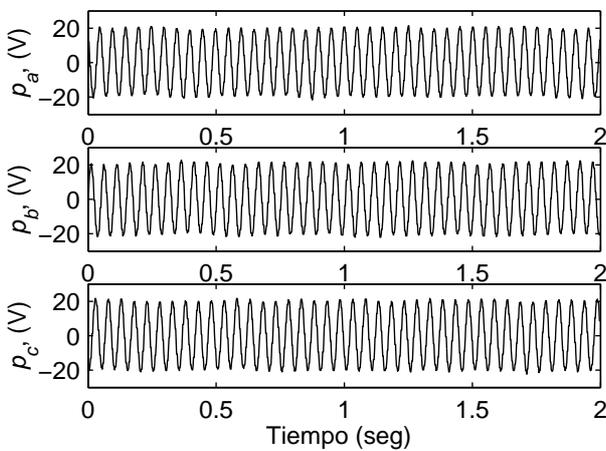


Fig. 3-68. Señales p_a, p_b y p_c a 30 r/min.

(Motor de 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm).

Resultado experimental.

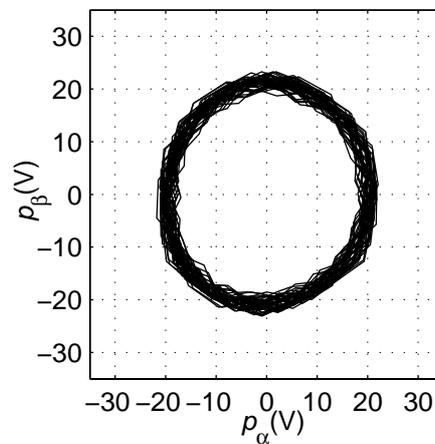


Fig. 3-69. Señales p_β vs. p_α . (Motor de 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm).

Resultado experimental.

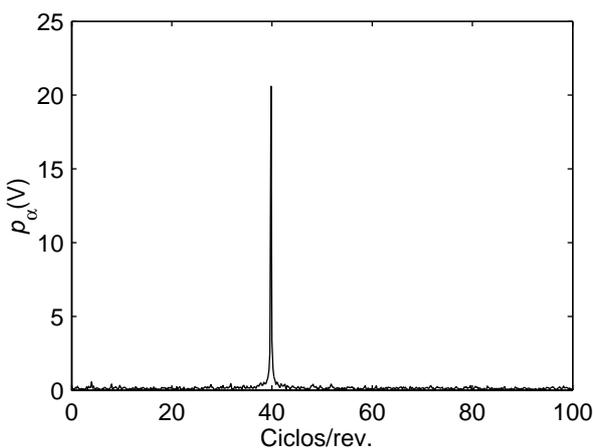


Fig. 3-70. Espectro de la señal p_α .

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm).

Resultado experimental.

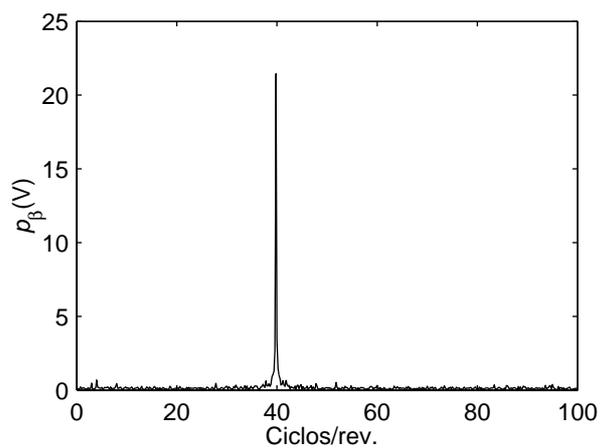


Fig. 3-71. Espectro de la señal p_β .

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm)

Resultado experimental.

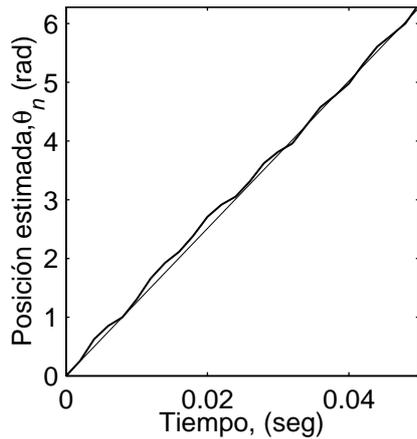


Fig. 3-72. Ángulo del vector **P** vs. tiempo,
(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm) Resultado experimental.

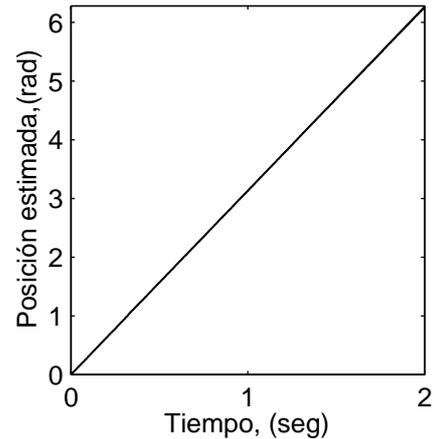


Fig. 3-73. Posición estimada vs. tiempo,
(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm) Resultado experimental.

3.5.2 Apertura de las ranuras del rotor

Del análisis realizado mediante el modelo se concluyó que, para valores de cruzamiento próximos a 1 p.r.e., la amplitud de las señales de estimación se ve muy afectada por la dimensión de la apertura de las ranuras del rotor. Para validar este efecto, se presentan los resultados para un motor con las mismas características que el presentado en la sección anterior pero con una apertura de ranuras del rotor de 2 mm (Fig. 3-74, Fig. 3-75, Fig. 3-76 y Fig. 3-77). Los parámetros del motor corresponden al estator *A* y al rotor *C* y se describen en el Apéndice C. Se observa en los resultados obtenidos que la amplitud de las señales de estimación se reduce significativamente con la disminución de la apertura de las ranuras. Estos resultados son similares a los obtenidos mediante el modelo propuesto en la Sección 3.3.3 (Fig. 3-46, Fig. 3-47, Fig. 3-48 y Fig. 3-49).

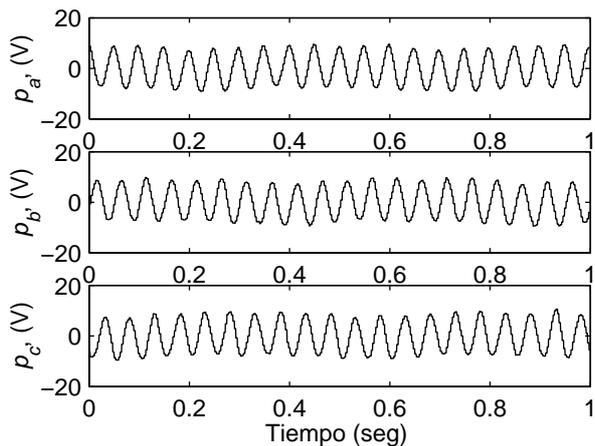


Fig. 3-74. Señales p_a , p_b y p_c a 30 r/min.

(Motor de 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2$ mm).

Resultado experimental.

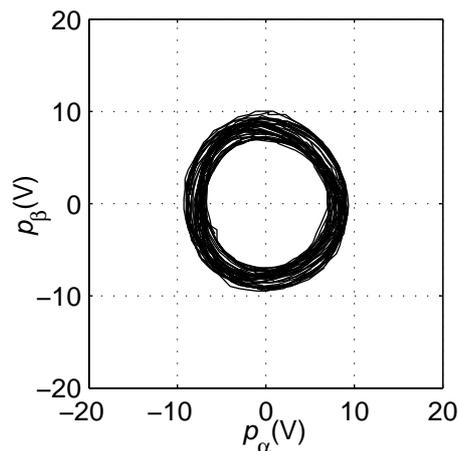


Fig. 3-75. Señales p_β vs. p_α . (Motor de 40 barras,

cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2$ mm).

Resultado experimental.

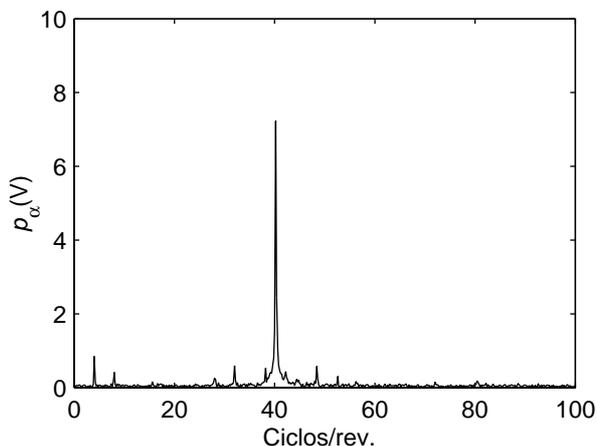


Fig. 3-76. Espectro de la señal p_α .

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2$ mm).

Resultado experimental.

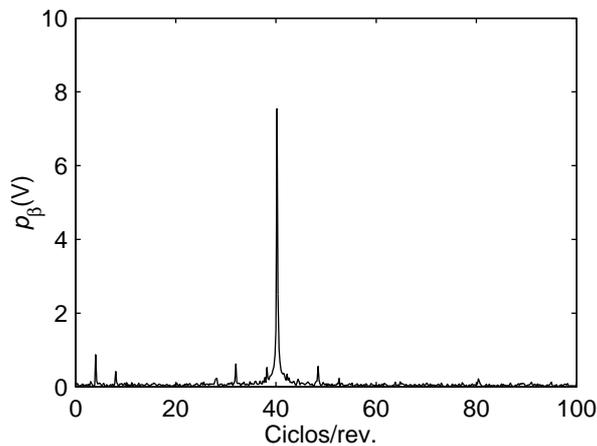


Fig. 3-77. Espectro de la señal p_β .

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2$ mm).

Resultado experimental.

3.5.3 Número de espiras de los bobinados del estator

En el análisis de la estrategia, basado en el modelo, se concluyó que el número de espiras de los bobinados del estator no modifica ni la amplitud ni la forma de las señales de estimación si se mantiene la misma tensión de la malla de corriente continua. Para validar este resultado se obtuvieron las señales de estimación para un motor con diferente tensión nominal (220/380 V) y la misma distribución y conexión de bobinas que en los casos anteriores. Este motor posee 18 espiras por bobina, y el rotor es de 40 barras, cruzamiento de 1 p.r.e. y una apertura de ranuras de 2.5 mm (ver Apéndice C, estator C y rotor B).

Para obtener los resultados experimentales se utilizó el mismo equipo experimental que en los casos anteriores, pero la medición de la tensión de secuencia cero se realizó utilizando un solo sensor de tensión entre la barra negativa de la malla de corriente continua y el neutro del motor, como se describió en la Sección 3.2.1. Las señales p_a , p_b , y p_c , se muestran en la Fig. 3-78. Para obtener estas señales trifásicas, mediante un solo sensor, es necesario conocer la tensión de la malla de corriente continua. Sin embargo no es necesario para la obtención de las señales p_α y p_β (Fig. 3-79). Los espectros de estas señales se muestran en la Fig. 3-80 y la Fig. 3-81. Comparando estos resultados con los obtenidos para el motor con el mismo rotor y el estator A (Fig. 3-68-Fig. 3-73) se observa que la modificación del número de espiras de los bobinados del estator, no produce variaciones ni en la amplitud ni en la forma de las señales de estimación.

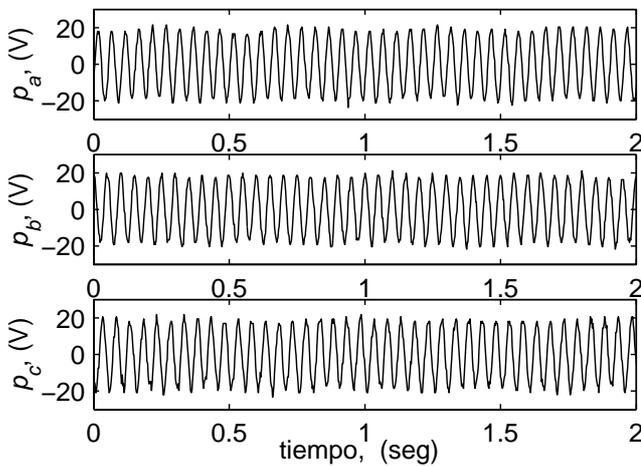


Fig. 3-78. Señales p_a , p_b y p_c a 30 r/min

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm).

Resultado experimental.

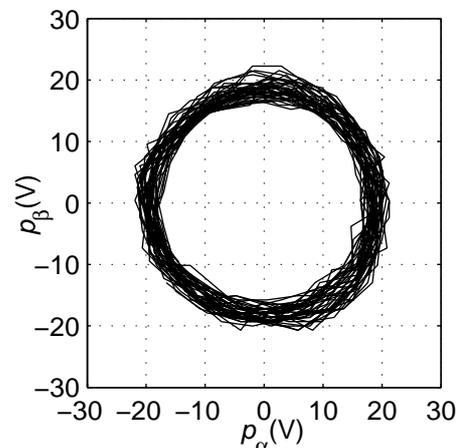


Fig. 3-79. Señales p_β vs. p_α . (Motor 40 barras,

cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm).

Resultado experimental.

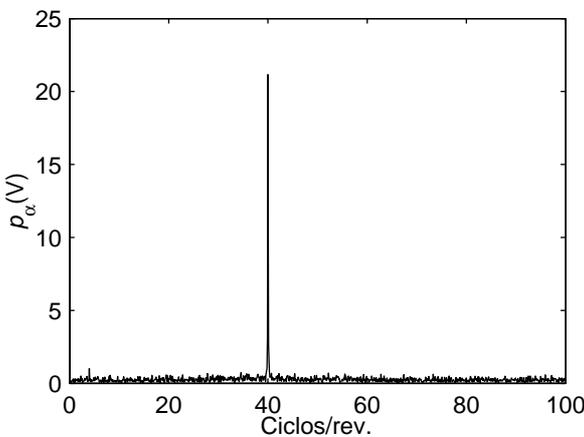


Fig. 3-80. Espectro de la señal p_α .

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm)

Resultado experimental.

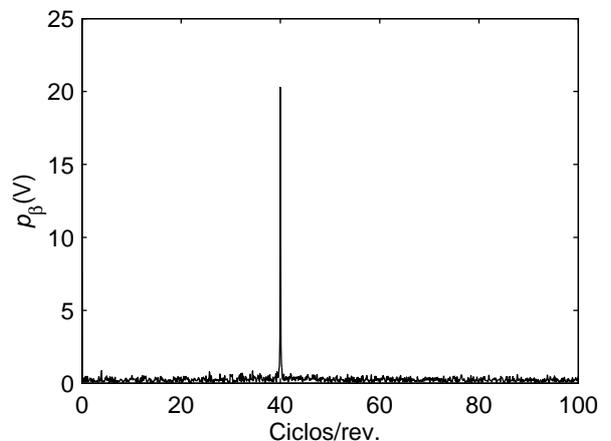


Fig. 3-81. Espectro de la señal p_β .

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm)

Resultado experimental.

Resultado experimental.

El ángulo del vector **P** se muestra en la Fig. 3-82 mientras que la posición estimada en función del tiempo se muestra en la Fig. 3-83.

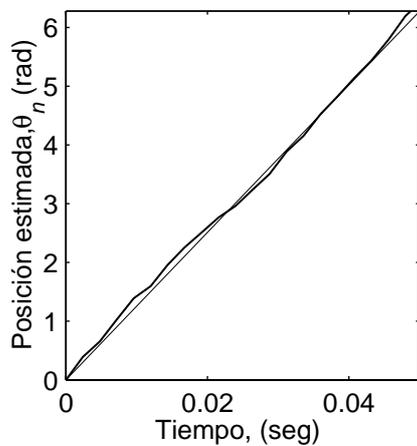


Fig. 3-82. Ángulo del vector **P** vs. tiempo,

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm)

Resultado experimental.

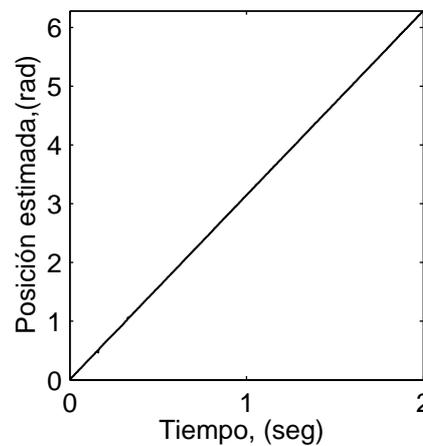


Fig. 3-83. Posición estimada vs. tiempo,

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm)

Resultado experimental.

3.5.4 Bobinados en paralelo

En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos aplicando la estrategia de estimación de posición a un motor con bobinados en paralelo. El estator de este motor, cuyos datos se presentan en el Apéndice C (estator B), posee las mismas características geométricas que los anteriores y solamente difiere en el conexionado de sus bobinados. Para validar los resultados obtenidos mediante el modelo se obtuvieron las señales de estimación para dos rotores. Estos rotores poseen 40 barras, 2.5 mm de apertura de ranuras y cruzamientos de 0.2 p.r.r. y 0.83 p.r.r. (1 p.r.e.) (ver Apéndice C, rotor *A* y *B* respectivamente).

Los resultados para el motor con cruzamiento de 0.2 p.r.r. se muestran en las Fig. 3-84, Fig. 3-85, Fig. 3-86, Fig. 3-87, Fig. 3-88 y Fig. 3-89. Como se puede ver en estas figuras las señales obtenidas muestran una gran similitud en amplitud y forma con las obtenidas mediante el modelo en la Sección 3.3.5 (Fig. 3-54 y Fig. 3-55).

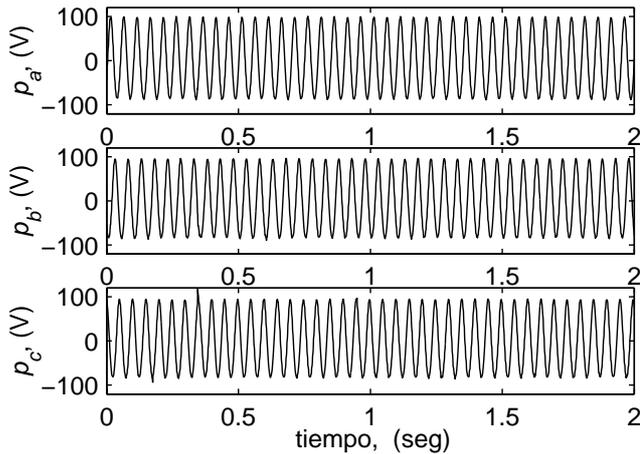


Fig. 3-84. Señales p_a , p_b y p_c a 30 r/min.

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm. bobinados en paralelo). Resultado experimental.

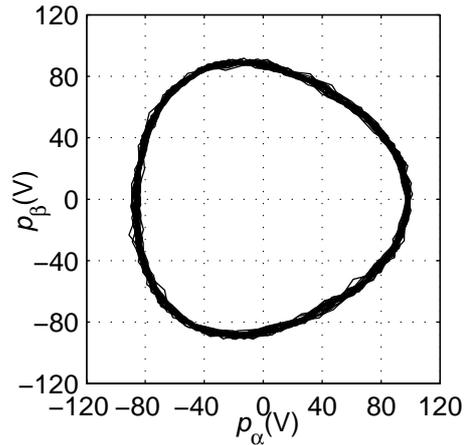


Fig. 3-85. Señales p_β vs. p_α . (Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm.

bobinados en paralelo). Resultado experimental.

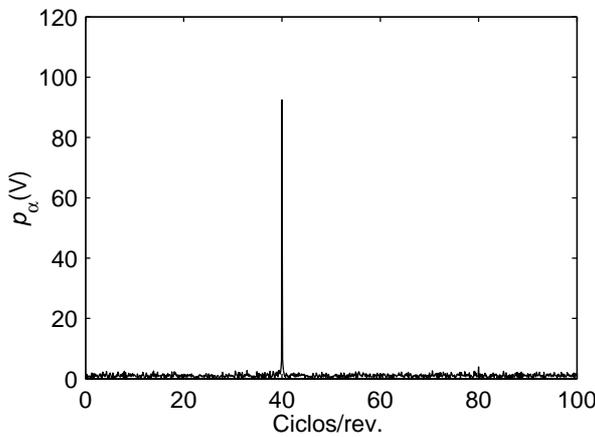


Fig. 3-86. Espectro de la señal p_α .

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm. bobinados en paralelo). Resultado experimental.

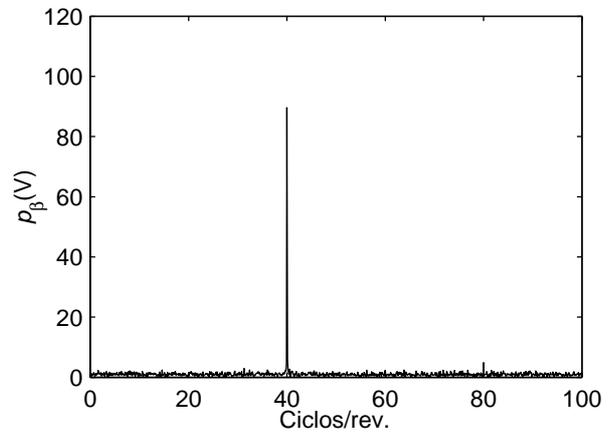


Fig. 3-87. Espectro de la señal p_β .

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm. bobinados en paralelo). Resultado experimental.

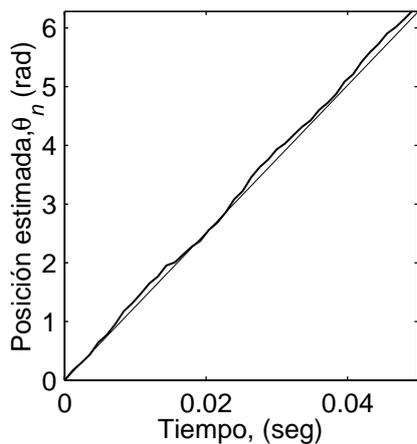


Fig. 3-88. Ángulo del vector \mathbf{P} vs. tiempo,

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm. bobinados en paralelo). Resultado experimental.

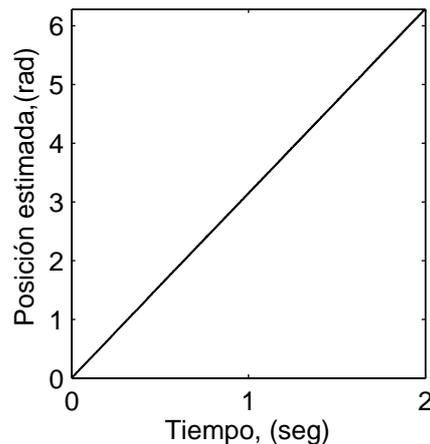


Fig. 3-89. Posición estimada vs. tiempo,

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.2 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm. bobinados en paralelo). Resultado experimental.

Las señales de estimación obtenidas para el motor con bobinados en paralelo y el rotor con cruzamiento de 0.83 p.r.r. se presentan en la Fig. 3-90. Las señales p_β vs. p_α se muestran en la Fig. 3-91 y sus espectros en la Fig. 3-92 y la Fig. 3-93. El ángulo del vector \mathbf{P} y la posición estimada se muestran en la Fig. 3-94 y la Fig. 3-95. Al igual que en el caso anterior los resultados obtenidos muestran una gran similitud con los obtenidos mediante el modelo (Fig. 3-56 y Fig. 3-57).

Los resultados obtenidos, para los diferentes rotores, muestran que la disposición de los bobinados en paralelo no afecta las señales de estimación de posición con respecto a las señales obtenidas, en forma experimental, con un estator con los bobinados en serie (Fig. 3-62, Fig. 3-63, Fig. 3-68 y Fig. 3-69).

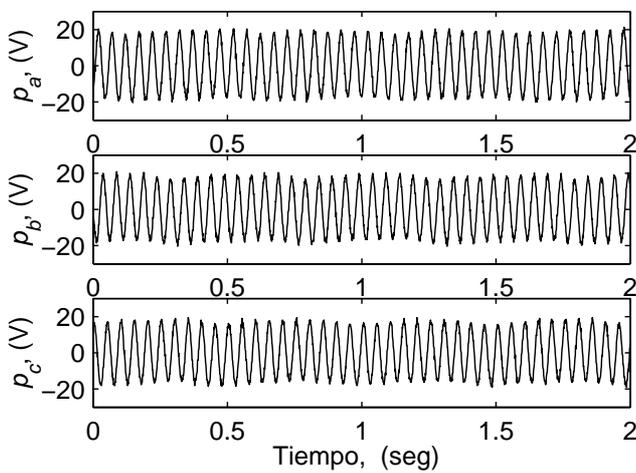


Fig. 3-90. Señales p_a, p_b y p_c a 30 r/min.

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_\theta = 2.5$ mm. bobinados en paralelo). Resultado experimental.

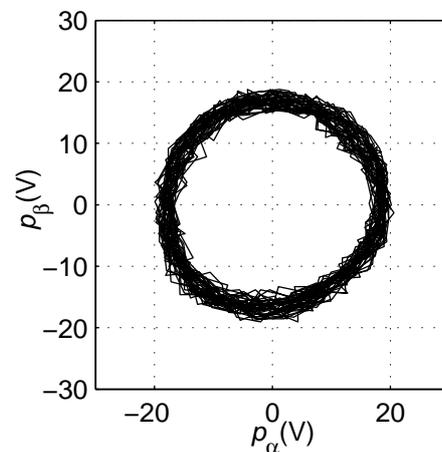


Fig. 3-91. Señales p_β vs. p_α . (Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_\theta = 2.5$ mm.

bobinados en paralelo). Resultado experimental.

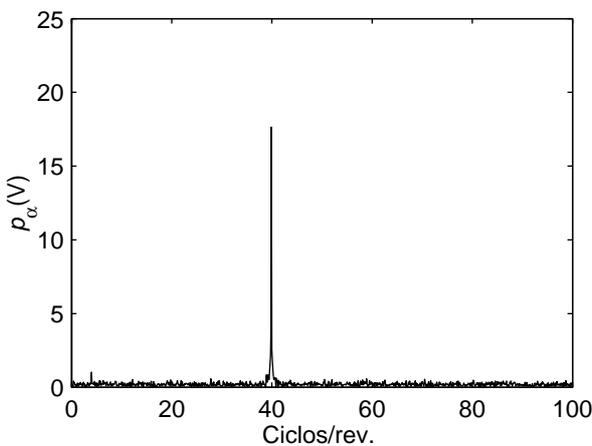


Fig. 3-92. Espectro de la señal p_α .

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_\theta = 2.5$ mm. bobinados en paralelo). Resultado experimental.

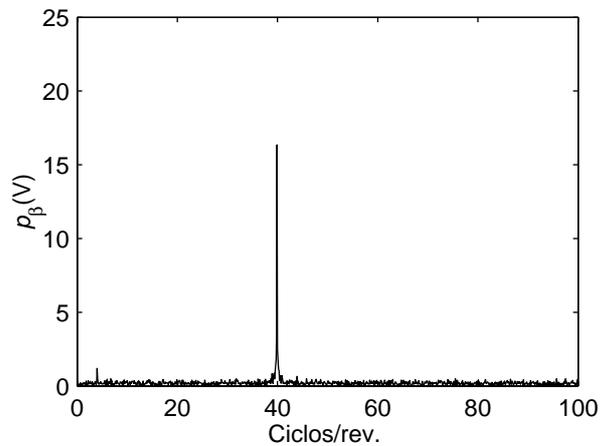


Fig. 3-93. Espectro de la señal p_β .

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_\theta = 2.5$ mm. bobinados en paralelo). Resultado experimental.

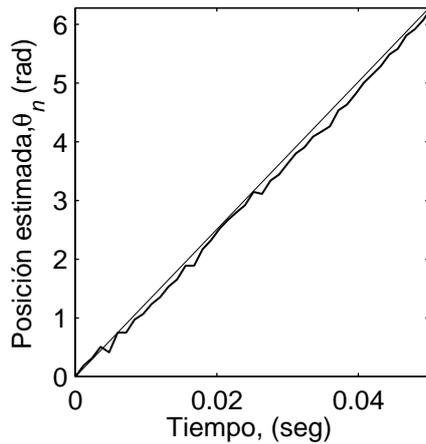


Fig. 3-94. Ángulo del vector \mathbf{P} vs. tiempo,

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm. bobinados en paralelo). Resultado experimental.

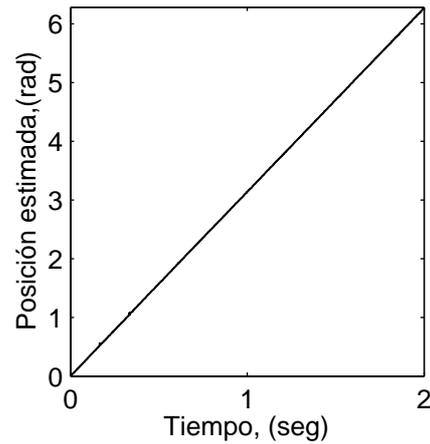


Fig. 3-95. Posición estimada vs. tiempo,

(Motor 40 barras, cruzamiento 0.83 p.r.r., $b_0 = 2.5$ mm. bobinados en paralelo). Resultado experimental.

3.6 Discusión y conclusiones

En este capítulo se analizó una estrategia de estimación de posición en motores de inducción usando el modelo de circuitos múltiplemente acoplados propuesto en el Capítulo 2. Este modelo permitió estudiar el efecto de distintas irregularidades del motor sobre las señales de estimación. Con el objetivo de obtener una señal que permita la estimación de posición, se evaluaron aspectos de diseño del MI tales como distribución espacial y conexión de las bobinas del estator, número y cruzamiento de barras.

La distribución discreta de las barras en el rotor produce una componente en las señales de secuencia cero cuando el MI es excitado mediante la señal exploradora. La cantidad de ciclos por revolución de dicha componente es función del número de barras y su amplitud decrece cuando aumenta la cantidad de barras. Aunque en algunos casos la traza del vector \mathbf{P} puede no ser exactamente circular, existe muy poco error entre la posición estimada y la del rotor debido al elevado número de barras. Esto es válido si el número de barras no es múltiplo de tres, en este caso debido a la simetría entre el estator y el rotor no existe en las señales de estimación ninguna componente producida por las barras, lo cual no permite la aplicación de la estrategia de estimación de posición. Esta elección del número de barras generalmente no es utilizada por los fabricantes debido a otros inconvenientes asociados al elevado rizado de par producido por el motor.

El cruzamiento de las barras puede modificar significativamente las señales de estimación. La amplitud de estas señales disminuye cuando aumenta el cruzamiento, pasando por un mínimo cuando el cruzamiento es igual a un paso de las ranuras del estator. Este

mínimo puede sufrir un corrimiento, en función de la apertura de las ranuras del rotor, hacia un paso de las barras del rotor. Una mayor apertura de las ranuras también produce un incremento en la amplitud de las señales de estimación.

Mediante el análisis basado en el modelo se determinó que tanto la amplitud como la forma de las señales de estimación no depende del número de espiras de los bobinados sino solamente de su distribución geométrica en el estator. El número de espiras en los bobinados del estator es directamente proporcional a la tensión nominal del motor. Por tal motivo para motores de diferentes tensiones nominales y la misma distribución geométrica de los bobinados las señales de estimación tendrán la misma forma y la amplitud cambiará solamente en forma proporcional a la tensión de la malla de corriente continua. En condiciones simétricas del entrehierro, la conexión en paralelo de los bobinados del estator tampoco modifica las señales de estimación.

El efecto de otras irregularidades, tales como excentricidad estática, dinámica y combinada, puede evaluarse usando el método de análisis propuesto. Esto permite estudiar como afectan dichas irregularidades a las señales de estimación y desarrollar estrategias para su desacoplamiento. También es posible utilizar el modelo de simulación para analizar el desempeño dinámico de distintas estrategias de estimación y evaluar distintas señales exploradoras.

Finalmente, se presentaron resultados experimentales que validan el análisis realizado mediante el modelo. Para la validación se utilizaron rotores y estatores con distintas características de diseño. Los rotores utilizados para la validación poseen diferente cruzamiento y apertura de las ranuras. Los estatores, aunque con la misma distribución geométrica de las bobinas poseen diferentes conexiones entre los bobinados y número de espiras.

CAPÍTULO 4

MODELADO Y DIAGNÓSTICO DE FALLAS

4.1 Introducción

Existen muchas propuestas para detectar, en línea, la presencia de fallas en Motores de Inducción (MI). Sin embargo, existen muy pocas propuestas diseñadas específicamente para accionamientos de velocidad variable. Actualmente, los fabricantes de accionamientos están interesados en incluir funciones de diagnóstico en el software de control para aumentar las prestaciones de su producto [86]. Por tales motivos, el diagnóstico de fallas en accionamientos eléctricos con MI a lazo cerrado, es un área muy activa de investigación [91]-[94].

En [92] y [93] se propone aplicar las estrategias de estimación de posición, utilizadas en accionamientos a lazo cerrado con MI, para el análisis y diagnóstico de fallas. Estas estrategias obtienen la información de la posición del rotor a partir de las irregularidades de la máquina. Dichas irregularidades pueden ser inherentes del motor, debido a las características constructivas del mismo o realizadas con la intención de aumentar una señal de corriente o tensión que permita estimar la posición.

Las fallas producen irregularidades que afectan significativamente los parámetros del MI tales como inductancias y resistencias. Por este motivo se pueden aplicar las técnicas de estimación tanto para la obtención de la posición del rotor como para la detección y diagnóstico de fallas. El conocimiento de los efectos de las fallas, sobre las señales de estimación de posición, permite no sólo la detección y análisis de las mismas sino también la compensación de dichos efectos para la operación de la estrategia de estimación en condiciones de fallas no severas.

En este capítulo se propone una estrategia para el diagnóstico de fallas en el MI, tales como barras o anillos rotos, cortocircuitos entre espiras del estator y excentricidad del entrehierro. La estrategia analizada se basa en el efecto que producen las variaciones de inductancia, entre los bobinados del estator y las barras del rotor, sobre la tensión de secuencia cero del motor, cuando éste es excitado mediante una secuencia de pulsos preestablecida, aplicada por el inversor del accionamiento. La señal exploradora, aplicada por el inversor, es igual a la utilizada en la estrategia de estimación de posición analizada en el Capítulo 3. Un esquema general de la estrategia propuesta se presenta en la Fig. 4-1. La determinación del tipo de falla y la magnitud de la misma se realiza mediante el análisis de los efectos de cada falla sobre la traza del vector $\mathbf{P} = (p_\alpha, p_\beta)$, en el plano α - β , y los espectros de las componentes de dicho vector. No se realiza en esta tesis, el estudio de la automatización del proceso de diagnóstico. Esta automatización, puede llevarse a cabo mediante las señales propuestas y los criterios de diagnóstico obtenidos en esta tesis, utilizando por ejemplo herramientas de inteligencia artificial tales como redes neuronales, lógica difusa o sistemas expertos [110].

