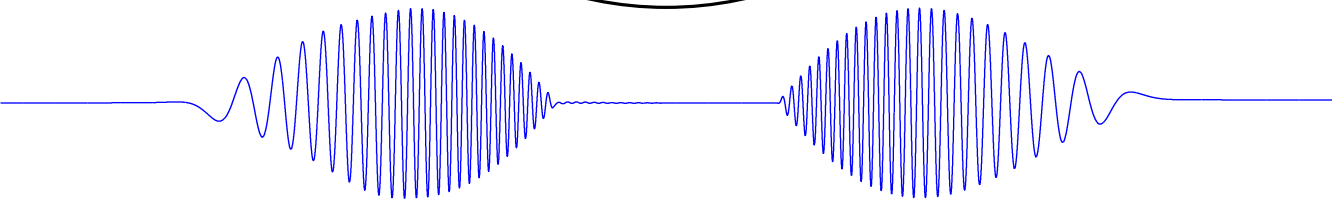
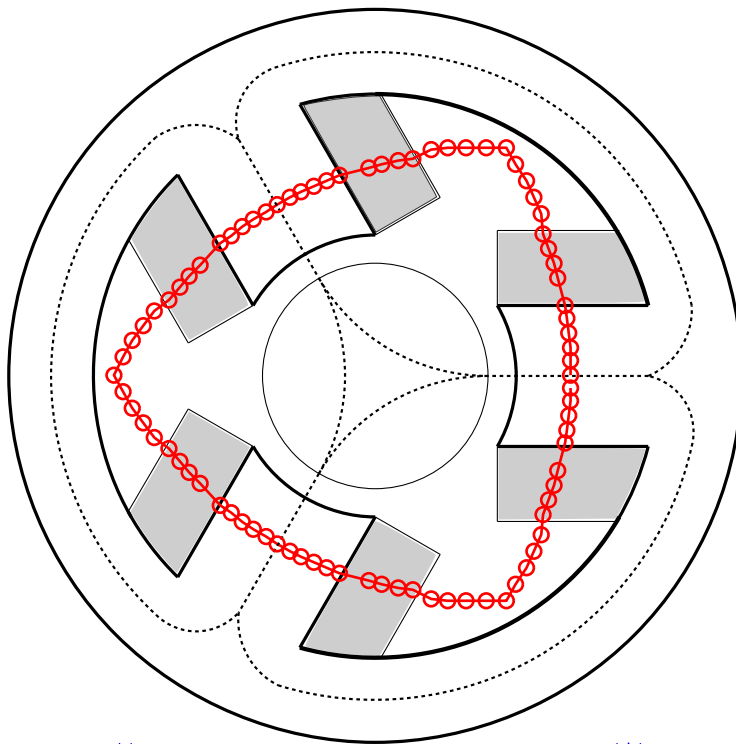


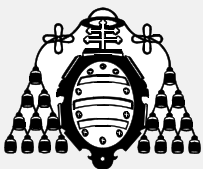
TESIS DOCTORAL

Estimación de la posición y alternativas de control de sistemas de cojinetes magnéticos



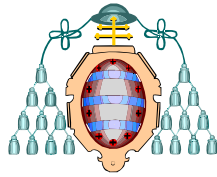
ISLAM EL-SAYED MAHMOUD

GIJÓN, DICIEMBRE 2012



UNIVERSIDAD DE OVIEDO

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica,
de Computadores y Sistemas
Programa de Control de Procesos, Electrónica
Industrial e Ingeniería Eléctrica



UNIVERSIDAD DE OVIEDO

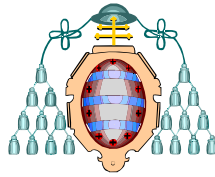
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica,
de Computadores y Sistemas
Área de Ingeniería de Sistemas y Automática

TESIS DOCTORAL

**Estimación de la posición
y alternativas de control de
sistemas de cojinetes magnéticos**

Islam El-Sayed Mahmoud

Diciembre 2012



UNIVERSIDAD DE OVIEDO

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica,
de Computadores y Sistemas
Área de Ingeniería de Sistemas y Automática

TESIS DOCTORAL

**Estimación de la posición
y alternativas de control de
sistemas de cojinetes magnéticos**

Memoria presentada para la obtención del título de
Doctor por la Universidad de Oviedo

Autor: Islam El-Sayed Mahmoud

**Directores: Fernando Briz del Blanco
Pablo García Fernández**

Gijón, Diciembre 2012

Agradecimientos

”Alabado sea Dios, que nos ha guiado a esto; pues no habríamos hallado el camino recto si Dios no nos hubiera guiado” [7:43]

En las siguientes líneas, me gustaría expresar mi agradecimiento a todas las personas que han dejado una huella en mi vida, pero no puedo en tan pocas líneas compartir todo lo que está en mi corazón a tantas personas. Por eso comienzo con un saludo y reconocimiento a todos los que lean esta página, incluso a todos los que no he podido mencionar.

Quiero expresar mi más sincero agradecimiento y reconocimiento al Ministerio de Ciencia e Innovación española por otorgarme esta beca y darme la oportunidad de realizar mi tesis en la Universidad de Oviedo en España.

Enviar un mensaje de amor y aprecio a mi madre, Nadia Hassan y a mi padre El-Sayed Hamda por todo el consuelo y felicidad que me han dado y el apoyo en varias áreas de mi vida. Le pido a Dios que les dé la mejor recompensa.

Hacerle llegar todo mi afecto a mi amada esposa, Fatma, por su enorme ayuda y su ánimo para solicitar esta beca y por su gran paciencia durante los últimos meses de la preparación de la tesis, a ella todo el amor y el aprecio.

También enviar un mensaje de amor con todo mi corazón a mi hijo Eyad y a mi hija Ethar que han tolerado mucho que estaba ocupado durante mis estudios y siempre estaban esperando con anhelo mi regreso a casa. Pido a Dios que les dé todo el bien y les proteja de todos los males.

Enviar un mensaje de amor a mi hermana Walaa y a mi hermano Wael por todo el amor y la cooperación que siempre han tenido conmigo y le pido a Dios para ellos todo el éxito y la felicidad.

Quisiera también dar un mensaje de amor a todos los miembros de mi familia desde los más pequeños hasta los más mayores por sus deseos de mi bienestar y conciliación, y por su amor hacia mí. A ellos mi más sincero agradecimiento y reconocimiento.

Un mensaje de agradecimiento a mis maestros el Dr. Fernando Briz, Dr. Pablo García y Dr. Juan Manuel por su gran apoyo durante mis estudios y cuando estaba escribiendo la tesis y les deseo todo lo mejor, así como a cada uno de mis profesores durante mis estudios en la Universidad de Oviedo, en España y les deseo mucho éxito.

Mi profundo agradecimiento a todos mis amigos y compañeros en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Oviedo que me han ayudado mucho durante mis estudios.

Sin olvidar mi gratitud a mis maestros el Dr. Mohammed Abdulqawi, Dr. Othman Anani, Dr. Ibrahim Zidan y a todos los profesores así como a cada uno de mis amigos de la Facultad de Ingeniería, Zagazig University, de Egipto por todos los momentos felices durante mis estudios en dicha universidad. A todos ellos mis mejores deseos.

También quiero expresar mi afecto por todos los alumnos de la clase de árabe en la comunidad islámica de Gijón, a sus padres y a todos los que me ayudaron en la construcción de esta pequeña escuela y su gran iniciativa. Le pido a Dios para ellos todo el bien y permanecer en esta escuela para la difusión de la lengua árabe.

Todo mi aprecio a todos mis amigos y vecinos, en Egipto y España y pido disculpas a cualquier persona que haya podido descuidar o causar algún problema sin querer.

Finalmente, no quiero olvidar enviar un saludo a toda la gente de Egipto y pedirle a Dios para preservarles de todo mal y les invito a colaborar y buscar áreas comunes entre nosotros, para lograr construir y desarrollar nuestro querido país, que merece todo lo mejor.

إهداء

"الْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي هَدَانَا لِهَذَا وَمَا كُنَّا لِنَهْتَدِيَ لَوْلَا أَنْ هَدَانَا اللَّهُ"

أود في تلك السطور التالية أن أتقدم بكل الشكر لكل شخص ترك بصمة في حياتي. لكنني أعجز في تلك السطور القليلة عددها أن أعبّر عن كل ما في قلبي تجاه الكثير من الأشخاص الذين تركوا بصمات عديدة في حياتي. فبداية تحياتي وتقديري لهم جميعاً ولكل من يقرأ هذه الصفحة وعجزت السطور أن تحوي اسمه.

أعبر عن خالص شكري وتقديري لوزارة العلوم والإبداع الإسبانية لحصولي على هذه المنحة الدراسية واثاحة الفرصة لي لدراسة الدكتوراة بجامعة أوفييدو بإسبانيا.

أرسل رسالة حب وتقدير لأمي "أ. نادية حسن" وأبي "ع.م. السيد حمدة" فقد بذلا كثيراً من أجل راحتي وسعادتي وساعداني في شتى مجالات حياتي وأدعو الله أن يجزيهما خير الجزاء.

أرسل رسالة مودة إلى زوجتي الحبيبة "فاطمة" التي ساعدتني كثيراً وحفزتني على التقديم في هذه المنحة وتحملت كثيراً خلال الأشهر الأخيرة من تحضيري هذه الرسالة فلها مني كل الحب والتقدير.

أرسل رسالة حب من كل قلبي لابني "إياد" وابنتي "إيثار" فقد تحملا كثيراً انشغالي عنهما خلال فترة دراستي وكانا دائماً يستقبلاني باشتياق عند عودتي للمنزل فأدعو الله لهما بكل الخير وأن يحفظهما من كل سوء.

أرسل رسالة حب أخرى لأختي "ولاء" وأخي "وائل" لما يحملونه لي من حب ولتعاونهما معي دائماً وأدعو الله لهما بكل التوفيق والسعادة.

أرسل رسالة حب إلى كل أفراد عائلتي من أصغرهم لأكبرهم لتمنياتهم لي بالخير والتوفيق ولما يحملون لي من حب وتقدير. فلهم مني خالص الشكر والتقدير.

رسالة شكر لأساتذتي "د. فرناندو" و "د. بابلو" و "د. خوان مانويل" لمساعدتهم الكبيرة لي خلال دراستي وكتابتي للرسالة وأدعو الله لهم بكل الخير.

ورسالة شكر أخرى لكل أساتذتي خلال فترة دراستي بجامعة أوفييدو بإسبانيا وتمنياتي لهم بكل التوفيق.

رسالة حب وشكر عميقة لكل زملائي في قسم الهندسة الكهربائية بجامعة أوفييدو فقد ساعدوني كثيراً خلال فترة دراستي فلهم مني كل التقدير.

رسالة شكر وعرفان بالجميل لأساتذتي "د. محمد عبدالقوي" و "د. عثمان عناني" و "د. إبراهيم زيدان" وكل أساتذتي بكلية الهندسة جامعة الزقازيق بمصر ولهم مني كل الحب والتقدير.

رسالة حب وتقدير لكل زملائي بكلية الهندسة جامعة الزقازيق لما قضيته معهم من أوقات سعيدة خلال فترة دراستي بجامعة الزقازيق بمصر فتمنياتي لهم جميعاً بكل التوفيق.

رسالة حب وتقدير لكل أصدقائي وجيراني بمصر وإسبانيا. لهم مني كل المحبة.

رسالة حب وتقدير لكل طلاب درس اللغة العربية بالجمعية الإسلامية بخيخون وأولياء أمورهم وكل من ساهم معي في بناء هذه المدرسة الصغيرة وأدعو الله لهم بكل الخير وأن تظل هذه المدرسة الصغيرة صرحاً لنشر اللغة العربية.

أعتذر لأي شخص ربما قد أهملت في حقه أو تسببت له بأي سوء دون قصد.

في النهاية لا أنسى أن أرسل تحياتي لكل أهل مصر وأسأل الله أن يحفظ مصر من كل سوء وأدعوهم جميعاً أن نتعاون دائماً ونبحث عن المناطق المشتركة بيننا لنبدأ من خلالها بناء وتعمير وطننا الحبيب الذي يستحق منا كل الخير.

تحياتي / إسلام السيد محمود

Abstract

The development of technology to serve human life is never finished. Industrial applications are developed to have accepted performance with the development of life. In most of industrial applications, there are lot of energy losses because of the friction between fixed and moving parts using conventional bearings. This friction limits the speed and the precision, and requires periodic lubrication. However, high speed and high precision are fundamental requirements in many applications. These requirements and the need to reduce contaminants, encourage researchers to investigate the use of Active Magnetic Bearings as an alternative solution.

In the case of Active Magnetic Bearing systems applied to rotating movement, there are different topologies that determine the control system design. Analysis and comparison among different topologies of Active Magnetic Bearings systems will be performed in this work, design restrictions like size, load capacity and power losses will be taken into account. Magnetic force distributions of each topology will be studied and the effect of rotor displacement on force generation will be analyzed.

Mathematical models of the various subsystems of magnetic bearings will be developed. Model simulations of the magnetic bearing system will be made and different control strategies will be applied. Performance of the control system for both reference tracking and disturbance rejection will be studied. Different methods for position estimation without position sensors will be analyzed and a carrier signal injection based method will be implemented. Finally, experimental results applied on a radial magnetic bearing prototype will be shown.

Resumen

El desarrollo de la tecnología al servicio del ser humano nunca se termina. Se desarrollan aplicaciones industriales compatibles con la sostenibilidad de nuestro entorno. En muchas aplicaciones industriales, se pierde energía debido a la fricción entre las partes fijas y las móviles, cuya unión se realiza mediante cojinetes convencionales. Esta fricción limita la velocidad y la precisión del movimiento relativo, además de precisar de lubricación periódica. Sin embargo, alta velocidad y alta precisión son requisitos fundamentales en muchas de las aplicaciones. Estos requisitos, además de la necesidad de reducir los contaminantes, han llevado a la búsqueda de alternativas. Los sistemas basados en el uso de cojinetes magnéticos cumplen estos requisitos, puesto que no requieren lubricación, y permiten alcanzar velocidades y precisiones más elevadas.

En el caso de cojinetes magnéticos aplicados a movimiento rotatorio, existen diferentes topologías, que a su vez pueden condicionar el diseño del sistema de control. En este trabajo se llevará a cabo el análisis y la comparación entre las diferentes topologías existentes. Se realizarán estas comparaciones con diferentes restricciones, tanto en el tamaño como en la capacidad de carga y en las pérdidas eléctricas. Se analizará la distribución de las fuerzas magnéticas que se puede generar por cada topología y el efecto de los desplazamientos del rotor en la generación de la fuerza magnética.

Se desarrollarán modelos matemáticos de los diferentes subsistemas de un cojinete magnético. Se realizarán simulaciones del modelo del sistema y se aplicarán diferentes estrategias del control. Se analizará el funcionamiento del sistema de control tanto en el seguimiento de referencias como en el rechazo de perturbaciones. Se estudiarán diversos métodos para la estimación de posición sin sensor y se desarrollará un método basado en la inyección de una señal de alta frecuencia. Finalmente, se presentarán resultados experimentales realizados en el laboratorio utilizando un prototipo de un cojinete magnético radial.

Índice general

Agradecimientos	I
Abstract	v
Resumen	vii
1. Introducción	1
1.1. Introducción	2
1.2. Objetivos	2
1.3. Estructura del trabajo	3
2. Estado del arte	5
2.1. Introducción	6
2.1.1. Tipos de cojinetes	6
2.1.2. Ventajas e inconvenientes de los cojinetes magnéticos	8
2.1.3. Aplicaciones de los cojinetes magnéticos	9
2.2. Principio de funcionamiento	10
2.2.1. Sistema de suspensión magnética con un grado de libertad	10
2.2.2. Sistema de suspensión magnética con dos grados de libertad	11
2.2.3. Sistema de suspensión magnética con 5 grados de libertad	11
2.3. Características de los sistemas de cojinetes.	12
2.4. Control del sistema de cojinetes magnéticos	14
2.4.1. Control PID	14
2.4.2. Control robusto	15
2.4.3. Control adaptativo	15
2.4.4. Control borroso	15
2.4.5. Control mediante redes neuronales	16
2.4.6. Control óptimo	16
2.4.7. Análisis comparativo de los métodos de control	16
2.5. Topologías de cojinetes magnéticos radiales	17
2.5.1. Número de polos en cojinetes magnéticos radiales	17
2.5.2. Configuraciones de la estructura de cojinetes radiales	20
2.5.3. Cojinetes magnéticos radiales integrados	21
2.6. Convertidores de potencia	21
2.7. Medida de la posición	23
2.7.1. Sensores de posición	23

2.7.2.	Estimación de la posición	25
2.7.3.	Limitaciones de los métodos de estimación de la posición	27
2.8.	Conclusiones	27
3.	Alternativas de topologías de cojinetes magnéticos radiales	29
3.1.	Introducción	30
3.2.	Topologías y geometría del RAMB	30
3.3.	Modelo magnético	33
3.3.1.	Modelo magnético del RAMB de 3 polos	34
3.3.2.	Modelo magnético del RAMB de 4 polos	35
3.3.3.	Modelo magnético del RAMB de 6 polos	37
3.3.4.	Modelo magnético del RAMB de 6 polos <i>Horseshoe</i>	38
3.3.5.	Modelo magnético del RAMB de 8 polos	39
3.3.6.	Modelo magnético del RAMB de 8 polos <i>Horseshoe</i>	42
3.3.7.	Modelo general del RAMB	43
3.4.	Distribución de fuerza magnética	44
3.5.	Comparación entre topologías	49
3.5.1.	Comparación con tamaño constante del estátor	49
3.5.2.	Comparación con pérdidas eléctricas constantes	53
3.5.3.	Comparación con fuerza requerida constante	56
3.6.	Variación de la fuerza con el desplazamiento	59
3.7.	Conclusiones	63
4.	Modelo dinámico del volante de inercia	65
4.1.	Introducción	66
4.2.	Descripción del sistema	66
4.3.	Modelo mecánico	66
4.4.	Cálculo de las medidas de los sensores	71
4.5.	Relación entre desplazamientos y entrehierros	75
4.5.1.	Desplazamiento y entrehierros en coordenadas xy	75
4.5.2.	Desplazamiento y entrehierros en coordenadas uvw	78
4.5.3.	Obtención de los entrehierros para diferentes topologías de cojinetes radiales	82
4.6.	Conclusiones	84
5.	Modelado y control del sistema de cojinetes magnéticos	85
5.1.	Introducción	86
5.2.	Diagrama funcional de un cojinete magnético	86
5.3.	Sistemas de coordenadas	88
5.4.	Modelado y control del sistema eléctrico	89
5.4.1.	Sistema eléctrico de cojinetes magnéticos radiales de 3 polos	89
5.4.2.	Sistema eléctrico de cojinetes magnéticos radiales de 6 polos <i>horseshoe</i>	98
5.5.	Cálculo de la referencia de corriente	101
5.6.	Control del sistema mecánico del rotor	105
5.6.1.	Diseño del control PID de posición	106
5.6.2.	Diseño del control posición-velocidad en cascada	107
5.7.	Control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos	110
5.7.1.	Posicionamiento inicial	110

5.7.2.	Comportamiento del control ante perturbaciones periódicas . . .	115
5.7.3.	Control Proporcional-Resonante(PR) para el rechazo de perturbaciones periódicas	122
5.7.4.	Adaptación del control PR para el rechazo de perturbaciones periódicas	127
5.7.5.	Comportamiento del control ante perturbaciones instantáneas	133
5.8.	Conclusiones	138
6.	Alternativas de estimación de la posición en cojinetes radiales	139
6.1.	Introducción	140
6.2.	Métodos de estimación de la posición	140
6.3.	Corriente de alta frecuencia de secuencia negativa	142
6.3.1.	Medida de la señal de corriente portadora	144
6.4.	Estimación de la posición utilizando la tensión de.	145
6.5.	No linealidades del modelo de alta frecuencia	146
6.6.	Efectos de la corriente fundamental sobre la señal.	148
6.6.1.	Efectos de la saturación sobre el modelo de alta frecuencia . . .	149
6.7.	Implementación del control sin sensor	155
6.8.	Inductancias de alta frecuencia	156
6.9.	Conclusiones	161
7.	Resultados experimentales	163
7.1.	Introducción	164
7.2.	Descripción de la plataforma experimental	164
7.3.	Medida de variables	167
7.4.	Resultados experimentales	168
7.4.1.	Respuesta del lazo de corriente	168
7.4.2.	Seguimiento de referencias	168
7.4.3.	Control de posición	170
7.4.4.	Respuesta ante perturbaciones	172
7.5.	Conclusiones	177
8.	Conclusiones y trabajo futuro	179
8.1.	Conclusiones	180
8.2.	Contribuciones de la tesis	182
8.3.	Trabajo futuro	182
	Bibliografía	183
	Índice de figuras	193
	Índice de tablas	202
A.	Publicaciones	205
A.1.	Analysis of Topologies Alternatives for Radial.	207
A.2.	Carrier Signal Injection Alternatives for Sensorless.	215
A.3.	Control of Three-Pole Active Magnetic Bearings	225

A.4. Impact of Saturation and Current Command...	233
A.5. Impact of Saturation, Current Command Selection,...	243

Capítulo **1**

Introducción

Índice

- 1.1. Introducción
- 1.2. Objetivos
- 1.3. Estructura del trabajo

1.1. Introducción

El rápido desarrollo de la vida de los seres humanos hace necesario incrementar las prestaciones de los sistemas y procesos industriales. Alta velocidad y alta precisión, además de uso eficiente de la energía y preservación del medio ambiente, son requisitos esenciales en numerosos sistemas industriales. La fricción entre partes móviles y fijas en sistemas mecánicos a menudo conllevan grandes pérdidas de energía, imponiendo también a menudo restricciones en la velocidad máxima y en precisión del movimiento, e introduciendo la necesidad de lubricación periódica, lo cual lastra el desarrollo de numerosas aplicaciones.

Existen diferentes aplicaciones donde se requiere alcanzar alta velocidad, como el transporte ferroviario de alta velocidad (*MAGLEV*) y sistemas de almacenamiento de energía cinética (volantes de inercia) en los que la energía almacenada es función de la velocidad al cuadrado. También existen otras aplicaciones donde se necesita alta precisión en el movimiento, como el *master* de los discos ópticos, los cuales requieren una resolución de hasta nanómetros en la posición del rotor. En otras aplicaciones como la bomba de sangre, es necesario eliminar la lubricación. Los sistemas basados en cojinetes magnéticos para sustentar el movimiento, son una alternativa tecnológica en aplicaciones en las que el uso de cojinetes mecánicos convencionales presenta inconvenientes, o es incluso inviable.

Aplicados a movimientos rotativos, los cojinetes magnéticos son dispositivos diseñados para proporcionar una suspensión magnética de un rotor sin contacto mecánico, y por lo tanto, sin ningún tipo de fricción entre la parte móvil y las partes fijas, lo que elimina la necesidad de lubricación. Sin embargo, el correcto funcionamiento de un cojinete magnético en aplicaciones de alta velocidad y/o alta precisión plantea retos importantes, tanto a nivel de diseño/configuración de los actuadores, sensores, como del sistema de control.

1.2. Objetivos

Los principales objetivos de esta tesis son:

- Analizar diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales en función del tamaño, pérdida eléctricas y capacidad de carga.
- Desarrollar el modelo dinámico de un volante de inercia incluyendo el efecto giroscópico y el efecto del desequilibrio de masa.
- Desarrollar un esquema de control adaptativo para un volante de inercia utilizando cojinetes magnéticos como método de suspensión.
- Implementar la estimación de la posición del rotor utilizando técnicas *sensorless* o *selfsensing*, mediante la inyección de una señal portadora de alta frecuencia.

1.3. Estructura del trabajo

En el trabajo presentado se desarrollarán en primer lugar los modelos matemáticos de diferentes topologías de cojinetes magnéticos. Se derivarán las ecuaciones que explican el comportamiento del sistema. Se realizará un análisis comparativo entre las diferentes topologías, teniendo en cuenta tanto las posibilidades que ofrecen como sus limitaciones. Se construirá el modelo del sistema, se diseñará el control para las diferentes topologías, se simulará su comportamiento y se incluirán resultados experimentales para la topología basada en cojinetes radiales tripolares. El trabajo está ordenado en 8 capítulos según la siguiente estructura:

Capítulo 2 (Estado del arte) En este capítulo se analizarán las diferentes topologías, configuraciones y estructuras de los sistemas de cojinetes magnéticos. Se explicarán las ventajas, inconvenientes y las aplicaciones de dichos sistemas. Se detallará el principio de funcionamiento de los sistemas de suspensión magnética, así como las diferentes líneas de investigación y diferentes tipos de control utilizados. Finalmente, se estudiarán diferentes métodos para obtener las medidas de la posición del rotor sin sensor de posición.

Capítulo 3 (Alternativas de topologías de cojinetes magnéticos radiales) En este capítulo se detallará la geometría y las diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales (*RAMBs*). Se desarrollará el modelo magnético y se analizará la distribución de fuerzas magnéticas de cada topología. Se compararán las diferentes topologías según diferentes criterios de diseño, como tamaño, capacidad de carga y las pérdidas de potencia. Finalmente, se estudiarán las variaciones de la distribución de la fuerza magnética con diferentes posiciones del rotor.

Capítulo 4 (Modelo dinámico del volante de inercia) En este capítulo se modelará la dinámica del roto de un volante de inercia sobre el cual se aplicarán posteriormente los métodos de control propuestos. Se detallará el problema de la estimación de los ángulos de giro y desplazamientos del rotor a partir de la información proporcionada por los sensores de posición, así como las relaciones entre los desplazamientos y los valores de los entrehierros, los cuales determinan el valor de las inductancias correspondientes. Finalmente, se propondrá un método genérico para calcular los entrehierros en función de los desplazamientos para diferentes topologías de cojinetes radiales.

Capítulo 5 (Modelado y control del sistema de cojinetes magnéticos) En este capítulo, se explicarán los subsistemas que conforman un cojinete magnético y los sistemas de coordenadas utilizados en el análisis y el control. Se desarrollará el modelo del sistema eléctrico tanto para cojinetes de 3 polos como cojinetes de 6 polos *horseshoe*. Se detallará el control del sistema mecánico, incluyendo la obtención de las referencias de corriente a partir del comando de fuerza precisado, tanto para cojinetes de 3 polos como de 6 polos *horseshoe*.

Capítulo 6 (Alternativas de estimación de la posición en cojinetes radiales) En este capítulo se analizarán diferentes métodos de estimación de la posición utilizando señales eléctricas. Se desarrollarán técnicas de inyección de señales de

alta frecuencia y la posterior medición de señales eléctricas utilizadas para estimar la posición. Se analizará el efecto de las señales utilizadas en el control del cojinete sobre la estimación de la posición. Se analizará el efecto de la saturación del flujo en el proceso de estimación de la posición y se propondrán mecanismos para su desacoplo.

Capítulo 7 (Resultados experimentales) En este capítulo se muestran los resultados experimentales obtenidos sobre un cojinete trifásico tripolar. Se incluye la descripción de la plataforma diseñada. Se mostrará la sintonización de los diferentes lazos de control así como el comportamiento del sistema tanto ante seguimiento de referencias como en el rechazo de perturbaciones.

Capítulo 8 (Conclusiones y trabajo futuro) En este capítulo se comentarán los resultados de los capítulos anteriores, las conclusiones y contribuciones del presente trabajo y las líneas de investigación para posibles trabajos futuros.

Estado del arte

Índice

- 2.1. Introducción**
 - 2.1.1. Tipos de cojinetes
 - 2.1.2. Ventajas e inconvenientes de los cojinetes magnéticos
 - 2.1.3. Aplicaciones de los cojinetes magnéticos
- 2.2. Principio de funcionamiento**
 - 2.2.1. Sistema de suspensión magnética con un grado de libertad
 - 2.2.2. Sistema de suspensión magnética con dos grados de libertad
 - 2.2.3. Sistema de suspensión magnética con 5 grados de libertad
- 2.3. Características de los sistemas de cojinetes...**
- 2.4. Control del sistema de cojinetes magnéticos**
 - 2.4.1. Control PID
 - 2.4.2. Control robusto
 - 2.4.3. Control adaptativo
 - 2.4.4. Control borroso
 - 2.4.5. Control mediante redes neuronales
 - 2.4.6. Control óptimo
 - 2.4.7. Análisis comparativo de los métodos de control
- 2.5. Topologías de cojinetes magnéticos radiales**
 - 2.5.1. Número de polos en cojinetes magnéticos radiales
 - 2.5.2. Configuraciones de la estructura de cojinetes radiales
 - 2.5.3. Cojinetes magnéticos radiales integrados
- 2.6. Convertidores de potencia**
- 2.7. Medida de la posición**
 - 2.7.1. Sensores de posición
 - 2.7.2. Estimación de la posición
 - 2.7.3. Limitaciones de los métodos de estimación de la posición
- 2.8. Conclusiones**

2.1. Introducción

Un objetivo habitual para el desarrollo de los productos industriales es ofrecer un mejor funcionamiento con el menor consumo de energía y el menor coste posible, es decir, de la manera más eficiente posible. Existen numerosas aplicaciones industriales que incluyen partes móviles en las que se pierde mucha energía debido a la fricción entre éstas. El dispositivo que permite el movimiento entre dos o más partes es un cojinete. Minimizar este tipo de pérdidas implica por tanto el diseño de cojinetes más eficientes, que reduzcan o eliminen la fricción.

Una forma de reducir la fricción es mediante el correcto diseño de las superficies en contacto y el uso de lubricantes. La idea es similar a las articulaciones de los organismos que unen los huesos y tienen varias formas y diferentes tipos de movimiento. Desde el comienzo de la creación, las articulaciones de los organismos tienen un fluido renovable, cuya función principal es facilitar el movimiento de las articulaciones. Sin la existencia de este fluido, las articulaciones tendrían fricción, lo que ocasionaría el rápido desgaste de los huesos y, como consecuencia, la dificultad o pérdida del movimiento.

Comparando las articulaciones con las aplicaciones industriales, se encuentra una similitud con los mismos objetivos y requisitos. El mismo objetivo en reducir la fricción y el mismo requisito en disponer de un dispositivo que facilite el movimiento entre diferentes partes. La figura 2.1 muestra esta similitud entre movimientos de articulaciones del cuerpo y algunos dispositivos mecánicos, incluyendo movimientos de traslación lineal, rotación axial y rotación esférica.

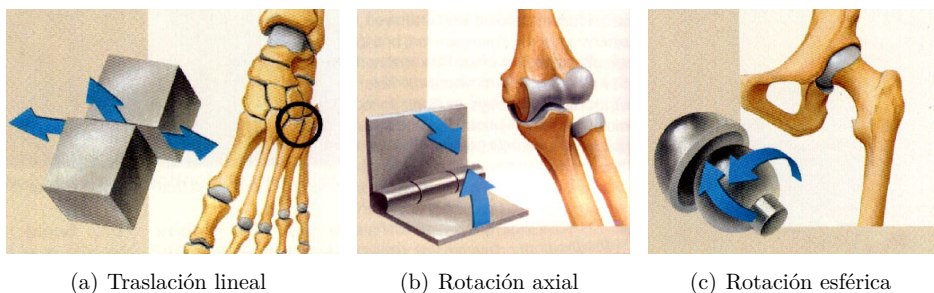


Figura 2.1: Similitud entre articulaciones del cuerpo y uniones entre partes móviles en máquinas.

2.1.1. Tipos de cojinetes

En función de su principio de funcionamiento, existen varios tipos de cojinetes, como se muestra en la figura 2.2, pudiendo establecerse la siguiente clasificación:



(a) Cojinete blando (b) Cojinete de elementos redondos (c) Cojinete de fluidos (d) Cojinete magnético

Figura 2.2: Diferentes tipos de cojinetes según el principio de funcionamiento.

Cojinete blando es el tipo más simple de cojinete, un ejemplo se puede ver en la figura 2.2(a). Consiste de sólo una superficie de soporte y no tiene ningún elemento rodante. Este tipo de cojinete tiene mucha fricción además de necesitar lubricación periódica.

Cojinete con rodamientos es un cojinete que soporta la carga mediante rodamientos normalmente situados entre dos anillos. Comparados con los cojinetes blandos, tienen menos fricción. La figura 2.2(b) muestra un ejemplo de este tipo de cojinete.

Cojinete de fluidos es un tipo de cojinetes donde se soporta la carga con un fluido, el cual puede ser líquido o gas. La figura 2.2(c) muestra un ejemplo de este tipo de cojinete.

Cojinete magnético es un cojinete en el que la carga es soportada por un campo magnético. Este tipo de cojinete no tiene contacto mecánico, por lo que no hay fricción y no necesita lubricación. Las figuras 2.2(d) y 2.3 muestran un ejemplo de este tipo de cojinete. Los cojinetes magnéticos ofrecen una alternativa muy interesante debido a las mejoras que ofrecen en aspectos como son la fricción, lubricación y mantenimiento periódico.

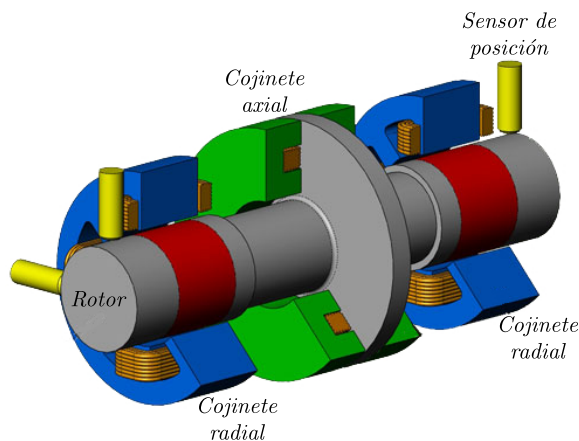


Figura 2.3: Rotor soportado por cojinetes magnéticos.

2.1.2. Ventajas e inconvenientes de los cojinetes magnéticos

El desarrollo de nuevos equipos y procesos industriales con mayores requisitos de funcionamiento para las máquinas rotativas, ha llevado, en algunos casos, a los cojinetes tradicionales a sus límites de funcionamiento en velocidad y precisión. Existen además varias áreas donde no se pueden utilizar los cojinetes tradicionales por diversas razones: sector aeroespacial, aplicaciones médicas, aplicaciones de alta temperatura o aplicaciones de muy alta velocidad y/o muy alta precisión. Estos problemas solicitan la búsqueda de alternativas para aumentar la eficiencia. Los cojinetes magnéticos pueden ser una alternativa viable en estos casos. Por otra parte, es previsible que en la medida en la que la tecnología de los cojinetes magnéticos evolucione y resulte más barata y robusta, puedan convertirse en una opción en aplicaciones y procesos industriales reservados en la actualidad a los cojinetes convencionales [1, 2].

La ausencia de fricción va a permitir al rotor, en sistemas basados en sustentación magnética, girar a velocidades más elevadas. Además, la ausencia de fricción evita las pérdidas de energía debido al rozamiento entre las partes móviles y las fijas reduciendo consiguientemente el calentamiento. Como ventaja adicional, el uso de cojinetes magnéticos evita las operaciones de lubricación y, en general, el mantenimiento periódico. Se pueden resumir por tanto las ventajas del uso de cojinetes magnéticos en los puntos siguientes:

- Alta velocidad y alta precisión.
- Soporte sin contacto y ausencia de fricción.
- Reducción en las pérdidas de energía y menor calentamiento.
- Eliminación de la necesidad de lubricación.

Sin embargo, los cojinetes magnéticos presentan también una serie de desventajas que limitan o impiden su utilización en muchas aplicaciones. Los sistemas de cojinetes magnéticos son mucho más caros que los cojinetes convencionales. Los sensores de posición suponen una parte muy importante de este sobre coste. Este sobre coste puede ser especialmente relevante en aplicaciones de pequeña potencia. Además, los sensores pueden necesitar un mantenimiento periódico para, principalmente, realizar su calibración. Por otra parte, al igual que la mayoría de sistemas de levitación magnética, los cojinetes magnéticos plantean problemas serios de estabilidad, por lo que su control no es trivial. Se pueden resumir los inconvenientes de los sistemas de cojinetes magnéticos en los siguientes puntos [1, 2, 3]:

- Complejidad de construcción.
- Coste elevado.
- Ajuste periódico de sensores.
- Problemas de estabilidad y complejidad del control.

2.1.3. Aplicaciones de los cojinetes magnéticos

Existen diversos campos en los que se han aplicado soluciones basadas en cojinetes magnéticos [1, 2] como turbo-maquinaria, máquina herramienta, motores y generadores de alta velocidad, volantes de inercia, aplicaciones de vacío, espacio exterior y aplicaciones médicas. La figura 2.4 muestra algunos ejemplos de este tipo de aplicaciones. Basándose en los requisitos principales de las aplicaciones industriales que utilizan cojinetes magnéticos, se puede establecer la siguiente clasificación [1, 2, 4, 5, 6]:

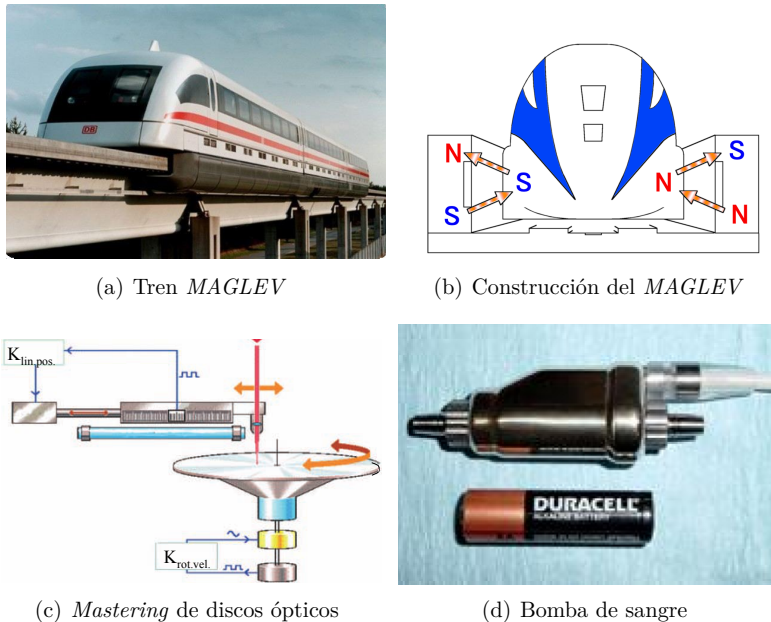


Figura 2.4: Aplicaciones de cojinetes magnéticos.

Alta velocidad Existen aplicaciones que requieren el funcionamiento a alta velocidad. El desplazamiento en estas aplicaciones puede ser lineal (traslación) o angular (rotación). El soporte sin contacto facilita el funcionamiento a alta velocidad gracias a la ausencia de rozamiento. Quizás la aplicación más conocida dentro de esta categoría es el *MAGLEV*. Como se muestra en la figura 2.4(a), 2.4(b), el tren levita gracias al campo creado por los cojinetes magnéticos. En la actualidad se está desarrollando el *MAGLEV* para circular a través de un túnel de vacío, lo que permitirá reducir el rozamiento aerodinámico, y por tanto las pérdidas, de forma que se podrá circular a mayor velocidad y/o reducir el consumo de energía.

Otras aplicaciones que utilizan cojinetes magnéticos debido a la necesidad de una alta velocidad de giro son las turbo-bombas y volantes de inercia en almacenadores de energía cinéticos. En las aplicaciones industriales, se han alcanzado velocidades de giro de hasta $3kH\text{z}$ en husillos de pulido y hasta $5kH\text{z}$ en aplicaciones de turbo-maquinaria [3].

Alta precisión Gracias al soporte sin contacto y a la ausencia de fricción, es posible posicionar el sistema sustentado por el cojinete magnético con una elevada precisión. Un ejemplo de este tipo de aplicación es el *mastering* de los discos ópticos, como se muestra en la figura 2.4(c) [7]. El requisito de alta precisión viene dado por la necesidad de incrementar el volumen de datos almacenados. Para ello, es necesario reducir el área de los sectores y, por lo tanto, incrementar la resolución en el posicionamiento de la cabeza óptica. Actualmente, se alcanza una precisión de hasta un nanómetro. Otras aplicaciones que necesitan alta precisión son los dispositivos de escaneo de alta resolución.

Eliminación de la lubricación y/o mantenimiento periódico Existen aplicaciones en las que no es posible, o deseable, lubricar el cojinete. Un ejemplo de este tipo de aplicación es la bomba de sangre mostrada en la figura 2.4(d). El objetivo de esta aplicación es ayudar el corazón a mantener el volumen de flujo de sanguíneo. Las aplicaciones en espacio libre o en vacío son otro tipo de sistemas donde la ausencia de lubricación es necesaria o deseable [8].

2.2. Principio de funcionamiento

Un cojinete magnético es un sistema de suspensión magnética que utiliza el campo magnético para controlar la separación o el movimiento entre dos partes. Los movimientos entre las partes pueden ser de diferente naturaleza (traslación, rotación) y con distintos grados de libertad.

2.2.1. Sistema de suspensión magnética con un grado de libertad

La aplicación más simple de levitación magnética es un sistema con un grado de libertad. Un ejemplo de este tipo de sistema se muestra en la figura 2.5, el cual consiste de un electro-imán que soporta una bola utilizando la fuerza magnética para compensar el peso de la misma. La fuerza magnética será proporcional a la corriente que circula por el electro-imán e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia entre la bola y el electro-imán.

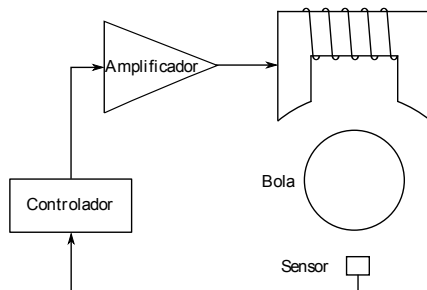


Figura 2.5: Configuración del sistema de levitación.

Este sistema es inherentemente inestable, siendo imprescindible por tanto, aplicar algún tipo de control en cadena cerrada para conseguir mantener la bola en una posición estable. Para conseguir este objetivo, se utiliza un sensor de posición que mide la distancia de la bola al electro-ímán, y en base a dicha medida, calcular la corriente necesaria para mantener la bola en equilibrio. El algoritmo de control es normalmente programado sobre un controlador o un DSP. Un convertidor de potencia (amplificador en la figura) amplifica esta señal de control e inyecta en el electro-ímán la corriente necesaria para mantener la bola en equilibrio.

2.2.2. Sistema de suspensión magnética con dos grados de libertad

En este sistema, se controla un objeto en dos ejes ortogonales. Los cojinetes radiales del sistema de cojinetes magnéticos son un ejemplo de un sistema de suspensión magnética con dos grados de libertad, en el que un eje giratorio es soportado por dos o más cojinetes radiales. Para soportar el rotor, es necesario generar cuatro fuerzas magnéticas, que actúan dos a dos y de forma opuesta, sobre cada eje radial. Normalmente, se utilizan sistemas de 8 polos para controlar los desplazamientos del rotor en los dos ejes, como se muestra en la figura 2.6(b), de forma que cada pareja de dos polos generen la fuerza necesaria en una dirección. Otras topologías de cojinetes radiales utilizan tres polos que generan tres fuerzas magnéticas desfasadas 120° como se muestra en la figura 2.6(a). El número de polos o electro-imanés puede variar desde 3, 4, 6, 8 polos para aplicaciones de pequeño tamaño hasta 24, 32 polos para aplicaciones de gran tamaño.

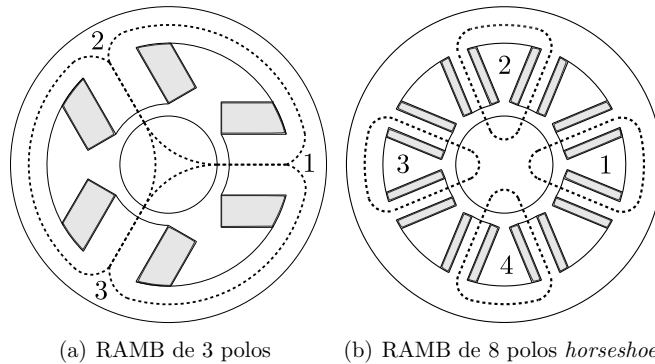


Figura 2.6: Configuración de cojinetes radiales.