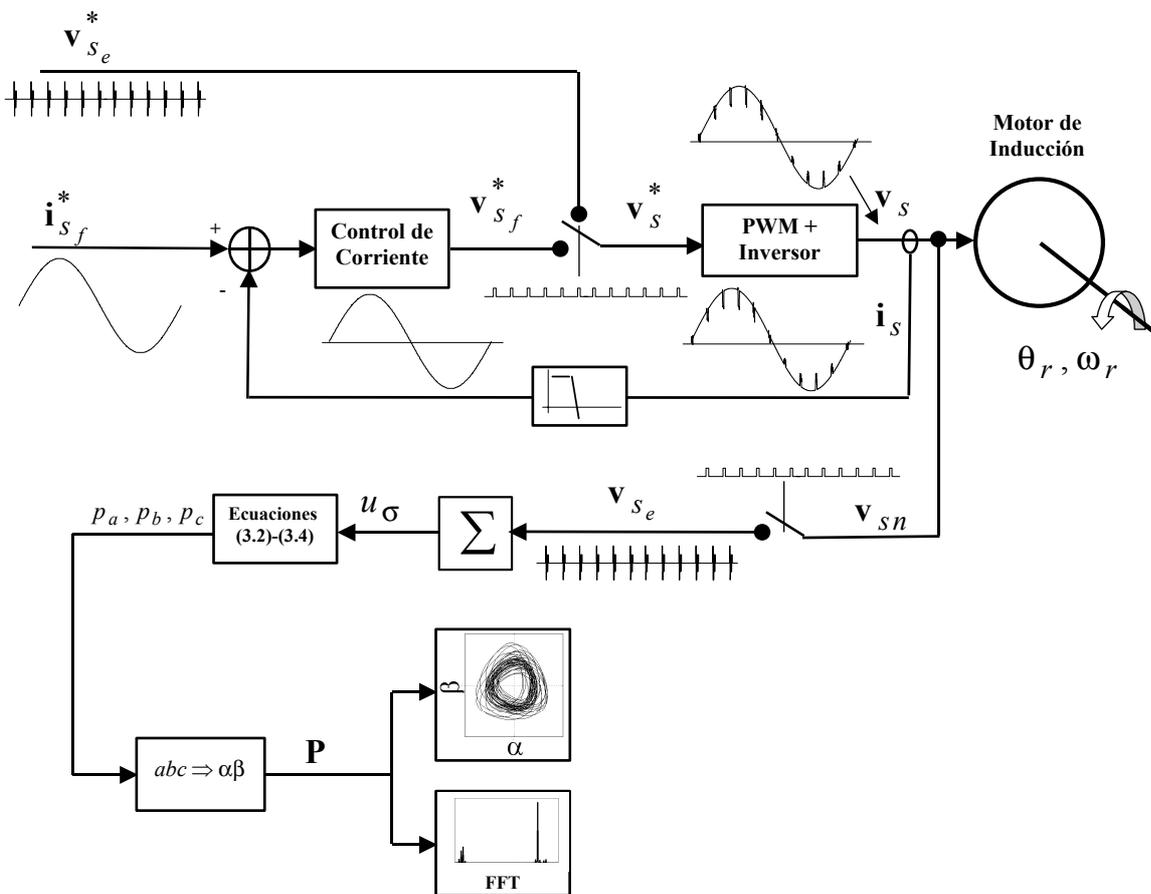


Fig. 4-1. Esquema general de la estrategia de diagnóstico..

Para realizar el análisis de esta estrategia de diagnóstico de fallas se propone utilizar el modelo de circuitos múltiplemente acoplados, desarrollado en el Capítulo 2. Este modelo, permite incluir los efectos tanto de las irregularidades constructivas del motor como las producidas por los diferentes tipos de fallas.

El capítulo está organizado de la siguiente manera: en primer lugar se presentan las modificaciones a realizar al modelo de circuitos múltiplemente acoplados, para incluir el efecto de la rotura de una o más barras del rotor y se analizan los efectos de dicha falla sobre la estrategia de diagnóstico. Luego se modela la rotura de uno de los anillos de cortocircuito del rotor y se analizan los efectos sobre las señales de diagnóstico. A continuación se presentan las modificaciones al modelo para incluir el efecto del cortocircuito de espiras en una bobina del estator y los efectos que produce esta falla sobre las señales de diagnóstico. Luego se analizan los efectos de la excentricidad estática, dinámica y combinada sobre las señales de diagnóstico para el motor con bobinados en serie y en paralelo. Por último se presentan resultados experimentales, para cada una de las fallas estudiadas, con el objetivo de validar la propuesta teórica desarrollada.

4.2 Rotura de las barras

Las fallas en el rotor debidas a barras o anillos rotos, representan entre el 5% y 10% del total de las fallas producidas en el MI [86]. Entre las razones de rotura de una barra o anillo de cortocircuito se pueden citar: fatiga térmica debido a sobrecargas, puntos calientes o pérdidas excesivas, fatiga magnética producida por fuerzas electromagnéticas y esfuerzos magnéticos desbalanceados, fatiga residual asociada a problemas en el proceso de fabricación o fatiga dinámica. La rotura de una barra produce un incremento significativo en la corriente por las barras adyacentes lo que puede facilitar la propagación de la falla [108][109], por este motivo es de interés su rápido diagnóstico.

Para analizar el efecto de la rotura de una o más barras sobre las tensiones de secuencia cero, cuando el MI es excitado mediante la señal exploradora, se utiliza el modelo de circuitos múltiplemente acoplados desarrollado en el Capítulo 2. En primer lugar, se realizan las modificaciones sobre dicho modelo que permiten incluir el efecto producido por la apertura total de una o más barras. Luego se obtienen las señales de diagnóstico a partir del modelo de la misma manera que se obtuvieron las señales de estimación de posición en el Capítulo 3. Finalmente, considerando que las barras no se encuentran aisladas y por tal motivo la falla no produce la interrupción efectiva del lazo, se presentan resultados de simulación aumentando la resistencia asociada a la barra rota.

4.2.1 Modelado de la rotura de las barras

La rotura de una o más barras del rotor se incluyó en el modelo, tal como se propone en [7]. En la Fig. 4-2 se presenta el circuito equivalente del rotor jaula de ardilla cuando se produce la rotura de la n -ésima barra. En este circuito equivalente, se supone que la barra fallada se encuentra aislada del núcleo, al igual que las barras restantes y los anillos de cortocircuito. Por tal motivo, se desprecian las corrientes que circulan desde la barra, a través del núcleo, hacia las barras restantes y los anillos de cortocircuito. En el modelo presentado en la Sección 2.2, se elimina la ecuación relacionada con la malla n y se recalculan las inductancias propias y mutuas referidas a la malla $n-1$. Debido a la simetría de la jaula, también se elimina la ecuación correspondiente al lazo del anillo de cortocircuito, tal como se describió en la Sección 2.2.

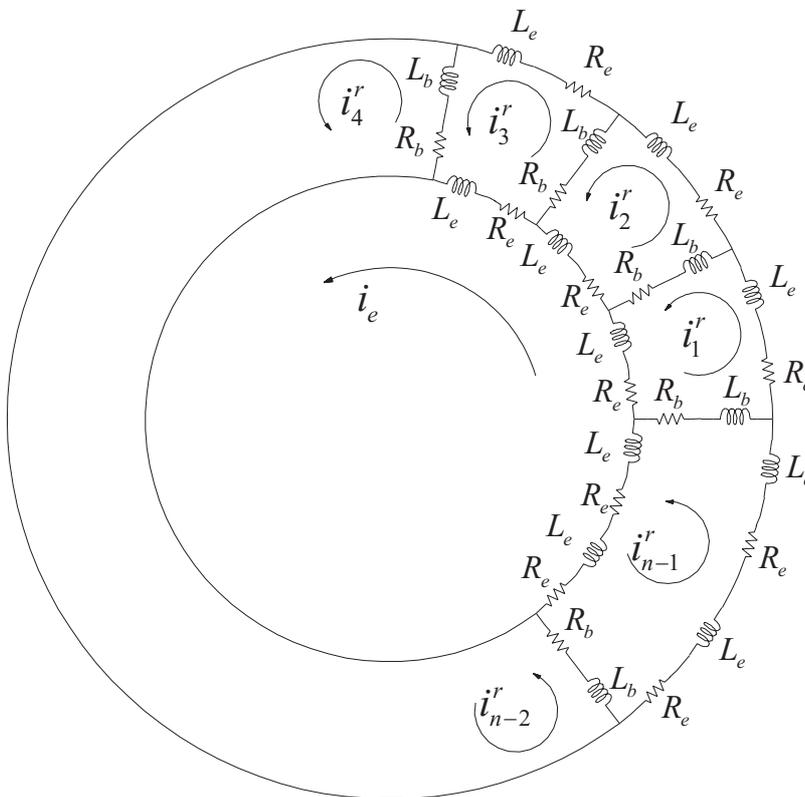


Fig. 4-2. Circuito equivalente del rotor jaula de ardilla con una barra rota.

Bajo las consideraciones anteriores, la matriz de resistencias del rotor se modifica de la siguiente manera,

$$\mathbf{R}_r(n-1, n-1) = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \cdots & 0 & -R_b \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 2(R_b + R_e) & -R_b \\ -R_b & 0 & 0 & \cdots & -R_b & 2(R_b + 2R_e) \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Comparando esta matriz de resistencias del rotor, para la rotura de una barra, con la correspondiente al motor sano (2.13), se puede ver que se eliminaron dos ecuaciones. Por razones de simetría se eliminó la ecuación correspondiente al anillo de cortocircuito. La otra ecuación eliminada corresponde al n _ésimo lazo. Los elementos del lazo $n-1$, correspondientes a la matriz de resistencias (4.1), pueden obtenerse sumando los elementos de la columna n con los de la $n-1$ y los de la fila n con los de la $n-1$ de la matriz de resistencia correspondiente al motor sano. Esta matriz, para un mayor número de barras rotas, se obtiene fácilmente repitiendo el proceso de reducción explicado.

La matriz con las inductancias propias y mutuas del estator, \mathbf{L}_{ss} , no se ve modificada,

$$\mathbf{L}_{ss}(m, m) = \begin{bmatrix} L_{s11} & L_{s12} & \cdots & L_{s1m} \\ L_{s21} & L_{s22} & \cdots & L_{s2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{sm1} & L_{sm2} & \cdots & L_{smm} \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

La matriz con las inductancias propias y mutuas del rotor, \mathbf{L}_{rr} , toma la forma,

$$\mathbf{L}_{rr}(n-1, n-1) = \begin{bmatrix} L_{mr_1} + 2(L_b + L_e) & L_{r_1 r_2} - L_b & L_{r_1 r_3} & \cdots & L_{r_1 r_{n-1}} + L_{r_1 r_n} - L_b \\ L_{r_2 r_1} - L_b & L_{mr_2} + 2(L_b + L_e) & L_{r_2 r_3} - L_b & \cdots & L_{r_2 r_{n-1}} + L_{r_2 r_n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{r_{n-1} r_1} + L_{r_n r_1} - L_b & L_{r_{n-1} r_2} - L_{r_n r_2} & L_{r_{n-1} r_3} - L_{r_n r_3} & \cdots & L_{mr_{n-1}} + L_{mr_n} + L_{r_{n-1} r_n} + L_{r_n r_{n-1}} + 2(L_b + 2L_e) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

donde, al igual que en la matriz de resistencias \mathbf{R}_r , se eliminaron los lazos correspondientes al anillo de cortocircuito y al n _ésimo lazo. Los elementos correspondientes al nuevo lazo ($n-1$) se obtienen mediante el mismo proceso de reducción explicado para la (4.1). Mediante este

procedimiento, no es necesario recalcular las inductancias correspondientes al nuevo lazo doble, sino que pueden obtenerse a partir de las inductancias del motor sano.

De la misma manera, las inductancias mutuas entre el estator y el rotor vienen dadas por,

$$\mathbf{L}_{sr}(m, n-1) = \mathbf{L}_{rs}^T = \begin{bmatrix} L_{s_1r_1} & L_{s_1r_2} & \cdots & L_{s_1r_{n-1}} + L_{s_1r_n} \\ L_{s_2r_1} & L_{s_2r_2} & \cdots & L_{s_2r_{n-1}} + L_{s_2r_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{s_mr_1} & L_{s_mr_2} & \cdots & L_{s_mr_{n-1}} + L_{s_mr_n} \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

donde los valores de inductancia mutua entre el nuevo lazo doble y las fases del estator están compuestas por la suma de las inductancias correspondientes a los lazos n y $n-1$ del motor sano.

Para obtener las matrices correspondientes al modelo del motor, con un mayor número de barras rotas, puede repetirse el proceso de reducción desarrollado.

4.2.2 Efecto de la rotura de las barras sobre las señales de diagnóstico

Usando el modelo presentado en la sección anterior, se analizaron los efectos de la rotura de una o más barras sobre las tensiones de secuencia cero cuando el MI es excitado mediante la señal exploradora propuesta.

En primer lugar se muestran las señales obtenidas para el motor sin falla. En la Fig. 4-3 se muestran las señales p_a , p_b y p_c , obtenidas a partir del modelo del motor, para un motor trifásico de 5.5 Kw, 40 barras en el rotor, cruzamiento de 1 paso de las ranuras del estator (p.r.e.) y una apertura de las ranuras de 2 mm (ver Estator A y Rotor C en el Apéndice C). Estas señales poseen una componente principal de 40 ciclos por revolución, producida por las variaciones de las inductancias entre los lazos del rotor y las bobinas del estator. Debido a la distribución espacial de cada fase, dichas señales se encuentran desplazadas 120° . Para obtener una figura más clara, solamente se muestra el resultado para un cuarto de revolución del rotor. En una forma similar, es posible obtener las señales p_α y p_β según se muestran en la Fig. 4-4. Las Fig. 4-5 y Fig. 4-6 muestran el espectro de las señales p_α y p_β , respectivamente. Puede observarse en estas figuras que las componentes fundamentales poseen 40 ciclos por revolución del rotor. Existe también una pequeña componente de 80 ciclos por revolución, función de la geometría del motor.

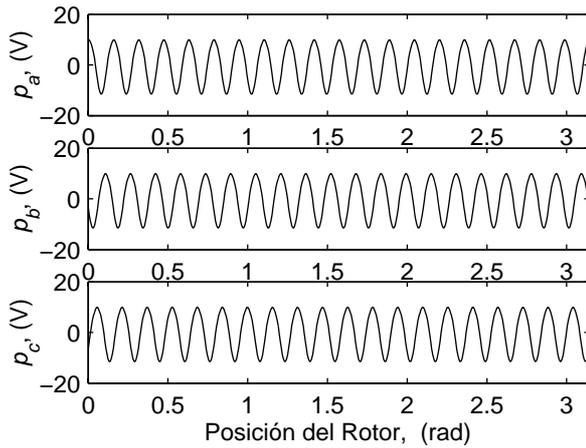


Fig. 4-3. Señales p_a , p_b y p_c en función de la posición del rotor.

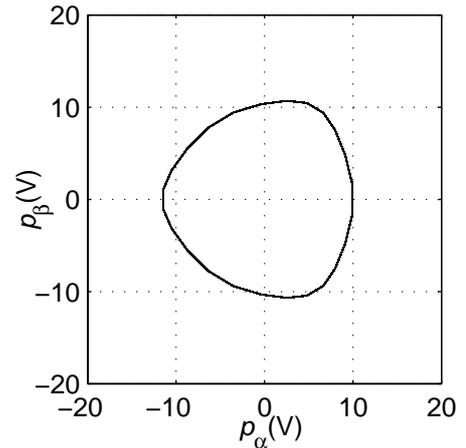


Fig. 4-4. Señales p_β vs. p_α .

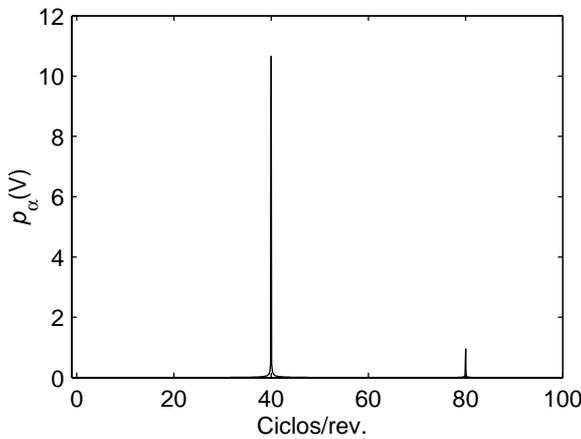


Fig. 4-5. Espectro de la señal p_α con el rotor sin falla.

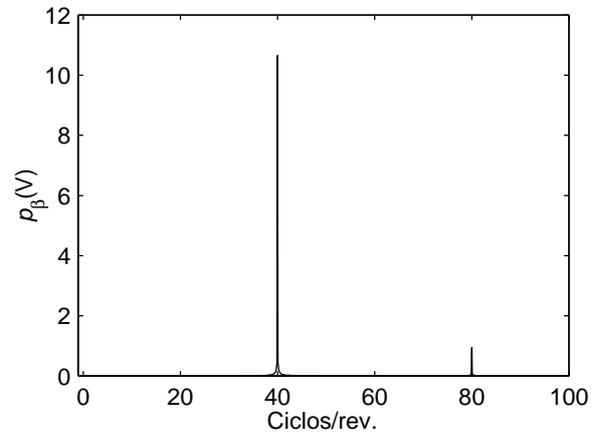


Fig. 4-6. Espectro de la señal p_β con el rotor sin falla.

Para analizar el efecto de la rotura de una o más barras se modeló el MI según la propuesta de la sección anterior. Las señales de diagnóstico en función de la posición del rotor se obtuvieron mediante las ecuaciones desarrolladas en la Sección 3.3 (ecuaciones (3.40), (3.41) y (3.42)).

La Fig. 4-7 muestra las señales p_a , p_b y p_c para una barra rota. En la Fig. 4-8 se pueden ver las señales p_α vs. p_β obtenidas a partir de las anteriores. La rotura de una barra produce una modificación significativa de la traza del vector \mathbf{P} en el plano α - β . La Fig. 4-9 muestra el espectro de la señal p_α donde se puede ver que aparecen componentes significativas de 4 y 8 veces la frecuencia de giro del rotor. Estas componentes se deben a la interacción del lazo mayor del rotor, producido por la ausencia de la barra, con cada uno de los cuatro polos de cada fase. La amplitud de estos armónicos es mayor que la amplitud de la señal producida por las barras, la que no muestra modificación en su amplitud. Las componentes de 4 y 8 ciclos

por revolución, en cada una de las señales p_a , p_b y p_c , se encuentran en fase. De esta manera, el pico positivo de la componente de 4 ciclos coincide con el de la componente de 8 ciclos sumándose sus efectos y el pico negativo de la componente de 4 ciclos coincide con un nuevo pico positivo de la componente de 8 ciclos cancelándose sus efectos. Esto produce, en el plano α - β , el desplazamiento de la traza del vector \mathbf{P} sobre las direcciones positivas de cada una de las fases. También se observa, debido a la falla, una componente de 20 ciclos/rev. de aproximadamente la mitad de amplitud que la señal producida por las barras.

La Fig. 4-10 muestra el espectro de la señal p_α para dos barras consecutivas rotas. En esta figura se puede apreciar que la amplitud de las componentes de 4 y 8 ciclos por revolución es aproximadamente tres veces mayor que la producida por una barra rota. Siendo, al igual que en el caso anterior, la componente de 4 ciclos/rev. mayor que la de 8 ciclos/rev. Se observa también que la componente de 20 ciclos/rev. posee menor amplitud que en el caso de una barra rota y aparece en el espectro una componente de 16 ciclos/rev., de amplitud similar a la de 20 ciclos/rev.

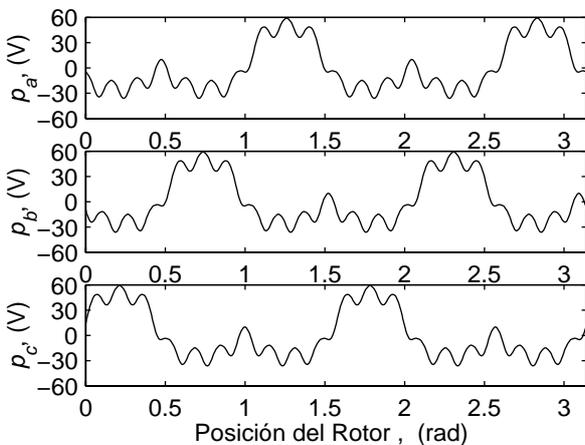


Fig. 4-7. Señales p_a , p_b y p_c , en media revolución del rotor, con una barra rota.

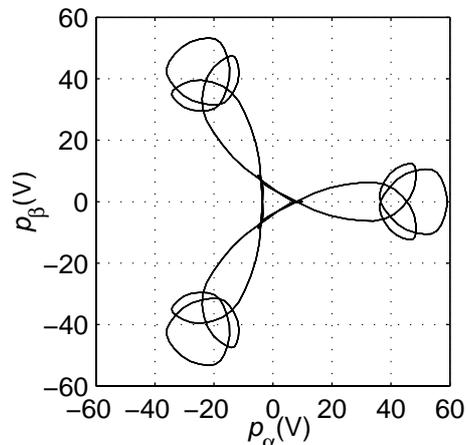


Fig. 4-8. Señales p_β vs. p_α con una barra rota.

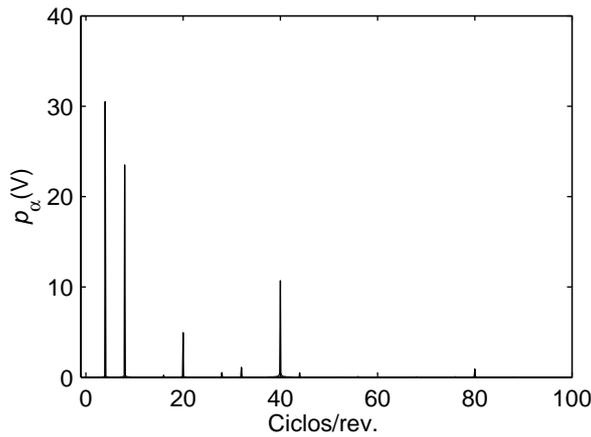


Fig. 4-9. Espectro de la señal p_α con una barra rota.

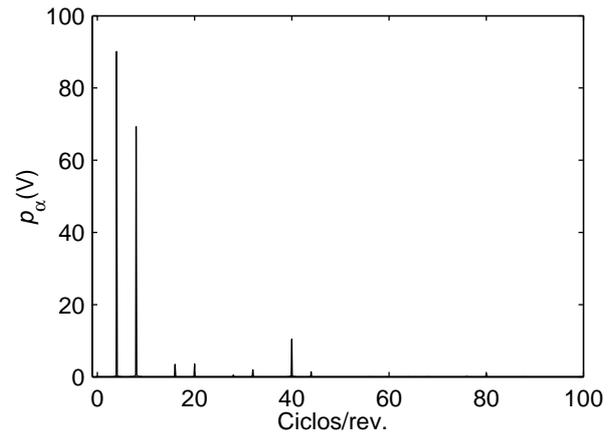


Fig. 4-10. Espectro de la señal p_α con dos barras consecutivas rotas.

4.2.2.1 Resultados de simulación

Muchas veces la fractura de una barra produce un aumento significativo de la resistencia asociada a la barra pero no la interrupción efectiva del lazo de corriente, como se consideró en la sección anterior. Este efecto puede incluirse en el modelo, presentado en la Sección 2.2, modificando solamente la resistencia asociada a la barra fallada. Para analizar este efecto sobre la estrategia de diagnóstico, ésta se simuló realizando sobre el modelo las modificaciones propuestas en la Sección 2.2.1, de manera tal que las entradas sean las tensiones de línea.

Como se describió en el capítulo anterior, si el tiempo de inyección de la señal exploradora es muy pequeño, las caídas resistivas de tensión no afectan las señales de diagnóstico. Sin embargo, debido a que existe un tiempo mínimo asociado a cada estado de la señal exploradora, y a que el aumento de la resistencia de la barra modifica la constante de tiempo asociada a la misma, este tipo de falla también produce cambios en la señal de diagnóstico. En este caso, el efecto de la falla sobre la señal de diagnóstico no depende solamente del valor de resistencia de la barra rota, sino también del tiempo asociado a cada estado de la señal exploradora. La duración de cada estado de las llaves del inversor, utilizado en la simulación, es de 250 μseg . La resistencia de la barra fallada es de 5,5 $\text{m}\Omega$ y la resistencia de las barras sanas de 32 $\mu\Omega$. La velocidad del motor para la simulación se consideró constante a 30 rpm. Para simplificar el modelo de simulación no se incluyó la apertura de las ranuras, de esta manera solamente las inductancias mutuas entre el estator y el rotor son función de la posición del rotor.

En la Fig. 4-11 se muestran las señales p_a , p_b y p_c para media revolución del rotor. Las señales p_β vs. p_α se muestran en la Fig. 4-12. Como se observa en estos resultados, el incremento de resistencia de una barra produce modificaciones sobre las señales de diagnóstico. Sin embargo, la amplitud de las componentes producidas por la falla es menor que la obtenida cuando existe una apertura completa de la barra. El espectro de las señales p_α y p_β se presentan en la Fig. 4-13 y la Fig. 4-14 respectivamente. En éstas se observa que el incremento de resistencia de una barra produce las mismas componentes (4, 8 y 20 ciclos/rev.) y con la misma relación de amplitudes que la rotura completa de la barra.

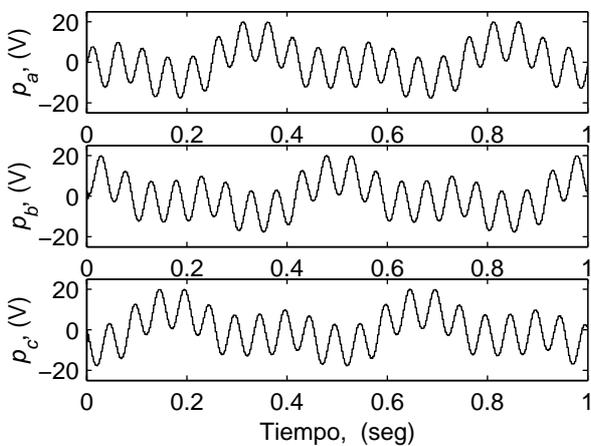


Fig. 4-11. Señales p_a , p_b y p_c , para media revolución del rotor, con una barra rota. Simulación.

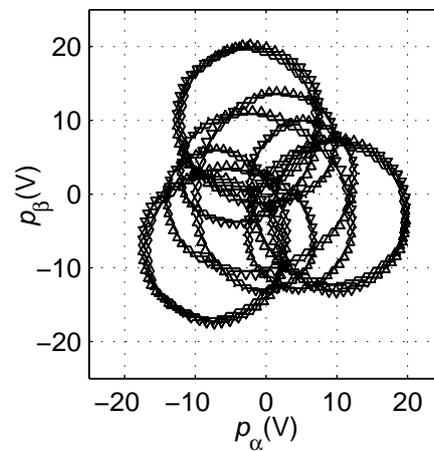


Fig. 4-12. Señales p_β vs. p_α con una barra rota. Simulación.

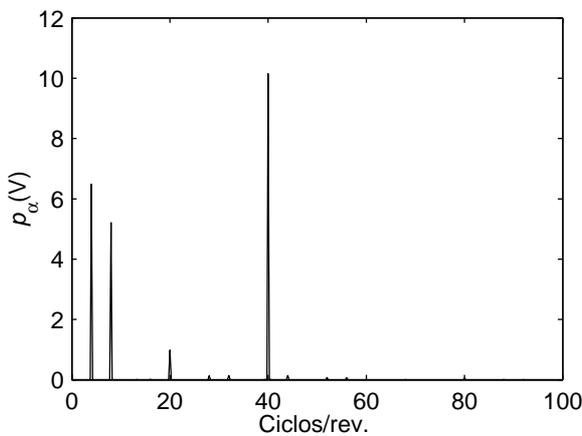


Fig. 4-13. Espectro de la señal p_α con una barra rota. Simulación.

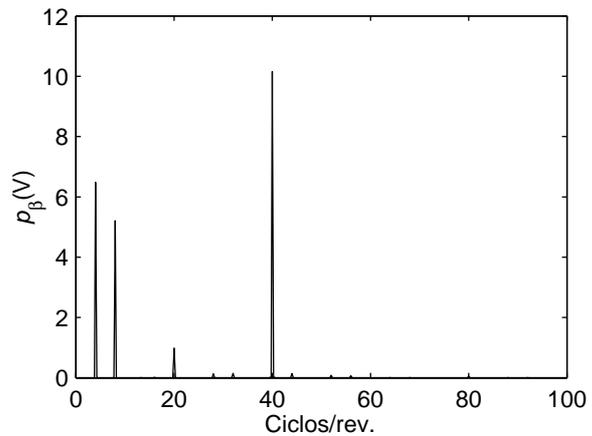


Fig. 4-14. Espectro de la señal p_β con una barra rota. Simulación.

Tanto los resultados obtenidos mediante el análisis estático, como los resultados de simulación, indican que es posible el diagnóstico de barras rotas utilizando la estrategia propuesta. Las componentes de 4 y 8 ciclos por revolución en las señales de diagnóstico modifican considerablemente la traza del vector \mathbf{P} en el plano α - β , incluso para una sola barra dañada.

4.3 Rotura de los anillos de cortocircuito

En esta sección se presentan, en primer lugar, las modificaciones a realizar en el modelo de circuitos múltiplemente acoplados para incluir el efecto de la rotura de un segmento del anillo de cortocircuito. Luego se analizan, mediante un análisis estático utilizando dicho modelo, los efectos de la falla sobre la estrategia propuesta. Después, se presenta resultados de simulación considerando la falla en un segmento del anillo mediante el incremento de la resistencia asociada al mismo. Finalmente se comparan estos resultados con los obtenidos para la rotura de barras.

4.3.1 Modelado de la rotura de los anillos

La rotura de uno de los anillos de cortocircuito, como se muestra en la Fig. 4-15, se modeló entre la n -ésima y la primer barra. En este modelo se considera el segmento del anillo roto aislado y por tal motivo no existen corrientes a través de este y el núcleo. En este caso, se elimina la ecuación correspondiente a la n -ésima malla y se recalculan los parámetros de la malla i_e , como se describe a continuación.

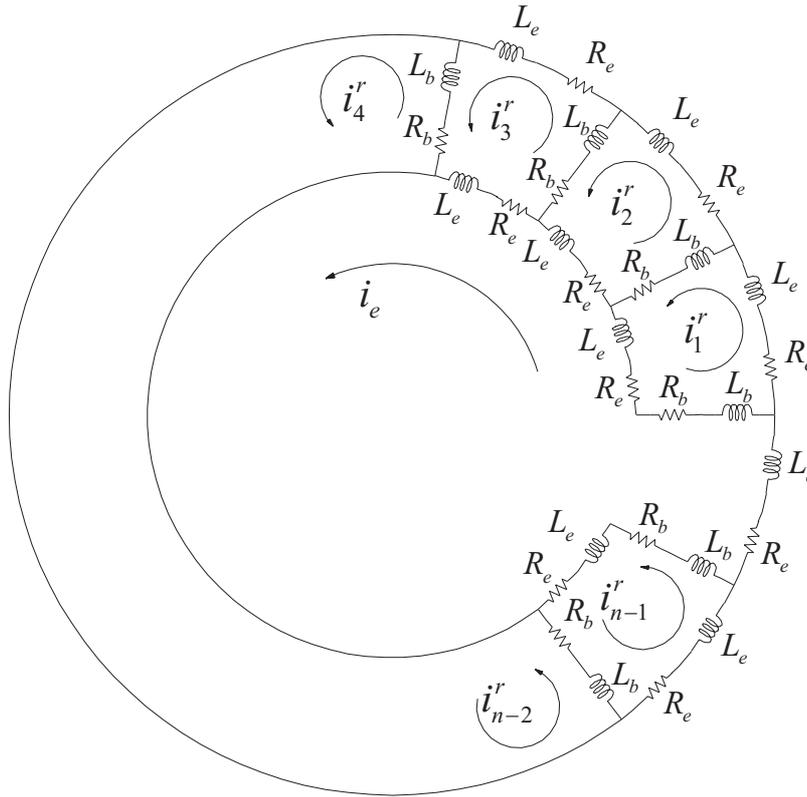


Fig. 4-15. Circuito equivalente del rotor jaula de ardilla con el último segmento de uno de los anillos roto.

La matriz de resistencias del rotor se modifica de la siguiente manera,

$$\mathbf{R}_r(n, n) = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \cdots & 0 & -R_b - R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \cdots & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 2(R_b + R_e) & -R_b - R_e \\ -R_b - R_e & -R_e & -R_e & \cdots & -R_b - R_e & 2R_b + nR_e \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

La matriz con las inductancias propias y mutuas del estator, \mathbf{L}_{ss} , no se ve modificada,

$$\mathbf{L}_{ss}(m, m) = \begin{bmatrix} L_{s11} & L_{s12} & \cdots & L_{s1m} \\ L_{s21} & L_{s22} & \cdots & L_{s2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{sm1} & L_{sm2} & \cdots & L_{smm} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

La matriz con las inductancias propias y mutuas del rotor, \mathbf{L}_{rr} , toma la forma,

$$\mathbf{L}_{rr}(n, n) = \begin{bmatrix} L_{mr_1} + 2(L_b + L_e) & L_{r_1 r_2} - L_b & L_{r_1 r_3} & \cdots & L_{r_1 r_{n-1}} & L_{r_1 r_n} - L_b - L_e \\ L_{r_2 r_1} - L_b & L_{mr_2} + 2(L_b + L_e) & L_{r_2 r_3} - L_b & \cdots & L_{r_2 r_{n-1}} & L_{r_2 r_n} - L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ L_{r_{n-1} r_1} & L_{r_{n-1} r_2} & L_{r_{n-1} r_3} & \cdots & L_{mr_{n-1}} + 2(L_b + L_e) & L_{r_{n-1} r_n} - L_b - L_e \\ L_{r_n r_1} - L_b - L_e & L_{r_n r_2} - L_e & L_{r_n r_3} - L_e & \cdots & L_{r_n r_{n-1}} - L_b - L_e & L_{mr_n} + 2L_b + nL_e \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

donde la n ésima fila y columna pueden obtenerse sumando las columnas n y $n+1$ y las filas n y $n+1$ de la matriz de inductancias propias del rotor correspondiente al motor sano (2.10).

Las inductancias mutuas entre el estator y el rotor no se modifican debido a que el nuevo lazo formado por dos barras y el anillo posee las mismas inductancias mutuas con el estator que el n ésimo lazo del rotor sano,

$$\mathbf{L}_{sr}(m, n) = \mathbf{L}_{rs}^T = \begin{bmatrix} L_{s_1 r_1} & L_{s_1 r_2} & \cdots & L_{s_1 r_n} \\ L_{s_2 r_1} & L_{s_2 r_2} & \cdots & L_{s_2 r_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{s_m r_1} & L_{s_m r_2} & \cdots & L_{s_m r_n} \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Existe una diferencia importante entre el efecto producido por la rotura de una barra y la rotura de una porción de anillo. Si bien en los dos casos la falla produce una modificación sobre un lazo en el rotor. En el primero, el nuevo lazo generado por la falla posee una mayor inductancia mutua de acoplamiento con los circuitos del estator que los demás lazos. Mientras que en el segundo caso, en el nuevo lazo generado por la rotura del anillo no se modifica la inductancia mutua con los circuitos del estator, variando si las autoinductancias de dicho lazo.

4.3.2 Efecto de la rotura de los anillos sobre las señales de diagnóstico

Para evaluar el efecto de la rotura de un segmento del anillo sobre las señales de diagnóstico, éstas se calcularon usando las ecuaciones desarrolladas en la Sección 3.3 ((3.40)-(3.42)) y las matrices de inductancias, del modelo de circuitos múltiplemente acoplados, obtenidas en la sección anterior.

El efecto de la rotura de uno de los anillos, sobre las señales p_a , p_b y p_c , se muestra en la Fig. 4-16. Las señales p_β vs. p_α se muestran en la Fig. 4-17 y los espectros de estas señales en la Fig. 4-18 y la Fig. 4-19.

Al igual que en el caso de la rotura de una barra, aparecen las componentes de 4 y 8 ciclos por revolución del rotor y su amplitud es más de tres veces mayor que la de la señal producida por las barras (40 ciclos/rev.). En el espectro se observa que las amplitudes de las componentes de 4 y 8 ciclos por revolución son muy similares. Al igual que en las señales obtenidas para una barra rota, aparecen componentes de 16 y 20 ciclos por revolución, siendo en este caso la componente de 16 ciclos mayor que la de 20.

Una diferencia importante, entre los efectos de la rotura de barras y la del anillo de cortocircuito, se observa en el plano α - β , donde la traza del vector \mathbf{P} se encuentra invertida si se comparan los efectos de ambas fallas. Esto se debe a que en el caso de la rotura de los anillos, las componentes de 4 y 8 ciclos por revolución de las señales p_a , p_b y p_c , se encuentran en contrafase. La diferencia entre estas dos fallas se debe a que, si bien ambas generar un nuevo lazo en el rotor, este lazo posee características diferentes para una y otra falla. Como se describió anteriormente, el nuevo lazo generado por la rotura de una barra posee una mayor inductancia mutua con las bobinas del estator que los lazos restantes, mientras que el nuevo lazo formado por la rotura del anillo posee la misma inductancia mutua con los circuitos del estator y una autoinductancia mayor a la de los demás lazos del rotor.

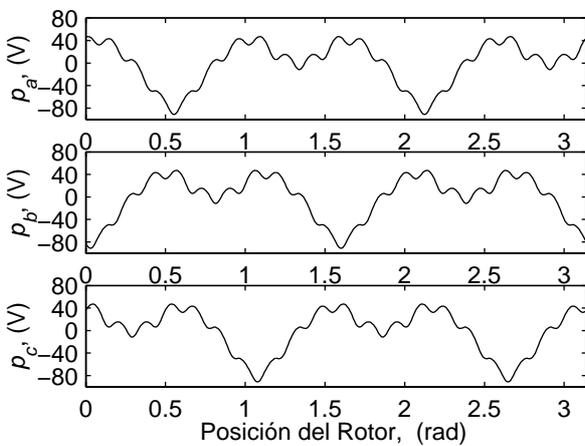


Fig. 4-16. Señales p_a , p_b y p_c , en media revolución del rotor, con un segmento de anillo roto.

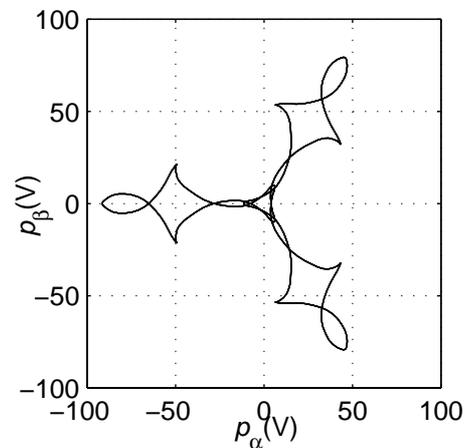


Fig. 4-17. Señales p_β vs. p_α con un segmento de anillo roto.

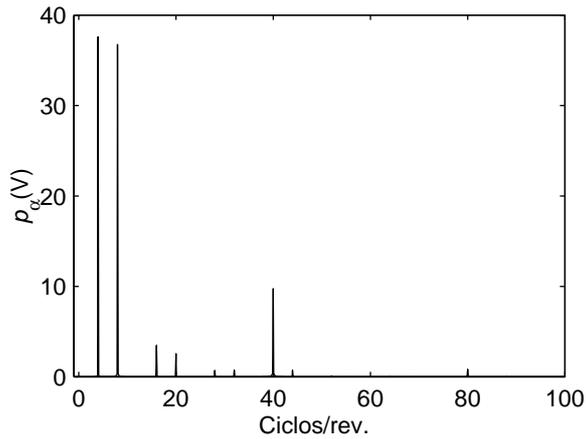


Fig. 4-18. Espectro de la señal p_α con un anillo roto.

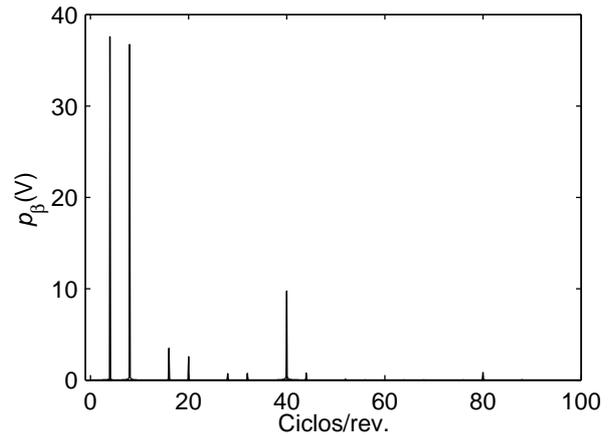


Fig. 4-19. Espectro de la señal p_β con un anillo roto.

4.3.2.1 Resultados de simulación

Al igual que en el caso de barras rotas, la fractura de un segmento del anillo puede producir un aumento significativo de su resistencia, pero sin interrumpir efectivamente el lazo de corriente. Para analizar este efecto, se simuló la estrategia de diagnóstico realizando sobre el modelo las modificaciones propuestas en la Sección 2.2.1, de manera tal que las entradas sean las tensiones de línea y se aumentó el valor de la resistencia asociada a la porción de anillo fallado.

Para la simulación, se consideró que la resistencia del anillo fallado es de $2 \text{ m}\Omega$ mientras que la resistencia de las restantes porciones de anillo sanas es de $0.78 \mu\Omega$. En la Fig. 4-20 se muestran las señales p_a , p_b y p_c para el motor girando a 30 rpm. La traza del vector \mathbf{P} en el plano α - β se muestra en la Fig. 4-21 y los espectros de las señales p_α y p_β en la Fig. 4-22 y la Fig. 4-23. En estas figuras se observan las mismas componentes que las obtenidas mediante el análisis basado en el modelo aunque su amplitud es menor. También se puede ver que la traza del vector \mathbf{P} en el plano α - β se encuentra invertida con respecto a la traza obtenida para una barra rota.

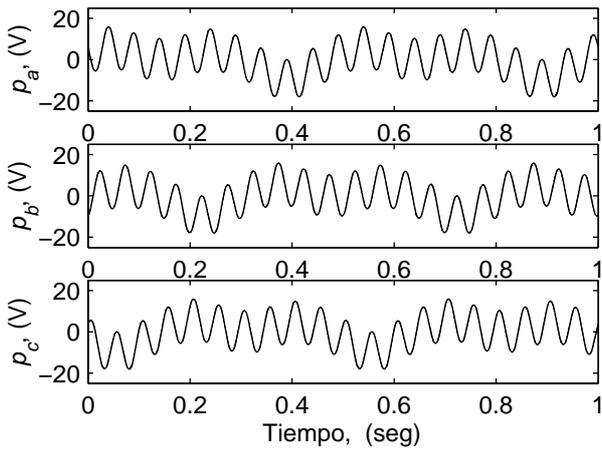


Fig. 4-20. Señales p_a , p_b y p_c , con un anillo roto.
Simulación.

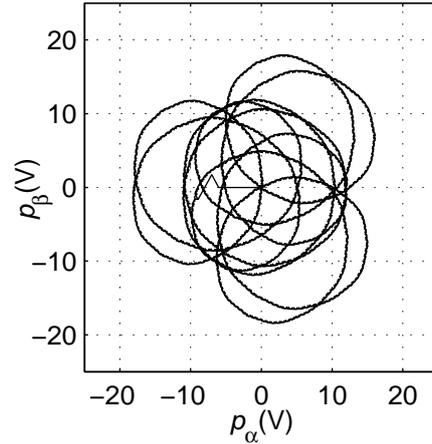


Fig. 4-21. Señales p_β vs. p_α con un anillo roto.
Simulación.

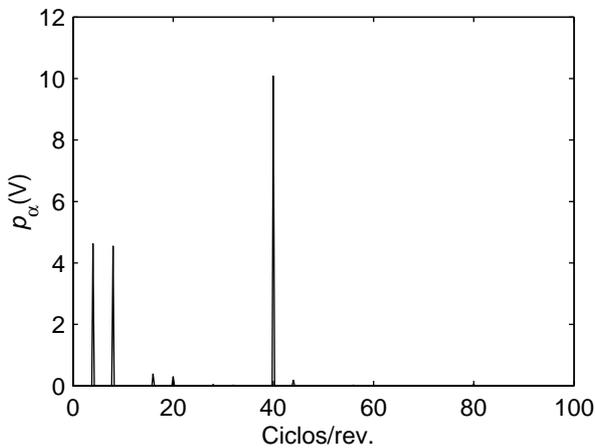


Fig. 4-22. Espectro de la señal p_α con un anillo roto.
Simulación.

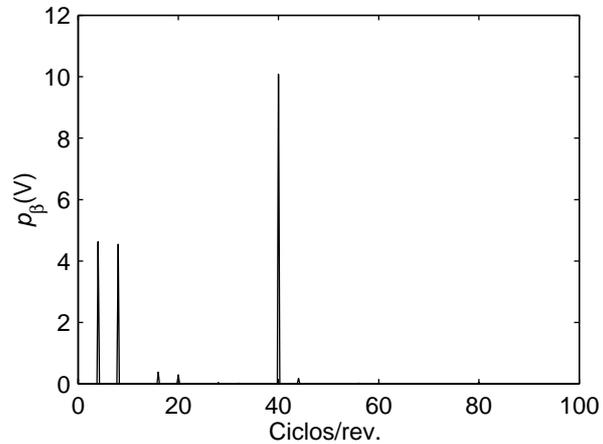


Fig. 4-23. Espectro de la señal p_β con un anillo roto
Simulación.

Al igual que para el caso de barras rotas, tanto los resultados obtenidos mediante el análisis estático como los resultados de simulación, indican que es posible el diagnóstico de anillos rotos mediante la estrategia propuesta. El diagnóstico puede realizarse mediante las componentes de 4 y 8 ciclos por revolución en los espectros de la señales p_α y p_β . La traza del vector \mathbf{P} , en el plano α - β , permite discriminar entre esta falla y la rotura de barras. Esto puede realizarse también comparando la fase de las componentes de 4 y 8 ciclos de la señal p_α , debido a que en el caso de barras rotas, estas componentes se encuentran en fase y en el caso de anillos rotos, estas componentes se encuentran en contrafase.

4.4 Fallas en el estator

Los cortocircuitos en los bobinados del estator son una de las principales causas de fallas de las máquinas eléctricas [101][102][103]. El deterioro gradual de la aislación de los bobinados puede producirse por calentamiento excesivo, estrés producido por sobretensiones transitorias, movimiento de bobinas o contaminación. El uso de accionamientos de velocidad variable ha incrementado este problema debido a los flancos de tensión de elevada pendiente (dv/dt) producidos por la conmutación de las llaves del inversor [107]. Esto ha despertado el interés, de varios grupos de investigación, por el desarrollo de estrategias de diagnóstico de fallas en el estator especialmente diseñadas para accionamientos de velocidad variable [104][105].

La degradación de la aislación de los bobinados puede ocasionar fallas entre espiras, lo que produce corrientes elevadas y genera un calentamiento excesivo en el bobinado. Este calentamiento, rápidamente puede resultar en severas fallas entre bobinados de diferentes fases o entre los bobinados y tierra, produciendo un daño irreversible en los mismos o en el núcleo. Por estos motivos, es muy importante la detección de fallas incipientes entre espiras durante la operación del motor.

El cortocircuito entre espiras modifica significativamente los circuitos del estator y las inductancias asociadas a los mismos. Por tal motivo puede aplicarse la estrategia propuesta para la detección y diagnóstico de fallas en el estator.

Para analizar el efecto del cortocircuito entre espiras del estator, sobre la estrategia propuesta, se presentan en primer lugar las modificaciones a realizar en el modelo de circuitos múltiplemente acoplados para incluir el efecto de dicha falla. Luego, mediante este modelo se analizan los efectos del cortocircuito sobre las señales obtenidas a partir de la tensión de secuencia cero, cuando el MI es excitado mediante la señal exploradora.

4.4.1 Modelado de fallas en el estator

Las modificaciones sobre el modelo de circuitos múltiplemente acoplados, necesarias para incluir el cortocircuito entre bobinas del estator, se realizaron como se propone en [10]. La Fig. 4-24 muestra un esquema de los bobinados del estator con un cortocircuito en las bobinas de la fase *A*. Las espiras cortocircuitadas de dicha fase conforman el circuito *f* mostrado en la figura.

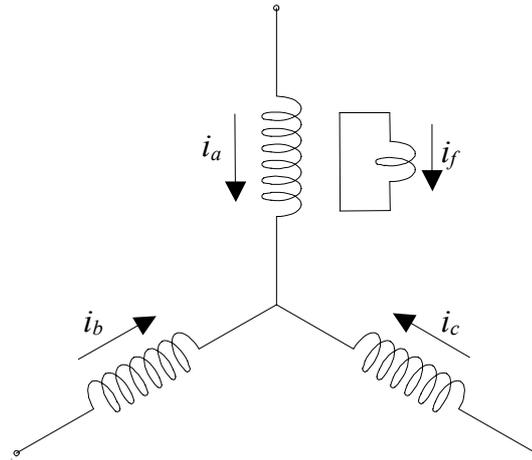


Fig. 4-24. Esquema de las fases del estator con un cortocircuito entre espiras de la fase A.

Las ecuaciones que describen la dinámica del MI, en presencia de dicha falla, vienen dadas por,

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \frac{d\lambda_s}{dt}, \tag{4.9}$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \frac{d\lambda_r}{dt}, \tag{4.10}$$

$$0 = R_f i_f + \frac{d\lambda_f}{dt}, \tag{4.11}$$

y los flujos vienen dados por,

$$\lambda_s = \mathbf{L}_{ss} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_{sf} i_f, \tag{4.12}$$

$$\lambda_r = \mathbf{L}_{rs} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_{rf} i_f, \tag{4.13}$$

$$\lambda_f = \mathbf{L}_{fs} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{fr} \mathbf{I}_r + L_{ff} i_f. \tag{4.14}$$

Donde λ_f e i_f son el flujo enlazado y la corriente por las espiras en cortocircuito, respectivamente. \mathbf{L}_{sf} es un vector de $m \cdot l$ con las inductancias mutuas entre los circuitos del estator y las espiras en cortocircuito y $\mathbf{L}_{sf} = \mathbf{L}_{fs}^T$. \mathbf{L}_{rf} es un vector de $n \cdot l$ componentes con las inductancias mutuas entre los lazos del rotor y las espiras en cortocircuito y $\mathbf{L}_{rf} = \mathbf{L}_{fr}^T$. L_{ff} es la inductancia propia de las espiras en cortocircuito compuesta por la inductancia de magnetización más la de dispersión.

A modo de ejemplo, se muestran las inductancias mutuas entre las fases dañadas y los lazos del rotor y entre las espiras en cortocircuito y los lazos en el rotor para fallas en diferentes bobinas. La distribución y las características de los bobinados se detallan en la

Sección C.5 del Apéndice C. La Fig. 4-25 muestra, en línea gruesa, la inductancia mutua entre la fase A y el primer lazo del rotor y, en línea fina su derivada, para un cortocircuito de 5 espiras en la bobina A_1 . La Fig. 4-26 muestra la inductancia mutua y su derivada, entre las 5 espiras en cortocircuito y el lazo 1 del rotor. Las mismas inductancias, pero para una falla de 5 espiras en el segundo bobinado de la fase A , se muestran en la Fig. 4-27 y la Fig. 4-28. Los resultados obtenidos indican que esta falla produce una disminución de la inductancia mutua entre la fase dañada y los lazos del rotor en la región donde se encuentran las espiras en cortocircuito. Si se suma la inductancia mutua entre la fase fallada y un lazo del rotor más la inductancia mutua entre las espiras en cortocircuito y el mismo lazo del rotor, se obtiene la inductancia mutua correspondiente a esa fase sin falla y el correspondiente lazo del rotor.

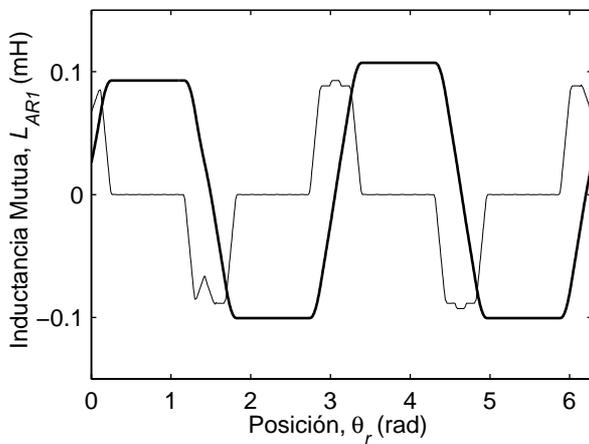


Fig. 4-25. Inductancia mutua entre la fase A y el lazo 1 del rotor, con 5 espiras de la Bobina A_1 en cortocircuito.

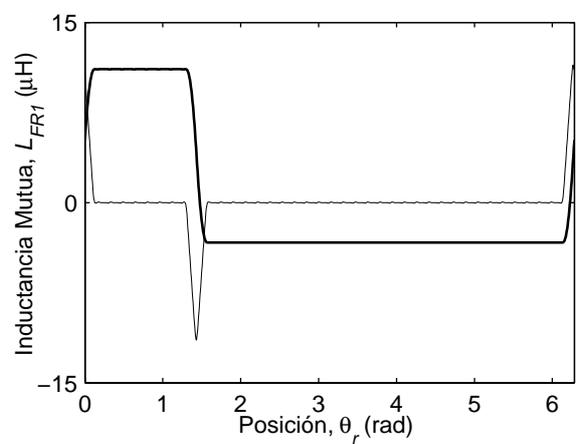


Fig. 4-26. Inductancia mutua entre las 5 espiras en cortocircuito de la Bobina A_1 y el lazo 1 del rotor.

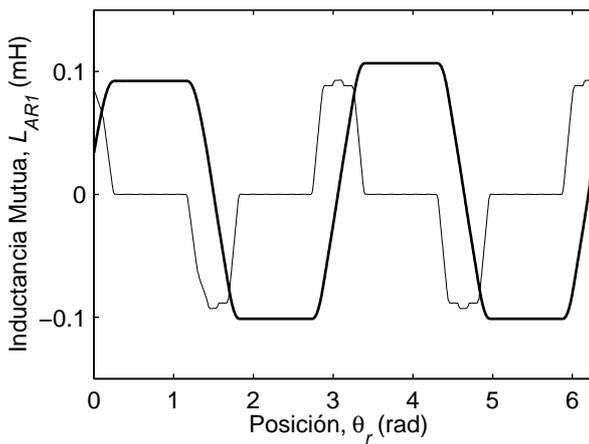


Fig. 4-27. Inductancia mutua entre la fase A y el lazo 1 del rotor, con 5 espiras de la Bobina A_2 en cortocircuito

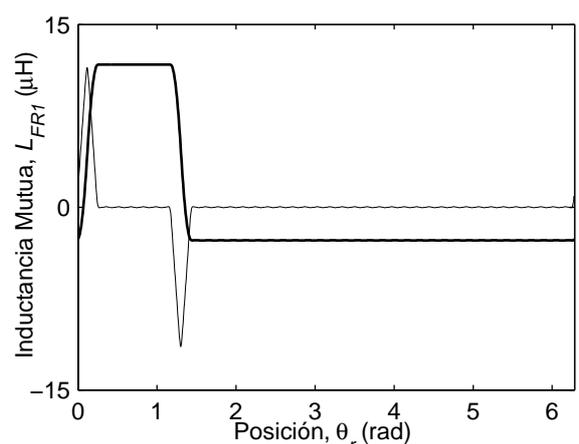


Fig. 4-28. Inductancia mutua entre las 5 espiras en cortocircuito de la Bobina A_2 y el lazo 1 del rotor

4.4.2 Efecto de las fallas en el estator sobre las señales de diagnóstico

Para analizar el efecto del cortocircuito entre espiras, sobre las señales de diagnóstico, se utilizó el modelo de circuitos múltiplemente acoplados con las modificaciones propuestas en la sección anterior. Si el tiempo de inyección de la señal exploradora es pequeño, es posible despreciar los efectos de la fuerza electromotriz de velocidad y las caídas resistivas de tensión, entonces las ecuaciones del motor con falla (4.9), (4.10) y (4.11) se reducen a,

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{sr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} + \mathbf{L}_{sf} \frac{di_f}{dt}, \quad (4.15)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{L}_{rs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{rr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} + \mathbf{L}_{rf} \frac{di_f}{dt}, \quad (4.16)$$

$$0 = \mathbf{L}_{fs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{fr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} + L_{ff} \frac{di_f}{dt}. \quad (4.17)$$

Reagrupando convenientemente se tiene,

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{srf} \frac{d\mathbf{I}_{rf}}{dt}, \quad (4.18)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{L}_{rfs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{rff} \frac{d\mathbf{I}_{rf}}{dt}, \quad (4.19)$$

donde

$$\mathbf{I}_{rf} = [\mathbf{I}_r \quad I_f]^T, \quad (4.20)$$

$$\mathbf{L}_{srf} = \mathbf{L}_{rfs}^T = [\mathbf{L}_{sr} \quad \mathbf{L}_{sf}], \quad (4.21)$$

$$\mathbf{L}_{rff} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{rr} & \mathbf{L}_{rf} \\ \mathbf{L}_{fr} & L_{ff} \end{bmatrix}. \quad (4.22)$$

A partir del modelo expresado por (4.18) y (4.19) y procediendo de la misma manera que en la Sección 3.3, se obtienen las señales de diagnóstico en función de las inductancias del motor y la tensión de la malla de corriente continua del inversor,

$$p_a = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{srf} \mathbf{L}_{rff}^{-1} \mathbf{L}_{rfs})^{-1} [2 \ -1 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{srf} \mathbf{L}_{rff}^{-1} \mathbf{L}_{rfs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}, \quad (4.23)$$

$$p_b = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{srf} \mathbf{L}_{rff}^{-1} \mathbf{L}_{rfs})^{-1} [-1 \ 2 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{srf} \mathbf{L}_{rff}^{-1} \mathbf{L}_{rfs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}, \quad (4.24)$$

$$p_c = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{srf} \mathbf{L}_{rff}^{-1} \mathbf{L}_{rfs})^{-1} [-1 \ -1 \ 2]^T}{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{srf} \mathbf{L}_{rff}^{-1} \mathbf{L}_{rfs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}. \quad (4.25)$$

La Fig. 4-29 muestra las señales p_β vs. p_α para el motor sin fallas en el estator. La Fig. 4-30 muestra las señales p_β vs. p_α cuando se cortocircuita una espira en el primer bobinado de la fase A . Dicha falla produce un desplazamiento de la señal en el plano α - β , lo que se traduce en una componente continua en las señales de diagnóstico. Un resultado similar se presenta en [104], donde se analiza el efecto sobre las señales de secuencia negativa cuando una tensión trifásica balanceada, de alta frecuencia, se inyecta al motor para obtener las señales de diagnóstico. La dirección del desplazamiento en el plano α - β indica la ubicación del bobinado con falla. La Fig. 4-31 y la Fig. 4-32 muestran las señales p_β vs. p_α para cortocircuitos de 5 y 10 espiras respectivamente. De los resultados obtenidos, es posible observar que la amplitud del desplazamiento en el plano α - β aumenta en función del número de espiras cortocircuitadas, mientras que la componente producida por las barras no se modifica en amplitud.

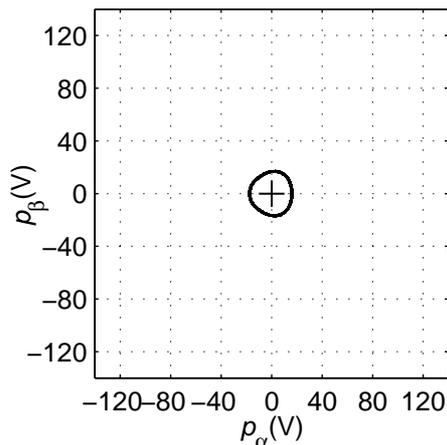


Fig. 4-29. Señales p_β vs. p_α , sin falla.

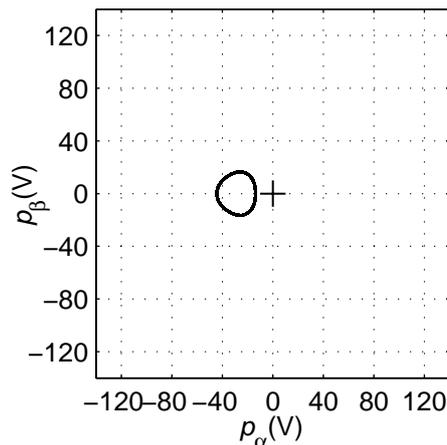


Fig. 4-30. Señales p_β vs. p_α , 1 espira en cortocircuito.

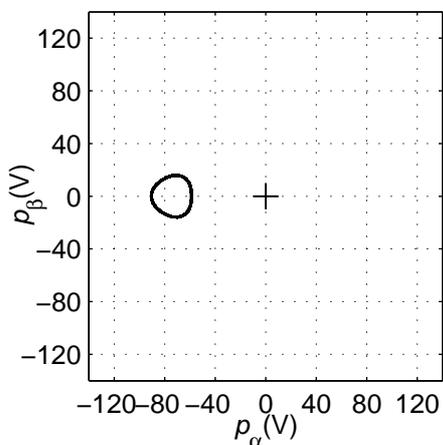


Fig. 4-31. Señales p_β vs. p_α , 5 espiras en cortocircuito.

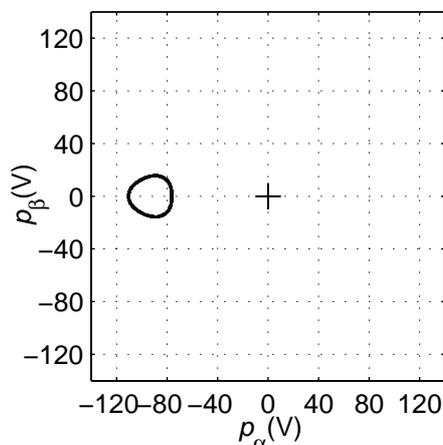


Fig. 4-32. Señales p_β vs. p_α , 10 espiras en cortocircuito.

En la Fig. 4-33 se muestra la amplitud de la componente de continua en la señal p_α , $p_{\alpha 0}$, en función del número de espiras en cortocircuito. En ésta se puede ver que la magnitud de la componente continua se incrementa significativamente para pocas espiras en cortocircuito, tendiendo a un valor constante para un elevado número de espiras en cortocircuito.

Los resultados obtenidos mediante el modelo indican que es posible la detección y diagnóstico de espiras en cortocircuito, incluso cuando el número de éstas es muy reducido. Por ejemplo, el cortocircuito de una sola espira, que representa el 0.69% del total de espiras correspondientes a la fase A , produce una componente continua en la señal de diagnóstico cuya amplitud es mayor que la señal de 40 ciclos/rev. producida por las barras.

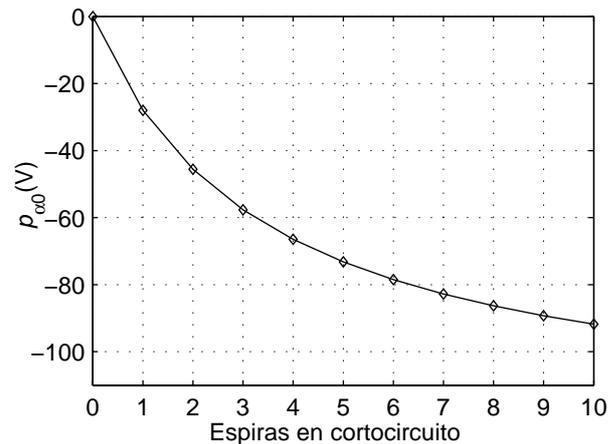


Fig. 4-33. Componente $p_{\alpha 0}$ en función del número de espiras en cortocircuito.

4.5 Excentricidad del entrehierro

El incremento de los niveles de excentricidad en el entrehierro de los MI puede producir esfuerzos magnéticos desbalanceados y llevar al rozamiento entre el estator y el rotor, resultando en elevados costos no sólo por la reparación del motor sino también debido al tiempo de parada del proceso o línea de producción. La detección de elevados niveles de excentricidad puede permitir la parada programada del motor para su reparación.

Como se describió en el Capítulo 2 la excentricidad en el entrehierro puede ser estática, dinámica o combinada. A continuación se analizan los efectos de cada uno de estos tipos de excentricidad sobre las señales de diagnóstico. En primer lugar el análisis se realiza para el motor con bobinados en serie y luego se estudian los efectos producidos por la excentricidad cuando el motor posee bobinados conectados en paralelo.

4.5.1 Excentricidad estática

Para analizar el efecto producido por la excentricidad estática del entrehierro, sobre las señales de diagnóstico, se presentan en primer lugar las señales para el motor sin falla. La Fig. 4-34 muestra las señales p_{β} vs. p_{α} , mientras que el espectro de la señal p_{α} se muestra en la Fig. 4-35.

La excentricidad estática se incluyó en el modelo tal como se describió en la Sección 2.4.3.1. La Fig. 4-36 muestra el efecto producido por un 60% de excentricidad estática ($e_e = 0.6$), con un desplazamiento del rotor en la dirección de la fase A . Debido a esta excentricidad, una componente continua aparece en la señal de diagnóstico la cual indica la

dirección de desplazamiento del rotor en el plano p_β vs. p_α . También la señal de 40 ciclos por revolución se ve levemente incrementada. La Fig. 4-37 muestra el espectro de la señal p_α en caso de excentricidad estática.

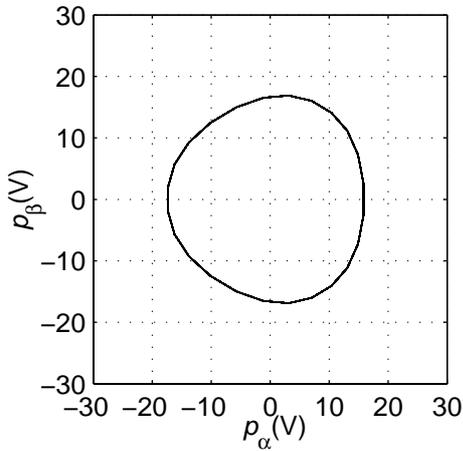


Fig. 4-34. Señales p_β vs. p_α .

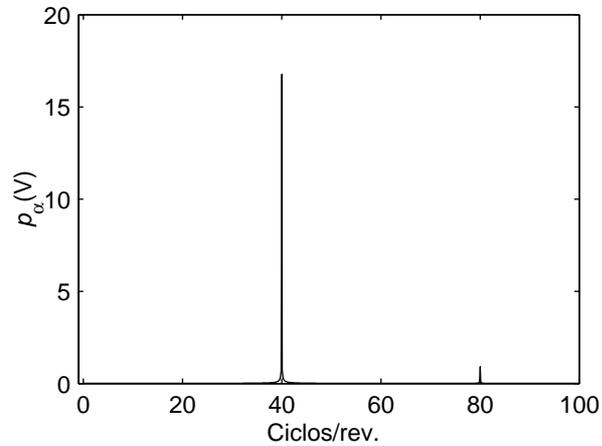


Fig. 4-35. Espectro de la señal p_α .

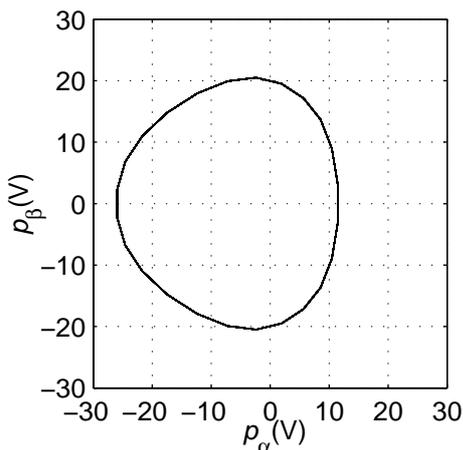


Fig. 4-36. Señales p_β vs. p_α con 60% de excentricidad estática.

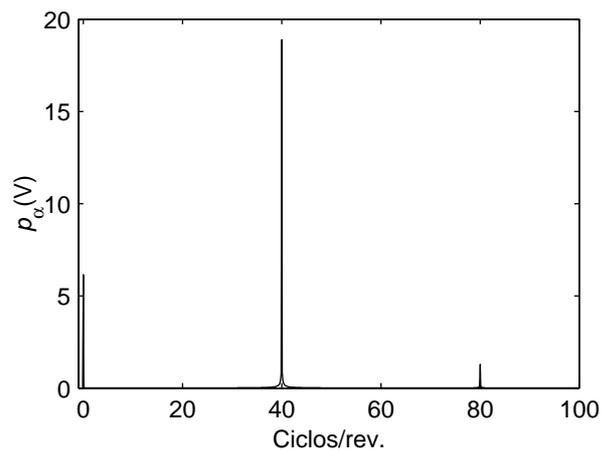


Fig. 4-37. Espectro de la señal p_α con un 60% de excentricidad estática.

En la Fig. 4-38 se muestra la amplitud de la componente continua, p_0 , en función del porcentaje de excentricidad estática del entrehierro. De estos resultados se puede ver que niveles de excentricidad estática menores al 30 o 40% son difíciles de diagnosticar debido a la baja amplitud de la componente p_0 . Estos niveles pueden ser mayores aún si se considera que la excentricidad puede ser no uniforme a lo largo del eje axial. Por ejemplo, si una tapa o rodamiento del motor se encuentra desplazado de su centro geométrico puede producir elevados niveles de excentricidad cerca del extremo en donde está el desplazamiento, mientras que en el otro extremo el nivel de excentricidad puede ser muy bajo. La amplitud de la componente continua, en este caso, es menor que la producida por un motor con un nivel de

excentricidad estática uniforme igual a la del extremo desplazado. Sin embargo en los dos casos el riesgo de rozamiento entre el rotor y el estator es prácticamente el mismo.