2.2.3. Sistema de suspensión magnética con 5 grados de libertad

Un sistema completo de cojinetes magnéticos es capaz de soportar un eje giratorio sin ningún contacto mecánico. Este sistema consiste en dos cojinetes radiales y un cojinete axial. Los dos cojinetes radiales se utilizan para controlar los desplazamientos del eje en ambos extremos del rotor. El cojinete axial controla el desplazamiento del rotor en el eje axial. La figura 2.7 muestra el montaje completo de un sistema de cojinetes magnéticos con cinco grados de libertad.

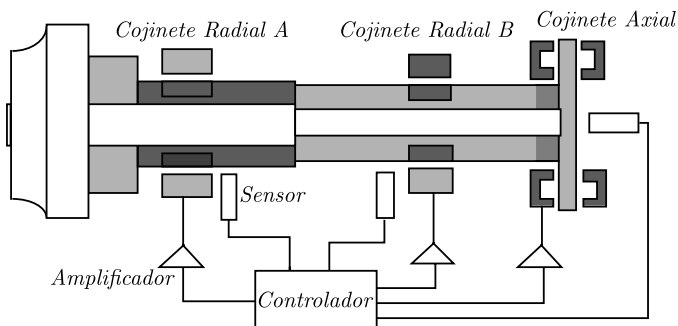


Figura 2.7: Configuración del sistema de cojinetes magnéticos de un rotor [1].

2.3. Características de los sistemas de cojinetes magnéticos

Existen distintos parámetros que definen las prestaciones de un sistema de cojinetes magnéticos, como son la carga, temperatura y tamaño. Con el objetivo de entender las limitaciones de estos sistemas, es necesario analizar el efecto de dichos parámetros en el rendimiento alcanzado.

Carga máxima

La carga que puede soportar el cojinete, se ve fuertemente afectada por la geometría de los electro-imanés del sistema y las propiedades del material de sus devanados. Según [3], el valor máximo de las fuerzas magnéticas generadas por los electro-imanés, depende del área de la sección transversal de sus devanados y su longitud. También, la fuerza magnética depende del área de proyección de las líneas del campo magnético. Cuanto mayor sea el área de proyección de líneas del flujo, más fuerza se puede obtener. Además, las propiedades del material de los electro-imanés del cojinete afectan al valor máximo de la fuerza generada.

Funcionamiento en alta temperatura

El uso de los sistemas de cojinetes magnéticos es especialmente importante en aplicaciones de alta temperatura y en aplicaciones de vacío, donde no existe aire para la evacuación de calor. Las condiciones de alta temperatura pueden afectar al comportamiento de los cojinetes magnéticos y a diversas partes del sistema, como sensores, electro-imanés y electrónica de control. En estas condiciones, se han alcanzado temperaturas de $600^{\circ}C$ con velocidades de giro de $50000rpm$ [3], superando el margen de funcionamiento de los cojinetes tradicionales como se muestra en la figura 2.8. En [9], se ha diseñado un sensor de desplazamiento para un sistema de cojinetes magnéticos de un reactor de alta temperatura refrigerado por gas de $10MW$.

Tamaño

Se pueden encontrar ejemplos de aplicación de cojinetes magnéticos en un amplio rango de tamaños. La figura 2.9 muestra una plataforma con un diámetro de $6m$,

siendo su velocidad máxima 300km/h . Por otra parte, existen aplicaciones como dispositivos de escáners ópticos, discos duros e instrumentos médicos, que utilizan cojinetes de tamaños menores. Por ejemplo, el sistema mostrado en la figura 2.10 tiene un diámetro de 5mm , con una velocidad de 600rpm

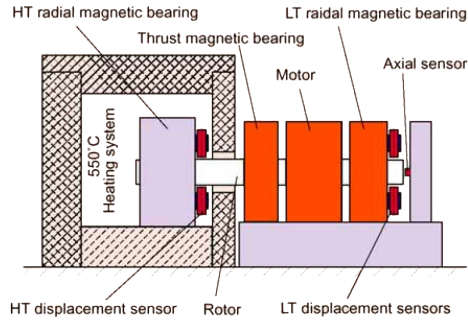


Figura 2.8: Plataforma de prueba de sensor de posición de alta temperatura [3].

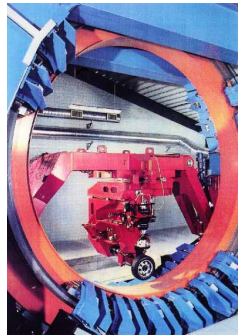


Figura 2.9: Plataforma de prueba de ruedas de alta velocidad. Diámetro 6m y velocidad máxima de 300km/h [3].

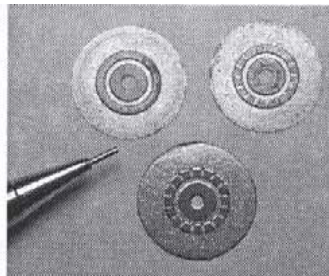


Figura 2.10: Diferentes diseños de micro-motores de 15mm de diámetro y de 150 a 340 de espesor con una masa de 270gr [3].

2.4. Control del sistema de cojinetes magnéticos

Los sistemas de suspensión magnética son sistemas inherentemente inestables, por lo que es imprescindible utilizar algún tipo de sistema de control que los estabilice y garantice un comportamiento adecuado. Además, la suspensión magnética va a presentar una relación altamente no lineal entre las corrientes aplicadas y las fuerzas magnéticas generadas. Por otra parte, puede existir cierta incertidumbre en los parámetros del sistema como son las resistencias e inductancias. Más aún, especialmente las inductancias, pueden variar de forma muy significativa con los desplazamientos. El sistema del control ha de ser capaz de funcionar de forma adecuada en presencia de todas estas incertidumbres.

El desarrollo del control ha estado limitado a menudo por la potencia de cálculo de los procesadores disponibles. Sin embargo, los modernos DSP proporcionan una potencia de cálculo elevada con un coste reducido. Por otra parte, la complejidad debida a la no linealidad del sistema, así como su naturaleza inestable, abre un abanico de oportunidades para el desarrollo y aplicación de métodos de control tanto lineales como no lineales, incluyendo control PID, control robusto, control adaptativo, control borroso, redes neuronales, etc. [6], los cuales se discuten brevemente a continuación.

2.4.1. Control PID

El control PID es una técnica clásica de control lineal. Este control consiste de tres acciones principales: proporcional, integral y diferencial. Aplicados al control de cojinetes magnéticos, se asocian los siguientes efectos para cada una de las acciones. La acción proporcional afecta a la rigidez mecánica del sistema e incrementa la velocidad crítica. La acción diferencial afecta a la amortiguación mecánica del sistema y reduce la amplitud de las vibraciones. Finalmente, la acción integral elimina el error en el régimen permanente [10, 11].

Entre los diferentes métodos de control, el control PID es probablemente el más fácil de diseñar e implementar [12], por lo que la mayoría de aplicaciones de cojinetes magnéticos utilizan este tipo de control. Sin embargo, el control PID puede ser muy sensible a incertidumbres y no linealidades del sistema, lo que puede limitar el rango de funcionamiento del cojinete.

En [13], se diseñó un control PID en base a un modelo linealizado del sistema de cojinetes magnéticos, llegándose a la conclusión de que la rigidez del sistema es mejor cuanto más grande la corriente bías y la ganancia del control. En el diseño propuesto, el efecto del ruido en las medidas de los sensores de posición se reducía aumentando la acción integral, mientras que la dinámica del sistema se sintonizaba mediante la acción diferencial

En [14], se desarrolló un control para el sistema de cojinetes magnéticos con dos estrategias: PD y PID. En el método propuesto, se utilizaba la estrategia PD en el transitorio cuando el error era elevado, utilizándose el PID cuando el error disminuía y para dotar de rigidez al sistema en el régimen permanente.

2.4.2. Control robusto

Los métodos clásicos del control asumen que el modelo matemático coincide con el proceso físico. Sin embargo, esto no es nunca cierto en la práctica, debido tanto a que el modelo siempre tiene simplificaciones con respecto a las características reales del sistema físico, y a que siempre va a existir un cierto error entre los valores teóricos y los valores reales de los elementos modelados. Las diferencias entre el modelo teórico y el sistema real pueden dar lugar a un deterioro importante en el comportamiento del sistema regulado.

El objetivo de los métodos de control robusto es garantizar un funcionamiento adecuado del sistema de control en presencia de incertidumbres en el modelo del proceso. Se puede aplicar este tipo de control tanto a sistemas lineales como no lineales, así como a sistemas *SISO* o *MIMO*. Existen diferentes estrategias de control robusto como los métodos H_1 , H_∞ y μ -synthesis.

La filosofía detrás de estos métodos consiste en diseñar funciones entre entradas y salidas del modelo para tener en cuenta el efecto de las incertidumbres del proceso. Se pueden clasificar estas incertidumbres en dos tipos: incertidumbres no estructuradas e incertidumbres paramétricas. Las incertidumbres no estructuradas son las incertidumbres debidas a las perturbaciones del sistema. Las incertidumbres paramétricas son las incertidumbres debidas a las variaciones de los parámetros del sistema. El control H_∞ se ha utilizado con éxito en diferentes aplicaciones industriales, ejemplos de aplicación en cojinetes magnéticos se pueden encontrar en [10, 12, 15, 16, 17].

2.4.3. Control adaptativo

El control adaptativo es un método de control donde se adaptan los parámetros de los controladores a las variaciones de los parámetros del sistema.

En [18], se desarrolló un controlador de estructura variable para el control de un sistema de cojinetes magnéticos en una bomba turbomolecular. Los resultados demostraron que este método reducía el efecto de las fuerzas externas con una velocidad de giro de $600Hz$, y compensaba los efectos debidos a la incertidumbre en los parámetros del modelo. Además, este método proporcionaba tiempos de establecimiento cortos (ancho de banda elevado) y una buena sensibilidad al ruido.

En [19], se desarrolló un método de compensación simultánea de perturbaciones periódicas para el sistema de cojinetes magnéticos. La idea de este método es la estimación de dos perturbaciones periódicas como los ruidos de los sensores y la fuerza centrífuga.

2.4.4. Control borroso

El diseño de los controladores borrosos se basa en una descripción lingüística del sistema [12]. La idea de este tipo de control es definir el comportamiento del sistema como grados diferentes, utilizando normas del tipo *If Then*. En [20] se utilizaba un control borroso para adaptar las ganancias de un PID en función del error del desplazamiento y la derivada del error.

En [21], se realizaba un análisis comparativo entre un control borroso y un control basado en el modelo del cojinete. De acuerdo con este trabajo, el control borroso

proporcionaba, sin necesidad de disponer un modelo de la planta, un mejor rechazo de perturbaciones, un control más robusto y un menor error en régimen permanente que el control basado en modelo.

2.4.5. Control mediante redes neuronales

Las redes neuronales artificiales se basan en el uso de un conjunto de neuronas imitando la funcionalidad de las neuronas biológicas. Las redes neuronales constan normalmente de una capa de entrada, una de salida, y una serie de capas intermedias ocultas. Cada capa tiene grupos de neuronas, cada una de ellas conectada con todas las neuronas de las dos capas adyacentes. Cada neurona realiza el sumatorio de las entradas multiplicadas por pesos de interconexión. Durante la fase de entrenamiento, se optimizan los pesos de interconexión con el fin de modelar el comportamiento del proceso controlado.

El control con redes neuronales es una opción para el control de ciertos tipos de sistemas no lineales. En [22], se aplicó una red neuronal back-propagation (BPNN) para el control de un cojinete magnético, demostrando la viabilidad de este tipo de control para una suspensión magnética.

En [23], se aplicaron las redes neuronales basadas en el polinomio de Hermite (HPBRNN) al control de un sistema de levitación. En este trabajo se llegaba a la conclusión de que HPBRNN proporcionaba un menor tiempo de establecimiento y un mejor seguimiento de referencias que un sistema de control basado en un PID, o en redes neuronales convencionales.

2.4.6. Control óptimo

El control óptimo es una técnica matemática usada para resolver problemas de optimización en el control de procesos. Una vez solucionado el problema, este control nos indica qué acciones se deben seguir para maximizar una determinada métrica. En [24], se desarrolló un algoritmo genético adaptativo (AGA) como un método de optimización para el ajuste del control PID de un sistema de cojinetes magnéticos. Este método de optimización demostró mejor rendimiento, estabilidad y eficiencia que el método basado en algoritmos genéticos simples (SGA). En [25], se desarrolló un algoritmo genético adaptativo (AGA) para la optimización del diseño de un control PID borroso aplicado al control de cojinetes magnéticos. En este método, las ganancias del control PID son adaptativas, lo que permite que el control sea más flexible. De acuerdo con este trabajo, este control tiene menos sobre-oscilación y menor tiempo de establecimiento que el control PID optimizado convencional, como se muestra en la figura 2.11.

2.4.7. Análisis comparativo de los métodos de control

En [12], se realizó un análisis comparativo entre cuatro tipos de control (PD, Borroso, H_∞ , Borroso PD). De acuerdo con este trabajo, los controladores PD y H_∞ mostraban la mayor sobreoscilación, con valores en torno al 80%. Se investigó igualmente el seguimiento de referencias para cada tipo de control, llegándose a la

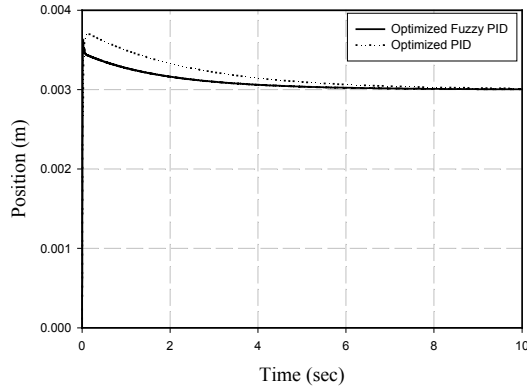


Figura 2.11: Respuesta a escalón con control PID borroso optimizado y PID optimizado convencional [25].

conclusión de que el control H_∞ tiene el peor rendimiento entre los cuatro tipos de control, mientras que el control borroso tiene el mejor comportamiento para el seguimiento de referencias. Se incluye también el efecto de la rotación, llegándose a la conclusión de que el control H_∞ es el más robusto entre los cuatro tipos de control. La tabla 2.1 resume las conclusiones del análisis comparativo.

Tipo	Menor oscilación	Robustez	Seguimiento de referencias	Simplicidad de diseño
Control PD	+	++	++	+++
Control borroso	+++	+	+++	++
Control H_∞	+	+++	+	+
Control borroso PD	++	++	+++	++

Tabla 2.1: Comparación entre diferentes tipos de control [12].

2.5. Topologías de cojinetes magnéticos radiales

Existen diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales. La elección de la topología va a afectar tanto a las características y prestaciones del sistema (tamaño, rendimiento, carga máxima, diseño del convertidor de potencia), como al control. La elección del número y configuración de los polos del cojinete radial va a ser en este sentido determinante en el tamaño del cojinete, complejidad del control y condicionará también el convertidor de potencia necesario.

2.5.1. Número de polos en cojinetes magnéticos radiales

Como regla general, es preferible reducir el número de polos del cojinete. Reduciendo el número de polos, se reduce el coste del cojinete, así como las pérdidas, con la ventaja añadido de que existe más espacio para la disipación de calor, lo que reduce los problemas de sobrecalentamiento. Además, reduciendo el número de polos, se puede diseñar un cojinete magnético más compacto, es decir, con menor diámetro de estátor.

El número de polos de un cojinete magnético puede variar desde 3 polos para máquinas con diámetro pequeño del rotor a 32 polos para máquinas más grandes. La figura 2.12 muestra diversos diseños de cojinetes radiales con distinto número de polos.

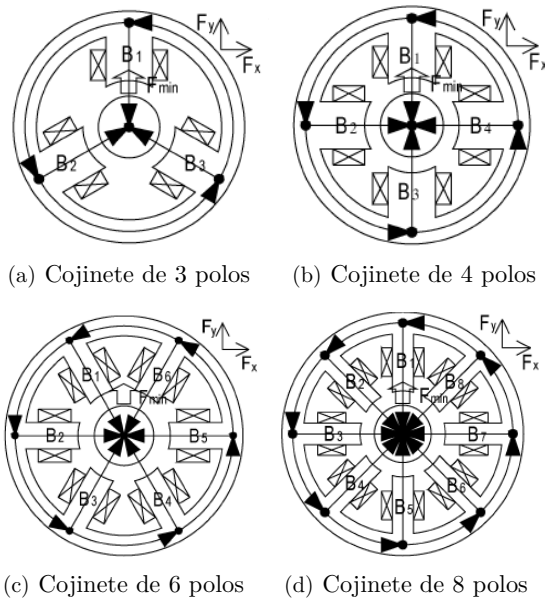


Figura 2.12: Cojinetes magnéticos con diferentes números de polos [26].

En [26] se investigaron distintos tipos de cojinetes magnéticos radiales con rotor interno con diferentes números de polos, como se muestra en la figura 2.13(a). En el cojinete magnético radial que soporta un rotor interno, el diámetro externo del estátor depende del número de polos y de la carga. Se desarrolló un método para calcular el número óptimo de polos para cojinetes radiales de rotor interno con el objetivo de minimizar el diámetro externo del estátor.

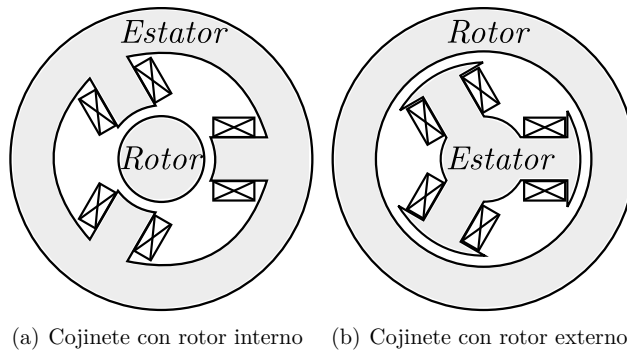


Figura 2.13: Cojinetes magnéticos radiales con rotor externo e interno.

En el método propuesto en [26], se calcula el número y se analiza el circuito

magnético con los límites de corriente e intensidades de flujo para una carga específica y un diámetro fijo del rotor. Con este análisis, se llegó a la conclusión de que un sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos produce el mínimo diámetro externo posible del estátor para diámetros de rotor menores de $50mm$. Se concluía también que para los diámetros de rotor de más de $200mm$, se obtenía el mismo diámetro externo de estátor para configuraciones con distintos números de polos, como se muestra en la figura 2.14.

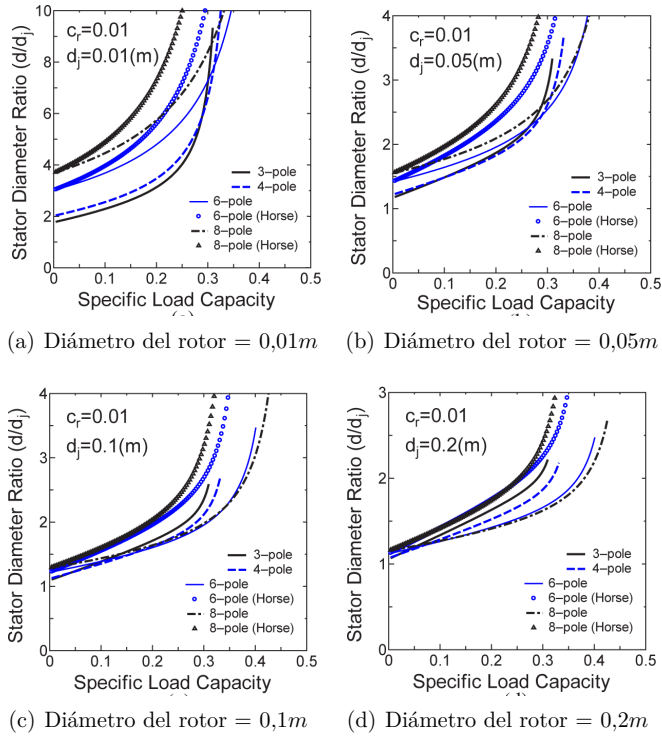


Figura 2.14: Diámetro exterior del estátor en función de la carga [26].

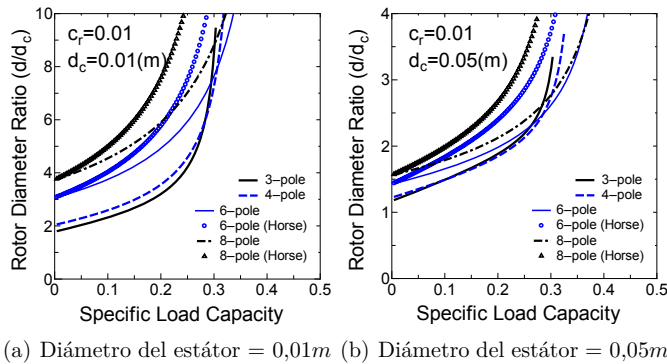


Figura 2.15: Diámetro externo del rotor en función de la carga [27].

En [27] se realizaba una comparación similar entre cojinetes con diferentes número de polos respecto al diámetro del rotor externo, como se muestra en la figura 2.13(b). Los resultados demostraron que los cojinetes de 3 polos minimizan el diámetro externo del rotor para valores pequeños del tamaño del estátor (menor de 50mm). La figura 2.15(a) muestra el diámetro externo del rotor en función de una carga determinada con dos valores diferentes del tamaño del estátor. A partir de la figura 2.15(b), se concluye que el cojinete de 3 polos minimiza el diámetro externo del rotor entre los 6 tipos de cojinetes mostrados para un diámetro del estátor menor de 50mm.

La topología más común en las aplicaciones industriales es la de 8 polos. Esta topología simplifica de forma notable el problema de control, debido a la ausencia de acoplamiento magnético entre polos. Por contra, los cojinetes de 3 polos presentan un fuerte acoplamiento entre ejes, lo que complica su control. A cambio, el cojinete de 3 polos tiene menores pérdidas en el hierro, menor coste y menos problemas de calentamiento al disponer de más espacio para la disipación de calor.

2.5.2. Configuraciones de la estructura de cojinetes radiales

Existen diferentes configuraciones de cojinetes magnéticos radiales. Basándose en la estructura de los polos, se pueden clasificar los cojinetes en dos categorías [1, 2, 28]: *heteropolar* y *homopolar*. En el cojinete *heteropolar*, (figura 2.16), todas las líneas de flujo magnético son perpendiculares al eje de rotación del rotor. En este caso, las polaridades de los polos cambian en un plano radial. En el cojinete *homopolar*, (figura 2.17), una parte de las líneas del flujo magnético pasan por el rotor paralelas al eje de rotación del rotor. En este caso, las polaridades de los polos son similares en un plano radial. La tabla 2.2 muestra las diferencias entre la configuración *heteropolar* y *homopolar*.

Categoría	Implementación	Coste	Pérdidas	Corrientes <i>Eddy</i>
Heteropolar	Simple	Mayor	Mayor	Mayor
Homopolar	Complicado	Menor	Menor	Menor

Tabla 2.2: Características de los cojinetes heteropolar y homopolar.

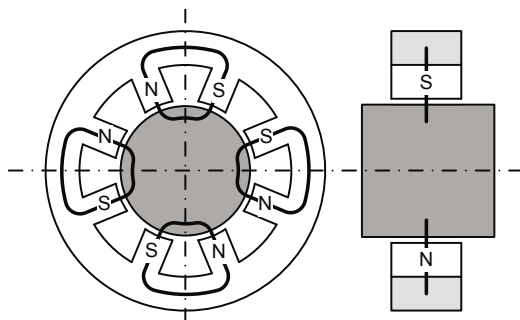


Figura 2.16: Vista superior y lateral del cojinete *heteropolar* [1].

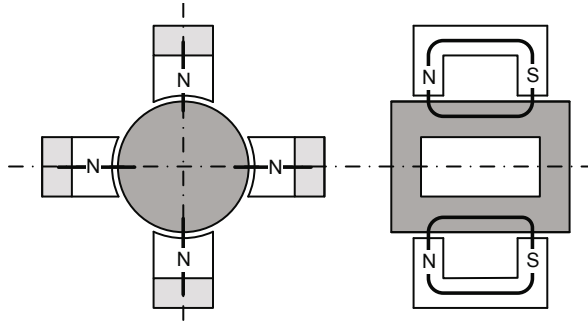


Figura 2.17: Vista superior y lateral del cojinete *homopolar* [1].

2.5.3. Cojinetes magnéticos radiales integrados

En muchos casos, va a ser necesario controlar no sólo la posición radial del rotor, sino también su posición axial. Los cojinetes magnéticos radiales soportan el rotor en los ejes radiales. Por lo tanto se necesita aumentar la longitud del rotor para dar cabida a los cojinetes radiales, como se muestra en la figura 2.18(a). Sin embargo, cuanto más largo es el rotor, más posibilidades de vibraciones y flexión. Para evitar el problema, se investigan otro tipo de cojinetes integrados que permiten disminuir el tamaño, como se muestra en la figura 2.18(b). En este tipo de cojinete, los devanados del cojinete son integrados con los devanados del motor. Con esta nueva configuración, el tamaño del sistema es reducido y se reduce el coste al tener menos devanados. Sin embargo, el control será más complicado por el acoplamiento entre los devanados del motor y del cojinete [29, 30, 31, 32, 33, 34].

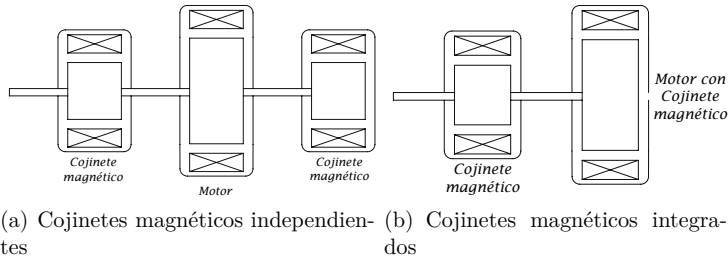


Figura 2.18: Motor con cojinetes magnéticos independientes / integrados [1].

2.6. Convertidores de potencia

Los convertidores de potencia van a ser los encargados de proporcionar a los cojinetes la energía eléctrica necesaria para permitir la levitación del rotor. La consigna al convertidor de potencia es proporcionada por el sistema de control del cojinete. Se pueden clasificar los convertidores de potencia en tres grupos principales como se muestra en la tabla 2.3.

- Convertidor medio puente: en el que la corriente sólo puede circular en una dirección, como se muestra en 2.19(a).

- Convertidor puente en H: en el que se puede la corriente puede circular en las en dos direcciones, como se muestra en 2.19(b).
- Convertidor trifásico: en el que se se alimenta una carga trifásica con una corriente que puede ser bidireccional, como se muestra en 2.19(c).

Convertidor	Interruptores	Fases	Direcciones de corrientes
Medio puente	1	1	1
Puente en H	4	1	2
Trifásico	6	3	2

Tabla 2.3: Tipos de convertidores de potencia.

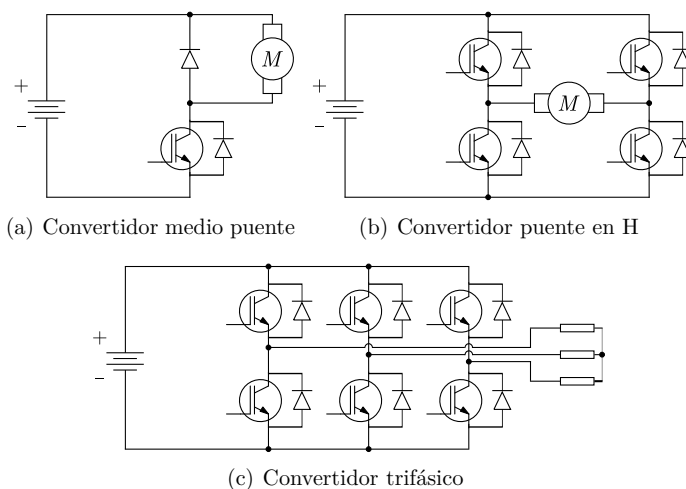


Figura 2.19: Tipos de convertidores de potencia.

El número de convertidores de potencia necesarios va a depender de la topología y estructura del cojinete. Normalmente, cada polo del cojinete necesitará un convertidor de potencia. Aplicando una tensión al polo magnético se genera una corriente por la bobina, la cual genera un campo magnético que produce la fuerza magnética requerida. En la práctica, se va a producir un acoplamiento magnético entre los polos del cojinete. Por lo tanto la fuerza magnética que afecta al rotor es la fuerza generada por la suma de fuerzas debidas al campo magnético en cada polo. Aunque en principio se podría controlar el cojinete con sólo 2 puentes en H, la mayoría de los sistemas de cojinetes son de 3, 4, 6 o 8 polos, pudiendo llegar a 24 o 36 polos para aplicaciones en las que es necesario soportar mayores cargas [26]. En la tabla 2.4, se muestran las posibles topologías y el tipo de convertidor de potencia necesario.

En los cojinetes de configuración *horseshoe*, se asume que no hay acoplamiento magnético entre los polos y por lo tanto no hay acoplamiento eléctrico. Aunque este tipo de cojinetes puede funcionar con corriente unidireccional, y por lo tanto se podría utilizar un convertidor de medio puente, en la práctica es necesario disponer a menudo de tensiones negativas para mejorar la respuesta dinámica del control de corriente, por lo tanto que se necesitan convertidores de puente en H.

Polos	Bobinas	Polaridad	Acoplamiento	Convertidor	Transis.
3	2	Bipolar	Elec., Mag.	2 Puente en H	8
	3	Bipolar	Elec., Mag.	1 Trifasico	6
4	3	Bipolar	Magnético	3 Puente en H	12
	4	Bipolar	Magnético	4 Puente en H	16
6	3	Unipolar	No	3 Medio puente	3
	6	Bipolar	Magnético	6 Puente en H	24
8	4	Unipolar	No	4 Medio puente	4
	8	Bipolar	Magnético	8 Puente en H	32

Tabla 2.4: Necesidades de convertidores de potencia para diferentes topologías de cojinetes.

2.7. Medida de la posición

Un elemento determinante en los cojinetes magnéticos es el sistema de medida de la posición. La información de la posición del rotor es necesaria para obtener las acciones de control necesarias, siendo por tanto la medida crítica en las prestaciones finales del sistema.

2.7.1. Sensores de posición

Los sensores de posición en un cojinete magnético han de funcionar sin entrar en contacto mecánico con el rotor. Aspectos a tener en cuenta a la hora de elegir el sensor son: coste, ancho de banda, relación señal/ruido en su señal de salida, linealidad, robustez e insensibilidad a variaciones de la temperatura. La figura 2.20 muestra los distintos tipos de sensores disponibles, los cuales se analizan brevemente a continuación [2, 35].

Sensores capacitivos

Este tipo de sensores se basan en que la capacidad de un condensador es proporcional a la distancia entre las dos superficies conductoras. El sensor y el objeto a detectar actúan como dos placas de un condensador. Se inyecta una corriente alterna con frecuencia constante, siendo la amplitud de la tensión resultante inversamente proporcional a la capacidad y por lo tanto a la distancia. Es decir, se detecta el entrehierro por la variación en la capacidad. La figura 2.20(a) muestra la estructura un sensor capacitivo.

Este tipo de sensores tienen una alta resolución, en el rango de los nanómetros, una alta linealidad, así como un funcionamiento muy estable con la temperatura. Se utilizan los sensores capacitivos en diferentes aplicaciones como el proceso de semiconductores y el montaje de equipos de alta precisión. Sin embargo, este tipo de sensores es sensible al dieléctrico en el entre hierro, siendo necesario un dieléctrico muy puro [2]. Además, el cable del sensor debe ser corto para que no influya en la capacidad. En [36] se puede encontrar un estudio de un sensor capacitivo cilíndrico para la medida de los desplazamientos radiales y axiales.

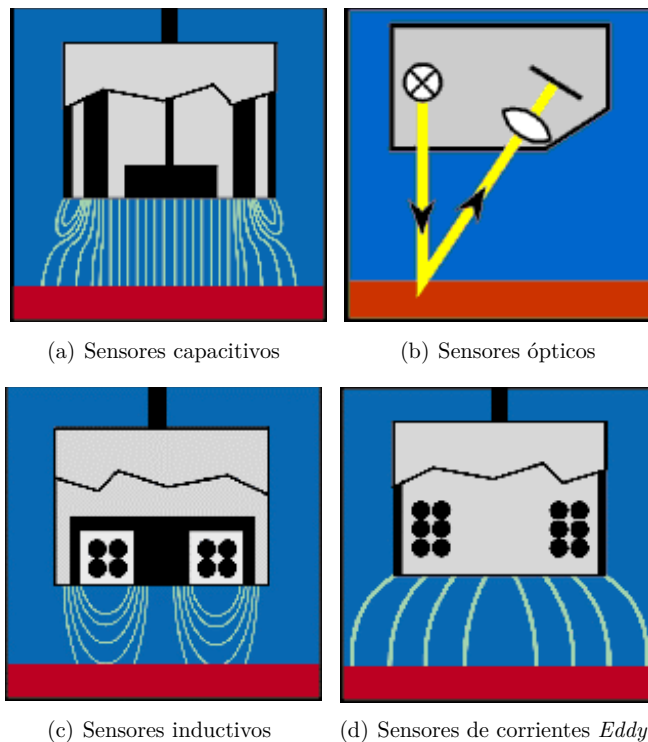


Figura 2.20: Sensores de posición basados en diferentes principios de funcionamiento [35].

Sensores ópticos

Los sensores ópticos utilizan el concepto de la reflexión de la luz. El sensor emite un rayo láser sobre el objetivo, la reflexión de este rayo se proyecta sobre un detector mediante un sistema óptico de alta precisión. La salida del detector es proporcional a la posición del objetivo. La figura 2.20(b) muestra la estructura de los sensores ópticos.

El funcionamiento de este sensor es independiente al material del objetivo, tienen una elevada precisión, un amplio rango de medida, y pueden operar a alta temperatura. Al igual que en el caso anterior, es necesario que el medio entre el sensor y el objetivo sea transparente y libre de contaminantes, y que la superficie del objetivo sea uniforme para evitar el ruido en la medida.

Sensores inductivos

En este tipo de sensores, se detecta la longitud del entrehierro a partir de la estimación de la inductancia, la cual varía de forma inversamente proporcional al entrehierro. En este tipo de sensores, el rotor tiene que ser de un material ferromagnético. Los sensores inductivos son en general robustos, baratos y sin contacto. La figura 2.20(c) muestra esquemáticamente la estructura de un sensor inductivo. A menudo, los sensores inductivos se usan en modo diferencial, colocando dos sensores,

uno a cada lado del eje, lo que permite mitigar la influencia de la temperatura así como el efecto del ruido debido principalmente a las interferencias electromagnéticas.

Sensores de corrientes *Eddy*

Este tipo de sensor es el más común en los sistemas de control de posición en cojinetes magnéticos. Los sensores tipo *Eddy* inyectan una corriente alterna en la bobina del sensor, la cual genera un campo magnético. Cuando se coloca un objeto de material conductor cercano a este campo, se inducen corrientes *Eddy*, las cuales generan otro campo magnético que inducen una tensión en la bobina del sensor proporcional a la distancia del objetivo, alterando por tanto su impedancia. La figura 2.20(d) muestra la estructura de un sensor tipo *Eddy*.

Los sensores tipo *Eddy* tienen en general una elevada precisión, son de menor tamaño que otros tipos de sensores (aunque va a depender del rango de medida), se pueden usar en ambientes alta temperatura y en ambientes sucios en los que el entrehierro tiene contaminantes o humedad. Un problema de este tipo de sensores es que la linealidad de la medida depende de las características magnéticas y eléctricas del objetivo.

En [37], se presenta un desarrollo nuevo de sensores de corrientes *Eddy*. Se utilizaron dos sensores integrados en el el cojinete en cada eje. Utilizando esta estructura diferencial, se pueden reducir los errores de medida, el número de cables, el tamaño del sistema total y, por lo tanto, el coste del sistema.

Los sensores de corrientes *Eddy* y los sensores capacitivos son los más utilizados en los sistemas de cojinetes magnéticos. En la tabla 2.5, se resumen las principales diferencias entre estos dos tipos de sensores [38].

	Sensores capacitivos	Sensores tipo <i>Eddy</i>
En ambiente sucio	×	++
Alta resolución	++	+
Ancho de banda	+	++
Coste bajo	+	++
Alta temperatura	+	++
Implementación simple	++	++
Independencia del material	++	×
Objetivos pequeños	++	+
Objetivos grandes	+	++

Tabla 2.5: Comparación entre sensores capacitivos y de corrientes *Eddy*.

2.7.2. Estimación de la posición

Los sistemas de medida de la posición analizados pueden presentar una serie de inconvenientes: en general, se trata de sensores relativamente caros; requieren un mantenimiento y calibración periódicos; tanto el sensor como su cableado van a requerir de un espacio para su instalación que a menudo dificulta su integración.

Con el fin de mitigar estas desventajas, se han investigado métodos alternativos de estimación de la posición. Entre estos métodos, van a tener especial interés aquellos que usan las variables eléctricas del cojinete magnético (tensiones y corrientes), ya que dichas variables ya son medidas para el control del convertidor de potencia que alimenta el cojinete. La figura 2.21 muestra esquemáticamente la configuración de un sistema de control sin sensor.

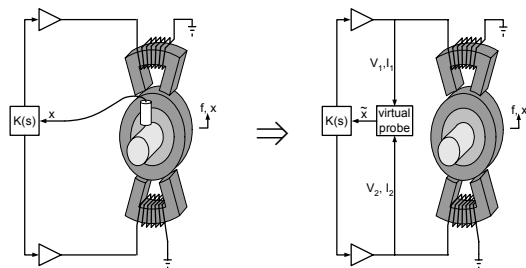


Figura 2.21: Representación esquemática de un sistema de control con sensor (izquierda) y sin sensor (derecha) de un cojinete magnético [1].

Métodos de estimación de posición

En base a su principio de funcionamiento, se pueden dividir los métodos de estimación de la posición en tres categorías principales:

- Estimación de estado:

En este método, hay un observador cuyas entradas son las señales de corriente y tensión, siendo la salida la posición estimada. Este observador está basado en el modelo del sistema de cojinetes magnéticos, el cual incluye los modelos eléctrico, magnético y mecánico. Los principales inconvenientes de estos métodos es que los modelos tienen a menudo una complejidad elevada, siendo además muy sensibles a las variaciones de los parámetros del sistema. Otro inconveniente de estos métodos es que en régimen permanente la información contenida en las señales (tensiones y corrientes) sería idealmente *dc*, lo que impediría estimar la posición cuando el sistema está en el equilibrio. En [39, 40, 41, 42] se pueden encontrar ejemplos de aplicación de este tipo de métodos.

- Modulación de amplitud:

En este método, se utiliza una señal adicional que está modulada por la posición del rotor. La señal modulada debe tener una frecuencia elevada para no interferir con el funcionamiento normal del sistema de control. Existen dos formas de implementar este método:

- Inyección de una señal de alta frecuencia:

La señal de alta frecuencia es una señal externa inyectada a la salida del control la señal de tensión que alimenta las bobinas del cojinete. La frecuencia de la señal inyectada se encuentra entre la frecuencia correspondiente al ancho de banda del sistema de control y la frecuencia de

conmutación de los transistores. La principal ventaja de este método es que no existe error en régimen permanente en la posición estimada [43].

- Utilización del rizado de las señales del sistema:

El principio de funcionamiento es el mismo que en el caso de los métodos basados en la inyección de una señal de alta frecuencia. Sin embargo, en este caso, se utiliza el rizado debido a la conmutación de los transistores de potencia. Con este método se evita la inyección de una señal de alta frecuencia adicional, lo que reduce las pérdidas y el ruido acústico. Sin embargo, tiene el inconveniente de que la precisión va a estar condicionada por la amplitud del rizado de la corriente debida a la conmutación [43].

2.7.3. Limitaciones de los métodos de estimación de la posición

A pesar del enorme atractivo de los métodos de estimación de la posición a partir de las señales eléctricas de alimentación de las bobinas del cojinete, existen aún problemas muy importantes que es necesario resolver para que estas tecnologías puedan llegar a ser una alternativa real. Entre estos problemas cabe citar:

- Saturación magnética:

La saturación va a dar lugar a un comportamiento altamente no lineal del cojinete magnético. Cuando los electroimanes del sistema están saturados, se produce una disminución de la permeabilidad del material ferromagnético, la cual afectará tanto a la fuerza producida como a la dinámica del sistema electromagnético del cojinete.

- Acoplamiento:

Los polos de un sistema de cojinetes magnéticos van a estar acoplados entre sí. El grado del acoplamiento va a depender fundamentalmente de la configuración y geometría del estátor, pudiendo dificultar enormemente la estimación de la posición a partir de las variables eléctricas.

2.8. Conclusiones

En este capítulo se han presentado las ventajas de los sistemas de cojinetes magnéticos, así como ejemplos de aplicación. Se ha descrito el principio de funcionamiento de los cojinetes magnéticos, y se han descrito las diferentes estrategias de control que es posible aplicar. Se han presentado las alternativas para la medición de la posición utilizando distintos tipos de sensores. Finalmente, se han descritos las alternativas existente para la estimación de la posición sin sensor.

Alternativas de topologías de cojinetes magnéticos radiales

Índice

- 3.1. Introducción**
- 3.2. Topologías y geometría del RAMB**
- 3.3. Modelo magnético**
 - 3.3.1. Modelo magnético del RAMB de 3 polos
 - 3.3.2. Modelo magnético del RAMB de 4 polos
 - 3.3.3. Modelo magnético del RAMB de 6 polos
 - 3.3.4. Modelo magnético del RAMB de 6 polos *Horseshoe*
 - 3.3.5. Modelo magnético del RAMB de 8 polos
 - 3.3.6. Modelo magnético del RAMB de 8 polos *Horseshoe*
 - 3.3.7. Modelo general del RAMB
- 3.4. Distribución de fuerza magnética**
- 3.5. Comparación entre topologías**
 - 3.5.1. Comparación con tamaño constante del estátor
 - 3.5.2. Comparación con pérdidas eléctricas constantes
 - 3.5.3. Comparación con fuerza requerida constante
- 3.6. Variación de la fuerza con el desplazamiento**
- 3.7. Conclusiones**

3.1. Introducción

Los sistemas de cojinetes magnéticos tienen diversas aplicaciones industriales con diferentes objetivos, como pueden ser aumentar la velocidad máxima de funcionamiento, mejorar la precisión o reducir el rozamiento. En general, cada aplicación tendrá unas necesidades específicas en cuanto a tamaño, carga máxima y potencia requerida. En la fase del diseño de un cojinete magnético radial, se deben tener en cuenta las diferentes necesidades para elegir la topología adecuada. En algunas aplicaciones como bombas de sangre, se necesita reducir el tamaño del cojinete manteniendo la máxima fuerza posible. En otras aplicaciones como turbo-máquinas, se necesita una fuerza magnética determinada utilizando el tamaño mínimo del estátor. Tanto el tamaño de un sistema de cojinetes magnéticos como la carga máxima que se puede soportar, dependen de la topología y características del cojinete magnético radial (RAMB).

En el presente capítulo se aborda la identificación y comparación de diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales. El capítulo se estructura de la siguiente forma: en primer lugar se define la geometría del cojinete magnético radial y se identifican las diferentes topologías. A continuación, se desarrolla el modelo magnético de cada topología. A partir del modelo magnético, se analiza la generación de fuerzas para cada topología, comparándose el comportamiento entre las diferentes topologías en función del tamaño, consumo y carga soportada. Finalmente, se analiza la variación de la fuerza máxima en función del desplazamiento del rotor utilizando el modelo magnético desequilibrado.

3.2. Topologías y geometría del RAMB

Existen diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales [44], dependiendo del número de polos, bobinas y configuración de la conexión eléctrica, según se muestra en la figura 3.1. Atendiendo al flujo generado, existen topologías que tienen acoplamiento magnético y por lo tanto eléctrico, como las topologías en (3.1.a, 3.1.b, 3.1.c, 3.1.e). Al contrario, en otras topologías como las mostradas en (3.1.d, 3.1.f), cada dos polos comparten una bobina y por lo tanto no tienen acoplamiento magnético, siendo consecuentemente más fáciles de controlar.

El número de polos del cojinete radial varía entre 3, 4, 6 y 8 polos para cojinetes pequeños, hasta 24 o 32 polos para aplicaciones de mayor tamaño. El cojinete magnético de 8 polos *horseshoe* es el más utilizado entre las diversas topologías de cojinetes radiales existentes por su facilidad de control. Por el contrario, el cojinete de 3 polos tiene en principio menor aplicación industrial debido a la dificultad de su control. Sin embargo, tiene otras ventajas, como son un coste menor, más espacio libre entre polos para el cableado, sensores y refrigeración [26, 27].