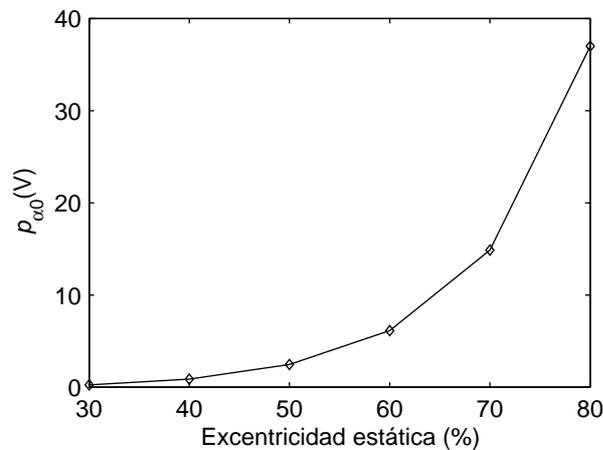


Fig. 4-38. Componente p_0 en función del porcentaje de excentricidad estática.

Comparando el efecto producido por la excentricidad estática con el efecto producido por las fallas en el estator, analizado en la Sección 4.4, se observa que en ambos casos aparece una componente continua en las señales de diagnóstico, siendo ésta de menor amplitud en el caso de excentricidad. Una herramienta importante para discriminar entre una falla en el estator y la excentricidad estática del entrehierro se encuentra en la dirección del desplazamiento de la señal en el plano α - β . Para el cortocircuito de espiras del estator el desplazamiento se produce exactamente sobre la dirección de la fase dañada. Mientras que el desplazamiento producido por la excentricidad, se encuentra en la dirección de desplazamiento del entrehierro. De esta manera, el único caso en donde no es posible discriminar entre una y otra falla es cuando el desplazamiento del entrehierro está alineado exactamente con una de las fases del estator. Como se verá posteriormente, la excentricidad del entrehierro no aparece generalmente en forma de excentricidad estática pura sino de manera combinada. Este efecto da nuevas herramientas para distinguir entre este tipo de fallas y el cortocircuito de las espiras del estator.

4.5.2 Excentricidad dinámica

El efecto de la variación dinámica del entrehierro se incluyó en el modelo como se propuso en la Sección 2.4.3.2. Mediante este modelo, se obtuvieron las señales de diagnóstico en presencia de excentricidad dinámica. En la Fig. 4-39 se muestran las señales p_β vs. p_α para 60% de excentricidad dinámica ($e_d = 0.6$). Como puede verse en el espectro de la señal p_α , mostrado en la Fig. 4-40, la excentricidad dinámica produce una componente de 4 ciclos

por revolución debido a la variación periódica del entrehierro en cada uno de los cuatro polos. Al igual que en el caso de excentricidad estática, se aprecia en el espectro de la señal un pequeño incremento en la componente producida por las barras. A diferencia del efecto producido por la rotura de barras o de anillos de cortocircuito, no aparecen en el espectro las componentes de 8 y 20 ciclos por revolución lo cual permite discriminar entre estos tipos de falla.

En la Fig. 4-41 se muestra la amplitud de la componente de 4 ciclos por revolución, $p_{\alpha 4}$, en función del porcentaje de excentricidad dinámica del entrehierro. Al igual que en el caso de excentricidad estática, los resultados muestran que es muy difícil diagnosticar niveles de excentricidad menores al 30 o 40%.

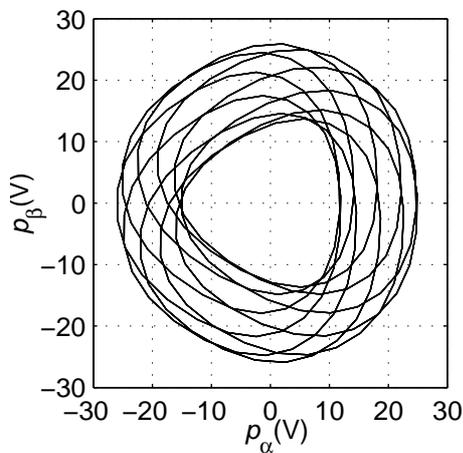


Fig. 4-39. Señales p_{β} vs. p_{α} con 60% de excentricidad dinámica.

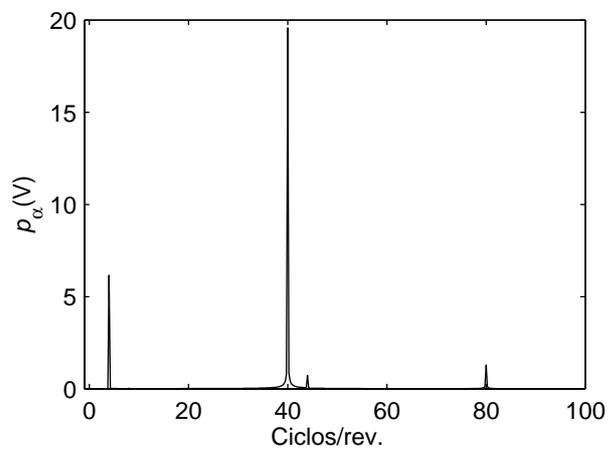


Fig. 4-40. Espectro de la señal p_{α} con 60% de excentricidad dinámica.

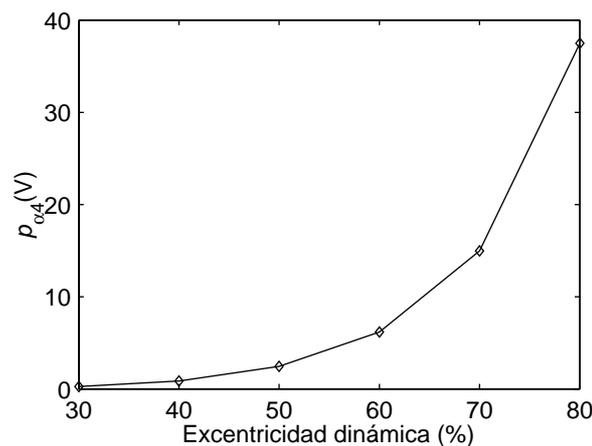


Fig. 4-41. Componente $p_{\alpha 4}$ en función del porcentaje de excentricidad dinámica.

4.5.3 Excentricidad combinada

La excentricidad estática y dinámica del entrehierro generalmente se presentan en forma combinada. Por este motivo es importante analizar los efectos combinados de las mismas sobre las señales de diagnóstico. En la Fig. 3-42 se muestra las señales p_a , p_b y p_c y en la Fig. 4-43 se muestra las señales p_β vs. p_α para el motor con 50% de excentricidad estática y 30% de excentricidad dinámica. Los espectros de las señales p_α y p_β , en caso de excentricidad combinada, se muestran en la Fig. 4-44 y en la Fig. 4-45. En estos se observan varias componentes de baja frecuencia y otras próximas a los 40 ciclos por revolución.

Al igual que en el caso de excentricidad estática pura, aparece en el espectro de la señal una componente continua. Como en el caso de excentricidad dinámica, aparece en el espectro una componente de 4 ciclos por revolución. Además de las componentes anteriores aparecen, debido a la presencia de excentricidad combinada, componentes significativas de 1, 2 y 3 ciclos por revolución. La relación entre las amplitudes de estas componentes de baja frecuencia es función de los porcentajes de excentricidad estática y dinámica considerados.

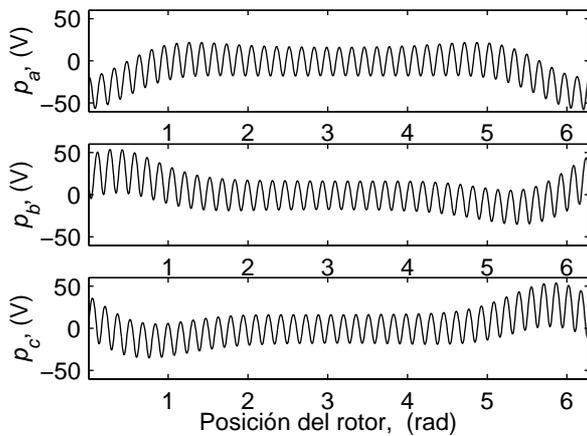


Fig. 4-42. Señales p_a , p_b y p_c con 50% de excentricidad estática y 30% de excentricidad dinámica.

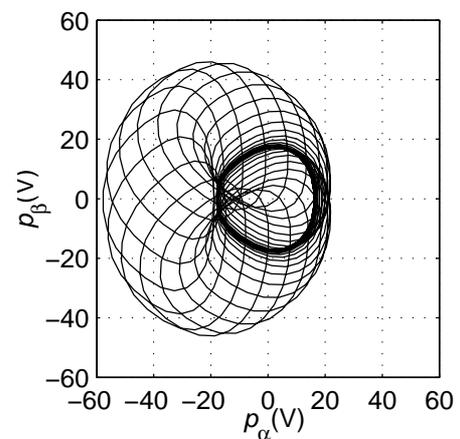


Fig. 4-43. Señales p_β vs. p_α con 50% de excentricidad estática y 30% de excentricidad dinámica.

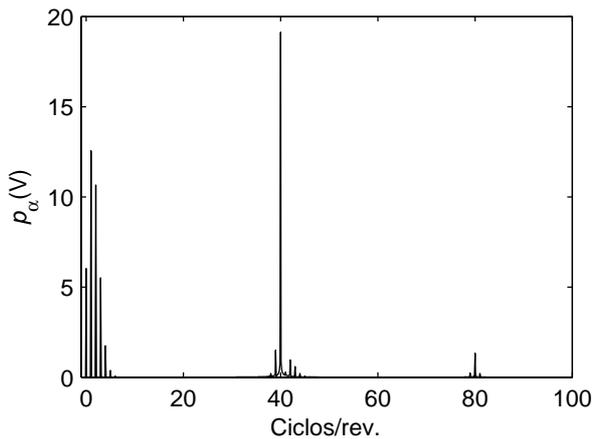


Fig. 4-44. Espectro de la señal p_α con 50% de excentricidad estática y 30% de excentricidad dinámica.

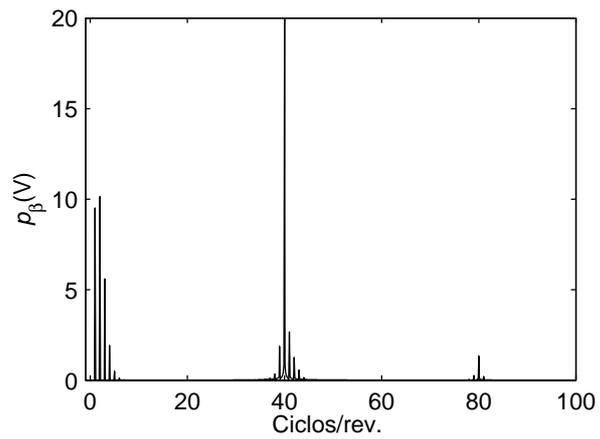


Fig. 4-45. Espectro de la señal p_β con 50% de excentricidad estática y 30% de excentricidad dinámica.

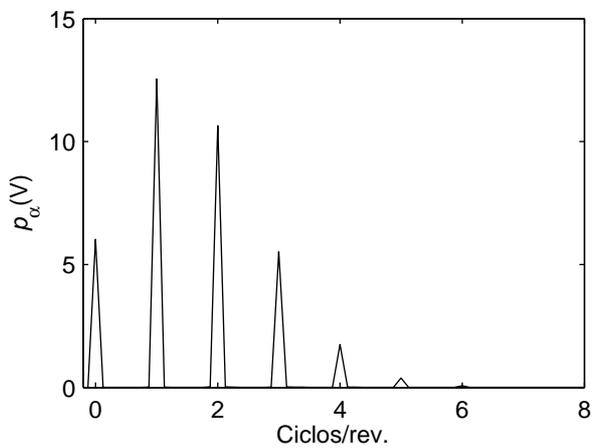


Fig. 4-46. Espectro de baja frecuencia de la señal p_α con 50% de excentricidad estática y 30% de excentricidad dinámica.

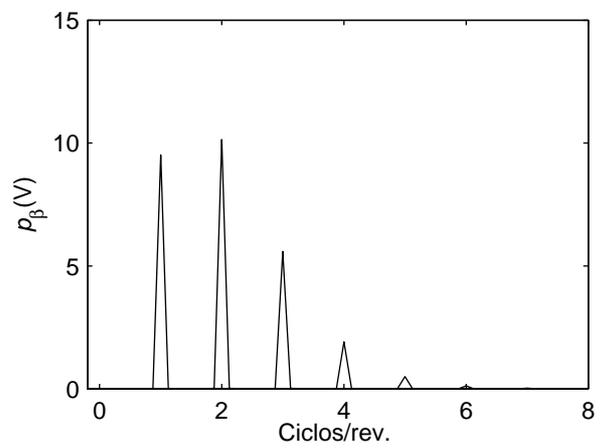


Fig. 4-47. Espectro de baja frecuencia de la señal p_β con 50% de excentricidad estática y 30% de excentricidad dinámica.

Con el objetivo de comparar los resultados obtenidos usando el modelo de circuitos múltiplemente acoplados con los obtenidos experimentalmente, se modeló la excentricidad combinada de la siguiente forma,

$$e_d(z) = e_{d0} + k_e z, \tag{4.26}$$

$$e_e(z) = e_{e0}, \tag{4.27}$$

donde,

$$e_{d0} = 0.29, k_e = 3.85, e_{e0} = 0.05 \text{ y } 0.1. \tag{4.28}$$

Estos coeficientes corresponden a una excentricidad dinámica no uniforme del 29% en $z=0$ y 71% en $z=L$ y un nivel de excentricidad estática del 5% y 10% respectivamente. El nivel de excentricidad dinámica fue introducido, en el prototipo experimental, mediante un

buje excéntrico, tal como se describe en el Apéndice C. El nivel de excentricidad dinámica modelado corresponde al buje d_3 . La excentricidad estática considerada es inherente al proceso de fabricación y montaje del motor. Debido a que el porcentaje de excentricidad estática es desconocido, se presentan los resultados obtenidos mediante el modelo para valores de 5% y 10% de excentricidad.

Las señales p_a , p_b y p_c para el motor con la excentricidad dinámica producida por el buje d_3 y un nivel del 5 y 10% de excentricidad estática se presentan en la Fig. 4-48 y la Fig. 4-49 respectivamente. La traza del vector \mathbf{P} en el plano α - β para los dos casos analizados se muestra en la Fig. 4-50 y en la Fig. 4-51. Y los espectros de las señales p_α y p_β en las Fig. 4-52, Fig. 4-53, Fig. 4-54 y Fig. 4-55. En los espectros de baja frecuencia (Fig. 4-56, Fig. 4-57, Fig. 4-58 y Fig. 4-59) se observan componentes de 1,2,3 y 4 ciclos/rev. cuya relación de amplitudes depende de los porcentajes de excentricidad estática y dinámica.

Estos resultados muestran que pequeñas variaciones de la excentricidad estática pueden producir importantes cambios en la relación de las amplitudes de las componentes de baja frecuencia y debido a esto cambiar significativamente la traza del vector \mathbf{P} en el plano α - β .

Para el segundo caso analizado, con excentricidad estática del 10% y excentricidad dinámica del 71% en uno de los extremos, es importante notar que la suma de estos porcentajes es muy similar a los presentados anteriormente considerando excentricidad combinada (estática 50% y dinámica 30%) uniforme a lo largo del eje axial (Fig. 4-42-Fig. 4-47). Debido a esto, para los dos casos el entrehierro mínimo es prácticamente el mismo y por tales motivos existen riesgos similares de rozamiento entre el estator y el rotor. Sin embargo, la amplitud de las señales de diagnóstico obtenidas con excentricidad no uniforme a lo largo del eje axial son mucho menores. Esto indica que se debe tener especial cuidado en la asignación de los niveles de las señales de diagnóstico para los cuales el motor se encuentra con una excentricidad del entrehierro admisible para su funcionamiento.

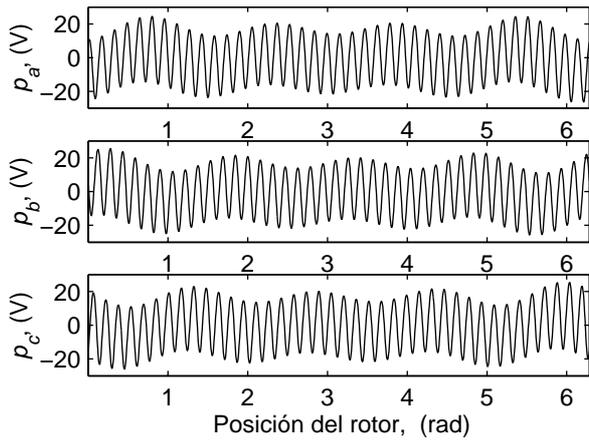


Fig. 4-48. Señales p_a , p_b y p_c con el buje d_3 y 5% de excentricidad estática

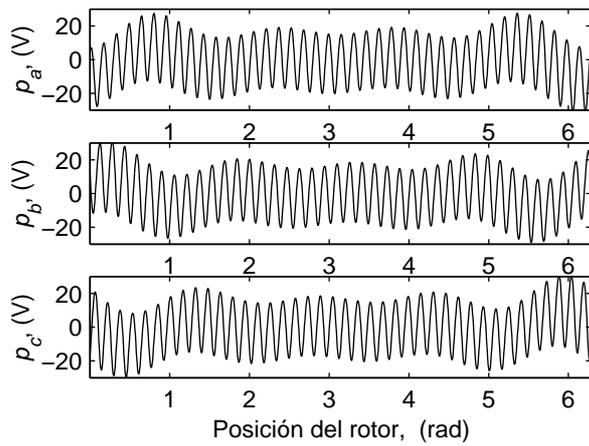


Fig. 4-49. Señales p_a , p_b y p_c con el buje d_3 y 10% de excentricidad estática.

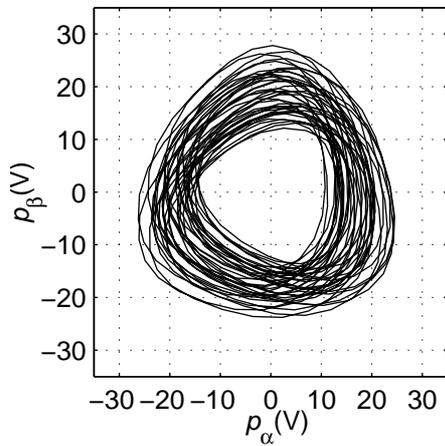


Fig. 4-50. Señales p_β vs. p_α con el buje d_3 y 5% de excentricidad estática.

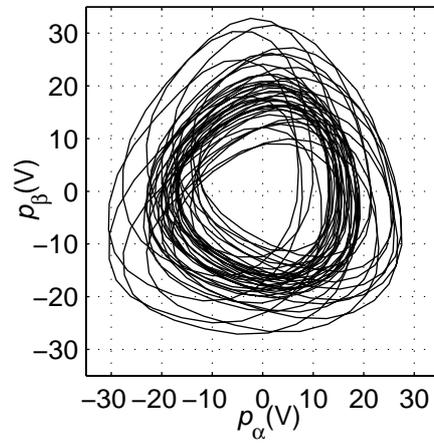


Fig. 4-51. Señales p_β vs. p_α con el buje d_3 y 10% de excentricidad estática.

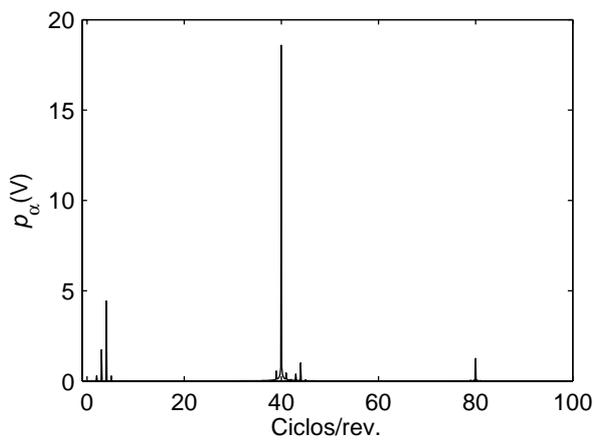


Fig. 4-52. Espectro de la señal p_α con el buje d_3 y 5% de excentricidad estática.

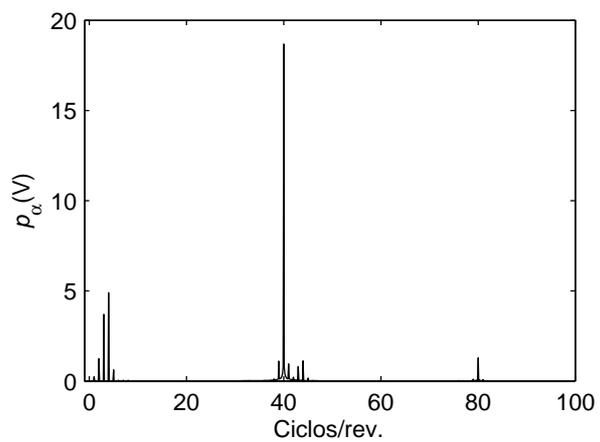


Fig. 4-53. Espectro de la señal p_α con el buje d_3 y 10% de excentricidad estática.

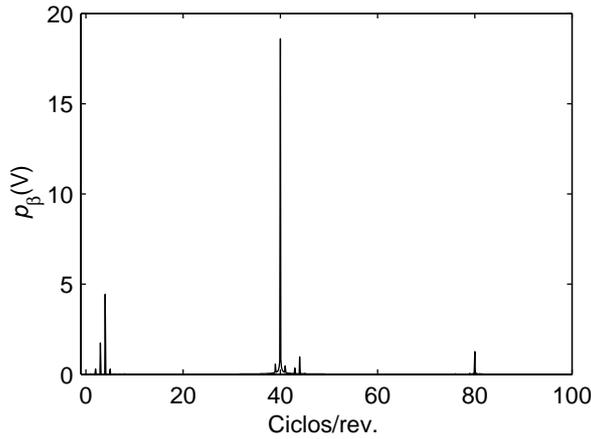


Fig. 4-54. Espectro de la señal p_β con el buje d_3 y 5% de excentricidad estática.

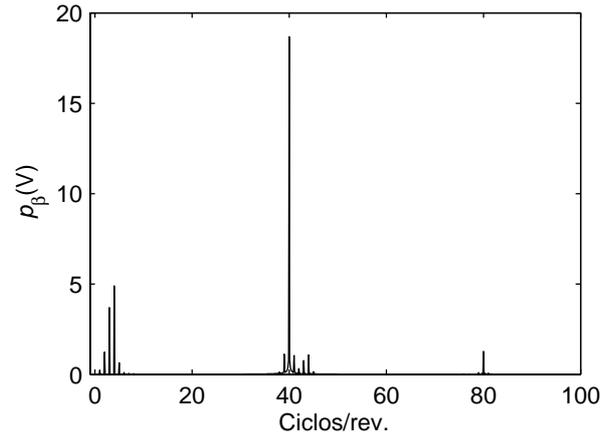


Fig. 4-55. Espectro de la señal p_β con el buje d_3 y 10% de excentricidad estática.

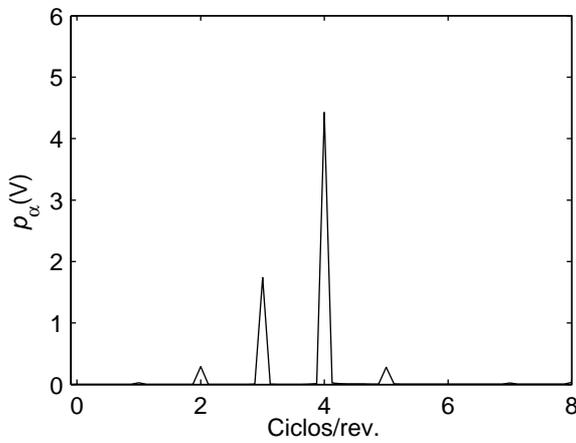


Fig. 4-56. Espectro de baja frecuencia de la señal p_α con el buje d_3 y 5% de excentricidad estática.

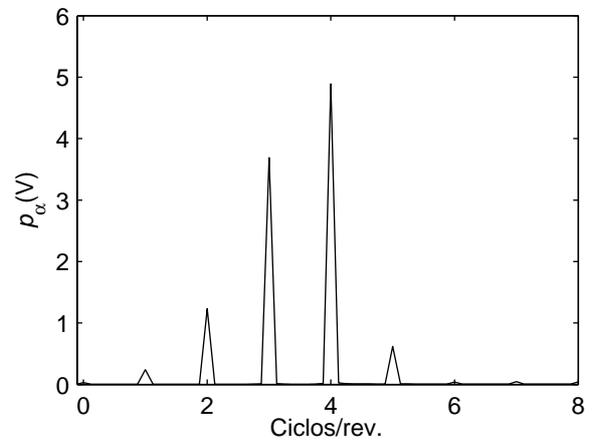


Fig. 4-57. Espectro de baja frecuencia de la señal p_α con el buje d_3 y 10% de excentricidad estática.

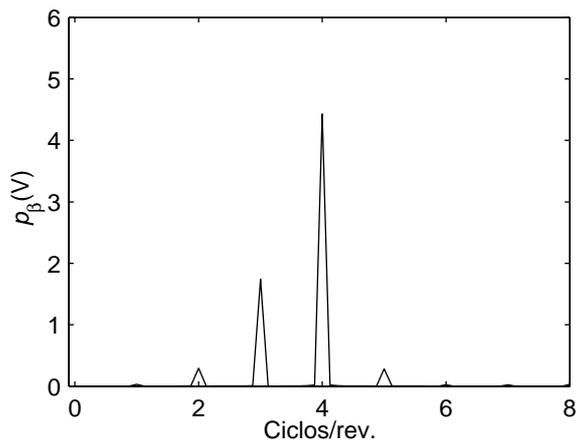


Fig. 4-58. Espectro de baja frecuencia de la señal p_β con el buje d_3 y 5% de excentricidad estática.

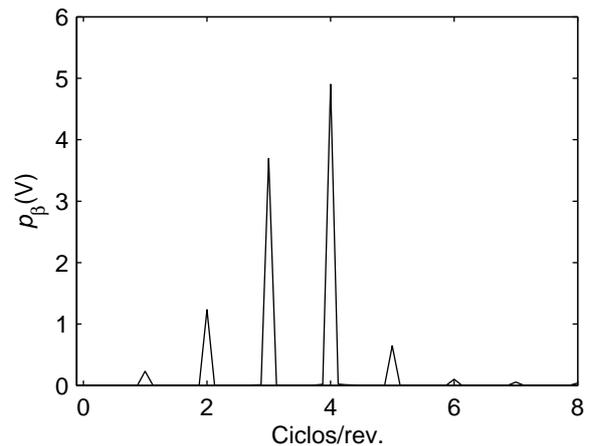


Fig. 4-59. Espectro de baja frecuencia de la señal p_β con el buje d_3 y 10% de excentricidad estática.

4.5.4 Excentricidad con bobinados en paralelo

La utilización de bobinados en paralelo afecta significativamente los armónicos producidos por la excentricidad del entrehierro. Para analizar dicho efecto, se presentan los resultados obtenidos con excentricidad estática, dinámica y combinada y los bobinados del motor puestos en serie de a dos polos y en paralelo por pares, como se describió en la Sección 2.4.4.

Para evaluar los efectos producidos por la excentricidad, se presentan en primer lugar los resultados correspondientes al motor sano. La Fig. 4-60 muestra las señales p_a , p_b y p_c para el motor sin excentricidad con los bobinados conectados en paralelo. La Fig. 4-61 muestra las señales p_β vs. p_α obtenidas a partir de las señales trifásicas. La Fig. 4-62 y la Fig. 4-63 muestran el espectro de las señales p_α y p_β , respectivamente. Comparando estos resultados con los obtenidos para el motor con bobinados en serie (Fig. 4-34 y Fig. 4-35) se puede ver que la conexión en paralelo de los circuitos del estator no modifica las señales de diagnóstico si el entrehierro es uniforme.

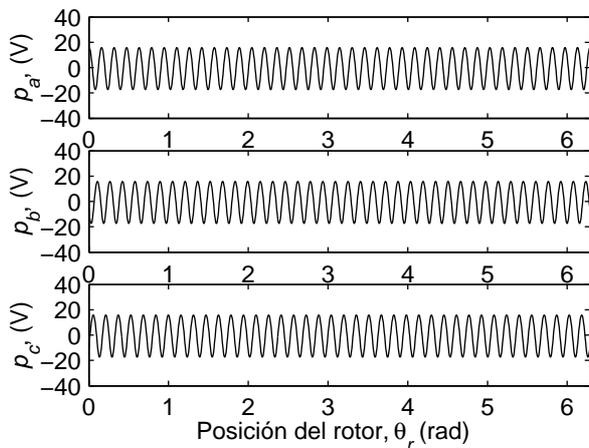


Fig. 4-60. Señales p_a , p_b y p_c . Bobinados en paralelo.

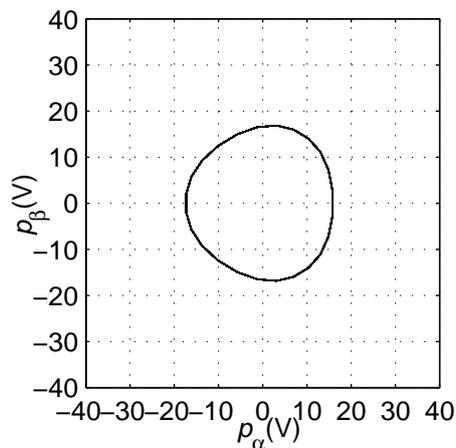


Fig. 4-61. Señales p_β vs. p_α . Bobinados en paralelo.

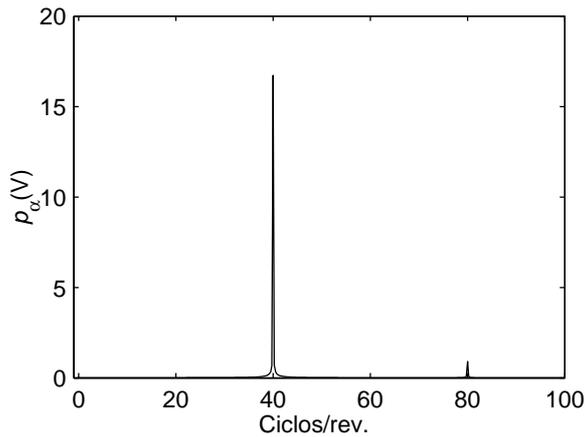


Fig. 4-62. Espectro de la señal p_α .

Bobinados en paralelo.

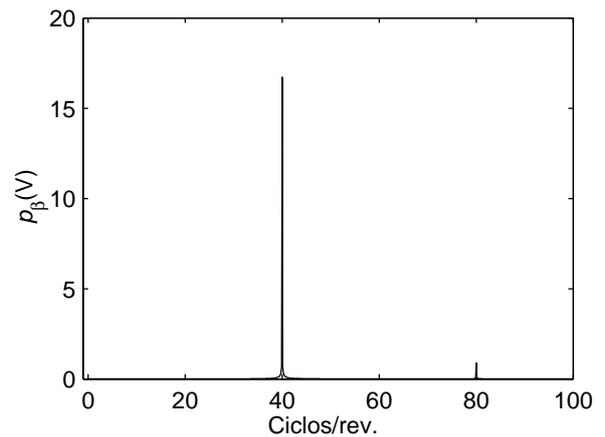


Fig. 4-63. Espectro de la señal p_β .

Bobinados en paralelo.

4.5.4.1 Excentricidad estática con bobinados en paralelo

A continuación, se presentan los resultados obtenidos con el mismo motor pero con una excentricidad estática del entrehierro del 60%. El desplazamiento del entrehierro se considera en la dirección del primer polo de la fase A . La Fig. 4-64 muestra las señales p_a , p_b y p_c mientras que la Fig. 4-65 muestra las señales p_β vs. p_α . Es importante notar que en este caso la componente continua del vector $\mathbf{P}(\alpha, \beta)$, producida por la excentricidad, no se encuentra exactamente en la dirección en la que se produce el desplazamiento del rotor sino desplazada 120° . Esto se debe a que cada uno de los circuitos de la fase, formado por un par de polos, posee un entrehierro distinto. Las Fig. 4-66 y Fig. 4-68 muestran el espectro de las señales p_α y p_β donde se puede ver la componente continua producida por la excentricidad estática. La amplitud de la componente continua, para el mismo nivel de excentricidad, es significativamente mayor en el motor con bobinados en paralelo que en el motor con bobinados serie. Esto se debe a que los desbalances producidos por la excentricidad, en cada uno de los circuitos del estator, se compensan parcialmente si estos se conectan en serie y no así si se conectan en conectados en paralelo.

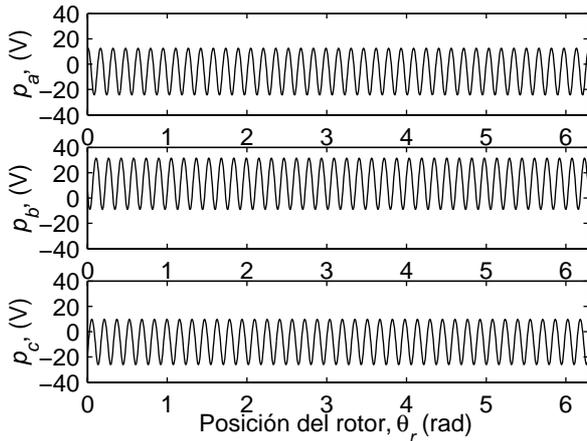


Fig. 4-64. Señales p_a , p_b y p_c . Bobinados en paralelo y 60% de excentricidad estática.

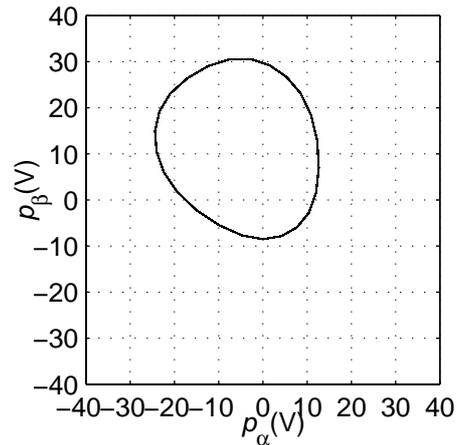


Fig. 4-65. Señales p_β vs. p_α . Bobinados en paralelo y 60% de excentricidad estática.

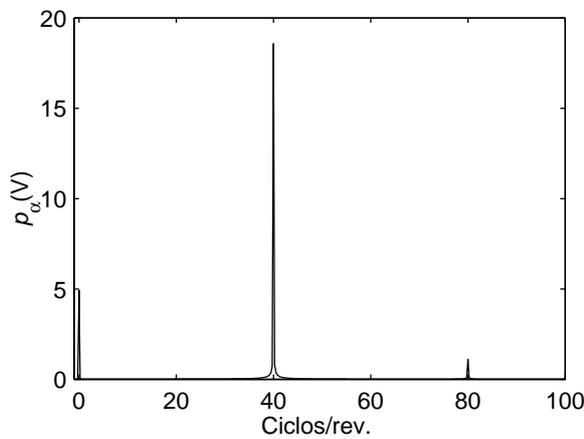


Fig. 4-66. Espectro de la señal p_α . Bobinados en paralelo y 60% de excentricidad estática.