Existen diferentes parámetros que identifican la geometría de un cojinete radial. La figura 3.2 muestra los parámetros principales de la geometría de un cojinete radial de 3 polos con las definiciones de la tabla 3.1. Otras topologías tienen diferentes números de polos, lo que afecta al espacio disponible para cada polo y la separación entre los mismos. Cuanto mayor es el número de polos, más disminuye el espacio disponible y por tanto, menor es la separación entre ellos.

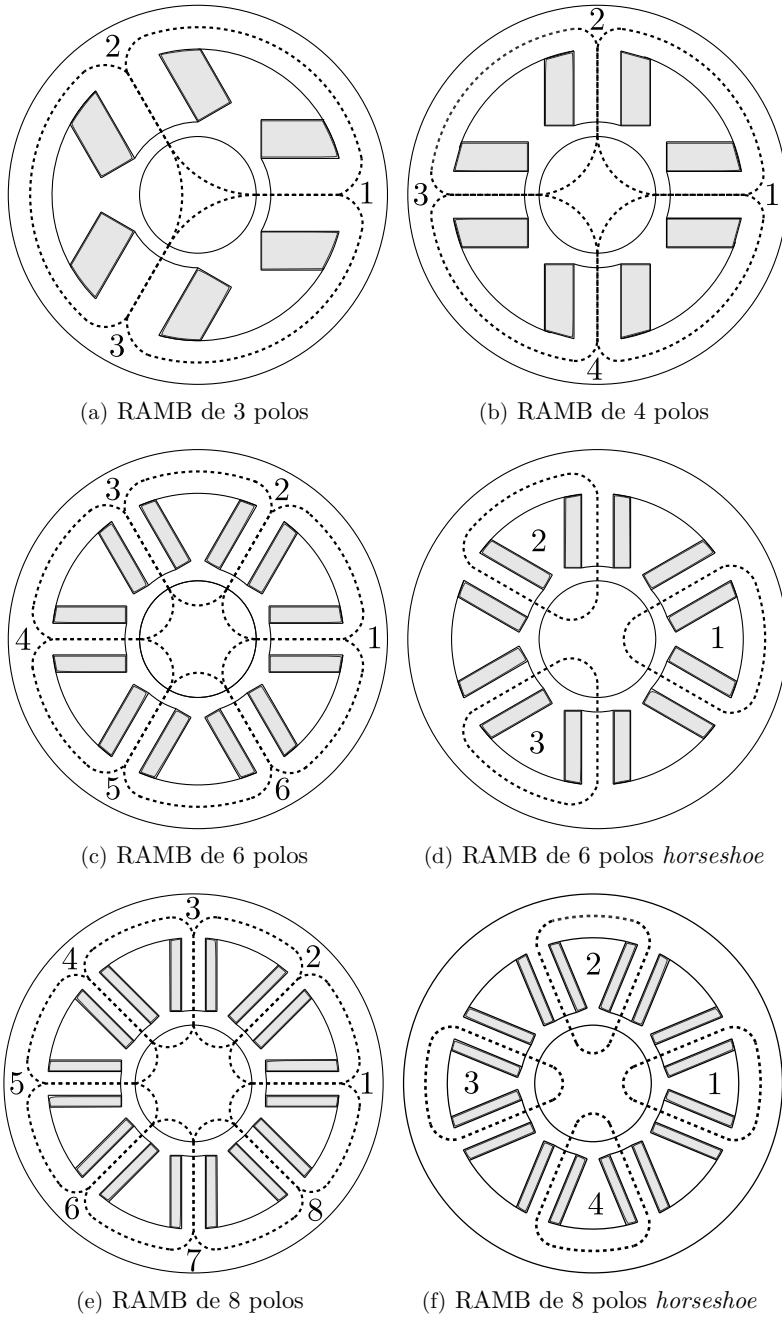


Figura 3.1: Alternativas de topologías de cojinetes magnéticos radiales.

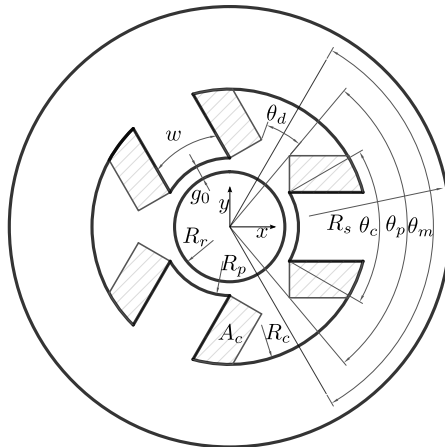


Figura 3.2: Parámetros de cojinetes magnéticos radiales.

Símbolo	Descripción
θ_m	Ángulo máximo del polo incluido la bobina.
θ_{at}	Ángulo de separación total entre los polos.
θ_d	Ángulo de separación entre dos polos (θ_{at}/p).
θ_c	Ángulo del polo sin la bobina.
θ_p	Ángulo del polo incluido la bobina.
R_r	Radio del rotor.
R_p	Radio del polos.
R_c	Radio interior del estátor.
R_s	Radio exterior del estátor.
k_i	Ratio entre el polo y el hierro (θ_c/θ_p).
k_f	Factor de relleno.
k_l	Ratio entre la longitud del polo y la bobina.
L_b	Longitud de la bobina.
w	Ancho del polo.
h	Altura del polo.
A_c	Área de la bobina.
A	Área de sección de la trayectoria de flujo.
B_m	Densidad máxima del flujo (que se puede generar).
F_m	Máxima fuerza magnética homogénea.
B_{coef}	Factor dependiente del tipo de cojinete.
g_0	Entrehierro nominal.
B_0	Densidad máxima del flujo (del material).
J_0	Densidad máxima de corriente.
ρ	Resistividad del cable de la bobina.
μ_0	Permeabilidad magnética del vacío.
PN	Número de polos en el cojinete.
CN	Número de bobinas en el cojinete.

Tabla 3.1: Parámetros del cojinete radial.

A partir de la figura 3.2, se pueden extraer las ecuaciones que relacionan los parámetros de la geometría del cojinete radial. Las ecuaciones de (3.1) a (3.17) describen dichas relaciones.

$$\theta_p = \frac{2\pi}{PN} - \theta_d \quad (3.1)$$

$$\theta_c = k_i \theta_p \quad (3.2)$$

$$R_p = R_r - g_0 \quad (3.3)$$

$$w = 2R_p \sin\left(\frac{\theta_p}{2}\right) \quad (3.4)$$

$$R_o = R_p \tan\left(\frac{\theta_p}{2}\right) \quad (3.5)$$

$$R_i = R_p \tan\left(\frac{\theta_c}{2}\right) \quad (3.6)$$

$$A = wh \quad (3.7)$$

$$A_c(\text{disponible}) = (R_c - R_p)(R_o - R_i) \quad (3.8)$$

$$A_c(\text{necesaria}) = \left(\frac{g_0}{k_f J_0 u_0}\right) B \quad (3.9)$$

$$R_c(\text{necesario}) = R_p + \frac{A_c}{R_o - R_i} \quad (3.10)$$

$$R_c(\text{disponible}) = R_s - wH_s \quad (3.11)$$

$$N = k_f \frac{A_c}{A_w} \quad (3.12)$$

$$L_b = k_l (R_c - R_p) \quad (3.13)$$

$$V_w = \pi k_f L_b (R_o^2 - R_i^2) \quad (3.14)$$

$$L_w = \frac{V_w}{A_w} \quad (3.15)$$

$$R = \frac{PN}{CN} \rho \frac{L_w}{A_w} \quad (3.16)$$

$$L_0 = N^2 \mu_0 \frac{A}{g_0} \quad (3.17)$$

3.3. Modelo magnético

En esta sección se desarrolla el modelo magnético de las topologías descritas anteriormente. Se obtendrán las relaciones entre las corrientes que circulan por las bobinas y las densidades de flujo resultantes, a partir de las ecuaciones fundamentales que definen un circuito magnético (3.18) a (3.22). Se definen los variables de las ecuaciones en la tabla 3.2.

$$\psi = \frac{e}{\mathcal{R}} \quad (3.18)$$

$$e = Ni \quad (3.19)$$

$$\mathcal{R} = \frac{g}{\mu_0 A} \quad (3.20)$$

$$B = \frac{\psi}{A} \quad (3.21)$$

$$L = NA \frac{B}{i} \quad (3.22)$$

Símbolo	Descripción
ψ	Flujo magnético que pasa por el polo.
e	Fuerza magnetomotriz
\mathcal{R}	Reluctancia de entrehierro.
N	Número de vueltas de la bobina.
i	Corriente circulante por la bobina.
g	Entrehierro entre el polo y el rotor.
B	Densidad de flujo magnético ψ/A .
L	Inductancia de la bobina del polo del cojinete.

Tabla 3.2: Parámetros del modelo magnético del cojinete radial.

3.3.1. Modelo magnético del RAMB de 3 polos

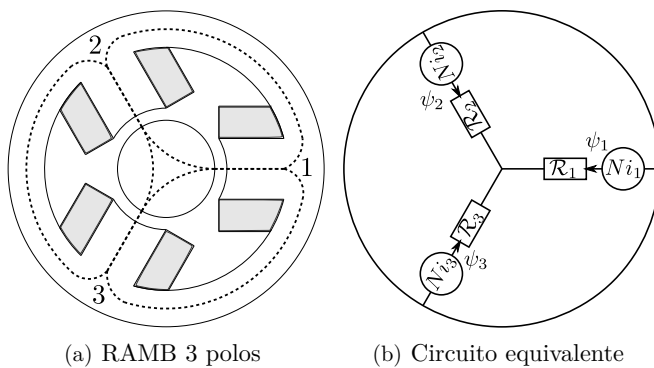


Figura 3.3: Cojinetes radiales magnéticos de 3 polos y circuito magnético equivalente.

A partir de la figura 3.3, se pueden extraer las ecuaciones que describen el modelo magnético de un cojinete radial de 3 polos, (3.23) y (3.24).

$$e_1 - \psi_1 \mathcal{R}_1 = e_2 - \psi_2 \mathcal{R}_2 = e_3 - \psi_3 \mathcal{R}_3 \quad (3.23)$$

$$\sum_{i=1}^3 \psi_i = 0 \quad (3.24)$$

Resolviendo las ecuaciones anteriores y sustituyendo en las ecuaciones (3.18) a (3.21), se puede obtener la relación entre las corrientes y las densidades del flujo, (3.25) y las inductancias en los polos, (3.26).

$$\mathbf{B} = \frac{N\mu_0}{G} \begin{bmatrix} g_{23} & -g_3 & -g_2 \\ -g_3 & g_{13} & -g_1 \\ -g_2 & -g_1 & g_{12} \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{L} = \frac{N^2\mu_0 A}{G} \begin{bmatrix} g_{23} & -g_3 & -g_2 \\ -g_3 & g_{13} & -g_1 \\ -g_2 & -g_1 & g_{12} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

donde:

$$G = g_1 g_2 + g_1 g_3 + g_2 g_3 \quad (3.27)$$

$$g_{23} = g_2 + g_3 \quad (3.28)$$

$$g_{13} = g_1 + g_3 \quad (3.29)$$

$$g_{12} = g_1 + g_2 \quad (3.30)$$

Cuando el rotor está centrado, el entrehierro en todos los polos es el nominal, g_0 . Sustituyendo g_0 en (3.25) y (3.26), se obtiene el modelo magnético con el rotor equilibrado, (3.31) y las inductancias (3.32) correspondientes.

$$\mathbf{B} = \frac{N\mu_0}{3g_0} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{L} = \frac{N^2\mu_0 A}{3g_0} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

3.3.2. Modelo magnético del RAMB de 4 polos

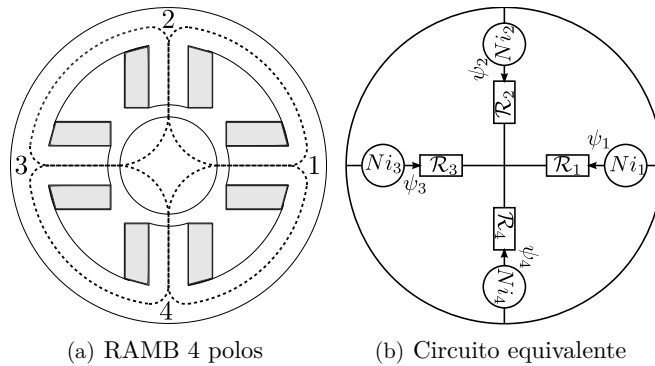


Figura 3.4: Cojinetes radiales magnéticos de 4 polos y circuito magnético equivalente.

3.3. MODELO MAGNÉTICO

A partir de la figura 3.4, se pueden extraer las ecuaciones que describen el modelo magnético de un cojinete radial de 4 polos, (3.33) y (3.34).

$$e_1 - \psi_1 \mathcal{R}_1 = e_2 - \psi_2 \mathcal{R}_2 = e_3 - \psi_3 \mathcal{R}_3 = e_4 - \psi_4 \mathcal{R}_4 \quad (3.33)$$

$$\sum_{i=1}^4 \psi_i = 0 \quad (3.34)$$

Resolviendo las ecuaciones anteriores, se obtiene la relación entre las corrientes y las densidades del flujo (3.35) y las inductancias (3.36).

$$\mathbf{B} = \frac{N\mu_0}{G} \begin{bmatrix} g_{234} & -g_3g_4 & -g_2g_4 & -g_2g_3 \\ -g_3g_4 & g_{134} & -g_1g_4 & -g_1g_3 \\ -g_2g_4 & -g_1g_4 & g_{124} & -g_1g_2 \\ -g_2g_3 & -g_1g_3 & -g_1g_2 & g_{123} \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (3.35)$$

$$\mathbf{L} = \frac{N^2\mu_0 A}{G} \begin{bmatrix} g_{234} & -g_3g_4 & -g_2g_4 & -g_2g_3 \\ -g_3g_4 & g_{134} & -g_1g_4 & -g_1g_3 \\ -g_2g_4 & -g_1g_4 & g_{124} & -g_1g_2 \\ -g_2g_3 & -g_1g_3 & -g_1g_2 & g_{123} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

donde:

$$G = g_1g_2g_3 + g_1g_2g_4 + g_1g_3g_4 + g_2g_3g_4 \quad (3.37)$$

$$g_{234} = g_2g_3 + g_2g_4 + g_3g_4 \quad (3.38)$$

$$g_{134} = g_1g_3 + g_1g_4 + g_3g_4 \quad (3.39)$$

$$g_{124} = g_1g_2 + g_1g_4 + g_2g_4 \quad (3.40)$$

$$g_{123} = g_1g_2 + g_1g_3 + g_2g_3 \quad (3.41)$$

Cuando el rotor está centrado, sustituyendo el valor de los entrehierros por g_0 en (3.35) y (3.36), permite obtener el modelo magnético del cojinete equilibrado (3.42) y las inductancias (3.43) correspondientes.

$$\mathbf{B} = \frac{N\mu_0}{4g_0} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (3.42)$$

$$\mathbf{L} = \frac{N^2\mu_0 A}{4g_0} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

3.3.3. Modelo magnético del RAMB de 6 polos

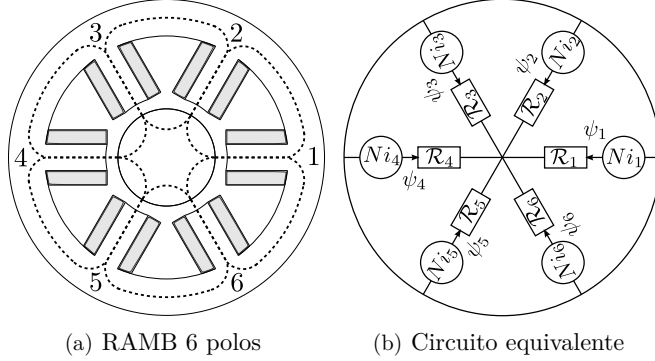


Figura 3.5: Cojinetes radiales magnéticos de 6 polos y circuito magnético equivalente.

Procediendo como en los casos anteriores, a partir de la figura 3.5, se extraen las ecuaciones que describen el modelo magnético de un cojinete radial de 6 polos (3.44) y (3.45).

$$e_1 - \psi_1 \mathcal{R}_1 = e_2 - \psi_2 \mathcal{R}_2 = e_3 - \psi_3 \mathcal{R}_3 = \quad (3.44)$$

$$e_4 - \psi_4 \mathcal{R}_4 = e_5 - \psi_5 \mathcal{R}_5 = e_6 - \psi_6 \mathcal{R}_6$$

$$\sum_{i=1}^6 \psi_i = 0 \quad (3.45)$$

Resolviendo las ecuaciones anteriores, se extrae la relación entre las corrientes y las densidades del flujo como se muestra en la ecuación (3.46) así como las inducancias en los polos, como se muestra en (3.47).

$$B = \frac{N\mu_0}{G} \begin{bmatrix} g_{23456} & -g_{3949596} & -g_2g_4g_596 & -g_2g_3g_596 & -g_2g_3g_496 & -g_2g_3g_495 \\ -g_{3949596} & g_{13456} & -g_1g_4g_596 & -g_1g_3g_596 & -g_1g_3g_496 & -g_1g_3g_495 \\ -g_2g_4g_596 & -g_1g_4g_596 & g_{12456} & -g_1g_2g_596 & -g_1g_2g_496 & -g_1g_2g_495 \\ -g_2g_3g_596 & -g_1g_3g_596 & -g_1g_2g_596 & g_{12356} & -g_1g_2g_396 & -g_1g_2g_395 \\ -g_2g_3g_496 & -g_1g_3g_496 & -g_1g_2g_496 & -g_1g_2g_396 & g_{12346} & -g_1g_2g_3g_4 \\ -g_2g_3g_495 & -g_1g_3g_495 & -g_1g_2g_495 & -g_1g_2g_395 & -g_1g_2g_3g_4 & g_{12345} \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (3.46)$$

$$L = \frac{N^2\mu_0 A}{G} \begin{bmatrix} g_{23456} & -g_{3949596} & -g_2g_4g_596 & -g_2g_3g_596 & -g_2g_3g_496 & -g_2g_3g_495 \\ -g_{3949596} & g_{13456} & -g_1g_4g_596 & -g_1g_3g_596 & -g_1g_3g_496 & -g_1g_3g_495 \\ -g_2g_4g_596 & -g_1g_4g_596 & g_{12456} & -g_1g_2g_596 & -g_1g_2g_496 & -g_1g_2g_495 \\ -g_2g_3g_596 & -g_1g_3g_596 & -g_1g_2g_596 & g_{12356} & -g_1g_2g_396 & -g_1g_2g_395 \\ -g_2g_3g_496 & -g_1g_3g_496 & -g_1g_2g_496 & -g_1g_2g_396 & g_{12346} & -g_1g_2g_3g_4 \\ -g_2g_3g_495 & -g_1g_3g_495 & -g_1g_2g_495 & -g_1g_2g_395 & -g_1g_2g_3g_4 & g_{12345} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

donde:

$$G = g_1g_2g_3g_4g_5 + g_1g_2g_3g_4g_6 + g_1g_2g_3g_5g_6 + g_1g_2g_4g_5g_6 + g_1g_3g_4g_5g_6 + g_2g_3g_4g_5g_6 \quad (3.48)$$

$$g_{23456} = g_2g_3g_4g_5 + g_2g_3g_4g_6 + g_2g_3g_5g_6 + g_2g_4g_5g_6 + g_3g_4g_5g_6 \quad (3.49)$$

$$g_{13456} = g_1g_3g_4g_5 + g_1g_3g_4g_6 + g_1g_3g_5g_6 + g_1g_4g_5g_6 + g_3g_4g_5g_6 \quad (3.50)$$

$$g_{12456} = g_1g_2g_4g_5 + g_1g_2g_4g_6 + g_1g_2g_5g_6 + g_1g_4g_5g_6 + g_2g_4g_5g_6 \quad (3.51)$$

$$g_{12356} = g_1g_2g_3g_5 + g_1g_2g_3g_6 + g_1g_2g_5g_6 + g_1g_3g_5g_6 + g_2g_3g_5g_6 \quad (3.52)$$

$$g_{12346} = g_1g_2g_3g_4 + g_1g_2g_3g_6 + g_1g_2g_4g_6 + g_1g_3g_4g_6 + g_2g_3g_4g_6 \quad (3.53)$$

$$g_{12345} = g_1g_2g_3g_4 + g_1g_2g_3g_5 + g_1g_2g_4g_5 + g_1g_3g_4g_5 + g_2g_3g_4g_5 \quad (3.54)$$

Sustituyendo los entrehierros con g_0 en (3.46) y (3.47), se obtiene el modelo magnético con el rotor centrado (3.55) y las inductancias (3.56).

$$\mathbf{B} = \frac{N\mu_0}{6g_0} \begin{bmatrix} 5 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 5 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 5 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 5 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 5 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 5 \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (3.55)$$

$$\mathbf{L} = \frac{N^2\mu_0A}{6g_0} \begin{bmatrix} 5 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 5 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 5 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 5 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 5 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 5 \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

3.3.4. Modelo magnético del RAMB de 6 polos *Horseshoe*

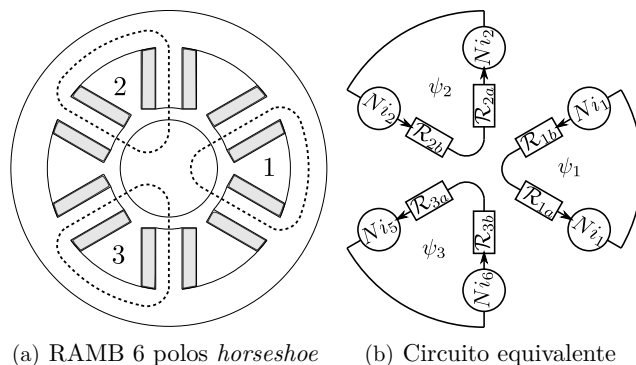


Figura 3.6: Cojinetes radiales magnéticos de 6 polos *horseshoe* y circuito magnético equivalente.

A partir de la figura 3.6, se extraen las ecuaciones que describen el modelo magnético de un cojinete radial de 6 polos *Horseshoe*.

$$\psi_i = \frac{2Ni_i}{\mathcal{R}_{ia} + \mathcal{R}_{ib}} \quad (i = 1, 2, 3) \quad (3.57)$$

Resolviendo estas ecuaciones, se puede obtener la relación entre las densidades del flujo y las corrientes como se muestra en la ecuación (3.58) y las inductancias (3.59)

$$B_i = \frac{2N\mu_0}{g_{ia} + g_{ib}} i_i \quad (i = 1, 2, 3) \quad (3.58)$$

$$L_i = \frac{2N^2\mu_0 A}{g_{ia} + g_{ib}} \quad (i = 1, 2, 3) \quad (3.59)$$

Sustituyendo los entrehierros con g_0 en la ecuación (3.58) y (3.59), se obtiene el modelo magnético cuando el rotor está centrado (3.60) y las correspondientes inductancias (3.61).

$$B_i = \frac{N\mu_0}{g_0} i_i \quad (i = 1, 2, 3) \quad (3.60)$$

$$L_i = \frac{N^2\mu_0 A}{g_0} \quad (i = 1, 2, 3) \quad (3.61)$$

3.3.5. Modelo magnético del RAMB de 8 polos

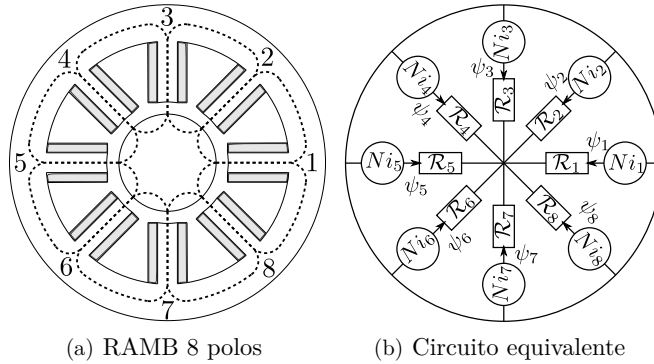


Figura 3.7: Cojinetes radiales magnéticos de 8 polos y circuito magnético equivalente.

A partir de la figura 3.7, se extraen las ecuaciones que describen el modelo magnético de un cojinete radial de 8 polos (3.62) y (3.63).

$$e_1 - \psi_1 \mathcal{R}_1 = e_2 - \psi_2 \mathcal{R}_2 = e_3 - \psi_3 \mathcal{R}_3 = e_4 - \psi_4 \mathcal{R}_4 = e_5 - \psi_5 \mathcal{R}_5 = e_6 - \psi_6 \mathcal{R}_6 = e_7 - \psi_7 \mathcal{R}_7 = e_8 - \psi_8 \mathcal{R}_8 \quad (3.62)$$

$$\sum_{i=1}^8 \psi_i = 0 \quad (3.63)$$

$$\mathbf{B} = \frac{N\mu_0}{G} \begin{bmatrix}
 g_{2345678} & -g_{39495969798} & -g_{29495969798} & -g_{29395969798} & -g_{29394969798} & -g_{29394959798} & -g_{29394959698} & -g_{29394959697} \\
 -g_{39495969798} & g_{1345678} & -g_{19495969798} & -g_{19395969798} & -g_{19394969798} & -g_{19394959798} & -g_{19394959698} & -g_{19394959697} \\
 -g_{29495969798} & -g_{19495969798} & g_{1245678} & -g_{19295969798} & -g_{19294969798} & -g_{19294959798} & -g_{19294959698} & -g_{19294959697} \\
 -g_{29395969798} & -g_{19395969798} & -g_{19295969798} & g_{1235678} & -g_{19293969798} & -g_{19293959798} & -g_{19293959698} & -g_{19293959697} \\
 -g_{29394969798} & -g_{19394969798} & -g_{19294969798} & -g_{19293969798} & g_{1234678} & -g_{19293949798} & -g_{19293949698} & -g_{19293949697} \\
 -g_{29394959798} & -g_{19394959798} & -g_{19294959798} & -g_{19293959798} & -g_{19293949798} & g_{1234578} & -g_{19293949598} & -g_{19293949597} \\
 -g_{29394959698} & -g_{19394959698} & -g_{19294959698} & -g_{19293959698} & -g_{19293949698} & -g_{19293949598} & g_{1234568} & -g_{19293949596} \\
 -g_{29394959697} & -g_{19394959697} & -g_{19294959697} & -g_{19293959697} & -g_{19293949697} & -g_{19293949597} & -g_{19293949596} & g_{1234567}
 \end{bmatrix} \mathbf{i} \tag{3.64}$$

$$\mathbf{L} = \frac{N^2\mu_0 A}{G} \begin{bmatrix}
 g_{2345678} & -g_{39495969798} & -g_{29495969798} & -g_{29395969798} & -g_{29394969798} & -g_{29394959798} & -g_{29394959698} & -g_{29394959697} \\
 -g_{39495969798} & g_{1345678} & -g_{19495969798} & -g_{19395969798} & -g_{19394969798} & -g_{19394959798} & -g_{19394959698} & -g_{19394959697} \\
 -g_{29495969798} & -g_{19495969798} & g_{1245678} & -g_{19295969798} & -g_{19294969798} & -g_{19294959798} & -g_{19294959698} & -g_{19294959697} \\
 -g_{29395969798} & -g_{19395969798} & -g_{19295969798} & g_{1235678} & -g_{19293969798} & -g_{19293959798} & -g_{19293959698} & -g_{19293959697} \\
 -g_{29394969798} & -g_{19394969798} & -g_{19294969798} & -g_{19293969798} & g_{1234678} & -g_{19293949798} & -g_{19293949698} & -g_{19293949697} \\
 -g_{29394959798} & -g_{19394959798} & -g_{19294959798} & -g_{19293959798} & -g_{19293949798} & g_{1234578} & -g_{19293949598} & -g_{19293949597} \\
 -g_{29394959698} & -g_{19394959698} & -g_{19294959698} & -g_{19293959698} & -g_{19293949698} & -g_{19293949598} & g_{1234568} & -g_{19293949596} \\
 -g_{29394959697} & -g_{19394959697} & -g_{19294959697} & -g_{19293959697} & -g_{19293949697} & -g_{19293949597} & -g_{19293949596} & g_{1234567}
 \end{bmatrix} \tag{3.65}$$

donde:

$$G = g_{1g_2g_3g_4g_5g_6g_7} + g_{1g_2g_3g_4g_5g_6g_8} + g_{1g_2g_3g_4g_5g_7g_8} + g_{1g_2g_3g_4g_6g_7g_8} + g_{1g_2g_3g_5g_6g_7g_8} + g_{1g_2g_4g_5g_6g_7g_8} + g_{1g_3g_4g_5g_6g_7g_8} + g_{2g_3g_4g_5g_6g_7g_8} \quad (3.66)$$

$$g_{2345678} = g_{2g_3g_4g_5g_6g_7} + g_{2g_3g_4g_5g_6g_8} + g_{2g_3g_4g_5g_7g_8} + g_{2g_3g_4g_6g_7g_8} + g_{2g_3g_5g_6g_7g_8} + g_{2g_4g_5g_6g_7g_8} + g_{3g_4g_5g_6g_7g_8} \quad (3.67)$$

$$g_{1345678} = g_{1g_3g_4g_5g_6g_7} + g_{1g_3g_4g_5g_6g_8} + g_{1g_3g_4g_5g_7g_8} + g_{1g_3g_4g_6g_7g_8} + g_{1g_3g_5g_6g_7g_8} + g_{1g_4g_5g_6g_7g_8} + g_{3g_4g_5g_6g_7g_8} \quad (3.68)$$

$$g_{1245678} = g_{1g_2g_4g_5g_6g_7} + g_{1g_2g_4g_5g_6g_8} + g_{1g_2g_4g_5g_7g_8} + g_{1g_2g_4g_6g_7g_8} + g_{1g_2g_5g_6g_7g_8} + g_{1g_4g_5g_6g_7g_8} + g_{2g_4g_5g_6g_7g_8} \quad (3.69)$$

$$g_{1235678} = g_{1g_2g_3g_5g_6g_7} + g_{1g_2g_3g_5g_6g_8} + g_{1g_2g_3g_5g_7g_8} + g_{1g_2g_3g_6g_7g_8} + g_{1g_2g_5g_6g_7g_8} + g_{1g_3g_5g_6g_7g_8} + g_{2g_3g_5g_6g_7g_8} \quad (3.70)$$

$$g_{1234678} = g_{1g_2g_3g_4g_6g_7} + g_{1g_2g_3g_4g_6g_8} + g_{1g_2g_3g_4g_7g_8} + g_{1g_2g_3g_6g_7g_8} + g_{1g_2g_4g_6g_7g_8} + g_{1g_3g_4g_6g_7g_8} + g_{2g_3g_4g_6g_7g_8} \quad (3.71)$$

$$g_{1234578} = g_{1g_2g_3g_4g_5g_7} + g_{1g_2g_3g_4g_5g_8} + g_{1g_2g_3g_4g_7g_8} + g_{1g_2g_3g_5g_7g_8} + g_{1g_2g_4g_5g_7g_8} + g_{1g_3g_4g_5g_7g_8} + g_{2g_3g_4g_5g_7g_8} \quad (3.72)$$

$$g_{1234568} = g_{1g_2g_3g_4g_5g_6} + g_{1g_2g_3g_4g_5g_8} + g_{1g_2g_3g_4g_6g_8} + g_{1g_2g_3g_5g_6g_8} + g_{1g_2g_4g_5g_6g_8} + g_{1g_3g_4g_5g_6g_8} + g_{2g_3g_4g_5g_6g_8} \quad (3.73)$$

$$g_{1234567} = g_{1g_2g_3g_4g_5g_6} + g_{1g_2g_3g_4g_5g_7} + g_{1g_2g_3g_4g_6g_7} + g_{1g_2g_3g_5g_6g_7} + g_{1g_2g_4g_5g_6g_7} + g_{1g_3g_4g_5g_6g_7} + g_{2g_3g_4g_5g_6g_7} \quad (3.74)$$

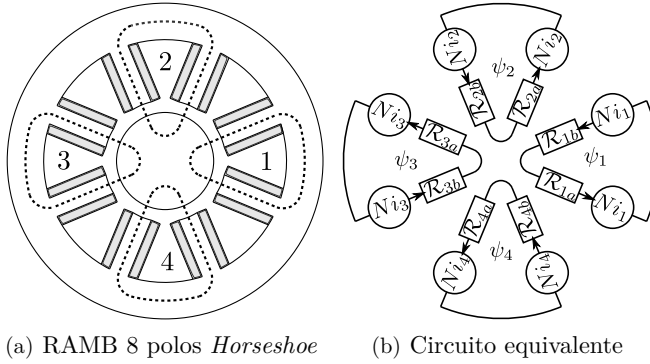


Figura 3.8: Cojinetes radiales magnéticos de 8 polos *Horseshoe* y circuito magnético equivalente.

Resolviendo las ecuaciones (3.62), (3.63), se extrae la relación entre las corrientes y las densidades del flujo (3.64) y las inductancias (3.65).

Sustituyendo los entrehierros con g_0 en (3.64) y (3.65), se obtiene el modelo magnético en el caso nominal (3.75) y las inductancias (3.76).

$$\mathbf{B} = \frac{N\mu_0}{8g_0} \begin{bmatrix} 7 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 7 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 7 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 7 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 7 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 7 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 7 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 7 \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (3.75)$$

$$\mathbf{L} = \frac{N^2\mu_0 A}{8g_0} \begin{bmatrix} 7 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 7 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 7 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 7 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 7 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 7 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 7 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 7 \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

3.3.6. Modelo magnético del RAMB de 8 polos *Horseshoe*

A partir de las de la figura 3.8, se extraen las ecuaciones que describen el modelo magnético de un cojinete radial de 8 polos *Horseshoe*.

$$\psi_i = \frac{2Ni_i}{\mathcal{R}_{ia} + \mathcal{R}_{ib}} \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (3.77)$$

Resolviendo estas ecuaciones, se obtiene la relación entre las densidades de flujo y las corrientes (3.78) y las inductancias (3.79).

$$B_i = \frac{2N\mu_0}{g_{ia} + g_{ib}} i_i \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (3.78)$$

$$L_i = \frac{2N^2\mu_0 A}{g_{ia} + g_{ib}} \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (3.79)$$

Sustituyendo los entrehierros con g_0 en (3.78) y (3.79), se obtiene el modelo magnético en el caso de que el rotor esté centrado (3.80), (3.81).

$$B_i = \frac{N\mu_0}{g_0} i_i \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (3.80)$$

$$L_i = \frac{N^2\mu_0 A}{g_0} i_i \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (3.81)$$

3.3.7. Modelo general del RAMB

A partir de las relaciones anteriores del modelo magnético, se puede obtener una matriz genérica para un cojinete radial de n polos. La matriz (3.82) representa el modelo magnético para un cojinete de n polos.

$$\mathbf{B} = \frac{N\mu_0}{G} \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1j} & \dots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{i1} & \dots & a_{ij} & \dots & a_{in} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \dots & a_{nj} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (3.82)$$

donde a_{ij} , G están definidos como se muestra en las ecuaciones (3.83), (3.84).

$$a_{ij} = \begin{cases} -\prod_{k=1}^n (g_k) & , k \neq i, k \neq j \quad \text{si } i \neq j \\ -\sum_{k=1}^n (a_{ik}) & , k \neq i, k \neq j \quad \text{si } i = j \end{cases} \quad (3.83)$$

$$G = \sum_{z=1}^n \left(\prod_{k=1}^n g_k \right) , k \neq z \quad (3.84)$$

donde g_k es el entrehierro entre el rotor y el estátor en la dirección del polo número k . Se puede simplificar la matriz para obtener la relación entre la corriente y la densidad del flujo en el caso nominal, cuando el rotor está centrado, como se muestra en la ecuación (3.85).

$$\mathbf{B} = \frac{N\mu_0}{ng_0} \begin{bmatrix} n-1 & \dots & -1 & \dots & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & \dots & n-1 & \dots & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & \dots & -1 & \dots & n-1 \end{bmatrix} \mathbf{i} \quad (3.85)$$

3.4. Distribución de fuerza magnética

En esta sección se analiza la distribución de la fuerza magnética para las distintas topologías. Para obtener la distribución de las fuerzas magnéticas, se calculan las densidades de flujo en base a las corrientes que circulan por las bobinas de cada polo, utilizando el modelo electromagnético desarrollado en la sección anterior mediante (3.86).

$$F = \frac{A}{2\mu_0} B^2 \quad (3.86)$$

A partir de las fuerzas generadas, el vector de fuerza magnética para cada combinación de corrientes viene dado para las distintas topologías por (3.87) - (3.98)

$$F_x(3 \text{ polos}) = F_1 - 0,5F_2 - 0,5F_3 \quad (3.87)$$

$$F_y(3 \text{ polos}) = \frac{\sqrt{3}}{2}(F_2 - F_3) \quad (3.88)$$

$$F_x(4 \text{ polos}) = F_1 - F_3 \quad (3.89)$$

$$F_y(4 \text{ polos}) = F_2 - F_4 \quad (3.90)$$

$$F_x(6 \text{ polos}) = F_1 + 0,5(F_2 + F_6) - F_4 - 0,5(F_3 + F_5) \quad (3.91)$$

$$F_y(6 \text{ polos}) = \frac{\sqrt{3}}{2}(F_2 + F_3 - F_5 - F_6) \quad (3.92)$$

$$F_x(6 \text{ polos}H) = (2F_1 - F_2 - F_3)\cos(\pi/6) \quad (3.93)$$

$$F_y(6 \text{ polos}H) = 3/2(F_2 - F_3) \quad (3.94)$$

$$F_x(8 \text{ polos}) = F_1 - F_5 + (F_2 - F_4 - F_6 + F_8)/\sqrt{2} \quad (3.95)$$

$$F_y(8 \text{ polos}) = F_3 - F_7 + (F_2 + F_4 - F_6 - F_8)/\sqrt{2} \quad (3.96)$$

$$F_x(8 \text{ polos}H) = 2\cos(\pi/8)(F_1 - F_3) \quad (3.97)$$

$$F_y(8 \text{ polos}H) = 2\cos(\pi/8)(F_2 - F_4) \quad (3.98)$$

Calculando la máxima fuerza que se puede obtener en función del ángulo del vector de fuerza, se obtiene la distribución de fuerza magnética de cada topología en el caso nominal, según se muestra en la figura 3.9.

En la figura 3.9 se muestra la distribución de la fuerza magnética para las diferentes topologías de RAMB. En esta figura, la curva exterior indica la máxima fuerza magnética que se puede generar por el RAMB dependiendo del ángulo, mientras que la curva interior indica la máxima fuerza homogénea (independiente del ángulo). Para los tamaños de estátor y rotor considerados, los cojinetes de 3 y 4 polos generan más fuerza magnética, por tener más área para la bobina y más área de aplicación de la fuerza magnética. A partir de la distribución de fuerzas, se concluye que las topologías de 6 y 8 polos generan fuerzas más homogéneas que el resto de topologías, por tener un número mayor de polos. En general, las fuerzas magnéticas son mayores entre los polos y menores en la dirección del polo.

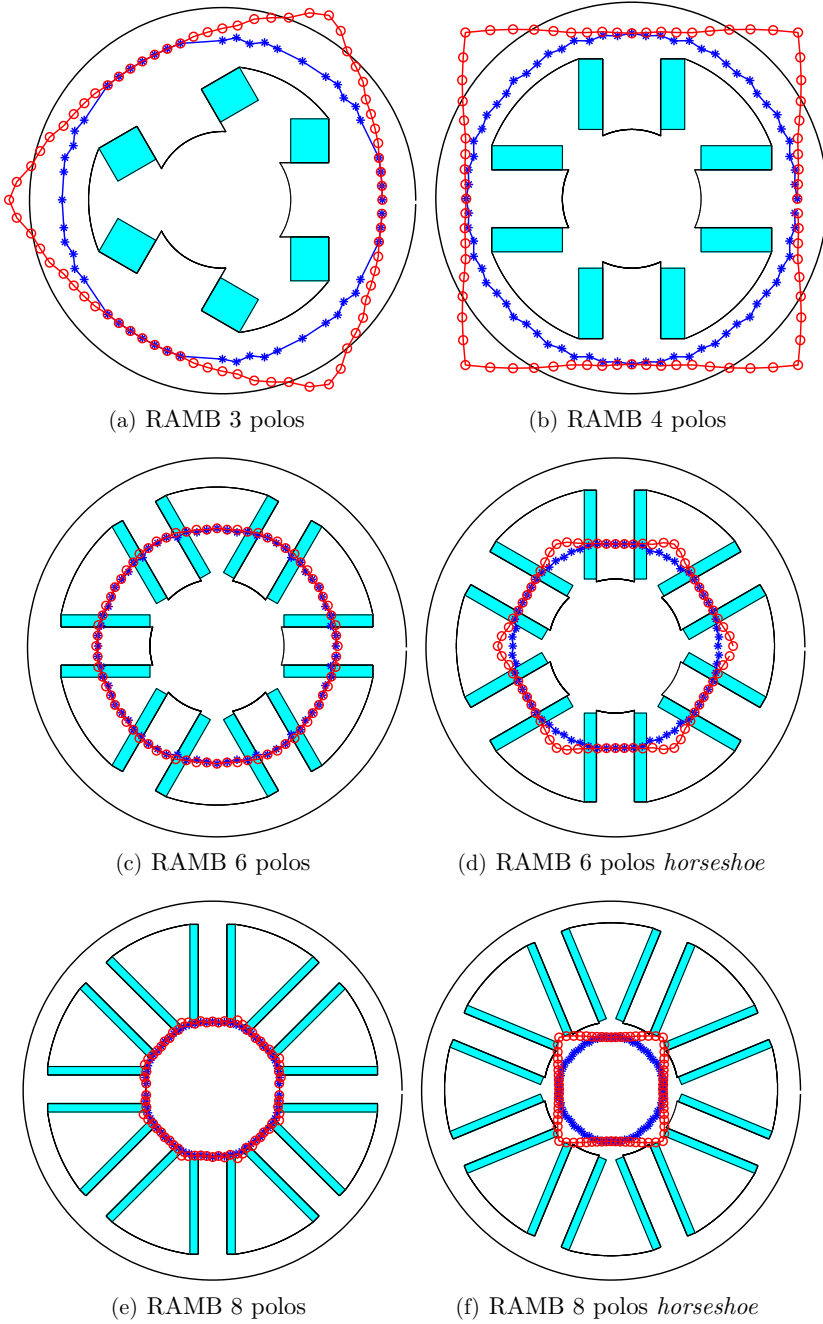


Figura 3.9: Distribución de fuerza en diferentes topologías de RAMB: (*: máxima fuerza homogénea, \circ : máxima fuerza).

3.4. DISTRIBUCIÓN DE FUERZA MAGNÉTICA

A partir del análisis de la distribución de fuerza, se pueden calcular las combinaciones de las densidades de flujo (o corrientes en el caso nominal), para generar la máxima fuerza homogénea, como se muestra en la tabla 3.3, donde P_i es el número del polo.

	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8
3 polos	-1.0	0.5	0.5					
4 polos	-1.0	0.5	0.0	0.5				
6 polos	-1.0	1.0	-1.0	0.0	0.0	1.0		
6 polos H_s	1.0	$1/\sqrt{2}$	0.0					
8 polos	1.0	-1.0	0.5	0.0	0.0	0.0	0.5	-1.0
8 polos H_s	-1.0	0.0	0.0	0.0				

Tabla 3.3: Combinaciones de densidades de flujo (o corrientes en el caso nominal) para obtener la máxima fuerza homogénea en cada topología.

La tabla 3.4 muestra la máxima fuerza F_{max} y máxima fuerza homogénea F_m que puede generar cada topología, el ratio entre la máxima fuerza homogénea y la máxima fuerza F_m/F_{max} y la máxima fuerza homogénea por unidad de potencia F_m/P . Se concluye que los cojinetes de 3 y 4 polos tienen más fuerza magnética en relación a la potencia requerida por tener menor número de polos y por lo tanto más área de proyección de la fuerza. Los cojinetes de 6 y 8 polos tienen más fuerza activa (F_m/F_{max}) pero consumen más potencia. Para el caso de 8 polos, se puede utilizar la topología de 8 polos *horseshoe* en lugar de la de 8 polos normales, ya que consume menos corriente y, por lo tanto, proporciona una mejor relación fuerza-corriente. Al contrario, los cojinetes de 6 polos *horseshoe*, van a consumir más potencia que los cojinetes de 6 polos normales.