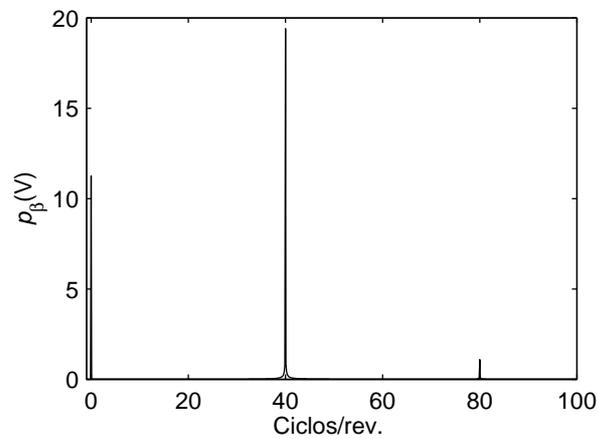


Fig. 4-67. Espectro de la señal p_β . Bobinados en paralelo y 60% de excentricidad estática.

4.5.4.2 Excentricidad dinámica con bobinados en paralelo

Para analizar el efecto de la excentricidad dinámica en un MI con los bobinados en paralelo se modeló una excentricidad dinámica del 60%. La Fig. 4-68 muestra las señales p_a , p_b y p_c y la Fig. 4-69 muestra las señales p_β vs. p_α . El espectro de la señal p_α se puede ver en la Fig. 4-70 donde se observan componentes de baja frecuencia y otras alrededor de la componente de 40 ciclos por revolución producida por las barras. En la Fig. 4-71 se presenta el espectro de baja frecuencia donde, a diferencia de lo obtenido en el caso de los bobinados en serie, aparece una componente significativa de 2 ciclos por revolución y una componente menor de 4 ciclos por revolución. Al igual que en el caso de excentricidad estática, la amplitud de las componentes producidas por la excentricidad dinámica es mayor en el motor con bobinados en paralelo que en el motor con bobinados en serie.

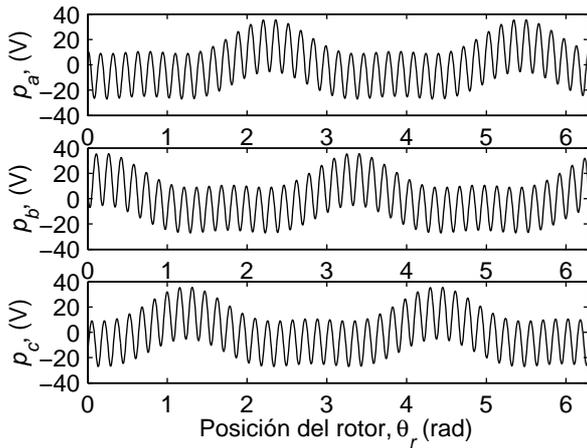


Fig. 4-68. Señales p_a , p_b y p_c . Bobinados en paralelo y 60% de excentricidad dinámica.

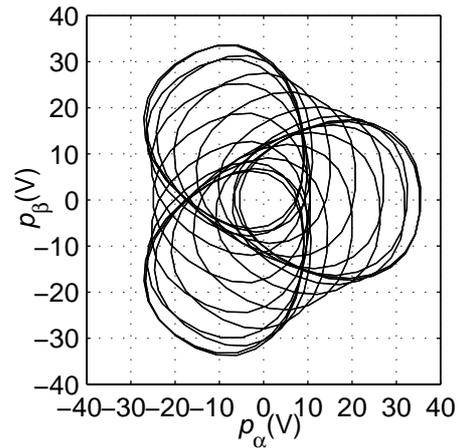


Fig. 4-69. Señales p_β vs. p_α . Bobinados en paralelo y 60% de excentricidad dinámica.

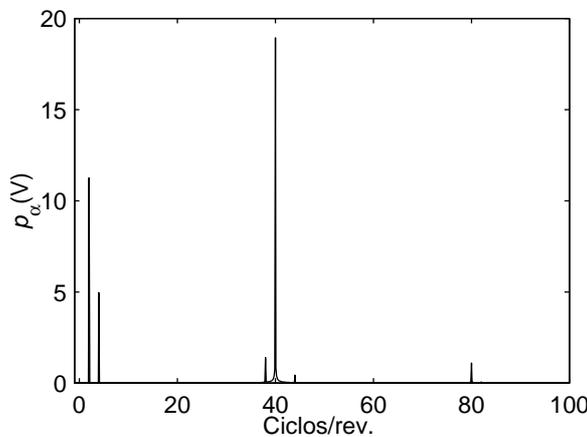


Fig. 4-70. Espectro de la señal p_α . Bobinados en paralelo y 60% de excentricidad dinámica.

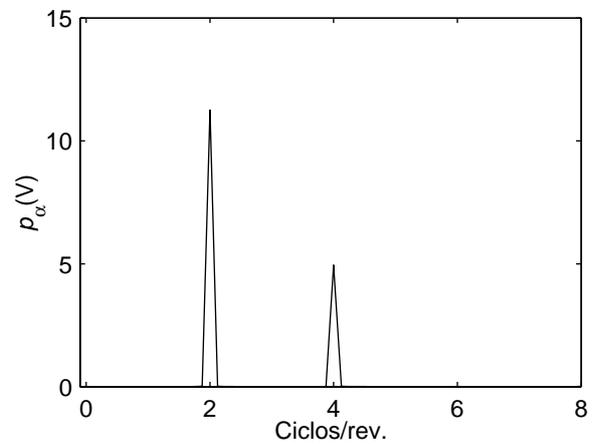


Fig. 4-71. Espectro de baja frecuencia de la señal p_α . Bobinados en paralelo y 60% de excentricidad dinámica.

Para analizar los resultados obtenidos en presencia de excentricidad con bobinados en paralelo, en la Fig. 4-72 se presenta un diagrama donde se ven los bobinados de la fase A para dos posiciones del rotor. Los conductores pintados en gris corresponden al primer circuito formado por dos polos conectados en serie. Los conductores que no están pintados corresponden al segundo circuito de la fase A . Como se puede ver en la figura, cada circuito observa una variación periódica del entrehierro una vez por revolución. Como dichos circuitos están en paralelo, el efecto de la variación periódica del entrehierro produce una componente de dos ciclos por revolución en las señales de diagnóstico, además de la componente de 4 ciclos correspondiente a los 4 polos del motor.

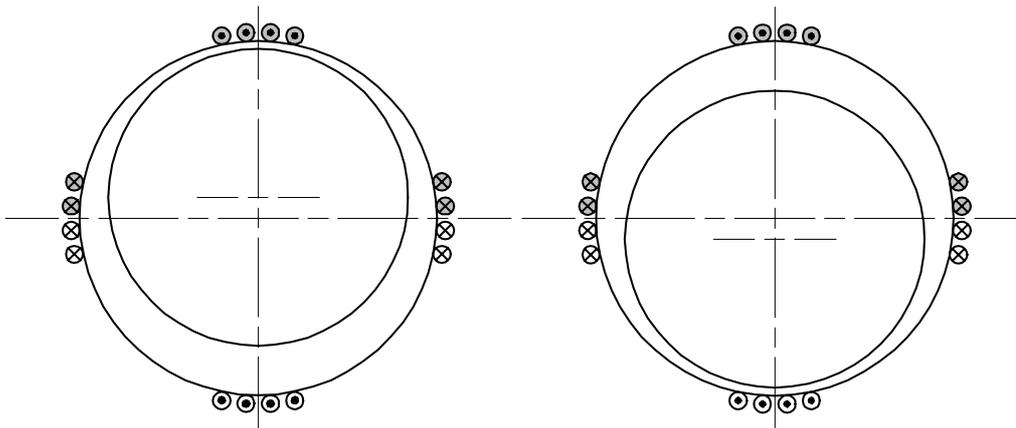


Fig. 4-72. Esquema del motor con bobinados en paralelo y excentricidad dinámica para dos posiciones opuestas del rotor.

4.5.4.3 Excentricidad combinada con bobinados en paralelo

La Fig. 4-73 y la Fig. 4-74 muestran las señales de diagnóstico en presencia de excentricidad combinada. Los niveles de excentricidad son los mismos que los utilizados en el análisis del motor con bobinados en serie (50% de excentricidad estática y 30% de excentricidad dinámica). El desplazamiento estático del rotor se realizó en la dirección de la fase A , y al igual que en los resultados obtenidos para la excentricidad estática pura, la traza del vector \mathbf{P} se encuentra desplazada 120° de la dirección de desplazamiento del rotor. En la Fig. 4-75 y la Fig. 4-76 se muestran los espectros en frecuencia de las señales p_α y p_β respectivamente. Al igual que en el caso analizado para la conexión en serie de los bobinados, aparecen en el espectro varias componentes de baja frecuencia y otras alrededor de la componente producida por las barras. Debido a que el porcentaje de excentricidad estática considerado es mayor que el de excentricidad dinámica, la componente de 1 ciclo/rev. posee mayor amplitud que las demás componentes de baja frecuencia (Fig. 4-77 y Fig. 4-78).

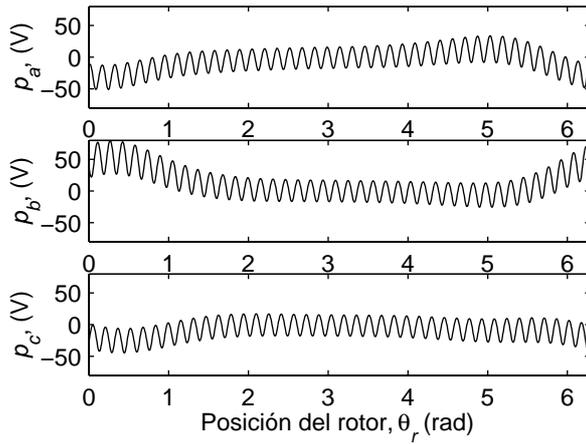


Fig. 4-73. Señales p_a , p_b y p_c . Bobinados en paralelo y excentricidad combinada.

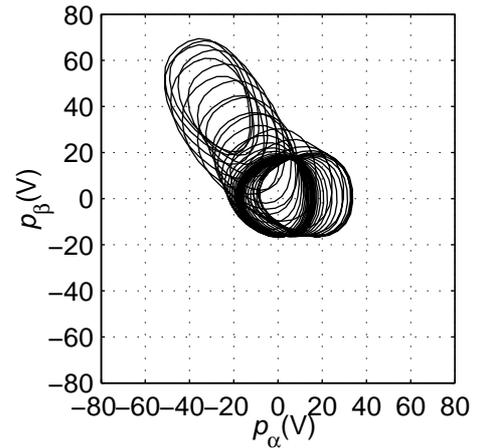


Fig. 4-74. Señales p_β vs. p_α . Bobinados en paralelo y excentricidad combinada.

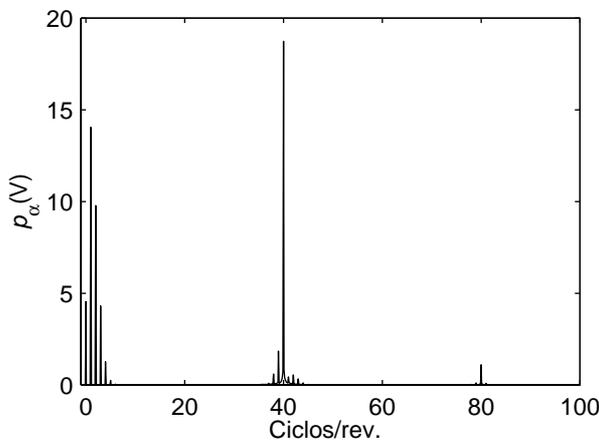


Fig. 4-75. Espectro de la señal p_α . Bobinados en paralelo y excentricidad combinada.

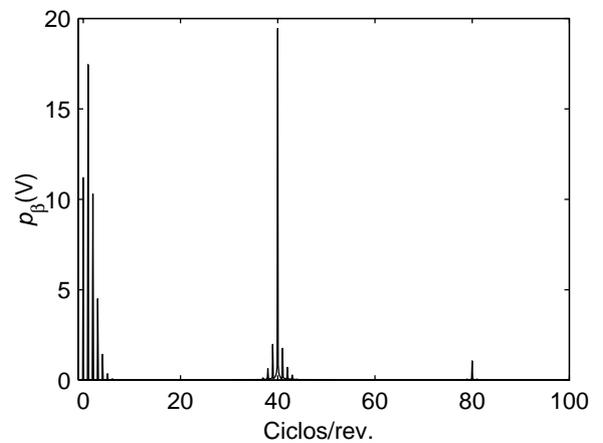


Fig. 4-76. Espectro de la señal p_β . Bobinados en paralelo y excentricidad combinada.

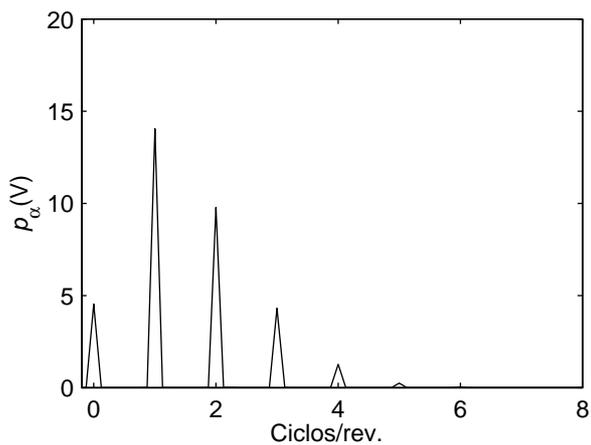


Fig. 4-77. Espectro de baja frecuencia de la señal p_α . Bobinados en paralelo y excentricidad combinada.

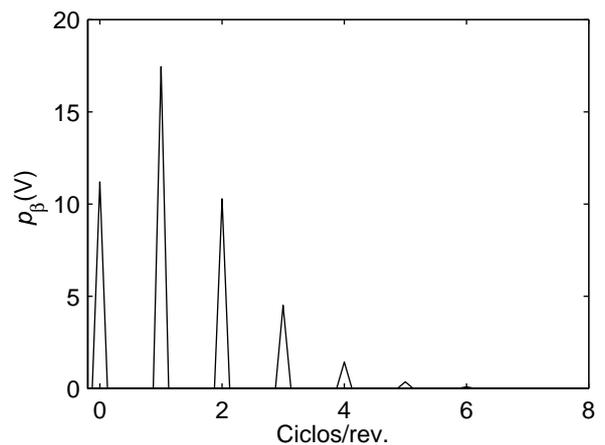


Fig. 4-78. Espectro de baja frecuencia de la señal p_β . Bobinados en paralelo y excentricidad combinada.

Para comparar los resultados obtenidos usando el modelo de circuitos múltiplemente acoplados con los obtenidos experimentalmente, se modeló la excentricidad combinada considerando la excentricidad dinámica producida por el buje excéntrico d_3 (ver Apéndice C) y valores de excentricidad estática, inherentes al motor, del 5 y 10%. Estos valores de excentricidad son los mismos que los considerados en el análisis de excentricidad combinada con bobinados en serie.

La Fig. 4-79 y la Fig. 4-80 muestran las señales p_a , p_b y p_c . La traza del vector \mathbf{P} en el plano α - β para los dos casos analizados se muestra en la Fig. 4-81 y la Fig. 4-82. Los espectros de las señales p_α y p_β en la Fig. 4-83, la Fig. 4-84, la Fig. 4-85 y la Fig. 4-86. En estos resultados se puede ver que, a diferencia de los obtenidos para la conexión serie, la componente de 2 ciclos por revolución posee mayor amplitud que la de 4 ciclos por revolución.

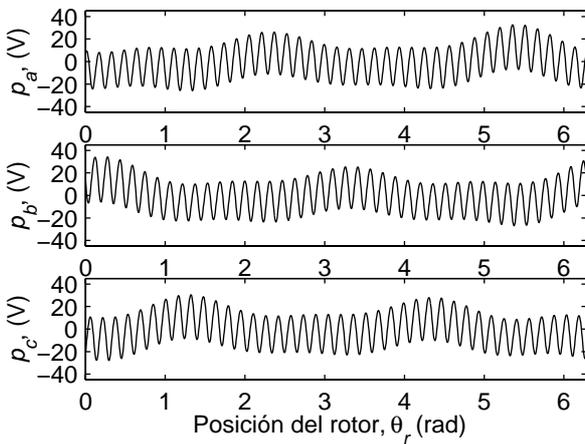


Fig. 4-79. Señales p_a , p_b y p_c con el buje d_3 y 5% de excentricidad estática. Bobinados en paralelo.

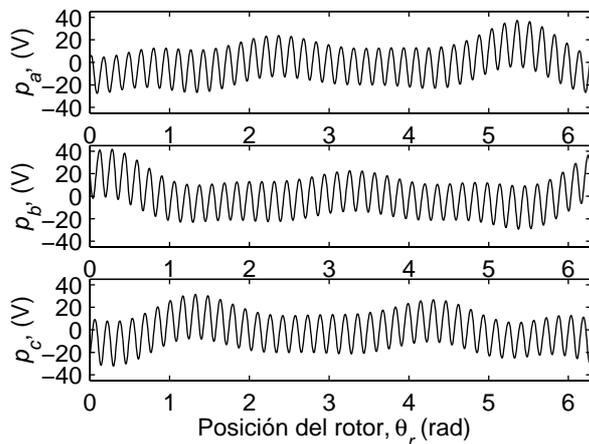


Fig. 4-80. Señales p_a , p_b y p_c con el buje d_3 y 10% de excentricidad estática. Bobinados en paralelo.

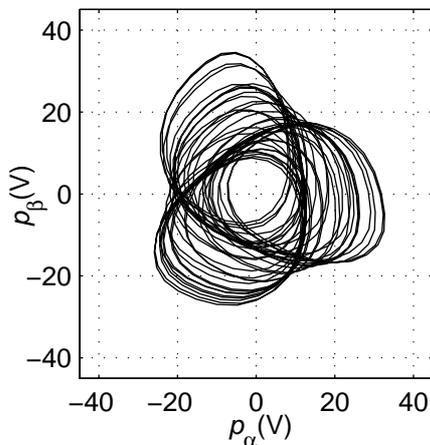


Fig. 4-81. Señales p_β vs. p_α con el buje d_3 y 5% de excentricidad estática. Bobinados en paralelo.

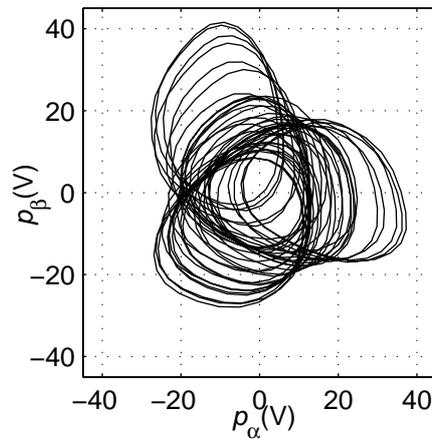


Fig. 4-82. Señales p_β vs. p_α con el buje d_3 y 10% de excentricidad estática. Bobinados en paralelo.

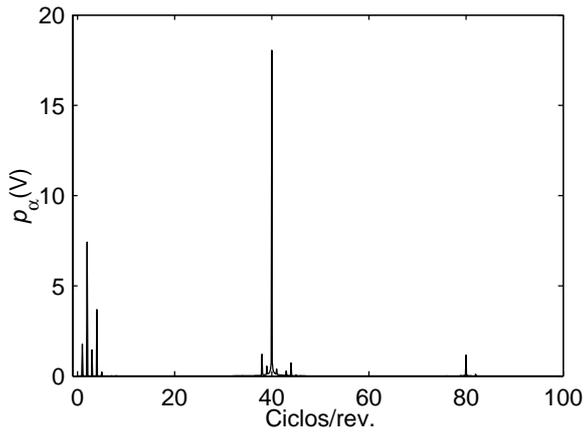


Fig. 4-83. Espectro de la señal p_α . Buje d_3 y 5% de excentricidad estática. Bobinados en paralelo.

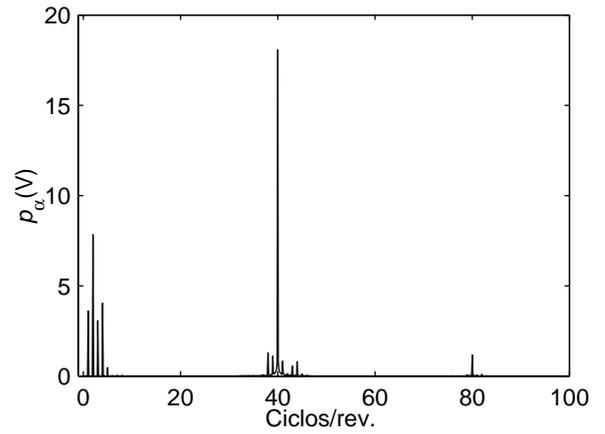


Fig. 4-84. Espectro de la señal p_α . Buje d_3 y 10% de excentricidad estática. Bobinados en paralelo.

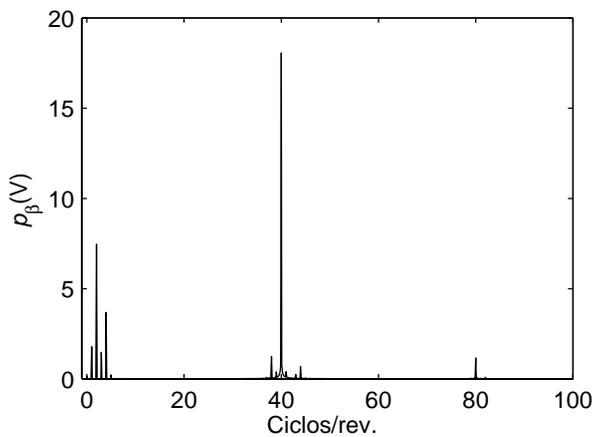


Fig. 4-85. Espectro de la señal p_β . Buje d_3 y 10% de excentricidad estática. Bobinados en paralelo.

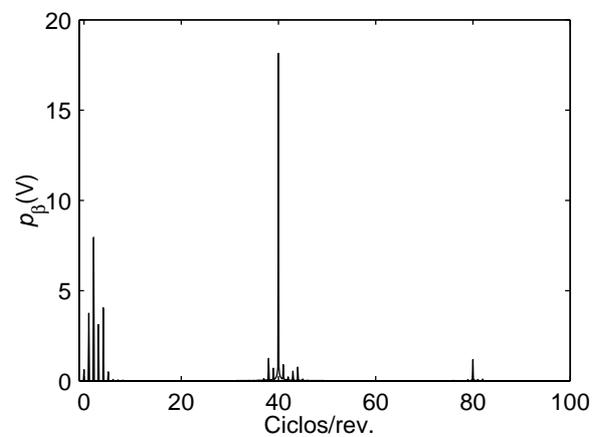


Fig. 4-86. Espectro de la señal p_β . Buje d_3 y 10% de excentricidad estática. Bobinados en paralelo.

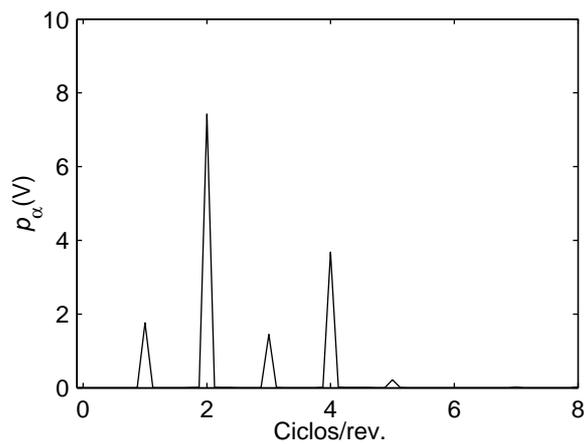


Fig. 4-87. Espectro de baja frecuencia de la señal p_α .
Buje d_3 y 5% de excentricidad estática.
Bobinados en paralelo.

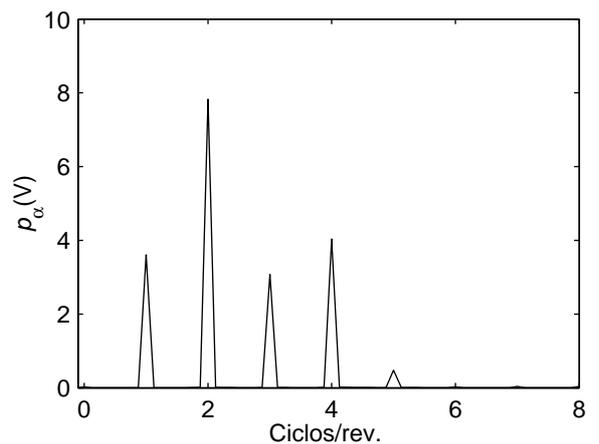


Fig. 4-88. Espectro de baja frecuencia de la señal p_α .
Buje d_3 y 10% de excentricidad estática.
Bobinados en paralelo.

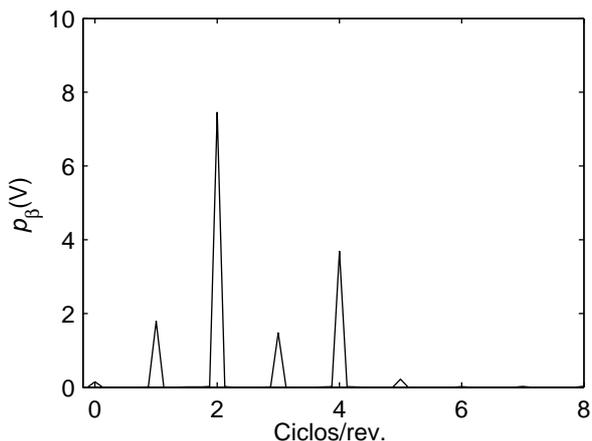


Fig. 4-89. Espectro de baja frecuencia de la señal p_β . Buje d_3 y 5% de excentricidad estática. Bobinados en paralelo.

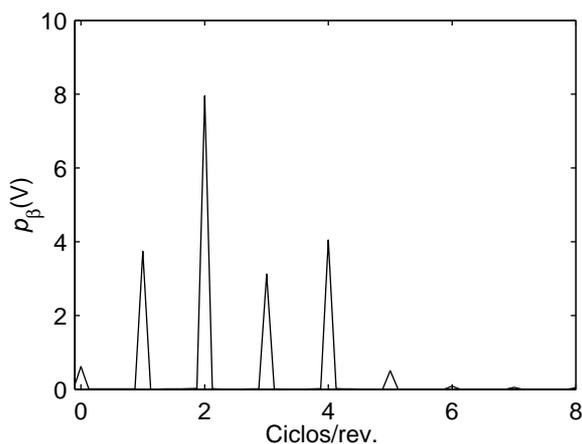


Fig. 4-90. Espectro de baja frecuencia de la señal p_β . Buje d_3 y 10% de excentricidad estática. Bobinados en paralelo.

4.6 Resultados experimentales

Para validar los resultados obtenidos mediante el modelo, la estrategia de diagnóstico de fallas se implementó con el mismo prototipo de laboratorio que la estrategia de estimación de posición, analizada en el capítulo anterior. Las características de este prototipo de laboratorio se describen en la Sección C.2 del Apéndice C. Se realizaron además, modificaciones sobre diferentes motores con el objetivo de producir los distintos tipos de fallas estudiadas. Las características de estos motores se describen en el Apéndice C.

A continuación se presentan los resultados obtenidos mediante la estrategia propuesta para los casos de: barras rotas, fallas en el estator y excentricidad del entrehierro con bobinados serie y paralelo.

4.6.1 Rotura de las barras

Para producir la rotura de una barra se realizó una perforación en el rotor en la dirección radial. Las características del rotor utilizado se describen en la Sección C.4 del Apéndice C. La Fig. 4-91 muestra las señales p_a , p_b y p_c , correspondientes al motor sin falla girando a 30 rpm, sin excitación fundamental y carga. El intervalo de tiempo en la Fig. 4-91 corresponde a media revolución del rotor. Las señales p_β vs. p_α se muestran en la Fig. 4-93 y el espectro de la señal p_α en la Fig. 4-95. Las Fig. 4-92, Fig. 4-94 y Fig. 4-96 muestran los mismos resultados pero con una barra rota. Las componentes producidas por la falla sobre las señales de diagnóstico, son las mismas que las obtenidas mediante el análisis basado en el modelo. La amplitud de las componentes de 4, 8 y 20 ciclos/rev. son menores que las obtenidas a partir del modelo y muy similares a las obtenidas mediante simulación

aumentando la resistencia de las barras. Esto se debe a que la rotura de la barra se produjo perforando el rotor, produciendo una variación significativa en la resistencia de la barra. Sin embargo, esta rotura no produce una interrupción efectiva del lazo de corriente debido a que la perforación cortocircuitó, en cierta medida, la laminación del rotor.

Los resultados obtenidos indican que es posible utilizar la estrategia propuesta para la detección y diagnóstico de barras rotas.

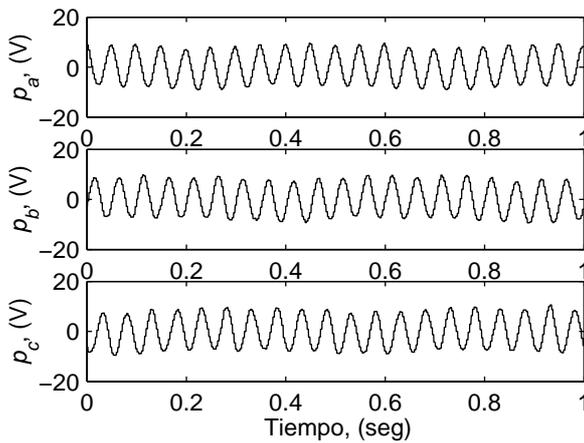


Fig. 4-91. Señales p_a , p_b y p_c .

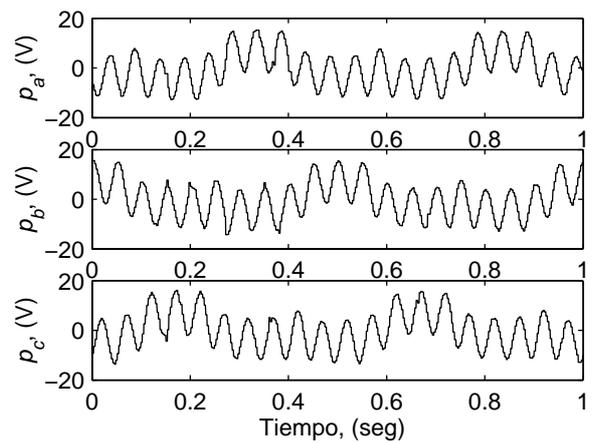


Fig. 4-92. Señales p_a , p_b y p_c , con una barra rota.

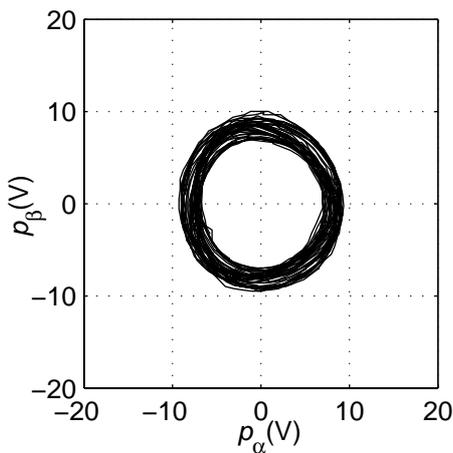


Fig. 4-93. Señales p_β vs. p_α .

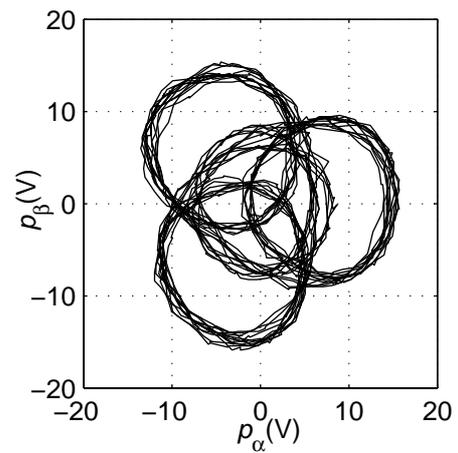


Fig. 4-94. Señales p_β vs. p_α , con una barra rota.

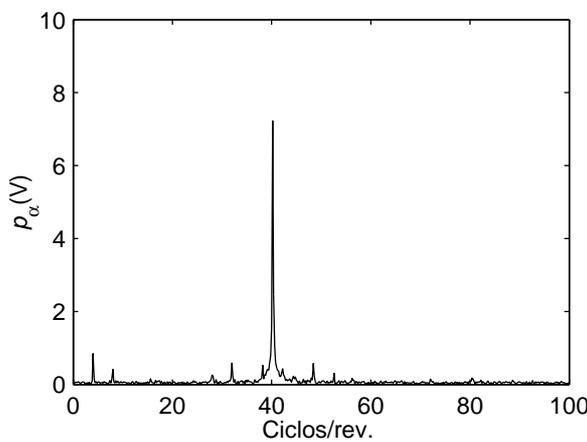


Fig. 4-95. Espectro de la señal p_α .

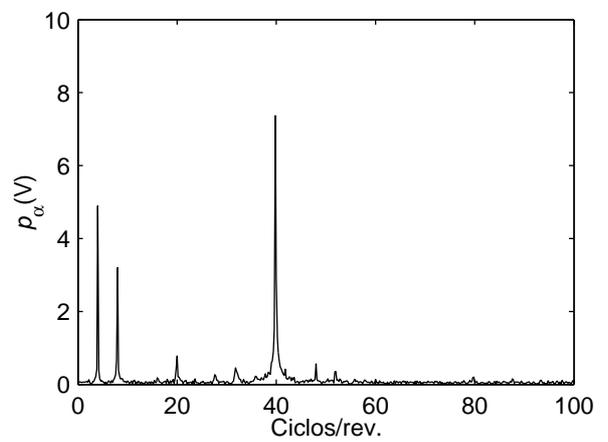


Fig. 4-96. Espectro de la señal p_α , con una barra rota.

4.6.2 Fallas en el estator

Para validar el desempeño de la estrategia de diagnóstico, frente a cortocircuitos en los bobinados del estator, se modificó el bobinado de un motor de manera tal que se pueden cortocircuitar diferentes números de espiras correspondientes a la fase A . En la Sección C.5 del Apéndice C se describe este prototipo. En la Fig. 4-97 se presentan las señales p_β vs. p_α para el motor sin fallas en los bobinados. Las Fig. 4-98, Fig. 4-99 y Fig. 4-100 muestran el efecto que produce, sobre las señales de diagnóstico, el cortocircuito de 1, 5 y 10 espiras respectivamente. En estos resultados se observa que el cortocircuito de las bobinas de una fase produce el desplazamiento de la señal en el plano α - β en la dirección de la fase fallada. La magnitud de la componente de continua, en función del número de espiras cortocircuitadas, se presenta en la Fig. 4-101 y la Fig. 4-102. En la primera figura se muestra la amplitud de la señal sin cancelar el desplazamiento producido por otras irregularidades y por el desplazamiento debido a los sensores de tensión y conversores A/D. En la segunda figura se muestra la amplitud de la señal cancelando dicho desplazamiento. Estos resultados, similares a los obtenidos mediante el análisis basado en el modelo, indican que es posible la detección de espiras en cortocircuito, aún cuando el número de espiras cortocircuitadas es muy pequeño.