Topología	F_m (kN)	F_{max} (kN)	F_m/F_{max} (%)	F_m/P (N/W)
3 polos	2,8	$3,7\angle 60^\circ, 180^\circ, 300^\circ$	75	109.9
4 polos	2,9	$4,1\angle 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$	71	112.03
6 polos	2,1	$2,1\angle 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$	99	67.48
6 polos H_s	1,8	$2,1\angle 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$	87	56.12
8 polos	1,2	$1,3\angle 22,5^\circ, 67,5^\circ, 112,5^\circ, 157,5^\circ, 202,5^\circ, 247,5^\circ, 292,5^\circ, 337,5^\circ$	92	52.49
8 polos H_s	0,9	$1,3\angle 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$	71	56.33

Tabla 3.4: Resultados de la distribución de fuerza magnética en las diferentes topologías.

Utilizando las combinaciones de corrientes que generan las distribuciones anteriores de la fuerza magnética homogénea, se puede calcular la distribución de las pérdidas eléctricas de cada topología en el caso nominal, según se muestra en la figura 3.10.

En la figura 3.11, se muestra la distribución de fuerza por unidad de potencia para cada topología. A partir de la figura 3.11, se concluye que la cantidad de fuerza magnética por unidad de potencia depende del ángulo entre los polos del cojinete y el número de polos utilizados para generar la fuerza magnética. Es decir, en el caso de un cojinete con un mayor número de polos, se utilizan más polos para generar la fuerza requerida, y por lo tanto se consume más potencia.

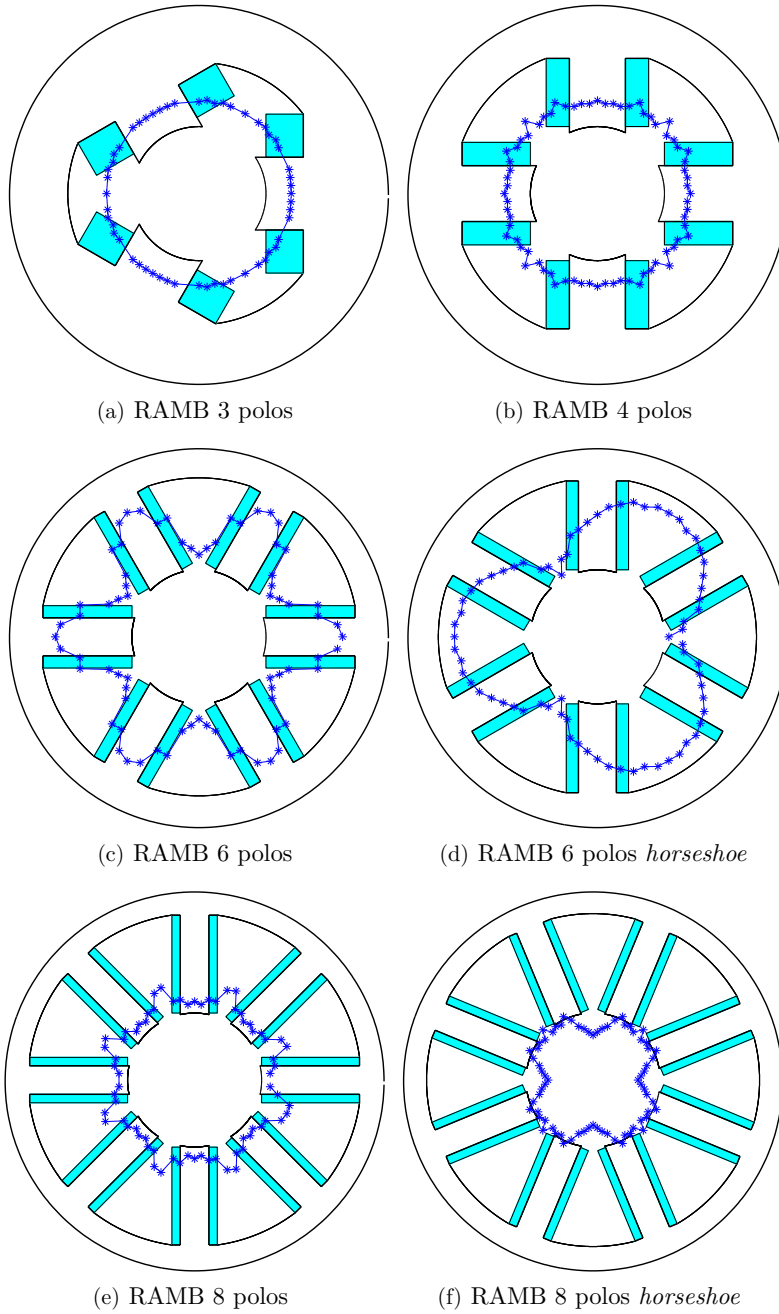


Figura 3.10: Distribución de pérdidas eléctricas en las diferentes topologías en el caso nominal.

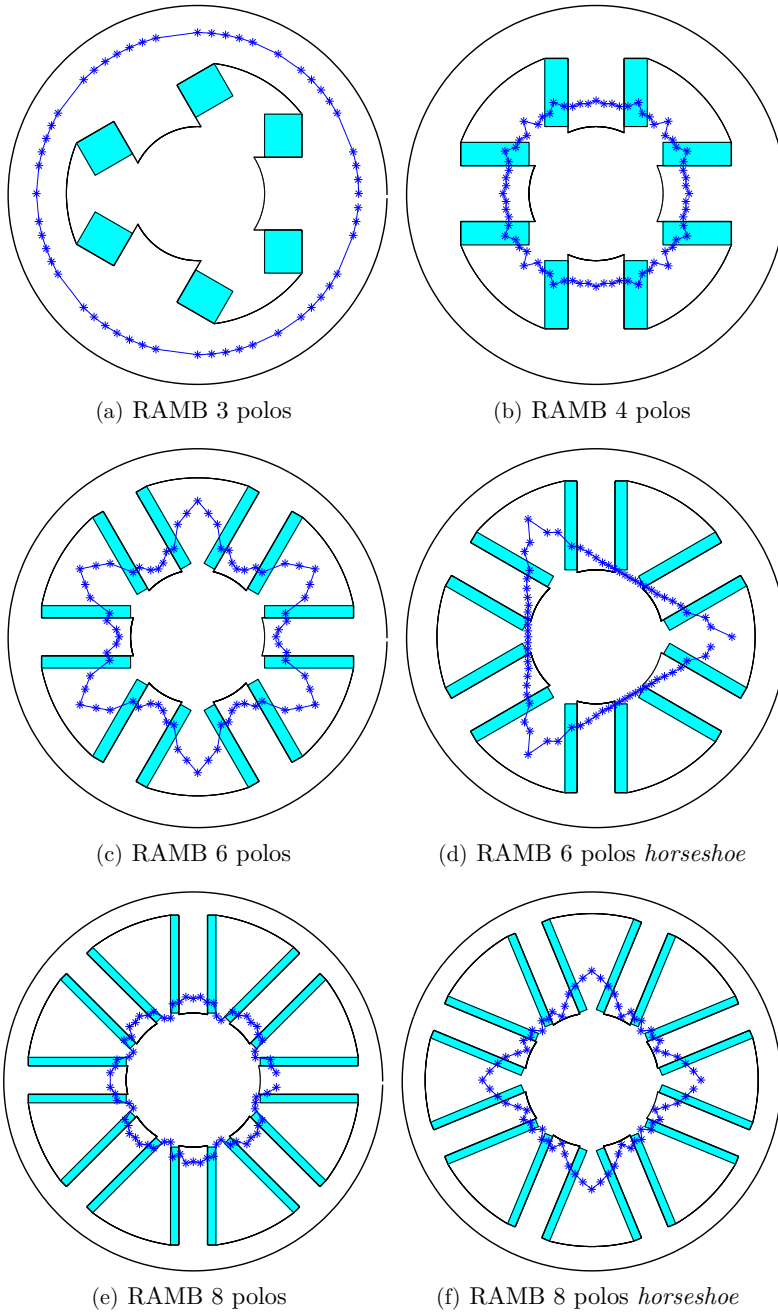


Figura 3.11: Distribución de fuerza por unidad de potencia en las diferentes topologías en el caso nominal.

3.5. Comparación entre topologías

En esta sección se analizan las distintas topologías de cojinetes magnéticos radiales en el caso nominal en función del tamaño, de las pérdidas eléctricas y de la capacidad para generar una fuerza determinada. La comparación entre las distintas topologías se realiza en función del tamaño del rotor R_r y del ratio del hierro k_i .

3.5.1. Comparación con tamaño constante del estátor

En esta comparación, el tamaño del cojinete radial R_s es constante para todas las topologías, lo cual es útil cuando existen restricciones dimensionales. Para un tamaño determinado del estátor, se calcula el área disponible para la bobina, la máxima densidad del flujo que se puede generar, las pérdidas eléctricas y la fuerza magnética resultante, en función del tamaño del rotor R_r y del ratio del hierro k_i . A continuación, se puede determinar la topología óptima para un tamaño determinado del rotor R_r o ratio del hierro k_i . También se puede determinar el tamaño óptimo del rotor o el ratio del hierro para cada topología.

Efecto del radio del rotor R_r

En este apartado se analiza el efecto del tamaño del rotor R_r sobre el comportamiento del cojinete para un tamaño de estátor constante. A partir del tamaño del estátor y el rotor, se calcula el área disponible para la bobina, la máxima densidad de flujo que se puede alcanzar, las pérdidas eléctricas y la fuerza resultante. Con el aumento del tamaño del rotor, se aumenta el ancho del polo, y por lo tanto aumenta también el área de proyección de la fuerza magnética, el ancho de la bobina y disminuye la longitud del polo disminuyendo consecuentemente la longitud de la bobina L_b .

En la figura 3.12(a), se muestra el área disponible para la bobina en función del tamaño del rotor. El área disponible para la bobina aumenta con el radio del rotor, por ser más ancha la bobina. El área sigue aumentando hasta un valor determinado, y a partir de ahí comienza a disminuir al ser menor la longitud del polo.

En la figura 3.12(b), se muestra la densidad máxima del flujo por polo que se puede generar en función del tamaño del rotor. La densidad máxima del flujo aumenta con el tamaño del rotor al disponer de más área para la bobina, hasta llegar a la saturación del material. La densidad de flujo permanece constante hasta un punto determinado en el que el área de la bobina no es suficiente para generar esta densidad de flujo, por lo que empieza a disminuir con el tamaño del rotor. En algunas topologías como los cojinetes de 6 y 8 polos, la densidad de flujo no llega al valor de saturación por tener menos área para la bobina.

En la figura 3.12(c), se muestran las pérdidas eléctricas en función del tamaño del rotor. Las pérdidas son proporcionales a la densidad de flujo, el cual es proporcional a la corriente, el área de la bobina y el número de vueltas y por lo tanto la resistencia. Las pérdidas eléctricas aumentan con el tamaño del rotor por el aumento del tamaño de la bobina hasta llegar a la máxima densidad de flujo. Las pérdidas eléctricas siguen aumentando con el tamaño del rotor por tener más vueltas la bobina. Las pérdidas eléctricas siguen aumentando, hasta que se produce la disminución del flujo, con la consiguiente disminución de las pérdidas al tener la bobina un menor número de vueltas.

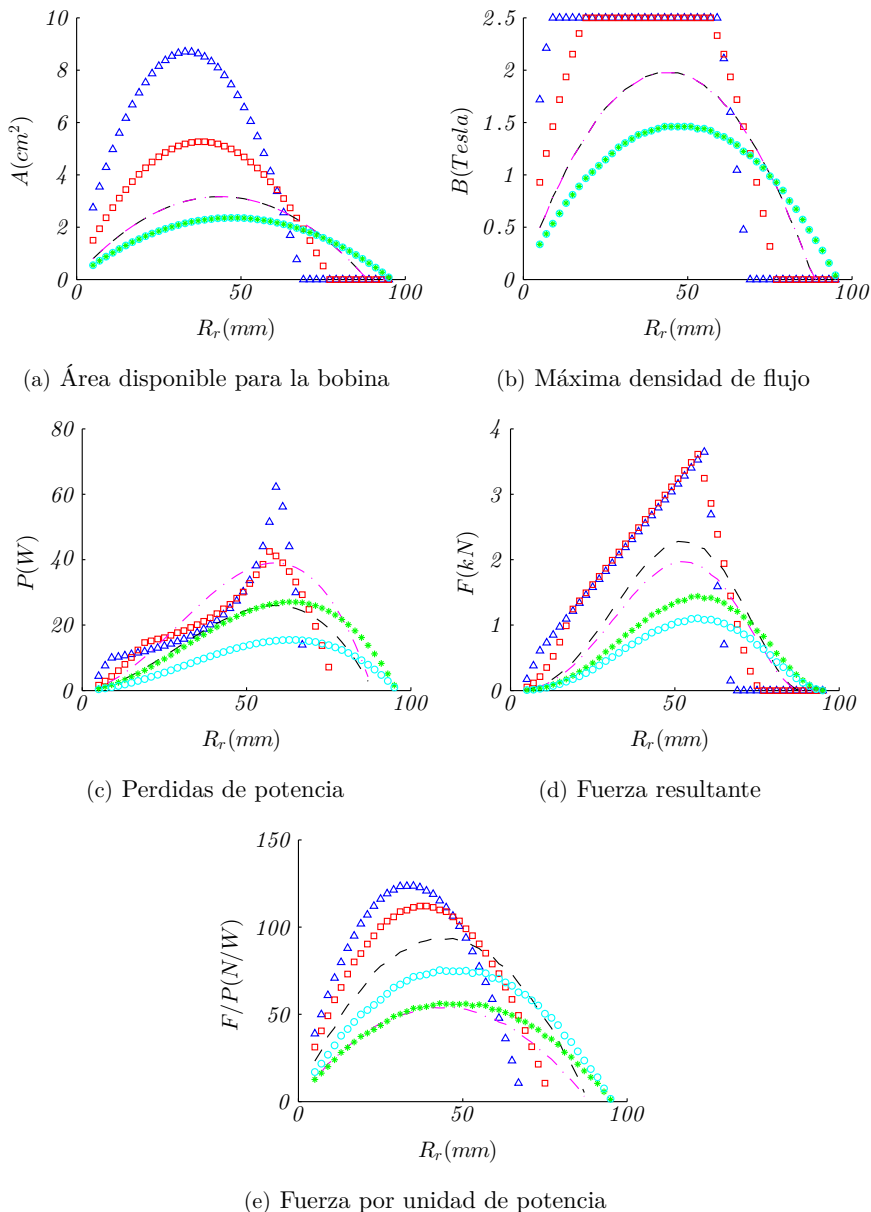


Figura 3.12: Comparación entre topologías del RAMB con tamaño constante del estátor $R_s = 130\text{mm}$ y ratio constante de hierro $k_i = 66\%$, en función del tamaño del rotor: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $- - -$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos *horseshoe*, $*$: 8 polos, \circ : 8 polos *horseshoe*).

En la figura 3.12(d), se muestra la fuerza magnética resultante con el aumento del tamaño del rotor. La fuerza magnética aumenta con el tamaño del rotor por tener más densidad del flujo y más área de proyección de la fuerza. La fuerza magnética sigue aumentando hasta que se produce la disminución del flujo, con la consiguiente

disminución de la fuerza magnética.

En la figura 3.12(e), se muestra la máxima fuerza homogénea por unidad de potencia en función del tamaño del rotor. Se concluye que los cojinetes de 3 y 4 polos tienen la máxima fuerza magnética por unidad de potencia para tamaños pequeños del rotor. Al contrario, los cojinetes con mayor número de polos, proporcionan más fuerza magnética por unidad de potencia para tamaños mayores del rotor.

En el análisis anterior se ha presentado el comportamiento de las diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales con tamaño constante del estátor en función del tamaño del rotor. Es posible obtener a partir de aquí el tamaño óptimo del rotor para cada topología desde el punto de vista de máxima fuerza, menores pérdidas o máxima fuerza por unidad de potencia.

Efecto del ratio del hierro k_i

En este apartado se analiza el efecto del ratio del hierro k_i sobre el comportamiento del cojinete, para un tamaño del estátor constante. A partir del tamaño del estátor y del ratio del hierro, se calcula el área disponible para la bobina, la densidad máxima de flujo que se puede alcanzar, las pérdidas eléctricas y la fuerza magnética resultante.

La figura 3.13(a) muestra el área disponible para la bobina en función del ratio del hierro. Se concluye que al aumentar el ratio del hierro, disminuye también el área disponible para la bobina.

La figura 3.13(b) muestra la densidad máxima del flujo que se puede generar por polo en función del ratio del hierro. Para valores pequeños del ratio del hierro, la limitación en la densidad máxima del flujo viene dada por la propia saturación del material. Al aumentar el ratio del hierro, disminuye el área disponible para la bobina y por lo tanto se disminuye la densidad del flujo, por lo que la máxima densidad de flujo vendrá dada por la bobina.

La figura 3.13(c) muestra las pérdidas eléctricas en función del ratio del hierro. Para valores pequeños del ratio del hierro, se necesita menos corriente para alcanzar la densidad máxima del flujo, por tener un número de vueltas mayor. Por lo tanto, a pesar del aumento en el número de vueltas, las pérdidas eléctricas son menores. Al aumentar el ratio del hierro, se disminuye el número de vueltas. Aunque la resistencia de la bobina disminuye, se necesita más corriente para conseguir la máxima densidad del flujo, por lo que las pérdidas eléctricas son finalmente mayores.

En la figura 3.13(d), se muestra la fuerza magnética resultante con el aumento del ratio del hierro. Con valores pequeños de k_i , el ancho del hierro del polo es pequeño y el ancho de la bobina es grande. Por lo tanto, se puede alcanzar la máxima densidad del flujo por tener el área suficiente de bobina. Al disponer de menor ancho del hierro del polo, el área atravesada por las líneas del flujo es pequeña, y por lo tanto la capacidad de generar fuerza magnética está limitada por el ancho de hierro. Con el aumento del ratio del hierro k_i , aumenta el ancho del hierro y disminuye el área disponible de la bobina. La densidad de flujo sigue siendo máxima mientras exista área suficiente de la bobina. Por otro lado, la fuerza magnética aumenta por tener más área de proyección para las líneas del flujo. La fuerza magnética sigue aumentando con k_i hasta un valor determinado, momento en el que el área de la bobina no será suficiente para generar la máxima densidad del flujo y por lo tanto la fuerza magnética empieza a disminuir.

3.5. COMPARACIÓN ENTRE TOPOLOGÍAS

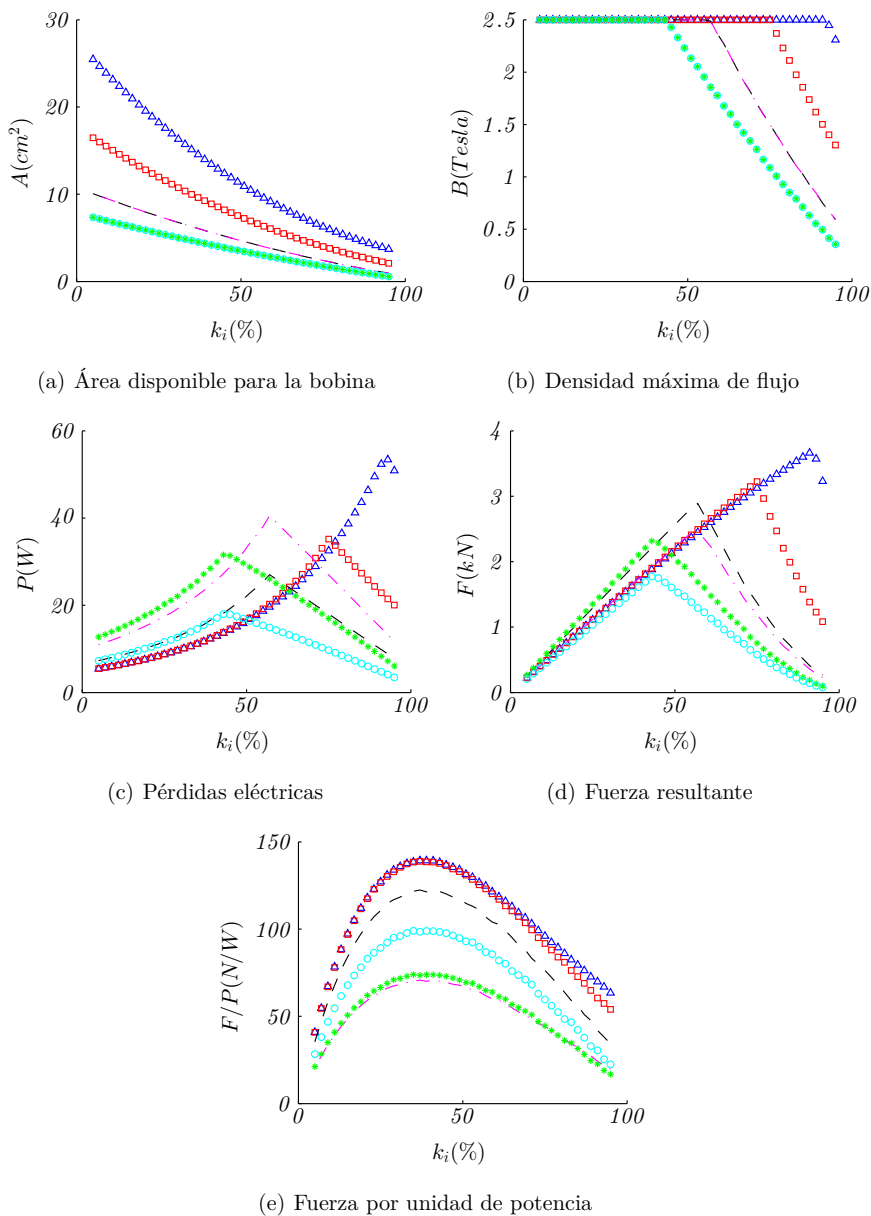


Figura 3.13: Comparación entre topologías de RAMB con tamaño constante del estátor $R_s = 130mm$ y tamaño constante del rotor $R_r = 45mm$, en función del ratio del hierro: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $- - -$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos *horseshoe*, $*$: 8 polos, \circ : 8 polos *horseshoe*).

En la figura 3.13(e), se muestra la máxima fuerza homogénea por unidad de potencia en función del ratio del hierro. La fuerza empieza a aumentar con el ratio del hierro hasta que llega a un punto óptimo desde el punto de vista de las pérdidas eléctricas. A partir de este punto, la fuerza por unidad de potencia disminuye al

aumentar las pérdidas y disminuir la densidad del flujo.