Se puede ver en la Fig. 4-101 una discontinuidad en la amplitud de la componente de continua, $p_{\alpha 0}$, cuando se pasa de 5 a 6 espiras en cortocircuito. En el bobinado del motor no se observaron asimetrías en las espiras de cortocircuito que justifiquen dicha discontinuidad. Existe una diferencia en la conexión de las bobinas para lograr el número de espiras en cortocircuito deseadas (ver Sección C.5 del Apéndice C). Para las 5 primeras espiras en cortocircuito, se unió el extremo de la fase, U_1 , con las salidas U_{1-1} , U_{1-2} , U_{1-3} , U_{1-4} y U_{1-5} quedando el cortocircuito al inicio de la fase. Mientras que para las siguientes, 6 a 10 espiras en cortocircuito, se conectó la salida U_{1-10} con las salidas U_{1-4} , U_{1-3} , U_{1-2} , U_{1-1} y U_1 respectivamente, donde el comienzo de la fase para los cuatro primeros casos, no forma parte de las espiras en cortocircuito sino de la porción sana del bobinado.

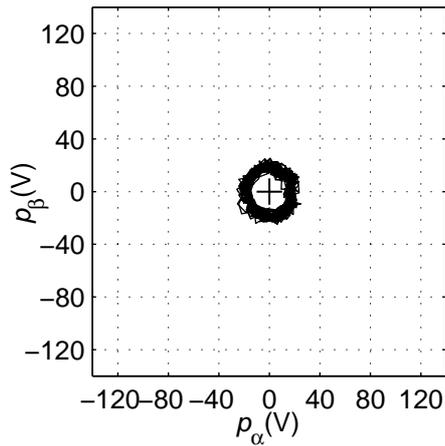


Fig. 4-97. Señales p_β vs. p_α , sin falla.

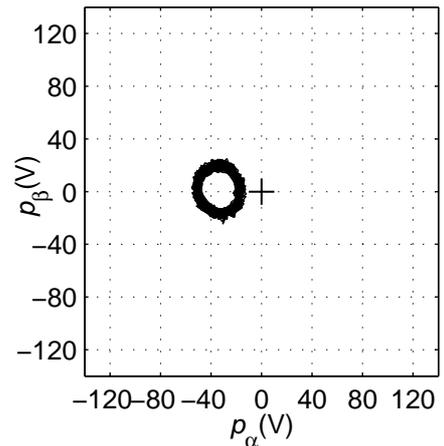


Fig. 4-98. Señales p_β vs. p_α , 1 espira en cortocircuito.

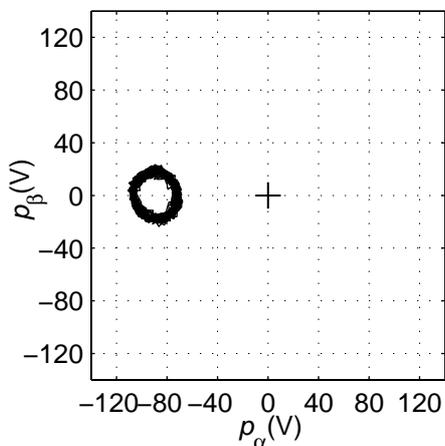


Fig. 4-99. Señales p_β vs. p_α , 5 espiras en cortocircuito.

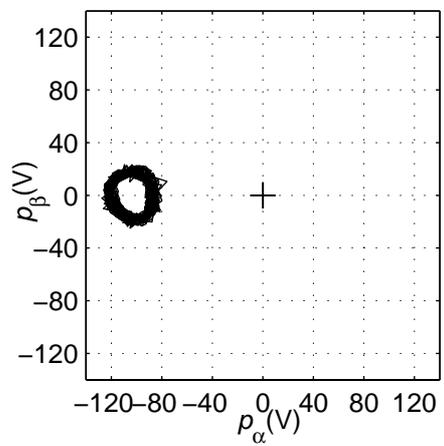


Fig. 4-100. Señales p_β vs. p_α , 10 espiras en cortocircuito.

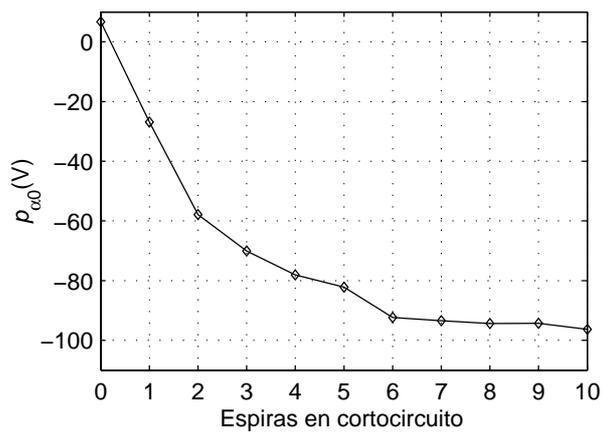


Fig. 4-101. Componente $p_{\alpha 0}$ en función del número de espiras en cortocircuito. Con desplazamiento.

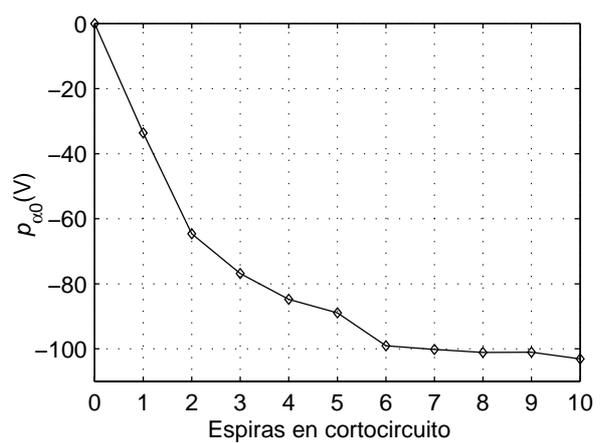


Fig. 4-102. Componente $p_{\alpha 0}$ en función del número de espiras en cortocircuito. Sin desplazamiento.

4.6.3 Excentricidad dinámica

Con el objetivo de producir excentricidad dinámica en el entrehierro del motor se reemplazo un rodamiento por otro de mayor diámetro interno e igual diámetro externo más un buje excéntrico. Este buje adapta el diámetro del eje del rotor al diámetro interno del rodamiento. Debido a que se modificó un solo rodamiento la excentricidad del entrehierro es no uniforme a lo largo del eje axial del motor. El nivel de excentricidad dinámica introducido es del 29% en $z = 0$ y 71% en $z = L$.

En la Fig. 4-103 se muestran las señales p_a , p_b y p_c para el motor con excentricidad en el entrehierro. Las señales p_β vs. p_α se muestran en la Fig. 4-104 y los espectros de dichas señales en la Fig. 4-105 y la Fig. 4-106. En los espectros de baja frecuencia, mostrados en la Fig. 4-107 y la Fig. 4-108, se pueden ver los mismos armónicos que los obtenidos en el análisis mediante el modelo. Estas componentes de baja frecuencia pueden ser utilizadas para el diagnóstico de excentricidad en el entrehierro. La componente de 4 ciclos/rev. también aparece cuando existen barras o anillos del rotor rotos. Sin embargo, es fácil discriminar entre éstas y la excentricidad del entrehierro debido a que en el último caso no aparece la componente de 8 ciclos por revolución y en cambio existen otras componentes de baja frecuencia (1,2 y 3 ciclos/rev.).

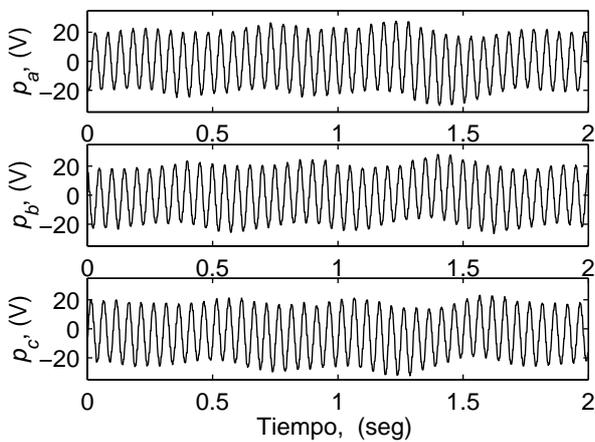


Fig. 4-103. Señales p_a , p_b y p_c . Excentricidad dinámica.

Resultado Experimental.

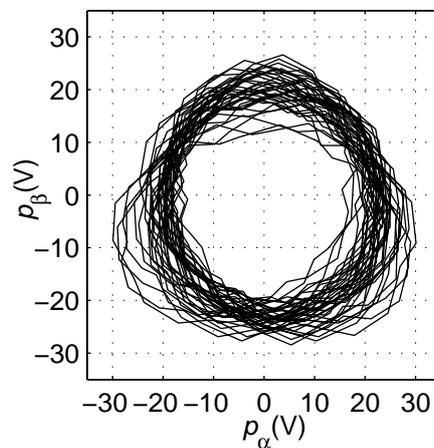


Fig. 4-104. Señales p_β vs. p_α . Excentricidad dinámica.

Resultado Experimental.

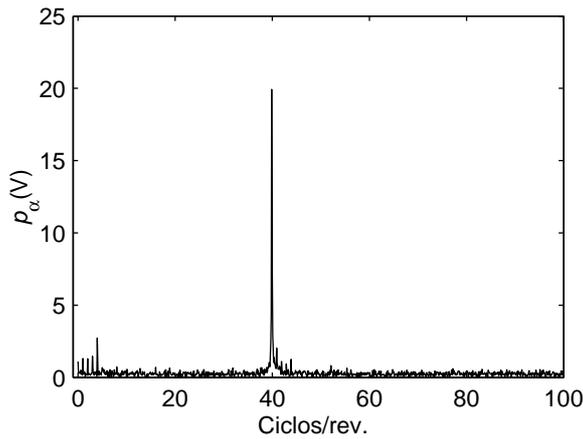


Fig. 4-105. Espectro de la señal p_α . Excentricidad dinámica. Resultado Experimental.

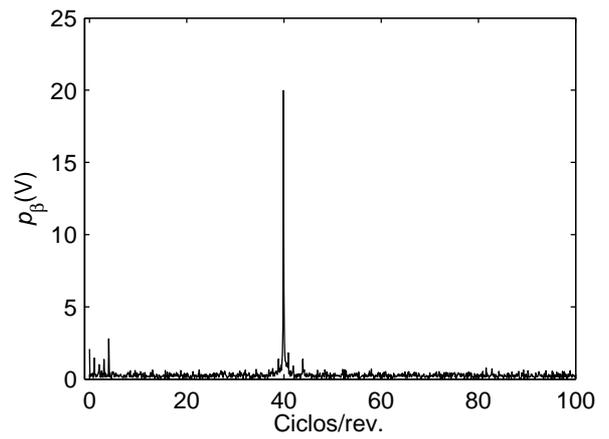


Fig. 4-106. Espectro de la señal p_β . Excentricidad dinámica. Resultado Experimental.

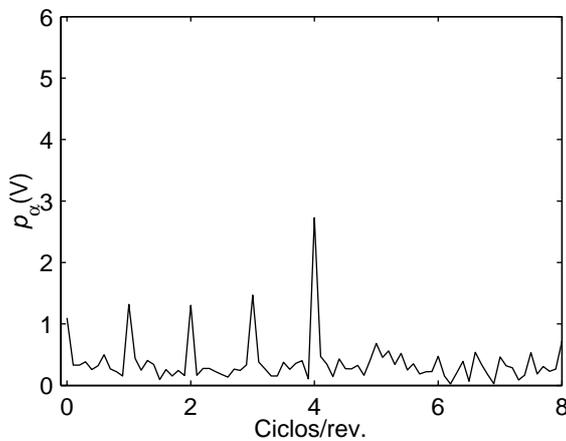


Fig. 4-107. Espectro de baja frecuencia de la señal p_α . Excentricidad dinámica. Resultado Experimental.

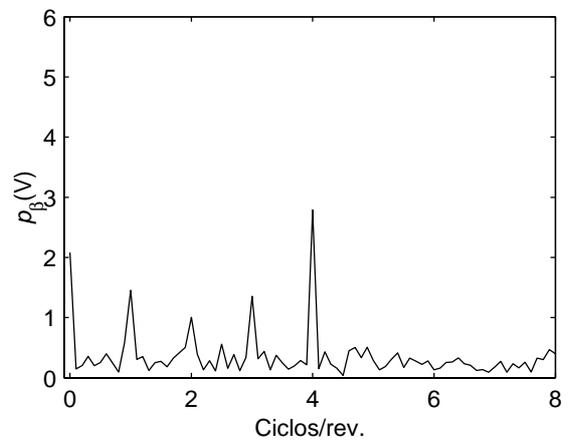


Fig. 4-108. Espectro de baja frecuencia de la señal p_β . Excentricidad dinámica. Resultado Experimental.

4.6.4 Excentricidad dinámica con bobinados en paralelo

Como se describió en el análisis basado en el modelo, la conexión en paralelo de los bobinados del estator modifica las señales de diagnóstico en presencia de excentricidad del entrehierro. Para validar este efecto, se realizaron ensayos sobre un motor de iguales características que el analizado en la sección anterior pero con la conexión de bobinados en paralelo. Los datos de este motor se presentan en el Apéndice C (estator B , rotor B).

Las señales p_a , p_b y p_c para este motor con excentricidad combinada producida por el buje d_3 se muestran en la Fig. 4-109. En la Fig. 4-110 se muestran las señales p_β vs. p_α . Los espectros de las señales p_α y p_β se muestran en la Fig. 4-111 y la Fig. 4-112 respectivamente. Las componentes de baja frecuencia de estas señales se pueden ver en la Fig. 4-113 y la Fig. 4-114.

Aunque en el espectro aparecen los mismos armónicos, las señales en el plano α - β obtenidas mediante el modelo se ven diferentes a las experimentales. Esto se debe a que la amplitud de las componentes de la señal obtenida en forma experimental es menor a la obtenida mediante el modelo. Además, la magnitud, dirección y distribución de la excentricidad estática inherente del motor son desconocidas y probablemente, difieran de los valores considerados en el modelo.

Comparando los resultados experimentales con los obtenidos para el motor con bobinados en serie y la misma excentricidad, se puede ver que para la conexión en paralelo de los bobinados las componentes producidas por la excentricidad poseen mayor amplitud.

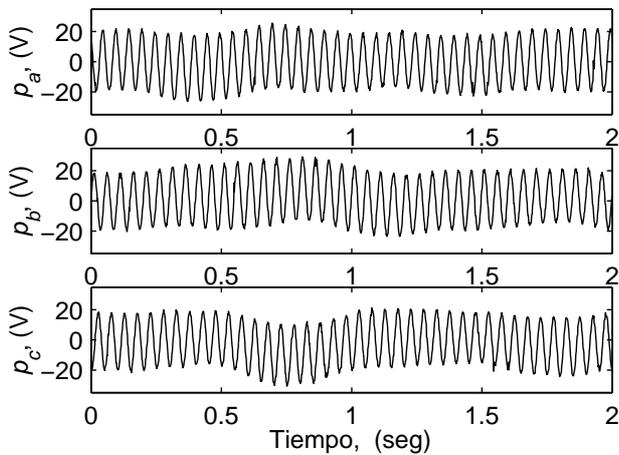


Fig. 4-109. Señales p_a , p_b y p_c . Bobinados en paralelo y excentricidad dinámica. Resultado Experimental.

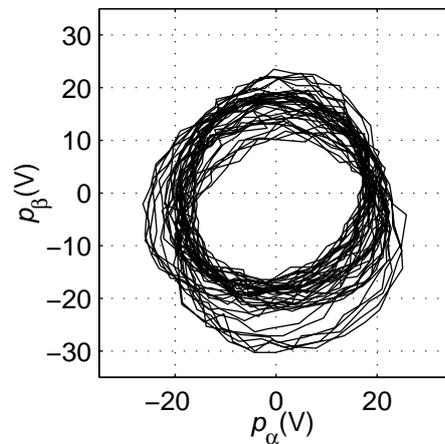


Fig. 4-110. Señales p_β vs. p_α . Bobinados en paralelo y excentricidad dinámica. Resultado Experimental.

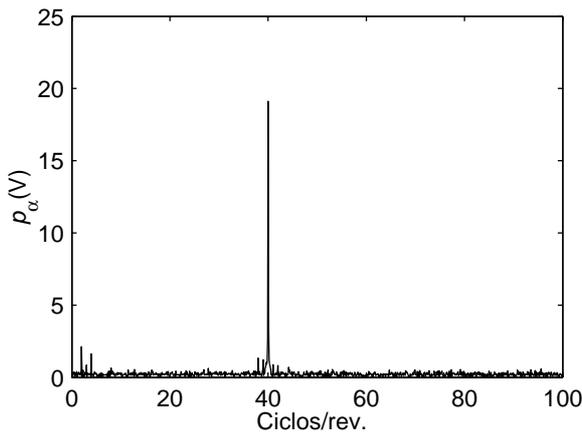


Fig. 4-111. Espectro de la señal p_α .

Bobinados en paralelo y excentricidad dinámica.
Resultado Experimental.

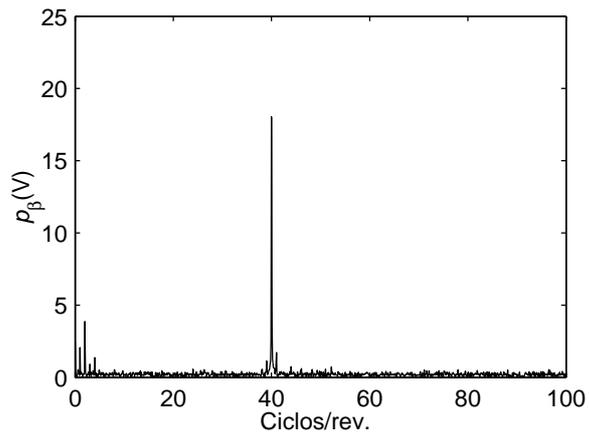


Fig. 4-112. Espectro de la señal p_β .

Bobinados en paralelo y excentricidad dinámica.
Resultado Experimental.

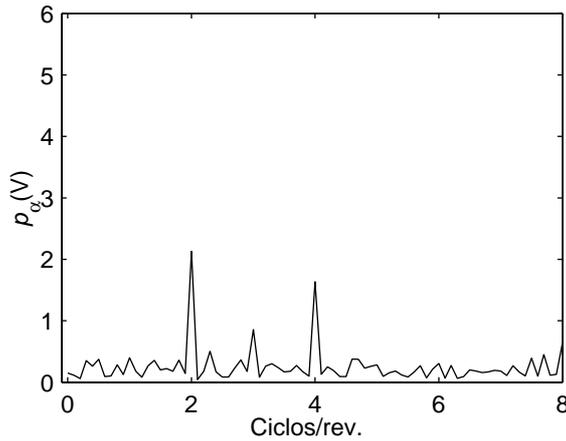


Fig. 4-113. Espectro de baja frecuencia de la señal p_{α} .

Bobinados en paralelo y excentricidad dinámica.
Resultado Experimental.

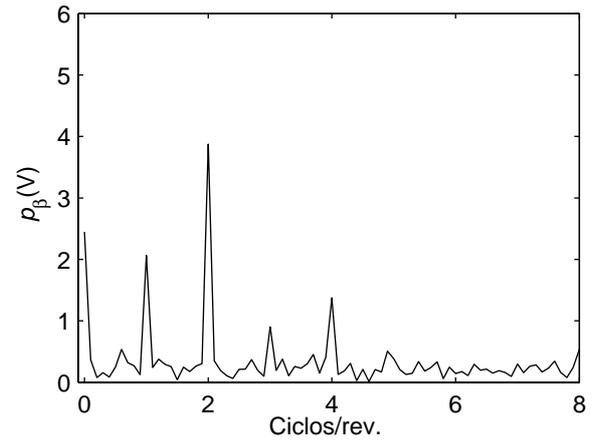


Fig. 4-114. Espectro de baja frecuencia de la señal p_{β} .

Bobinados en paralelo y excentricidad dinámica.
Resultado Experimental.

4.7 Discusión y conclusiones

En este capítulo se propuso una estrategia para detectar distintas fallas en MI. Esta propuesta está basada en técnicas ya utilizadas en estrategias de estimación de posición sin la utilización de sensores mecánicos. Las fallas que se analizaron fueron barras y anillos rotos en la jaula de ardilla, cortocircuitos de las espiras del estator y excentricidad del entrehierro. Los resultados obtenidos indican que dichas fallas producen cambios significativos sobre las señales de diagnóstico y, por tal motivo, es factible la detección y el diagnóstico de fallas usando la estrategia propuesta. Mediante el análisis basado en el modelo se determinaron los efectos de cada una de las fallas permitiendo, no solamente la detección de las fallas, sino también el correcto diagnóstico de la misma.

La rotura de una o más barras del rotor produce en las señales de diagnóstico componentes significativas de 4 y 8 ciclos por revolución y una componente menor de 20 ciclos. Estas componentes modifican considerablemente la traza del vector \mathbf{P} en el plano α - β . La rotura de uno de los anillos de cortocircuito, al igual que las barras, modifica los circuitos del rotor generando componentes de 4 y 8 ciclos por revolución de amplitud similar y componentes menores de 16 y 20 ciclos por revolución. Una diferencia importante entre estas dos fallas se observa en la traza del vector \mathbf{P} , ésta se encuentra invertida existiendo desplazamientos en la dirección positiva de los ejes de las fases para el caso de barras rotas y en la dirección negativa para la rotura de los anillos de cortocircuito. Esto se debe a que en el primer caso, el nuevo lazo generado por la falla posee una mayor inductancia mutua de acoplamiento con los circuitos del estator que los demás lazos. Mientras que en el segundo

caso, en el nuevo lazo generado por la rotura del anillo no se modifica la inductancia mutua con los circuitos del estator, variando sí las autoinductancias de dicho lazo.

Las fallas en el estator, producidas por cortocircuitos entre espiras, producen componentes de continua en las señales de diagnóstico. Estas componentes desplazan, en el plano α - β , la traza del vector \mathbf{P} en la dirección de la fase fallada. Como este tipo de fallas no produce cambios sobre los circuitos del rotor, no aparecen en el espectro componentes que varíen en función de la posición. La amplitud de la componente de continua crece significativamente para un número bajo de espiras en cortocircuito tendiendo a un valor constante cuando se cortocircuita un número elevado de espiras. Esto permite el diagnóstico de cantidades muy pequeñas de espiras en cortocircuito evitando de esta manera que la falla se propague al resto del bobinado o a otras fases.

La excentricidad estática, dinámica o combinada del entrehierro produce modificaciones sobre las señales de diagnóstico que permiten no solamente la detección sino también el correcto diagnóstico del tipo de excentricidad presente en el entrehierro.

La excentricidad estática produce una componente de continua en las señales de diagnóstico que, en el caso de conexión serie de los bobinados, indica la dirección del desplazamiento en el plano α - β . Esta componente es de amplitud muy reducida para niveles de excentricidad menores al 30% o 40% dificultando su diagnóstico. Para niveles mayores de excentricidad, en los cuales existe la posibilidad de que el estator roce con el rotor, la componente de continua crece significativamente facilitando su detección. Una herramienta importante para discriminar entre una falla en el estator y la excentricidad estática del entrehierro se encuentra en la dirección del desplazamiento de la señal en el plano α - β . Para el cortocircuito de espiras del estator el desplazamiento se produce exactamente sobre la dirección de la fase dañada mientras que el desplazamiento producido por la excentricidad se encuentra en la dirección de desplazamiento del entrehierro. De esta manera el único caso en donde es más difícil discriminar entre una y otra falla es cuando el desplazamiento del entrehierro está alineado exactamente con una fase del estator.

En presencia de excentricidad dinámica, si el motor tiene los bobinados conectados en serie, aparece una componente de 4 ciclos por revolución en la señal de diagnóstico. Cuando los bobinados están conectados en paralelo, además de esta componente, aparece una componente de 2 ciclos por revolución de mayor amplitud. En los dos casos anteriores es posible discriminar este tipo de falla de la rotura de barras o anillos debido a que no aparecen las componentes de 8 y 20 ciclos por revolución. Al igual que para el caso de excentricidad

estática, es muy difícil el diagnóstico de este tipo de falla para niveles de excentricidad menores al 30%.

CAPÍTULO 5

DISCUSIÓN, CONCLUSIONES Y PROPUESTAS

PARA TRABAJOS FUTUROS

5.1 *Discusión y conclusiones*

En esta tesis se estudiaron estrategias para la estimación de posición y el diagnóstico de fallas en accionamientos con motores de inducción. Estas estrategias se basan en el efecto que producen las irregularidades de la máquina sobre la tensión de secuencia cero, cuando se inyecta una señal exploradora mediante el inversor del accionamiento. De esta manera, es posible desacoplar las señales que contienen la información de las irregularidades de la excitación fundamental del motor. Para el análisis de estas estrategias se propuso un modelo de circuitos múltiplemente acoplados y un método para el cálculo de las inductancias de dicho modelo.

A continuación se discuten los resultados obtenidos y se enumeran las principales conclusiones referidas al modelado, estimación de posición y diagnóstico de fallas en el motor de inducción.

5.1.1 Modelado del motor de inducción

Para el estudio de las irregularidades del motor se propuso utilizar un modelo de circuitos múltiplemente acoplados y se desarrollaron las ecuaciones para el cálculo de las inductancias de dicho modelo. Éste permite considerar todos los armónicos debido a la distribución espacial de las barras y los bobinados y las irregularidades del entrehierro. A

diferencia de propuestas anteriores, es posible considerar asimetrías no uniformes a lo largo del eje axial tales como cruzamiento de las barras y excentricidad del entrehierro no uniforme a lo largo del eje axial. Se obtuvieron las expresiones para el cálculo de las inductancias en presencia de variaciones del entrehierro tales como ranuras del estator y del rotor y excentricidad estática, dinámica y combinada.

La extensión del modelo a lo largo del eje axial del motor permitió evaluar el efecto producido por la excentricidad no uniforme del entrehierro. Los resultados obtenidos indican que la excentricidad no uniforme a lo largo del eje axial puede producir perturbaciones menores sobre las inductancias que las producidas por similares niveles de excentricidad uniforme. Sin embargo, la distancia mínima entre el estator y el rotor y por lo tanto las posibilidades de rozamiento entre estos son similares en ambos casos. Este resultado es de interés si se pretende utilizar el modelo para evaluar estrategias de diagnóstico.

Se construyó especialmente un prototipo experimental que permitió validar, al nivel de inductancias, la propuesta realizada como así también las propuestas de otros investigadores. En propuestas anteriores, la validación del cálculo de inductancias solamente se realizó por comparación con métodos de elementos finitos o analizando las corrientes obtenidas mediante simulación del modelo de circuitos múltiplemente acoplados. Se obtuvieron resultados experimentales con y sin cruzamiento de las barras del rotor, como así también en presencia de excentricidad estática y dinámica del entrehierro. Los resultados experimentales mostraron una gran similitud con los calculados, validando la propuesta realizada.

5.1.2 Estimación de posición

Se analizó una estrategia de estimación de posición en motores de inducción usando un modelo de circuitos múltiplemente acoplados. Mediante este modelo se estudiaron los efectos de distintas irregularidades del motor sobre las señales de estimación y se evaluaron aspectos de diseño del MI tales como distribución espacial y conexión de las bobinas del estator, número y cruzamiento de barras.

La distribución discreta de las barras en el rotor produce una componente en las señales de secuencia cero cuando se excita el MI mediante la señal exploradora. La cantidad de ciclos por revolución de dicha componente es función del número de barras y su amplitud decrece cuando aumenta la cantidad de barras. Aunque en algunos casos la traza del vector \mathbf{P} puede no ser exactamente circular, existe muy poco error entre la posición estimada y la del rotor debido al elevado número de barras. Esto es válido si el número de barras no es múltiplo de tres, en este caso debido a la simetría entre el estator y el rotor no existe en las señales de

estimación ninguna componente producida por las barras, lo cual no permite la aplicación de la estrategia de estimación de posición. Este número de barras generalmente no es utilizado por los fabricantes debido a otros inconvenientes asociados al elevado rizado de par producido por el motor.

El cruzamiento de las barras puede modificar significativamente las señales de estimación. La amplitud de estas señales disminuye cuando aumenta el cruzamiento, pasando por un mínimo cuando el cruzamiento es igual a un paso de las ranuras del estator. Este mínimo puede sufrir un corrimiento en función de la apertura de las ranuras del rotor hacia un paso de las barras del rotor. Una mayor apertura de las ranuras también produce un incremento en la amplitud de las señales de estimación.

Mediante el análisis basado en el modelo se determinó que tanto la amplitud como la forma de las señales de estimación no depende del número de espiras de los bobinados sino solamente de la distribución geométrica de los mismos en el estator. El número de espiras en los bobinados del estator es directamente proporcional a la tensión nominal del motor. Por tal motivo para motores de diferentes tensiones nominales y la misma distribución geométrica de los bobinados las señales de estimación tendrán la misma forma y la amplitud cambiará solamente en forma proporcional a la tensión de la malla de corriente continua. En condiciones simétricas del entrehierro, la conexión en paralelo de los bobinados del estator tampoco modifica las señales de estimación.

Los resultados experimentales, obtenidos utilizando rotores y estatores con distintas características de diseño, permitieron validar el análisis realizado mediante el modelo.

5.1.3 Diagnóstico de fallas

Se propuso una estrategia para detectar fallas en el motor de inducción. Esta propuesta está basada en técnicas ya utilizadas en estrategias de estimación de posición sin sensores mecánicos. Las fallas que se analizaron fueron barras y anillos rotos en la jaula de ardilla, cortocircuitos de espiras del estator y excentricidad del entrehierro. Los resultados obtenidos indican que todas estas fallas producen cambios significativos sobre las señales examinadas y por tal motivo es posible su detección y diagnóstico.

En el modelo de circuitos múltiplemente acoplados, presentado en el Capítulo 2, se realizaron las modificaciones necesarias para incluir el efecto de cada una de las fallas. Esto permitió evaluar y cuantificar los efectos producidos por las mismas sobre las señales de diagnóstico.

La rotura de una o más barras del rotor produce componentes significativas de 4 y 8 ciclos por revolución, modificando considerablemente la traza del vector \mathbf{P} en el plano α - β . La rotura de uno de los anillos de cortocircuito, produce las mismas componentes que la rotura de barras. Sin embargo, la traza del vector \mathbf{P} se encuentra invertida existiendo desplazamientos en la dirección positiva de los ejes de las fases para el caso de barras rotas y en la dirección negativa para la rotura de los anillos de cortocircuito. Esto se debe a que en el primer caso, el nuevo lazo generado por la falla posee una mayor inductancia mutua de acoplamiento con los circuitos del estator que los demás lazos. Mientras que en el segundo caso, en el nuevo lazo generado por la rotura del anillo no se modifica la inductancia mutua con los circuitos del estator, variando si las autoinductancias de dicho lazo.

Las fallas en el estator, ocasionadas por cortocircuitos entre espiras, producen componentes de continua en las señales de diagnóstico que desplazan, en el plano α - β , la traza del vector \mathbf{P} en la dirección de la fase fallada y sentido opuesto. Como este tipo de fallas no produce cambios sobre los circuitos del rotor, no aparecen en el espectro componentes que varíen en función de la posición. La amplitud de la componente de continua crece significativamente para un número bajo de espiras en cortocircuito, tendiendo a un valor constante cuando se cortocircuita un número elevado de espiras. Esto permite el diagnóstico de muy pequeñas cantidades de espiras en cortocircuito evitando de esta manera que la falla se propague al resto del bobinado o a otras fases.

La excentricidad estática, dinámica o combinada del entrehierro produce modificaciones sobre las señales de diagnóstico que permiten no solamente la detección sino también el correcto diagnóstico del tipo de excentricidad presente en el entrehierro.

La excentricidad estática produce una componente de continua en las señales de diagnóstico que, en el caso de conexión serie de los bobinados, indica la dirección del desplazamiento en el plano α - β . Esta componente es de amplitud muy reducida para niveles de excentricidad menores al 30% o 40% dificultando su diagnóstico. Para niveles mayores de excentricidad, en los cuales existe la posibilidad de que el estator roce con el rotor, la componente de continua crece significativamente facilitando su detección. Una herramienta importante para discriminar entre una falla en el estator y la excentricidad estática del entrehierro se encuentra en la dirección del desplazamiento de la señal en el plano α - β . Para el cortocircuito de espiras del estator el desplazamiento se produce exactamente sobre la dirección de la fase dañada mientras que el desplazamiento producido por la excentricidad se encuentra en la dirección de desplazamiento del entrehierro. De esta manera, el único caso en

donde es más difícil discriminar entre una y otra falla es cuando el desplazamiento del entrehierro está alineado exactamente con una fase del estator.

En presencia de excentricidad dinámica, aparece una componente de 4 ciclos por revolución en la señal de diagnóstico si el motor tiene los bobinados conectados en serie. Cuando los bobinados están conectados en paralelo, además de esta componente aparece una componente de 2 ciclos por revolución de mayor amplitud. En los dos casos anteriores es posible discriminar este tipo de falla de la rotura de barras o anillos debido a que no aparecen las componentes de 8 y 20 ciclos por revolución. Al igual que para el caso de excentricidad estática, es muy difícil el diagnóstico de este tipo de falla para niveles de excentricidad menores al 30%.

5.2 Propuestas para trabajos futuros

Del trabajo realizado en esta tesis surgen varios temas de interés para trabajos futuros. Estos temas están relacionados con el modelado del motor, las posibles aplicaciones de dicho modelo, y la estimación de posición y diagnóstico de fallas mediante la inyección de señales exploradoras.

5.2.1 Modelado del motor de inducción

En el modelado del motor de inducción es de interés estudiar los efectos de la saturación magnética del núcleo. Cuando las irregularidades que permiten estimar la posición del rotor son pequeñas, los efectos de la saturación pueden enmascararlos y dificultar la implementación de la estrategia de estimación.

Otra propuesta de trabajo es la inclusión en el modelo del efecto producido por el apilamiento de las chapas que forman el núcleo del rotor y del estator. El espacio entre cada una de las chapas disminuye la permeancia del núcleo en la dirección axial del motor disminuyendo las componentes axiales del flujo.

Por último, es importante estudiar la relación entre los parámetros del modelo propuesto y los parámetros concentrados del modelo convencional $d-q$. De esta manera es posible evaluar los efectos de distintas pautas de diseño tales como el número y cruzamiento de barras sobre los parámetros concentrados del modelo $d-q$.

5.2.2 Aplicaciones del modelo

El modelo desarrollado puede utilizarse como una herramienta de diseño de máquinas eléctricas. Sin pretender reemplazar a las técnicas basadas en elementos finitos, el modelo propuesto puede ser una herramienta ágil para evaluar aspectos de diseño tales como número de barras o distribución y conexionado de los circuitos del estator. A diferencia de otras propuestas, la extensión del modelo en el eje axial del motor permite evaluar pautas de diseño tales como el valor del cruzamiento de las barras. Esto permitiría determinar por ejemplo, el valor más adecuado de cruzamiento para la disminución del rizado de par.

El modelo de circuitos múltiplemente acoplados, junto con las modificaciones realizadas para cada tipo de fallas, permitirá estudiar, evaluar y proponer estrategias de diagnóstico de fallas para motores conectados directamente a la red eléctrica. Para las fallas producidas por la rotura de una o más barras, resulta de interés la extensión del modelo propuesto para evaluar las corrientes que circulan entre las barras, a través del núcleo magnético.

5.2.3 Estimación de posición

Aunque la estrategia estudiada permite estimar la posición a bajas velocidades, ésta es aplicable a un grupo de motores de inducción que cumplen con determinadas características particulares. Las más importantes de estas características son: la conexión en estrella de las fases del estator y la apertura de las ranuras del rotor. La conexión en estrella es necesaria debido a que se requiere tener acceso al neutro para medir las tensiones de fase y calcular la tensión de secuencia cero. La apertura de las ranuras permite que las irregularidades que brindan información del rotor no queden enmascaradas por los efectos de saturación de la porción del núcleo que se ubica sobre la barra.

En las aplicaciones donde el motor es una parte fundamental del sistema y ha sido diseñado específicamente para ese uso no resulta difícil, ni demasiado costoso, realizar las modificaciones requeridas y por tal motivo son de mucho interés las estrategias propuestas. Este es el caso, por ejemplo de los accionamientos de tracción para vehículos eléctricos o híbridos, donde el motor es una pieza fundamental del sistema y el mismo se diseña específicamente para esa aplicación. En cambio, en aplicaciones donde se utilizan motores estándar resulta costoso realizar la apertura de las ranuras y muchas veces la tensión de la red no permite la conexión en estrella del motor imposibilitando la aplicación de estas estrategias.

Por tales motivos, es de interés el desarrollo de estrategias de inyección de señales que sean aplicables a motores estándar. Para esto es necesario trabajar sobre los métodos de inyección de señales, las técnicas de medición y el procesamiento de las señales de estimación. Para diseñar estrategias aplicables a motores de ranuras cerradas es necesario considerar los efectos producidos por la saturación y el estado de carga del motor y de esta manera evaluar la forma de desacoplar dichos efectos. Para la estimación de posición en motores sin acceso al neutro resulta interesante analizar propuestas que obtengan la información a partir de las derivadas de corriente del motor.

Otra línea para trabajos futuros es el estudio de distintas señales de exploración para la extracción de la información del rotor. Estas señales deben tender a disminuir la distorsión producida sobre las componentes fundamentales y demandar el menor tiempo posible de manera tal de no deteriorar la tensión de salida del inversor. Para esto, es necesario integrar la señal exploradora con la fundamental en la estrategia de modulación por ancho de impulso.

La estrategia estudiada permite la estimación de posición a bajas velocidades y velocidad cero. Sin embargo, para velocidades elevadas la inyección de señales distorsiona significativamente las corrientes y reduce la tensión disponible. Por estos motivos, es necesario evaluar la implementación de esta estrategia en forma complementaria con otro tipo de estrategias que, por ejemplo, utilizan la FEM de velocidad y poseen un buen desempeño a altas velocidades. Un punto importante a estudiar en este tipo de topologías es la transición entre las diferentes estrategias de estimación.

5.2.4 Diagnóstico de fallas

En el diagnóstico de fallas mediante la inyección de señales resulta de interés la extensión de las estrategias propuestas a motores con ranuras cerradas. Para esto es necesario trabajar sobre los métodos de inyección de señales y las técnicas de medición y procesamiento de las señales de diagnóstico. También resulta de interés la extensión de este tipo de estrategias para motores sin acceso al neutro.

A diferencia de las técnicas de estimación de posición, el diagnóstico de fallas en motores estándar usando inyección de señales resulta más sencillo por varios motivos. Uno de ellos es que la mayoría de las fallas producen irregularidades que modifican significativamente las señales de diagnóstico facilitando su detección. Por otro lado, para el diagnóstico de fallas no es necesaria la inyección continua de señales sino que es posible implementar las estrategias de diagnóstico cada un determinado período de tiempo o incluso

antes del arranque o parada del motor. De esta manera resulta más fácil la separación de los efectos de la saturación.

Por último, resulta de interés el estudio y aplicación de estas estrategias de diagnóstico a otros tipos de máquinas eléctricas tales como motores de reluctancia conmutada, generadores síncronos y motores de imanes permanentes.

BIBLIOGRAFÍA

Modelado del Motor de Inducción

- [1] P. Krause, “*Analysis of Electric Machinery*”, McGraw-Hill, New York, 1986.
- [2] H.A. Toliyat, T.A. Lipo, and J.C. White, “Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications- Part I (Motor Analysis),” *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 6, No. 4, pp. 679-692, Dec. 1991.
- [3] H.A. Toliyat and T.A. Lipo, “Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications- Experimental Results,” *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 9, No. 4, pp. 695-700, Dec. 1994.
- [4] X. Luo, Y. Liao, H. Toliyat, A. El-Antably and T. A. Lipo, “Multiple Coupled Circuit Modeling of Induction Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, no. 2, pp. 311-318, March/April 1995.
- [5] H.A. Toliyat, L. Xue, and T.A. Lipo, “A Five Phase Reluctance Motor with High Specific Torque,” *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 28, No. 3, pp. 659-667, May/June 1992.
- [6] A. Muñoz-García, T. Lipo, "Complex Vector Model of the Squirrel Cage Induction Machine Including Instantaneous Rotor Bar currents", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35 No. 6 , pp. 1332-1340,Nov./Dec. 1999
- [7] H. A. Toliyat and T. A. Lipo, “Transient Analysis of Cage Induction Machines Under Stator, Rotor Bar and End Ring Faults,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 10, No. 2, pp. 241-247, June 1995.
- [8] ST.J. Manolas, J.A. Tegopolus, "Analysis of Squirrel Cage Induction Motors with Broken Bars and Rings", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, N° 4, pp. 1300-1305, 1999.

- [9] J. Milimonfared, H. Meshgin Kelk, A. Der Minassians, S. Nandi, and H.A. Toliyat, "A Novel Approach for Broken Rotor Bar Detection in Cage Induction Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 5, pp. 1000-1006, Sept/Oct. 1999.
- [10] M. G. Joksimovic and J. Penman, "The Detection of Inter-Turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 5, pp. 1078-1084, Oct. 2000.
- [11] S. Nandi, and H.A. Toliyat, "Novel Frequency-Domain-Based Technique to Detect Stator Interturn Faults in Induction Machines Using Stator-Induced Voltages After Switch-Off," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 1, pp. 101-109, Jan/Feb. 2002.
- [12] H. Toliyat, M. Areffen and A. Parlos, "A Method for Dynamic Simulation of Air-Gap Eccentricity in Induction Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, No. 4, pp. 910-918, July/August 1996.
- [13] M. G. Joksimovic, D. M. Durovic, J. Penman and N. Arthur, "Dynamic Simulation of Dynamic Eccentricity in Induction Machines-Winding Function Approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 15, No. 2, pp. 143-148, June 2000.
- [14] N.A. Al-Nuaim and H.A. Toliyat, "A Novel Method for Modeling Dynamic Air-Gap Eccentricity in Synchronous Machines Based on Modified Winding Function Theory," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 13, No. 2, pp. 156-162, June 1998.
- [15] S. Nandi, H. Toliyat And A. Parlos, "Performance Analysis of A Single Phase Induction Motor Under Eccentric Conditions," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 174-181, 1997.
- [16] S. Nandi, S. Ahmed, and H.A. Toliyat, "Detection of Rotor Slot and Other Eccentricity Related Harmonics in a Three Phase Induction Motor with Different Rotor Cages," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 16, No. 3, pp. 253-260, Sept. 2001.
- [17] S. Nandi, R. Bharadwaj and H. Toliyat, "Performance Analysis of a Three Phase Induction Motor Under Mixed Eccentricity Condition," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 17, No. 3, pp. 392-399, Sept. 2002.
- [18] M. G. Joksimovic, D. M. Durovic and A. B. Obradovic, "Skew and Linear Rise of MMF Across Slot Modeling-Winding Function Approach". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, no. 3, pp. 315-320, Sept. 1999.

- [19] T. Lipo, *Introduction to AC Machine Design*, Wisconsin Power Electronics Research Center, University of Wisconsin, Vol. 1, 1996.
- [20] T. Lipo, *"Theory and Control of Synchronous Machines"*, Course Notes for ECE 511, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Wisconsin-Madison, 2000.
- [21] G. Barakat, G. Houdouin, B. Dakyo and E. Destobbeleer, "An Improved Method for Dynamic Simulation of Air-Gap Eccentricity in Induction Machines," *IEEE Sdemped 2001*, pp. 133-138.
- [22] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. García and M. I. Valla, "A 2D- Model of the Induction Motor: An Extension of the Modified Winding Function Approach", *28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON 2002*, Sevilla Spain, 5-8 Nov. 2002, y *aceptado para IEEE Transaction on Energy Conversion*.
- [23] T. Sobczyk, K. Weinreb, T. Weigiel And M. Sulowicz, "Influence of Stator and Rotor Slotting on Quantitative Prediction of Induction Motor Rotor Eccentricity", *The 2001 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (IEEE SDEMPED 2001)*. Grado(Go)-Italy, pp 429-434, Sep. 1-3, 2001.
- [24] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona y G. García, "Modeling of Induction Machines with Axial Non Uniformity", *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP'2001*, **Vol.2**, pp 630-634. Florianópolis, Brasil, 2001.
- [25] V. Devanneaux, Kabbaj, B. Dagues and J. Faucher, "A Versatile Model of Squirrel Cage Induction Machines for Design, Monitoring and Diagnosis Purposes", *EPE 2001-Graz*.
- [26] V. Devanneaux, Kabbaj, B. Dagues and J. Faucher, "An Accurate Model of Squirrel Cage Induction Machines Under Static, Dynamic or Mixed Eccentricity", *IEEE SDEMPED 2001*, The 2001 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives. September 1-3, 2001 Grado(Go)-Italy, pp. 121-126.
- [27] M. Haji and H. Toliyat, "Rotor Eccentricity Fault Detection of a CD Motor", *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'01)*, 2001, pp. 591-596.

- [28] S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois and J.C. Trigeassou, "Induction Motor Modeling of Broken Rotor Bars and Fault Detection by Parameter Estimation", *International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (IEEE SDEMPED 2001)*. September 1-3, 2001, Grado(Go)-Italy, pp. 145-149.
- [29] M. Drif, N. Benouzza, B. Kraloua, A. Bendiabdellah and J.A. Dente, "Squirrel Cage Rotor Faults Detection by Instantaneous Power Spectrum Approach", *International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (IEEE SDEMPED 2001)*. September 1-3, 2001 Grado(Go)-Italy, pp. 461-465.
- [30] T.J. Sobczyk and W. Maciolek, "Asymmetry Factors of Induction Motor Rotor Cages", *International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (IEEE SDEMPED 2001)*. September 1-3, 2001 Grado(Go)-Italy, pp. 487-491.
- [31] R. Fiser, V. Ambroziv and R. Leskovec, "Modelling of Dynamic and Steady-State Performance of Induction Motor Having Rotor Asymmetry", *International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (IEEE SDEMPED 2001)*. September 1-3, 2001 Grado(Go)-Italy, pp. 127-132.
- [32] S. Nandi, "Slot Permeance Effects on Rotor Slot Harmonics in Induction Machines", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEEE IEMDC '03), 1-4 de Junio, 2003*, pp. 1633-1639.
- [33] D.G. Dorrel and A.C. Smith, "Calculation of U.M.P in Induction Motors with Series or Parallel Winding Connections", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 9, No. 2, pp. 304-309, June 1994.
- [34] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. García, y M. I. Valla, "Un Modelo para Motores de Inducción con Entrehierro No Uniforme", *X Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (X RPIC)*, San Nicolás, Bs. As., Argentina, 8-10 de octubre, 2003, pp. 92-97.
- [35] P. Cochran, "*Polyphase Induction Motors: Analysis, Design, and Application*", Marcel Dekker Inc., Schenectady, New York, 1989.
- [36] A. Stavrou and J. Penman, "Modelling Dynamic Eccentricity in Smooth Air-Gap Induction Machines," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2001*, pp. 864–871, 2001.
- [37] M. J. DeBortoli, S. J. Salon, D.W. Burow and C. J. Slavik, "Effects of Rotor Eccentricity and Parallel Windings on Induction Machine Behavior: a Study Using Finite

- Element Analysis,” *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 29, No. 2, pp. 1676-1682, March 1993.
- [38] W. T. Thomson and A. Barbour, “On-line Current Monitoring and Application of a Finite Element Method to Predict the Level of Static Airgap Eccentricity in Three-Phase Induction Motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 13, No. 4, pp. 347 - 357, Dec. 1998.
- [39] A. Barbour and W. T. Thomson, “Finite Element Study of Rotor Slots Design with Respect to Current Monitoring for Detecting Static Air-Gap Eccentricity in Squirrel-Cage Induction Motor,” *Proceedings of the IEEE-IAS Annual Meeting Conference*, New Orleans, LA, Oct. 5-9, 1997, pp. 112-119.
- [40] S. Williamson, T. Flack and A. Voschenk, “Representation of Skew in Time_Stepped Two-Dimensional Finite Element Models of Electrical Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 5, pp. 1009-1015, 1995.
- [41] S. Williamson and C. McClay, “The Effect of Axial Variations in Saturation Due to Skew on Induction Motor Equivalent-Circuit Parameters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 6, pp. 1323-1331, 1999.
- [42] C. McClay and S. Williamson, “The Variation of Cage Motor Losses with Skew,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 6, pp. 1563-1570, 2000.
- [43] 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, 2003.
- [44] V. Ostovic, “A novel method for evaluation of transient states in saturated electric machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 25 N° 1, Jan.-Feb. 1989, pp. 96-100.

Estimación de posición

- [45] J. Holtz, "Sensorless Speed and Position Control of Induction Motors", *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'01)*, 2001, pp. 1547-1562.
- [46] J. Jiang, and J. Holtz, "Accurate Estimation of Rotor Position and Speed of Induction Motors near Standstill", *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS*, Singapore, pp. 1-5, 1997.
- [47] J. Holtz, "Sensorless Position Control of Induction Motors - an Emerging Technology", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998, Vol. 45, N°6, pp. 840-852.
- [48] M. Degner and R. Lorenz, "Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 5, pp. 1097-1104, 1998.
- [49] J. Cilia, G. Asher and K. Bradley, "Sensorless Position Detection for Vector Controlled Induction Motor Drives Using an Asymmetric Outer-Section Cage", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, N°5, pp. 1162-1169, 1997.
- [50] F. Blaschke, J. Van der Burgt and A. Vandenput, "Sensorless Direct Field Orientation at Zero Flux Frequency", *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, San Diego, 1996, pp. 189-196.
- [51] M. Corley and R. Lorenz, "Rotor Position and Velocity Estimation for a Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds", *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, San Diego, 1996, pp. 36-41.
- [52] M. Degner and R. Lorenz, "Flux, Position, and Velocity Estimation in AC Machines Using Carrier Frequency Signal Injection", *Ph.D. Thesis*, Department of Mechanical Engineering, University of Wisconsin, Madison, 1997.
- [53] M. Degner and R. Lorenz, "Position Estimation in Induction Machines Utilizing Rotor Bar Slot Harmonics and Carrier-Frequency Signal Injection", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, N°3, May/Jun. 2000, pp. 736-742.
- [54] F. Briz; A. Diez and M. Degner; "Dynamic operation of carrier-signal-injection-based sensorless direct field-oriented AC drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36 N° 5, Sept./Oct. 2000, pp. 1360 –1368.

- [55] L. Ribeiro; M. Degner; F. Briz and R. Lorenz; “Comparison of carrier signal voltage and current injection for the estimation of flux angle or rotor position”, *IEEE Industry Applications Conference, IEEE-IAS Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 452 -459 , Oct. 1998.
- [56] L. Ribeiro; M. Degner; F. Briz and R. Lorenz; “Using Carrier Frequency Current Injection for the Estimation of Flux, Posotion, and Velocity in AC Drives”, *Proc. of Brazilian Conf. On Power Electronics, COBEP 99*, Foz de Iguassu, Brasil, 1999.
- [57] J. Dixon and J. Rivarola, “A Wide Range Sensorless Speed Estimator Based on Rotor Irregularities for Induction Motors”, *Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Dallas, 1995, pp. 204-210.
- [58] P. Jansen and R. Lorenz, “The Integration of State Estimation, Control, and Design for Induction Machines”, *Ph.D. Thesis*, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Wisconsin, Madison, 1993.
- [59] P.L. Jansen and R.D. Lorenz; “Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31 N° 2 , March/April 1995, pp. 240 –247.
- [60] J. Ha and S. Sul, “Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, N°1, 1999, pp. 45-51.
- [61] L. Harnefors and H. Nee, “A General Algorithm for Speed and Position Estimation of AC Motors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 1, pp. 77-83, 2000.
- [62] R. M. Cuzner, “Application of Closed Loop Non-Linear Observers for Position Detection on Induction Motors Using the Induced Spatial Harmonic EMF in the Machine Voltages and Currents”, *Master’s Thesis*, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Wisconsin, Madison, 1990.
- [63] A. Ferrah, K. Bradley, P. Hogben-Lain, M. Woolfson, G. Asher, M. Sumner, J. Cilia and J. Shuli, “A Speed Identifier for Induction Motor Drives Using Real-Time Adaptive Digital Filtering”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, N°1, 1998, pp. 156-162.
- [64] K. Hurst, T. Habetler, G. Griva and F. Profumo, “Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines Using Current Harmonic Spectral Estimation”, *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1994, pp. 601-607.

- [65] M. Ishida and K. Iwata, "Steady-state Characteristics of a Torque and Speed Control System of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics for Slip Frequency Sensing", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 2, N° 3, 1987, pp. 257-263.
- [66] L. Kreindler, J. Moreira, A. Testa and T. Lipo, "Direct Field Orientation Control Using the Third Harmonic Component of the Stator Voltage Third Harmonic", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.30, N°2, 1994, pp.441-447.
- [67] J. Moreira and T. Lipo, "Direct Field Orientation Control Using the Third Harmonic Component of the Stator Voltage", *Proceedings of International Conference on Electric Machines*, Cambridge, 1990, pp. 1237-1242.
- [68] D. Zinger, T. Lipo and D. Novotny, "Using Induction Motor Stator Windings to Extract Speed Information", *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, San Diego, 1989, pp. 213-218.
- [69] J. Jiang and J. Holtz, "High Dynamic Speed Sensorless AC Drive with On Line Model Parameter Tuning for Steady-state Accuracy", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44 N° 2, 1997, pp. 240-246.
- [70] M. Jovanovic, R. Betz and D. Platt, "Sensorless Vector Controller for a Synchronous Reluctance Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, N° 2, 1998, pp. 346-354.
- [71] T. Matsuo and T. Lipo, "Rotor Position Detection Scheme for Synchronous Reluctance Motor Based on Current Measurements", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, N° 4, 1995, pp. 860-868.
- [72] S. Ogasawara and H. Akagi, "An Approach to Real-Time Position Estimation at Zero and Low Speed for a PM Motor Based on Saliency", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, N°1, 1998, pp. 163-168.
- [73] M. Schroedl, "Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the "INFORM" Method", *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, San Diego, 1996, pp. 270-277.
- [74] Ovrebo S.; Nilsen R.; "New self sensing scheme based on INFORM, heterodyning and Luenberger observer", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03*. Vol. 3, pp. 1819 -1825,1-4 June 2003.

- [75] T.M. Wolbank and J. Machl; "A modified PWM scheme in order to obtain spatial information of AC machines without mechanical sensor", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002*, Vol. 1, pp. 310-315, 10-14 March 2002.
- [76] T. Wolbank, B. Haidvogel and R. Wöhrnschimmel, "Modulation of the transient reactances of inverter fed induction motors by rotor fixed saliencies", ISIE'2000- Cholula, Puebla, Mexico, 2000, pp. 207-212.
- [77] T. Wolbank, R. Wöhrnschimmel, "Influence of Rotor Design on Sensorless Control for Induction motors", EPE 2001- Graz, 2001.
- [78] K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, "*Sensorless Control of AC Motor Drives: Speed and Position Sensorless Operation*", IEEE Press, 1996.
- [79] Y. Kim, S. Sul and M. Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using an Extended Kalman Filter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 5, 1994, pp. 1225-1233.
- [80] 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, Sept./Oct.1994, pp. 1219-1224.
- [81] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona y G. García; "Un Modelo para la Evaluación de Estrategias de Estimación de Posición en Motores de Inducción". *CBA '2002, Congreso Brasileiro de Control Automático*, pp. 3115-3120, Septiembre de 2002.
- [82] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona y G. García; "Análisis y simulación de una estrategia de estimación de posición en motores de inducción". *AADECA '2002, Congreso Argentino de Control Automático*, ID#18 Septiembre de 2002.
- [83] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. García and M. Valla, "Analysis of a Position Estimation Strategy Using a Multiple-Coupled Circuits Model of the Induction Motor", *28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'02)*, Vol. 1, pp. 822 – 827, Sevilla, Spain. Nov. 5-8, 2002.
- [84] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. García and M. Valla, "Analysis of a Position Estimation Strategy Using a Multiple-Coupled Circuit Model of the Induction Motor", Sometido a evaluación en la *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.

Diagnóstico de fallas

- [85] P. Vas, “*Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines*”, Clarendon Press – Oxford, 1993.
- [86] S. Nandi and H. Toliyat, “Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Machine - A Review”, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1999.
- [87] J. Penman, H.G. Sedding, B.A. Lloyd and W.T. Fink; “Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 9 No. 4 , Dec. 1994, pp. 652 –658.
- [88] N. Arthur and J. Penman; “Induction machine condition monitoring with higher order spectra”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47 No. 5 , Oct. 2000, pp 1031 –1041.
- [89] A. Bellini, F. Filippetti; G. Franceschini; C. Tassoni; R. Passaglia, M. Saottini, G. Tontini, M. Giovannini, A. Rossi, “On-field experience with online diagnosis of large induction motors cage failures using MCSA”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38 No 4, July-Aug. 2002, pp. 1045 –1053.
- [90] S. Nandi and H. Toliyat, “Novel frequency-domain-based technique to detect stator interturn faults in induction machines using stator-induced voltages after switch-off”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38 No: 1, Jan.-Feb. 2002, pp. 101 –109.
- [91] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini and C. Tassoni, “Closed Loop Control Impact on the Diagnosis of Induction Motors Faults”, *IEEE-IAS'99*, pp. 1913-1921, 1999.
- [92] A. Bellini, G. Franceschini, N. Petrolini, C. Tassoni and F. Filippetti, “On-line Diagnosis of Induction Drives Rotor by Signal Injection Techniques: Faults Location and Severity Classification”, *IEEE SDEMPED 2001*. September 1-3, Grado(Go)-Italy, 2001.
- [93] A. Bellini, G. Franceschini, N. Petrolini, C. Tassoni and F. Filippetti, “Induction Machine Rotor Position Detection For Diagnostic or Control Aims: Possibilities and Problems”, *EPE 2001- Graz*, 2001.
- [94] R. Wieser, C. Kral, F. Pirker and M. Schagginger, “On-Line Rotor Cage Monitoring of Inverter-Fed Induction Machines by Means of an Improved Method”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, N°5, 1999, pp. 858-865.

- [95] 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, N°3, pp. 632-637.
- [96] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona y G. García; "Diagnóstico de Fallas en Motores de Inducción Mediante una Estrategia de Estimación de Posición". *CBA '2002, Congreso Brasileiro de Control Automático*, pp. 1990-1995, Septiembre de 2002.
- [97] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona y G. García; "Detección de Barras y Anillos Rotos en Motores de Inducción utilizando una Estrategia de Estimación de Posición". *AADECA '2002, Congreso Argentino de Control Automático*, ID#17, Septiembre de 2002.
- [98] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. García and M. Valla, "Effects of Rotor Bar and End-Ring Faults Over the Signals of a Position Estimation Strategy for Induction Motors", *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEEE IEMDC '03)* (ISBN: 0-708-7818-0), 1-4 de Junio, 2003, pp. 151-156.
- [99] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. García and M. Valla, "Application of an Additional Excitation in Inverter-Fed Induction Motors for Air-Gap Eccentricity Diagnosis", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (IEEE ISIE '03)*, (ISBN: 0-7803-7912-8), 9-12 de Junio, 2003.
- [100] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. García, y M. I. Valla, "Diagnóstico de Excentricidad del Entrehierro en Motores de Inducción con Bobinados en Paralelo", *X Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (X RPIC)*, San Nicolás, Bs. As., Argentina, 8-10 de octubre, 2003, pp. 177-182.
- [101] A. J. Marques Cardoso, S. M. Cruz and D.S. Fonseca, "Inter-Turn Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Induction Motors, by Park's Vector Approach," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 14, N°. 3, Sept. 1999, pp. 595-598.
- [102] A. Bonnet and G. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 28, N° 4, Jul./Aug. 1992, pp. 921-937
- [103] S. B. Lee, R. 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 Trans. on Power Electronics*, Vol. 18, N°. 3, May. 2003, pp. 865-872.

- [104] F. Briz, M. W. Degner, A. Zamarrón, and J. M. Guerrero, "On line Stator Winding Fault Diagnosis in Inverter-Fed AC Machines Using High-Frequency Signal Injection," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, N°. 4, Jul./Aug. 2003, pp. 1109-1117.
- [105] T. Wolbank, K. Loparo and R. Wöhrnschimmel, "Inverter Statistics for Online Detection of Stator Asymmetries in Inverter-Fed Induction Motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, N°. 4, Jul./Aug. 2003, pp. 1102-1108.
- [106] T. Wolbank, P. Macheiner, J. Machl and H. Hauser; "Simulation and observer based detection of airgap asymmetries caused by rotor eccentricity in inverter fed AC machines", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, (SDEMPED 2003)*, 24-26 Aug. 2003, pp. 327 –332.
- [107] A. Bonnett, "Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on AC induction motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 32, N°. 2, Mar./Apr. 1996, pp. 386-392.
- [108] C.C.M. Cunha, F.B.R. Soares, P.S. Oliveira and B.J.C. Filho, "A new method to simulate induction machines with rotor asymmetries," *28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'02)*, Vol. 1, pp. 72 -76, Sevilla, Spain. Nov. 5-8, 2002.
- [109] C. Kral, R.S. Wieser, F. Pirker and M. Schagginger; "Sequences of field-oriented control for the detection of faulty rotor bars in induction machines-the Vienna Monitoring Method," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47 No. 5, Oct. 2000, pp. 1042 –1050.
- [110] Awadallah, M.; Morcos M., "Application of AI tools in fault diagnosis of electrical machines and drives-an overview", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18 N. 2, June 2003, pp. 245 –251.

APÉNDICE A

INDUCTANCIA MUTUA ENTRE BOBINADOS

En este apéndice se obtiene la expresión para el cálculo de la inductancia mutua entre dos bobinas A y B en función de sus funciones de bobinados N_A y N_B . Esto tiene como objetivo demostrar que, a diferencia de otras propuestas, mediante las ecuaciones desarrolladas para el cálculo de las inductancias en la Sección 2.3.2, la inductancia mutua L_{BA} es igual a la L_{AB} .

En la Sección 2.3.2 se obtuvo, a partir del flujo enlazado por la bobina B , que la inductancia mutua L_{BA} de la bobina B , debida a una corriente i_A en la bobina A , viene dada por,

$$L_{BA}(\theta_r) = \mu_0 r \int_0^{2\pi L} \int_0 n_B(\phi, z, \theta_r) N_A(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi, \quad (\text{A.1})$$

y las funciones de bobinados para los bobinados A y B ,

$$N_A(\phi, z, \theta_r) = n_A(\phi, z, \theta_r) - \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi L} \int_0 n_A(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi, \quad (\text{A.2})$$

$$N_B(\phi, z, \theta_r) = n_B(\phi, z, \theta_r) - \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi L} \int_0 n_B(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi. \quad (\text{A.3})$$

Despejando de (A.3) la distribución del bobinado B ,

$$n_B(\phi, z, \theta_r) = N_B(\phi, z, \theta_r) + \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi L} \int_0 n_B(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi, \quad (\text{A.4})$$

y reemplazando (A.4) en (A.1) se obtiene,

$$L_{BA} = r \mu_0 \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) N_A(\phi, z, \theta_r) \left(N_B(\phi, z, \theta_r) + \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^L n_B(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi \right) dz d\phi \quad (A.5)$$

Reordenando los términos de la ecuación anterior

$$L_{BA} = r \mu_0 \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) N_A(\phi, z, \theta_r) N_B(\phi, z, \theta_r) dz d\phi + r \mu_0 \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^L n_B(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) N_A(\phi, z, \theta_r) dz d\phi \quad (A.6)$$

Analizando en el segundo término de (A.6) la expresión ,

$$X = \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) N_A(\phi, z, \theta_r) dz d\phi, \quad (A.7)$$

reemplazando $N_A(\phi, z, \theta_r)$ por (A.2),

$$X = \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \left(n_A(\phi, z, \theta_r) - \frac{1}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^L n_A(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi \right) dz d\phi \quad (A.8)$$

y reordenando,

$$X = \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) n_A(\phi, z, \theta_r) dz d\phi - \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^L n_A(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi \quad (A.9)$$

Como se definió anteriormente, la integral de la inversa del entrehierro es el valor medio de la inversa de la función del entrehierro, entonces es posible escribir,

$$X = \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) n_A(\phi, z, \theta_r) dz d\phi - \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^L n_A(\phi, z, \theta_r) g^{-1}(\phi, z, \theta_r) dz d\phi}{2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle} 2\pi L \langle g^{-1}(\phi, z, \theta_r) \rangle = 0 \quad (A.10)$$

Por lo tanto ambos términos se cancelan resultando (A.6) en,

$$L_{BA} = \mu_0 r \int_0^{2\pi} \int_0^L g^{-1}(\phi, z, \theta_r) N_A(\phi, z, \theta_r) N_B(\phi, z, \theta_r) dz d\phi . \quad (\text{A.11})$$

Con lo cual se demuestra que la inductancia L_{BA} es igual a la inductancia L_{AB} .

APÉNDICE B

CANCELACIÓN DE LOS TÉRMINOS DE FEM

En este apéndice se analiza la estrategia de estimación de posición sin despreciar los términos correspondientes a las caídas resistivas de tensión y la FEM de velocidad. Mediante el análisis se demuestra que estos términos se cancelan si las corrientes, la posición y velocidad prácticamente no varían entre la aplicación de dos de los estados opuestos de la señal exploradora. Para el análisis se utiliza el modelo de circuitos múltiplemente acoplados, desarrollado en el Capítulo 2, considerando tres fases en el estator y n barras en el rotor. Para simplificar el análisis se considera que solamente las inductancias mutuas entre el estator y el rotor son función de la posición.

Las ecuaciones de tensión para el motor vienen dadas por,

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s}{dt}, \quad (\text{B.1})$$

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r}{dt}, \quad (\text{B.2})$$

donde,

$$\mathbf{V}_s = [v_1^s \quad v_2^s \quad v_3^s]^T, \quad (\text{B.3})$$

$$\mathbf{V}_r = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0_n \quad 0_e]^T, \quad (\text{B.4})$$

$$\mathbf{I}_s = [i_1^s \quad i_2^s \quad i_3^s]^T, \quad (\text{B.5})$$

$$\mathbf{I}_r = [i_1^r \quad i_2^r \quad \dots \quad i_n^r \quad i_e^r]^T, \quad (\text{B.6})$$

y los flujos enlazados por el estator y el rotor vienen dados por,

$$\lambda_s = \mathbf{L}_{ss} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_r, \quad (\text{B.7})$$

$$\lambda_r = \mathbf{L}_{rs} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{I}_r. \quad (\text{B.8})$$

Reemplazando (B.7) en (B.1) y considerando que solo las inductancias mutuas entre el estator y el rotor son función de la posición del rotor se obtiene,

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{sr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} + \mathbf{I}_r \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt}, \quad (\text{B.9})$$

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{sr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} + \mathbf{I}_r \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta_r} \omega_r, \quad (\text{B.10})$$

de la misma manera substituyendo (B.8) en (B.2),

$$\mathbf{0} = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_{rs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{I}_s \frac{d\mathbf{L}_{rs}}{d\theta_r} \omega_r + \mathbf{L}_{rr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt}. \quad (\text{B.11})$$

Resolviendo para las derivadas de las corrientes del rotor,

$$\frac{d\mathbf{I}_r}{dt} = -\mathbf{L}_{rr}^{-1} \left(\mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_{rs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{I}_s \frac{d\mathbf{L}_{rs}}{d\theta_r} \omega_r \right), \quad (\text{B.12})$$

reemplazando (B.12) en (B.10),

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \left(\mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_{rs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{I}_s \frac{d\mathbf{L}_{rs}}{d\theta_r} \omega_r \right) + \mathbf{I}_r \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta_r} \omega_r, \quad (\text{B.13})$$

y reordenando la ecuación anterior se obtiene,

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \left(\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \right) \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \left(\mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{I}_s \frac{d\mathbf{L}_{rs}}{d\theta_r} \omega_r \right) + \mathbf{I}_r \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta_r} \omega_r. \quad (\text{B.14})$$

Despejando de (B.14) la derivada de las corrientes del estator,

$$\frac{d\mathbf{I}_s}{dt} = \left(\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \right)^{-1} \left(\mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \left(\mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{I}_s \frac{d\mathbf{L}_{rs}}{d\theta_r} \omega_r \right) - \mathbf{I}_r \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta_r} \omega_r \right). \quad (\text{B.15})$$

Como no existe conexión del neutro, la suma de las corrientes y por lo tanto la suma de sus derivadas es igual a cero, entonces de (B.15) se obtiene,

$$0 = [1 \quad 1 \quad 1] \left(\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \right)^{-1} \left(\mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \left(\mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{I}_s \frac{d\mathbf{L}_{rs}}{d\theta_r} \omega_r \right) - \mathbf{I}_r \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta_r} \omega_r \right). \quad (\text{B.16})$$

Para las llaves en la posición $u_l(+ - -)$ las tensiones de fase pueden expresarse en función de la tensión de secuencia cero, $u_\sigma^{(1)}$, y la tensión de la malla de corriente continua del inversor, U_d , como se describió en el Capítulo 3,

$$v_a = \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} + \frac{2}{3}U_d, \quad (\text{B.17})$$

$$v_b = \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} - \frac{1}{3}U_d, \quad (\text{B.18})$$

$$v_c = \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} - \frac{1}{3}U_d. \quad (\text{B.19})$$

Reemplazando las tensiones de fase dadas por (B.17), (B.18) y (B.19) en (B.16),

$$0 = [1 \ 1 \ 1] \left(\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \right)^{-1} \begin{pmatrix} \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} + \frac{2}{3}U_d \\ \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} - \frac{1}{3}U_d \\ \frac{u_\sigma^{(1)}}{3} - \frac{1}{3}U_d \end{pmatrix} - \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \left(\mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{I}_s \frac{d\mathbf{L}_{rs}}{d\theta_r} \omega_r \right) - \mathbf{I}_r \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta_r} \omega_r. \quad (\text{B.20})$$

Y resolviendo para la tensión de secuencia cero en el estado u_1 de las llaves,

$$u_\sigma^{(1)} = - \frac{[1 \ 1 \ 1] \left(\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \right)^{-1} \left(U_d [2 \ -1 \ -1]^T - 3\mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + 3\mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \left(\mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{I}_s \frac{d\mathbf{L}_{rs}}{d\theta_r} \omega_r \right) - 3\mathbf{I}_r \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta_r} \omega_r \right)}{[1 \ 1 \ 1] \left(\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \right)^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}, \quad (\text{B.21})$$

donde se puede ver que la tensión de secuencia cero es función no solo de las inductancias del motor sino también de las caídas resistivas de tensión y la FEM de velocidad.

Calculando de la misma manera la tensión de secuencia cero para el estado u_4 de las llaves se obtiene,

$$u_\sigma^{(4)} = - \frac{[1 \ 1 \ 1] \left(\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \right)^{-1} \left(U_d [-2 \ 1 \ 1]^T - 3\mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + 3\mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \left(\mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{I}_s \frac{d\mathbf{L}_{rs}}{d\theta_r} \omega_r \right) - 3\mathbf{I}_r \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta_r} \omega_r \right)}{[1 \ 1 \ 1] \left(\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \right)^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}. \quad (\text{B.22})$$

Comparando (B.21) con (B.22) se puede ver que para el mismo punto de operación del motor, los términos de correspondientes a las caídas resistivas de tensión y a la FEM de velocidad no se modifican para los estados opuestos de las llaves. En cambio, el término correspondiente a la tensión de la malla de corriente continua posee la misma magnitud pero signo contrario. Entonces, restando las tensiones de secuencia cero para los estados opuestos de las llaves se cancelan los términos correspondientes a las caídas resistivas de tensión y FEM de velocidad y la señal obtenida viene dada por,

$$p_a = u_{\sigma}^{(1)} - u_{\sigma}^{(4)} = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [2 \ -1 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}. \quad (\text{B.23})$$

Donde la señal resultante es solamente función de las inductancias del motor y la tensión de la malla de corriente continua. Procediendo de la misma manera para los estados opuestos restantes se obtienen las expresiones para las señales de estimación correspondientes a las fases *b* y *c*,

$$p_b = u_{\sigma}^{(3)} - u_{\sigma}^{(6)} = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [-1 \ 2 \ -1]^T}{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}, \quad (\text{B.24})$$

$$p_c = u_{\sigma}^{(5)} - u_{\sigma}^{(2)} = -2U_d \frac{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [-1 \ -1 \ 2]^T}{[1 \ 1 \ 1](\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} [1 \ 1 \ 1]^T}. \quad (\text{B.25})$$

APÉNDICE C

PROTOTIPO EXPERIMENTAL

C.1. Medición de inductancia

Para la medición de la inductancia mutua entre los lazos del rotor y una fase del estator se utilizó un estator estándar y dos rotores diferentes a los cuales no se le inyectaron las barras de aluminio. Uno de los rotores tiene un cruzamiento de las ranuras de 0.2 p.r.r. (Fig. C-1) y el otro un cruzamiento de 0.83 p.r.r. (Fig. C-2). En ranuras opuestas, correspondientes a los lazos 1 y 21 del rotor, se alojaron bobinas con 30 espiras cada una. Las características de las ranuras del estator y del rotor se describen en la Fig. C-3. Los parámetros comunes a los motores utilizados se describen en la Tabla C. 1.

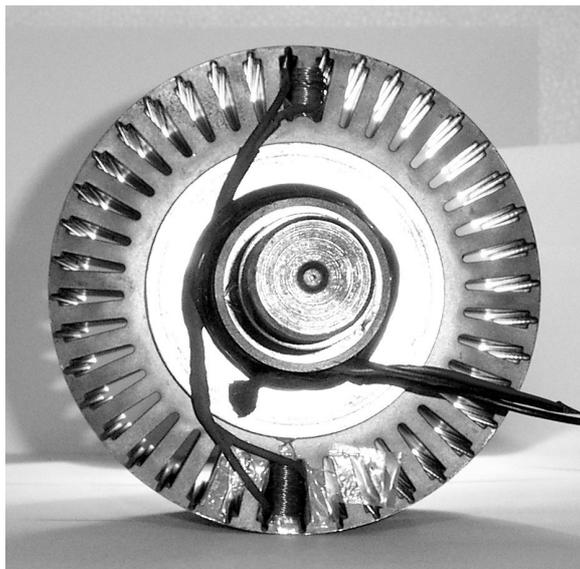


Fig. C-1. Rotor sin barras y cruzamiento de 0.2 p.r.r..



Fig. C-2. Rotor sin barras y cruzamiento de 0.83 p.r.r..

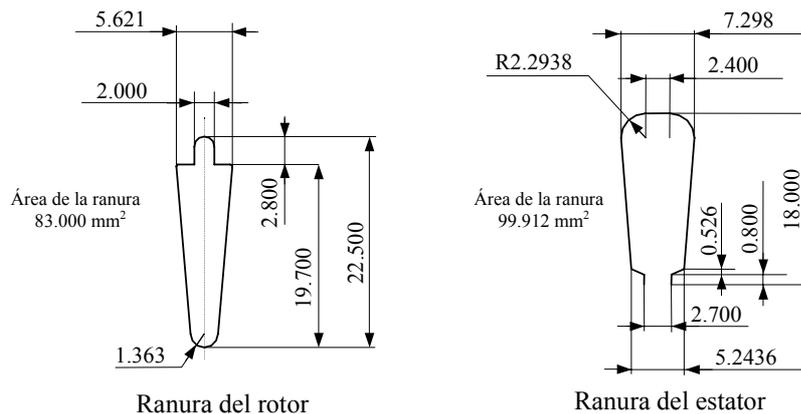


Fig. C-3. Ranuras del rotor y del estator.

Tabla C. 1. Características generales de los motores utilizados.

| | | |
|------------------------------|--------|-----|
| Potencia nominal | = 5.5 | kW |
| Frecuencia | = 50 | Hz |
| Pares de polos | = 2 | |
| Velocidad nominal | = 1470 | rpm |
| Nº de barras del rotor | = 40 | |
| Nº de ranuras del estator | = 48 | |
| Entrehierro, g | = 0.45 | mm |
| Largo del rotor, L | = 110 | mm |
| Radio del entrehierro, r_m | = 75 | mm |

C.2. Prototipo de laboratorio

Para validar experimentalmente las estrategias de estimación de posición y diagnóstico de fallas, analizadas en los Capítulos 3 y 4, éstas se implementaron en un prototipo de laboratorio cuyo diagrama de bloques se muestra en la Fig. C-4.

Las estrategias de estimación de posición y diagnóstico de fallas se implementaron en una computadora personal (PC) con un procesador Pentium de 166 MHz y que cuenta además con una placa de adquisición de datos. La placa de adquisición de datos posee: un conversor A/D de 12 bits con tiempo de conversión de 12 μ s y entrada multiplexada por ocho, dos conversores D/A de 12 bits, 24 entradas/salidas digitales programables y temporizadores que permiten programar interrupciones a intervalos regulares. Para la programación de las estrategias se utilizó el sistema operativo DOS y el lenguaje C.

La descripción de los estatores y rotores de los motores de inducción ensayados se realiza en la sección C.3.

Para la medición de las corrientes de fase se utilizaron sensores aislados de efecto Hall compensados a lazo cerrado de 100 kHz de ancho de banda. Las tensiones de las fases se midieron usando puntas diferenciales de 600 V de tensión máxima de entrada y ancho de banda de 20 MHz. El control de corriente se realizó mediante modulación delta, con una frecuencia máxima de conmutación de 15 kHz. La conmutación entre el control de corriente y las señales exploradoras se realizó en una placa auxiliar. La referencia de conmutación entre estas señales se realizó desde la PC mediante una salida digital de la placa de adquisición de datos.

En el banco de ensayos, mostrado en la Fig. C-5, se utilizó como fuente de potencia mecánica un motor de inducción y un accionamiento comercial con control vectorial. El motor bajo ensayo, mostrado en la figura, corresponde al estator modificado para realizar cortocircuitos entre espiras.

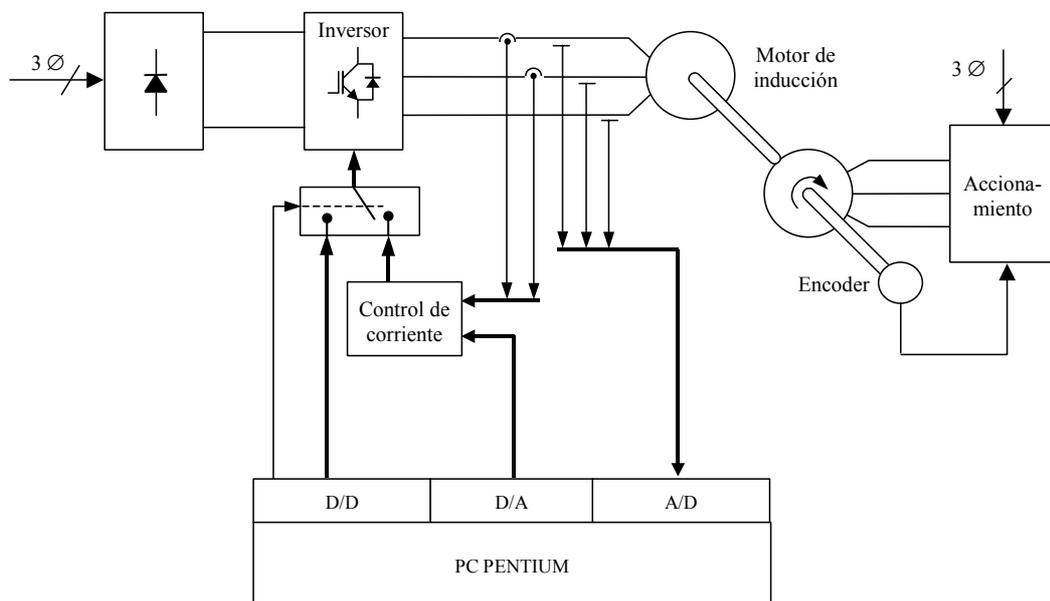


Fig. C-4. Diagrama de bloques del prototipo de laboratorio.

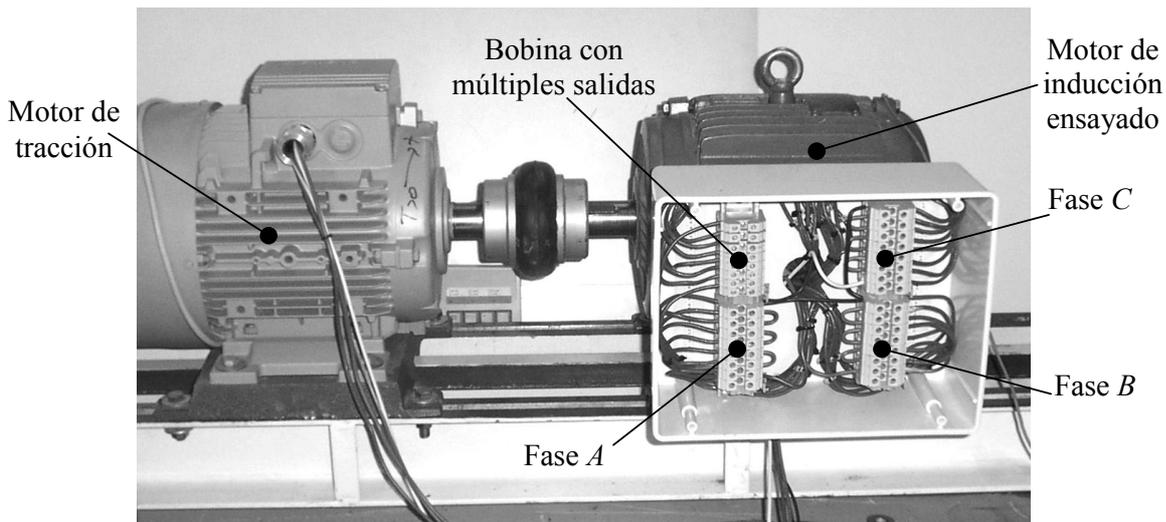


Fig. C-5. Banco de ensayos.

C.3. Estatores y rotores

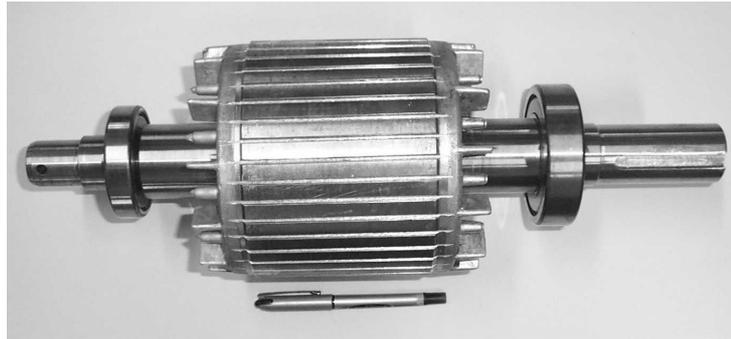
Para validar los resultados obtenidos mediante el modelo en el Capítulo 3, se utilizaron tres rotores y tres estatores de la misma potencia y tamaño de carcasa, de manera tal que se pueden realizar diferentes combinaciones entre ellos.

Los datos comunes a los rotores y estatores utilizados para las validaciones experimentales del Capítulo 3 se describieron en la Tabla C. 1. A continuación se describen las características particulares de cada uno de los rotores y estatores utilizados para la validación experimental.

C.3.1. Rotor A

Tabla C. 2. Características del rotor A.

| | |
|---------------------|--------------|
| Nº de barras | = 40 |
| Cruzamiento | = 0.2 p.r.r. |
| Apertura de ranuras | = 2.5 mm |

**Fig. C-6.** Rotor A, con ranuras abiertas (2.5 mm) y sin cruzamiento.

C.3.2. Rotor B

Tabla C. 3. Características del rotor B.

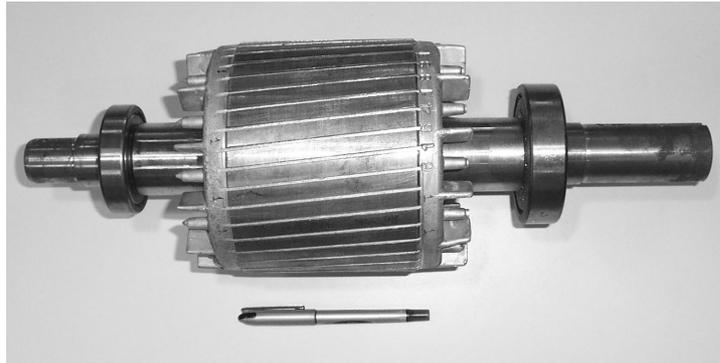
| | |
|---------------------|--------------------------|
| Nº de barras | = 40 |
| Cruzamiento | = 0.83 p.r.r. (1 p.r.e.) |
| Apertura de ranuras | = 2.5 mm |

**Fig. C-7.** Rotor B, con ranuras abiertas (2.5 mm) y con cruzamiento.

C.3.3. Rotor C

Tabla C. 4. Características del rotor C.

| | |
|---------------------|--------------------------|
| Nº de barras | = 40 |
| Cruzamiento | = 0.83 p.r.r. (1 p.r.e.) |
| Apertura de ranuras | = 2 mm |

**Fig. C-8.** Rotor C, con ranuras abiertas (2 mm) y con cruzamiento.

C.3.4. Estator A

Tabla C. 5. Características del estator A.

| | |
|---------------------|-------------|
| Tensión nominal | = 380/660 V |
| Paso | = 1:10:12 |
| Conexión | = serie |
| Nº. esp. por bobina | = 34 |

C.3.5. Estator B

Tabla C. 6. Características del estator B.

| | |
|---------------------|-------------|
| Tensión nominal | = 220/380 V |
| Paso | = 1:10:12 |
| Conexión | = paralelo |
| Nº. esp. por bobina | = 39 |

C.3.6. Estator C

Tabla C. 7. Características del estator C.

| | |
|-----------------------|-------------|
| Tensión nominal | = 220/380 V |
| Paso | = 1:10:12 |
| Conexión de bobinados | = serie |
| Nº. esp. por bobina | = 18 |

C.4. Barras rotas

En la Tabla C. 8 se describen los datos correspondientes al rotor en el cual se abrió una barra. La rotura se realizó perforando el rotor sobre una de las barras en la mitad de su longitud axial. En la Fig. C-9 se muestra el rotor con una barra rota y una ampliación del rotor, donde se puede ver claramente la interrupción de la barra.

Tabla C. 8. Características del rotor con una barra rota.

| | |
|---------------------|--------------------------|
| Nº de barras | = 40 |
| Cruzamiento | = 1 p.r.e. (0.83 p.r.r.) |
| Apertura de ranuras | = 2 mm |

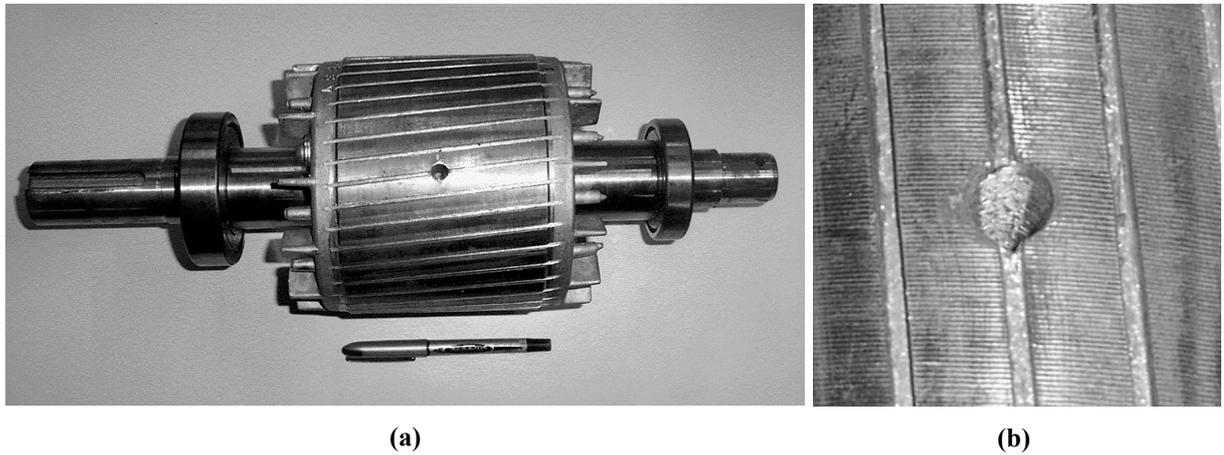


Fig. C-9. Rotor con una barra rota.

C.5. Fallas en el estator

Para ensayar la estrategia de diagnóstico en caso de fallas en el estator se rebobinó un motor estándar cuya distribución de bobinados se muestra en la Fig. C-10. En la primer bobina de la fase U se derivaron salidas en la 1°,2°,3°,4°,5° y 10° espira lo que permite cortocircuitar distinta cantidad de espiras. En la Fig. C-11 se detallan las conexiones de la bobina donde se pueden generar las fallas.

Además de las espiras para cortocircuitar, se llevó a la bornera cada comienzo y final de los paquetes correspondientes a cada polo. Esto permite realizar distintas configuraciones de bobinados tales como serie, serie-paralelo y paralelo. El detalle de la bornera de conexión se puede ver en la foto del banco de ensayos mostrada en la Fig. C-5.

Las características generales de los bobinados se describieron en la sección C.3.6

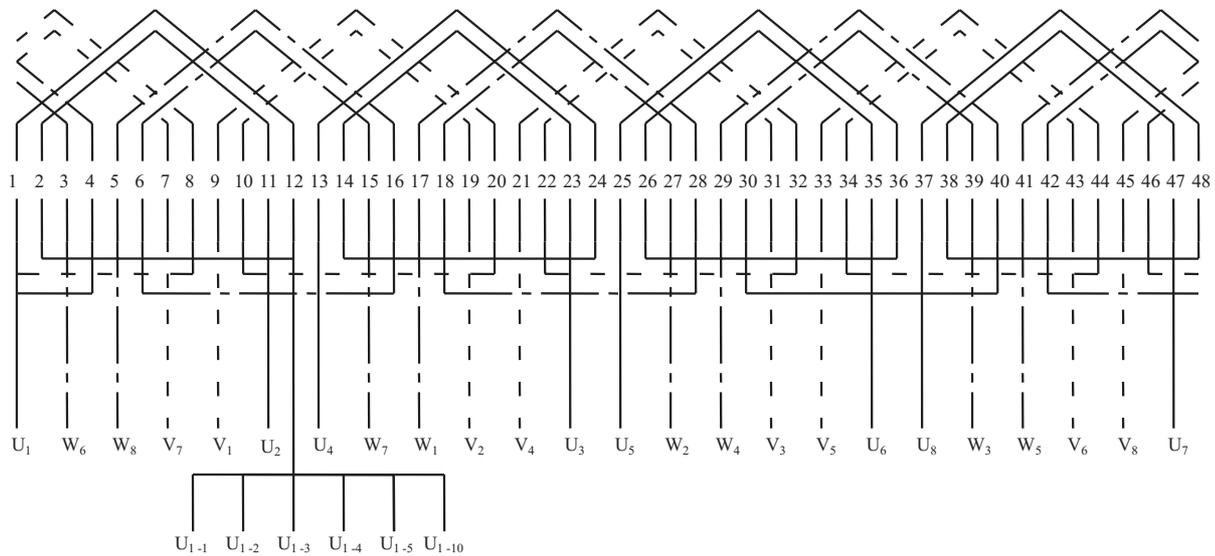


Fig. C-10. Esquemas de los bobinados del estator construido para generar cortocircuitos entre espiras.

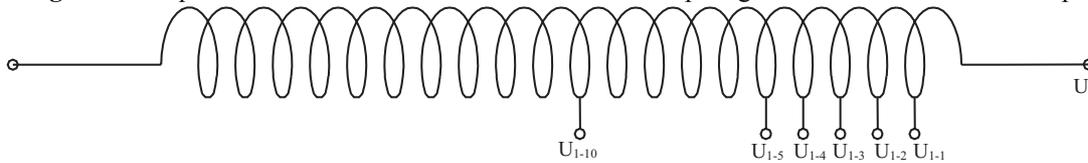


Fig. C-11. Detalle de la bobina en la cual se pueden generar las fallas.

C.6. Excentricidad del entrehierro

Se describe a continuación el desarrollo del prototipo de laboratorio realizado para el estudio de los efectos de la excentricidad estática y dinámica en el entrehierro. En primer lugar se presentan las modificaciones realizadas al motor para producir excentricidad estática y luego las modificaciones para obtener excentricidad dinámica. En ambos casos, la excentricidad del entrehierro se logra cambiando uno de los rodamientos de la máquina por otro de medida diferente más un buje externo o interno con excentricidad. El cambio de uno solo de los rodamientos produce una excentricidad no uniforme a lo largo del eje axial del motor.

C.6.1. Excentricidad estática

Para producir excentricidad estática en el entrehierro del motor se reemplazo el rodamiento de la tapa trasera del motor (Fig. C-12) por otro de igual diámetro interno y menor diámetro externo (Fig. C-13). La adaptación entre el diámetro externo del rodamiento y el diámetro del alojamiento de la carcasa se realizó mediante un buje excéntrico, tal como se muestra en la Fig. C-14. La Fig. C-15 muestra el acoplamiento del buje y el rodamiento donde se aprecia que el conjunto posee el mismo diámetro interno, diámetro externo y ancho que el rodamiento original. De esta manera el eje del rotor queda desplazado del centro geométrico del estator, independiente de la posición del rotor. Para analizar el efecto de distintos grados de excentricidad se realizaron tres bujes con diferente desplazamiento entre el centro de la circunferencia externa del buje y la interna, a .

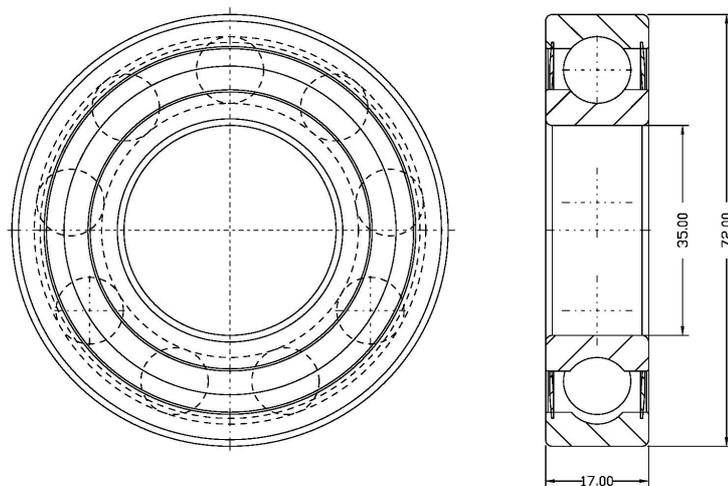


Fig. C-12. Rodamiento original del motor (6207_2z).

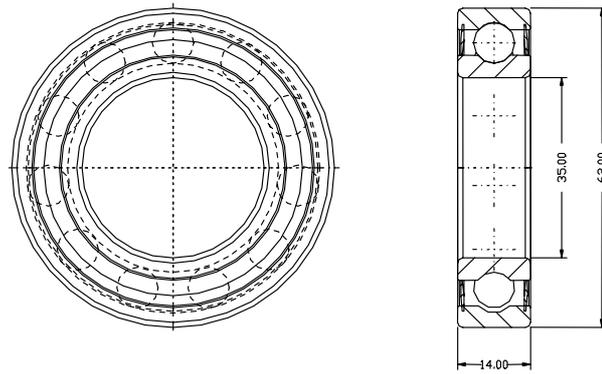


Fig. C-13. Rodamiento de igual diámetro interno y menor diámetro externo (6007_2z).

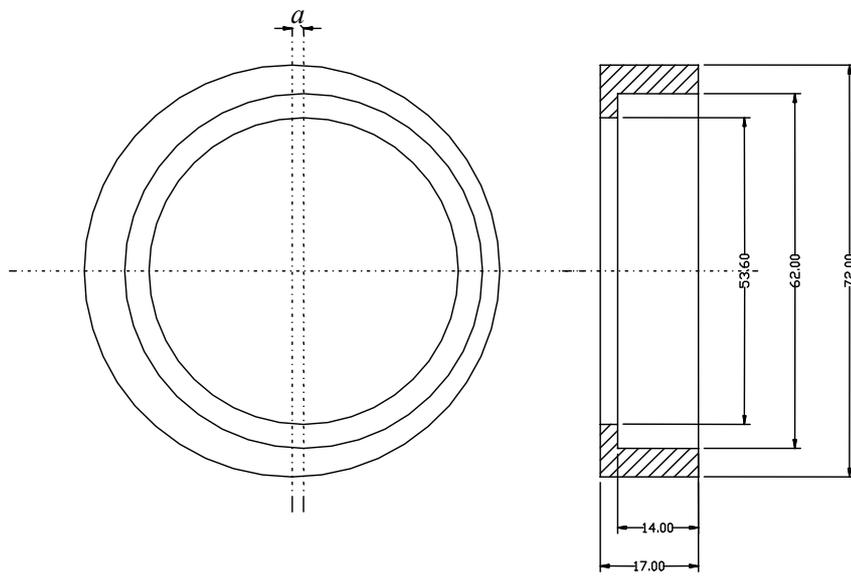


Fig. C-14. Buje externo excéntrico.

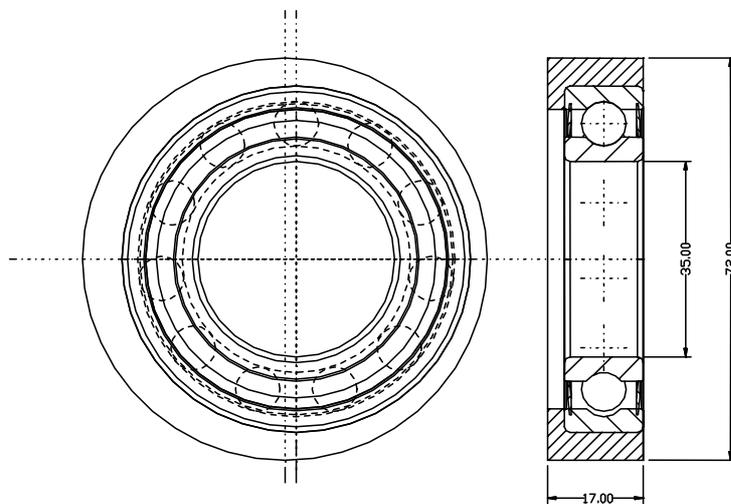


Fig. C-15. Conjunto rodamiento y buje externo.

Los valores del desplazamiento, a , y los niveles de excentricidad producidos por cada buje se detallan en la Tabla C. 9.

Tabla C. 9. Bujes externos excéntricos.

| Buje | a | Nivel de Excentricidad | |
|-------|------|------------------------|---------|
| | | $z = 0$ | $z = L$ |
| e_1 | 0.15 | 9.5% | 23.5% |
| e_2 | 0.30 | 19% | 47.5% |
| e_3 | 0.45 | 29% | 71% |

C.6.2. Excentricidad dinámica

Para producir excentricidad dinámica en el entrehierro se reemplazo el rodamiento de la tapa trasera del motor por otro de igual diámetro externo y mayor diámetro interno (Fig. C-16). La adaptación entre el diámetro del eje del motor y el diámetro interno del rodamiento se realizó mediante un buje excéntrico, tal como se muestra en la Fig. C-17. Al igual que para el caso de excentricidad estática, se realizaron tres bujes con diferentes desplazamientos entre el centro de la circunferencia externa del buje y la interna, a . La Fig. C-18 muestra el acoplamiento del buje y el rodamiento donde se aprecia que el conjunto posee el mismo diámetro interno, diámetro externo y ancho que el rodamiento original. De esta manera, el buje gira solidario al eje del motor, produciendo una variación periódica del entrehierro con la posición del rotor. Los valores del desplazamiento, a , y los niveles de excentricidad producidos por cada buje se detallan en la Tabla C. 10. En la Fig. C-19 se muestra una fotografía del rodamiento original (a) y los conjuntos de rodamiento y buje para producir excentricidad estática (b) y excentricidad dinámica (c).

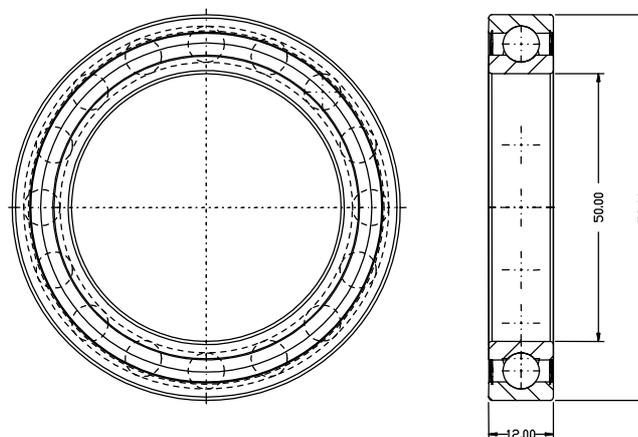


Fig. C-16. Rodamiento de mayor diámetro interno e igual diámetro externo (61910_2z).

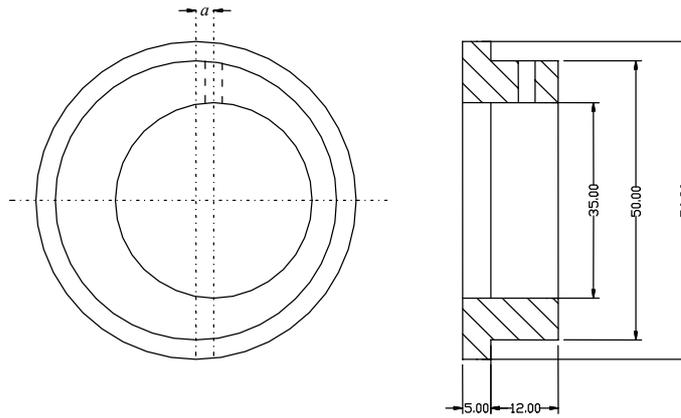


Fig. C-17. Buje interno excéntrico.

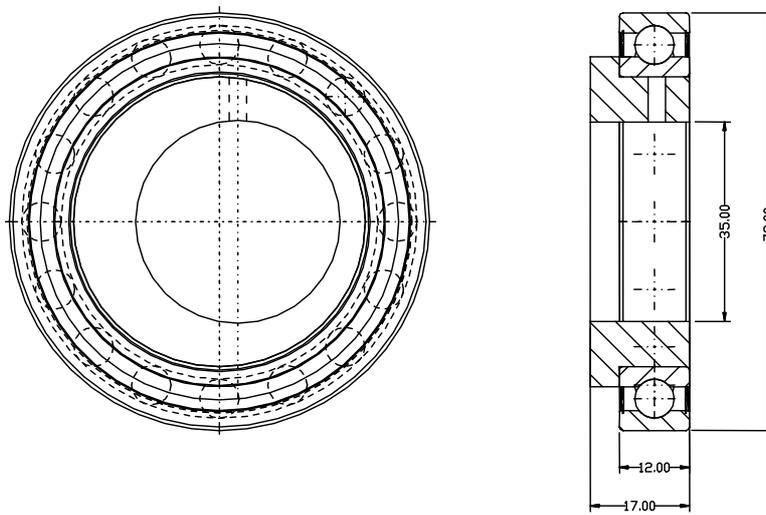


Fig. C-18. Conjunto rodamiento y buje interno.

Tabla C. 10. Bujes internos excéntricos.

| Buje | a | Nivel de Excentricidad | |
|-------|------|------------------------|---------|
| | | $z = 0$ | $z = L$ |
| d_1 | 0.15 | 9.5% | 23.5% |
| d_2 | 0.30 | 19% | 47.5% |
| d_3 | 0.45 | 29% | 71% |

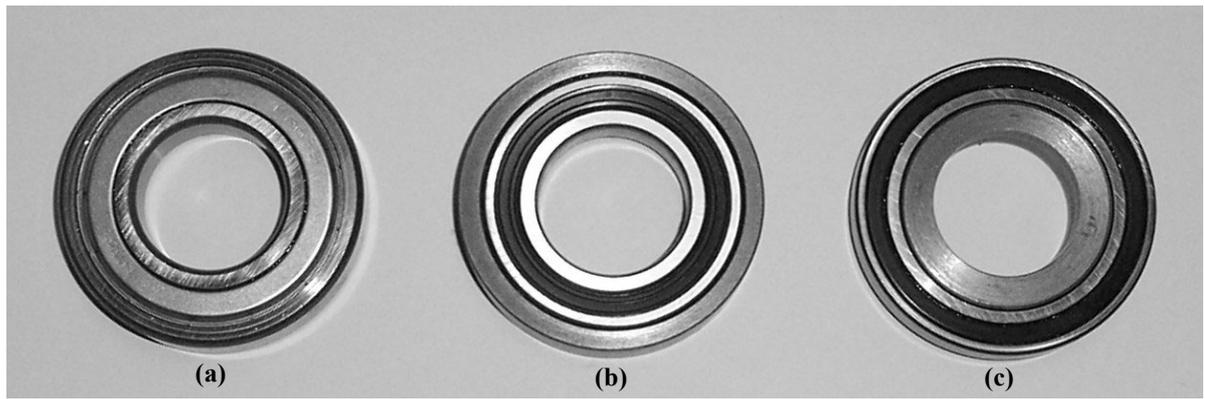


Fig. C-19. (a) Rodamiento original, (b) rodamiento y buje externo, (c) rodamiento y buje interno.