A partir del análisis anterior, se concluye que cada topología tiene un valor óptimo de ratio del hierro. En base a esta comparación, se deduce que el punto óptimo de trabajo ocurre cuando se aprovecha la densidad máxima del flujo con pérdidas mínimas y área máxima de proyección de la fuerza.

3.5.2. Comparación con pérdidas eléctricas constantes

En esta comparación, las pérdidas eléctricas son constantes para todas las topologías, viniendo dadas por (3.99). Esta comparación es útil en aplicaciones con restricciones en el consumo de potencia y para determinar la eficiencia de cada una de las topologías.

$$\sum_{i=1}^n RI_i^2 = Const. \quad n : \text{ es el número de bobina} \quad (3.99)$$

Utilizando una determinada potencia, se calcula la máxima densidad de flujo que se puede generar, el tamaño necesario del estátor para aprovechar toda la potencia disponible y la máxima fuerza magnética resultante en función del tamaño del rotor R_r y del ratio del hierro k_i . A continuación, se puede determinar la topología óptima para un tamaño determinado del rotor o para un ratio determinado del hierro. También se puede determinar el valor óptimo del tamaño del rotor o el ratio del hierro para cada topología.

Efecto del radio del rotor R_r

En esta sección se analiza el efecto del tamaño del rotor en el comportamiento del cojinete, para una potencia constante. A partir de la potencia disponible y del tamaño del rotor, se calcula la máxima densidad del flujo que se puede generar con esta potencia, el área necesaria para generar esta densidad del flujo y, a partir de aquí, el tamaño necesario del estátor, así como la fuerza resultante.

En la figura 3.14(a), se muestra el tamaño necesario del estátor en función del tamaño del rotor. El tamaño necesario del estátor es mayor para valores pequeños, debido a la necesidad de polos más largos para obtener el área necesaria que permita integrar una bobina que aproveche toda la potencia disponible. Para tamaños mayores del rotor, disminuye la necesidad de polos largos, al ser los polos más anchos, por lo que el tamaño del estátor disminuye con el tamaño del rotor. A partir de un cierto punto, el tamaño del estátor empieza a aumentar otra vez con el tamaño del rotor para poder obtener el área necesaria en la bobina que permita mantener la misma longitud del cable.

La figura 3.14(b) muestra la máxima densidad de flujo que se puede generar utilizando la potencia disponible. Para radios pequeños del rotor, se puede alcanzar la máxima densidad de flujo utilizando la máxima corriente. Al aumentar el tamaño del rotor, utilizando la máxima corriente posible, el número de vueltas de la bobina está limitado por las pérdidas de potencia y por lo tanto no se puede llegar a la máxima densidad de flujo. Al aumentar el tamaño del rotor, se aumenta la resistencia de la bobina por tener más longitud del cable. Por lo tanto, la densidad de flujo está limitada por el número máximo de vueltas sin superar el límite de las pérdidas.

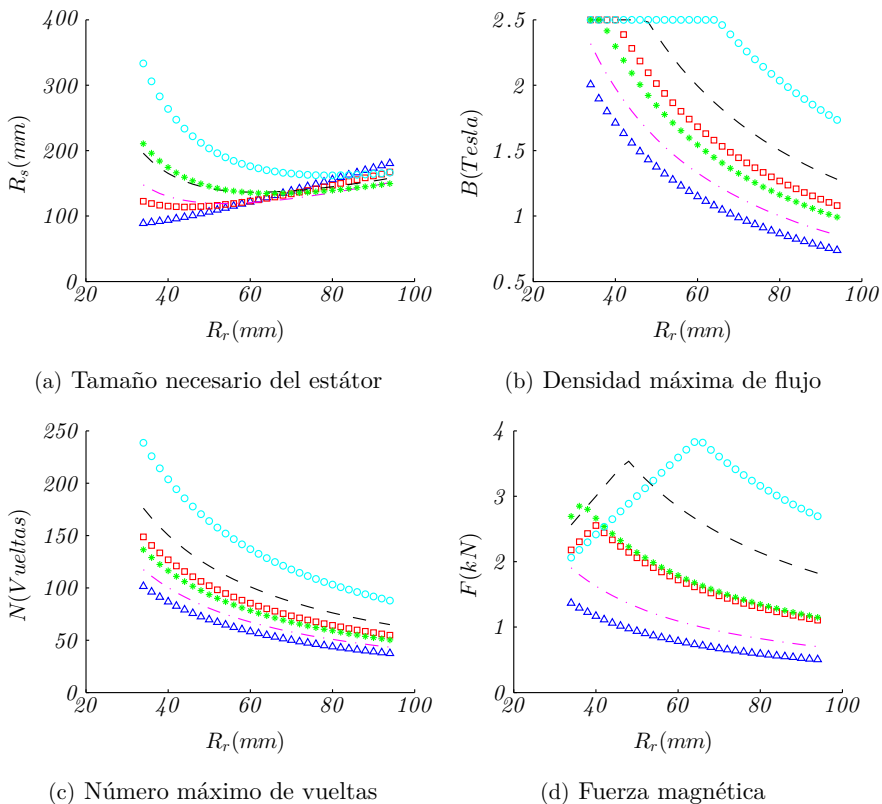


Figura 3.14: Comparación entre topologías del RAMB con pérdidas constantes de potencia $P = 30W$ y ratio constante de hierro $k_i = 66\%$: (\triangle : 3 polos, \square : 4 polos, $- - -$: 6 polos, $- \cdot - \cdot -$: 6 polos *horseshoe*, $*$: 8 polos, \circ : 8 polos *horseshoe*).

La figura 3.14(c) muestra el número máximo de vueltas en la bobina para proporcionar la máxima potencia disponible. El número máximo de vueltas disminuye al aumentar el rotor debido al incremento en la longitud del cable.

La figura 3.14(d) muestra la máxima fuerza homogénea que se puede generar en función del tamaño del rotor, limitando el consumo de potencia a $30W$. La máxima fuerza homogénea aumenta con el tamaño del rotor por ser más ancho el polo para la misma densidad de flujo. La fuerza sigue aumentando hasta un punto en el que empieza a disminuir la densidad de flujo, y con ello la fuerza magnética.

A partir del análisis anterior, se concluye que existe un tamaño óptimo del rotor para cada topología para alcanzar la máxima fuerza con una cantidad determinada de potencia. También se concluye que en cada rango de tamaños del rotor, hay una topología con la que se permite alcanzar una fuerza mayor utilizando la misma potencia.

Efecto del ratio del hierro k_i

En este apartado se analiza el efecto del ratio del hierro en el comportamiento del cojinete utilizando una potencia constante. A partir de la potencia disponible

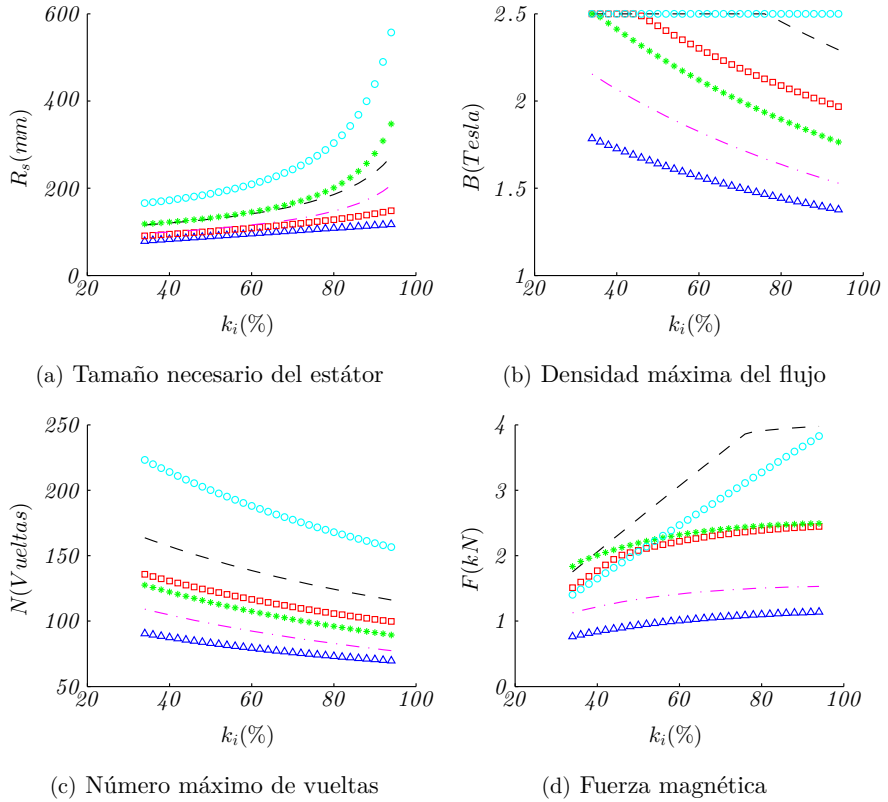


Figura 3.15: Comparación entre topologías del RAMB con pérdidas constantes $P = 30W$ y tamaño constante del rotor $R_r = 45mm$: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $- - -$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos *horseshoe*, $*$: 8 polos, \circ : 8 polos *horseshoe*).

y del ratio del hierro, se calcula la máxima densidad de flujo que se puede generar con esta potencia, el área necesaria para generar esta densidad de flujo y, a partir de ahí, el tamaño de estátor necesario y la fuerza resultante.

La figura 3.15(a) muestra el tamaño de estátor necesario en función del ratio del hierro. El tamaño del estátor aumenta con el ratio del hierro debido a la necesidad de polos más largos para obtener el área necesaria en la bobina que permita aprovechar toda la potencia disponible.

La figura 3.15(b) muestra la máxima densidad del flujo que se puede generar con potencia constante. En algunas topologías, con valores bajos del ratio del hierro, la densidad del flujo alcanza su valor máximo, por tener un número de vueltas suficiente en la bobina. La densidad de flujo empieza a disminuir con el aumento del ratio del hierro por tener menor número de vueltas en la bobina.

La figura 3.15(c) muestra el número máximo de vueltas en la bobina en función del ratio del hierro. El número máximo de vueltas disminuye con el aumento del ratio del hierro para mantener la misma longitud del cable de la bobina.

La figura 3.15(d) muestra la fuerza magnética resultante en función del ratio del hierro. La fuerza magnética aumenta con el ratio del hierro por tener más área de aplicación para la fuerza magnética.

A partir del análisis anterior, se concluye que los cojinetes de 8 polos *horseshoe* y 6 polos tienen la máxima fuerza magnética, pero requieren tamaños mayores del estátor. Los cojinetes de 3 y 6 polos *horseshoe*, no pueden alcanzar la máxima densidad de flujo debido a la limitación en la potencia.

3.5.3. Comparación con fuerza requerida constante

En esta comparación, se calcula la potencia necesaria y el tamaño necesario del estátor para generar una fuerza determinada en todas las topologías. Esta comparación es útil cuando el objetivo es maximizar la fuerza con el menor tamaño de estátor y el menor consumo de potencia. Para una fuerza determinada, se calculan los requisitos geométricos y de potencia en función del tamaño del rotor y del ratio del hierro. A continuación, se puede determinar la topología óptima para valores determinados del tamaño del rotor o del ratio del hierro. También se puede obtener el valor óptimo del tamaño del rotor o ratio del hierro para cada topología.

Efecto del radio del rotor R_r

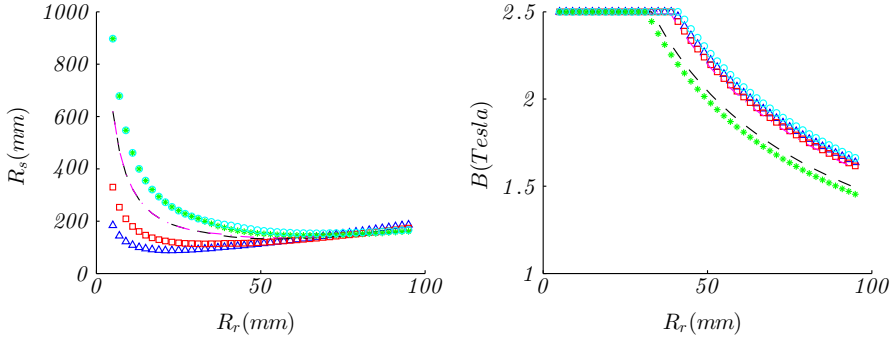
En este apartado se analiza el efecto del tamaño del rotor R_r en el comportamiento del cojinete para una fuerza constante. A partir de la fuerza requerida y del tamaño del rotor, se calcula la densidad necesaria de flujo y por lo tanto el área de la bobina y el tamaño del estátor. Con tamaños pequeños del rotor, no se puede alcanzar la fuerza requerida. En estos casos, se calcula la fuerza magnética resultante utilizando la máxima densidad del flujo.

La figura 3.16(a) muestra el tamaño de estátor necesario para generar la fuerza requerida en función del tamaño del rotor. Para valores pequeños del tamaño del rotor, se necesitan polos con tamaños mayores en el estátor, al tener estos menor ancho para proporcionar la máxima densidad de flujo. Con el aumento del tamaño del rotor, disminuye el tamaño necesario del estátor, debido a que los polos son más anchos. Finalmente, el tamaño necesario del estátor aumenta otra vez con el tamaño del rotor, para poder proporcionar el área necesaria para la bobina.

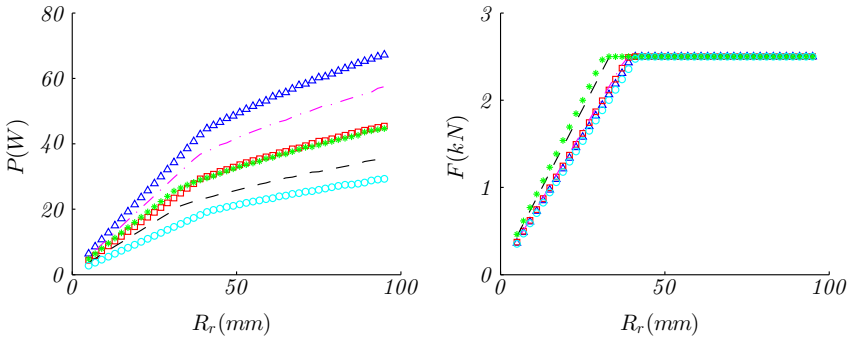
La figura 3.16(b) muestra la densidad necesaria del flujo para generar la fuerza requerida en función del tamaño del rotor. Para valores bajos del tamaño del rotor, se utiliza la máxima densidad de flujo para obtener la máxima fuerza magnética. Con el aumento del tamaño del estátor y cuando se alcanza la fuerza magnética requerida, disminuye la densidad necesaria del flujo por tener polos más anchos y por lo tanto, más área de proyección de fuerza, pudiendo alcanzar la misma fuerza con menor densidad de flujo.

La figura 3.16(c) muestra la potencia necesaria para generar la fuerza requerida en función del tamaño del rotor. Con valores pequeños del rotor, el área disponible para la bobina, y por lo tanto la bobina, son pequeñas, teniendo menores pérdidas utilizando la máxima corriente posible. Con el aumento del rotor, aumenta el área disponible para la bobina y por lo tanto aumentan las pérdidas.

La figura 3.16(d) muestra la fuerza magnética resultante en función del tamaño del rotor. Para tamaños de rotor pequeños, no se puede alcanzar la fuerza requerida. En este caso, se calcula la fuerza máxima que se puede generar con la máxima densidad de flujo. Con tamaños más grandes del rotor, se puede alcanzar la fuerza magnética requerida.



(a) Tamaño necesario del estátor en función del tamaño del rotor (b) Máxima densidad del flujo en función del tamaño del rotor



(c) Potencia necesaria en función del tamaño del rotor (d) Fuerza resultante en función del tamaño del rotor

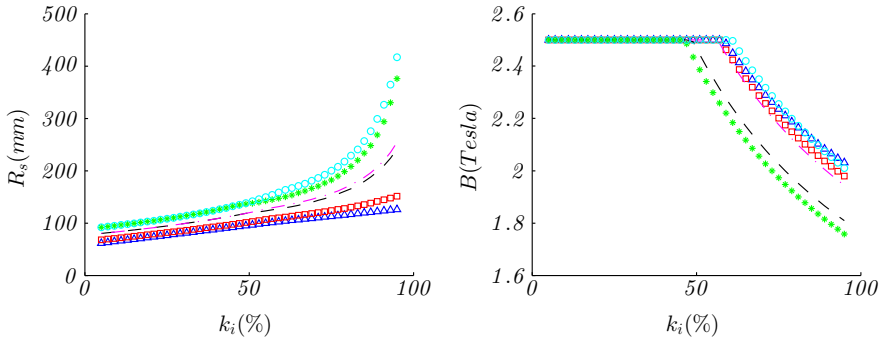
Figura 3.16: Comparación entre topologías del RAMB con fuerza requerida constante $F_m = 2,5kN$, ratio constante del hierro $k_i = 66\%$: (\triangle : 3 polos, \square : 4 polos, $---$: 6 polos, $-\cdot-$: 6 polos *horseshoe*, $*$: 8 polos, \circ : 8 polos *horseshoe*).

A partir de la comparación anterior, se concluye que los cojinetes de 3 y 4 polos proporcionan buenos resultados desde el punto de vista del tamaño, mientras que los cojinetes de 6 y 8 polos *horseshoe*, proporcionan buenos resultados desde el punto de vista de las pérdidas eléctricas.

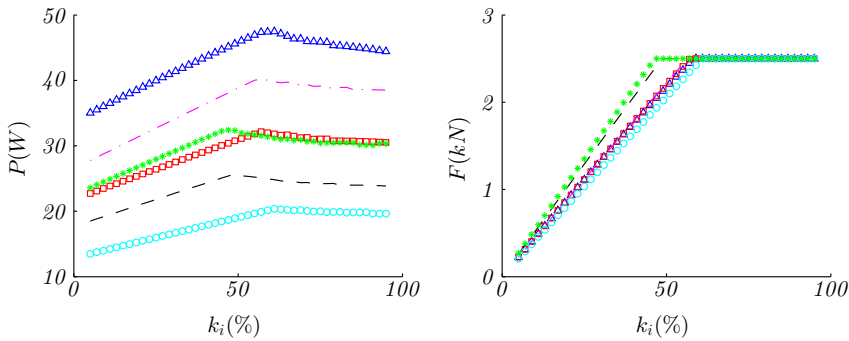
Efecto del ratio del hierro k_i

En este apartado se analiza el efecto del ratio del hierro k_i sobre el comportamiento del cojinete para una fuerza requerida constante. A partir de la fuerza requerida y el ratio del hierro, se calcula la densidad de flujo necesaria y por lo tanto el área de la bobina y el tamaño del estátor. Cuando el ratio del hierro seleccionado no permita alcanzar la fuerza requerida, se calcula la fuerza magnética resultante utilizando la máxima densidad del flujo.

La figura 3.17(a) muestra el tamaño necesario del estátor para generar la fuerza requerida, en función del ratio del hierro. El tamaño necesario del estátor aumenta con el ratio del hierro para poder proporcionar el área necesaria para generar la densidad de flujo requerida.



(a) Tamaño necesario del estátor en función del ratio del hierro (b) Máxima densidad de flujo en función del ratio del hierro



(c) Potencia necesaria en función del ratio del hierro (d) Fuerza resultante en función del ratio del hierro

Figura 3.17: Comparación entre topologías del RAMB con fuerza requerida constante $F_m = 2,5kN$, tamaño constante del rotor $R_r = 45mm$: (\triangle : 3 polos, \square : 4 polos, $---$: 6 polos, \cdot $---$: 6 polos *horseshoe*, $*$: 8 polos, \circ : 8 polos *horseshoe*).

La figura 3.17(b) muestra la densidad de flujo necesaria para generar la fuerza requerida en función del ratio del hierro. Para valores bajos del ratio del hierro, no se puede alcanzar la fuerza requerida, utilizándose en ese caso la máxima densidad de flujo para obtener la máxima fuerza magnética posible. Con el aumento del ratio del hierro y cuando se alcanza la fuerza magnética requerida, disminuye la densidad de flujo necesaria por tener polos más anchos y por lo tanto con más área de proyección de la fuerza.

En la figura 3.17(c), se muestran las pérdidas eléctricas para generar la fuerza requerida en función del ratio del hierro. Las pérdidas eléctricas aumentan con el ratio del hierro por tener la bobina mayor longitud y precisar de más corriente para alcanzar la densidad de flujo máxima. Las pérdidas eléctricas siguen aumentando con el ratio del hierro hasta alcanzar la fuerza requerida. A partir de este punto, las pérdidas eléctricas empiezan a disminuir al requerirse menor densidad de flujo.

En la figura 3.17(d), se muestra la fuerza magnética resultante en función del ratio del hierro. Para valores pequeños del ratio del hierro, no se puede alcanzar la fuerza requerida. En este caso, se calcula la fuerza máxima que se puede generar con la máxima densidad del flujo.

A partir de la comparación anterior, se puede determinar que los cojinetes de 3 y 4 polos son óptimos desde el punto de vista del tamaño. Al contrario los cojinetes de 6 y 8 polos *horseshoe* necesitan mayor tamaño del estátor pero son óptimos desde el punto de vista de las pérdidas eléctricas.

3.6. Variación de la fuerza con el desplazamiento

Las comparaciones anteriores están desarrolladas en el caso nominal, es decir, cuando el rotor está centrado. Sin embargo, la densidad del flujo es función del entrehierro, como muestran las ecuaciones (3.25), (3.35), (3.46), (3.58), (3.64), (3.78). Por lo tanto, la fuerza magnética va a variar de forma no lineal con el entrehierro. En esta sección, se calcula la fuerza magnética que se puede desarrollar cuando el rotor está desplazado con respecto a su posición de equilibrio. La metodología a seguir consiste en calcular la fuerza magnética que se puede obtener con la corriente disponible en función de la posición del rotor, cuando el rotor se desplaza tanto en la dirección de un polo como en la dirección entre dos polos. En la figura 3.18, se muestra la distribución de la máxima fuerza magnética que se puede obtener cuando el rotor se desplaza en la dirección de un polo para las distintas configuraciones del cojinete magnético, mientras en la figura 3.19 se muestra la distribución de fuerza magnética cuando el rotor se desplaza entre dos polos. En estas figuras se observa como el desplazamiento del rotor con respecto a la posición de equilibrio da lugar a una distorsión significativa de los vectores de fuerza que se pueden obtener, con la particularidad de que se produce una disminución en la fuerza máxima que se puede desarrollar en la dirección adecuada para devolver el rotor a su punto de equilibrio.

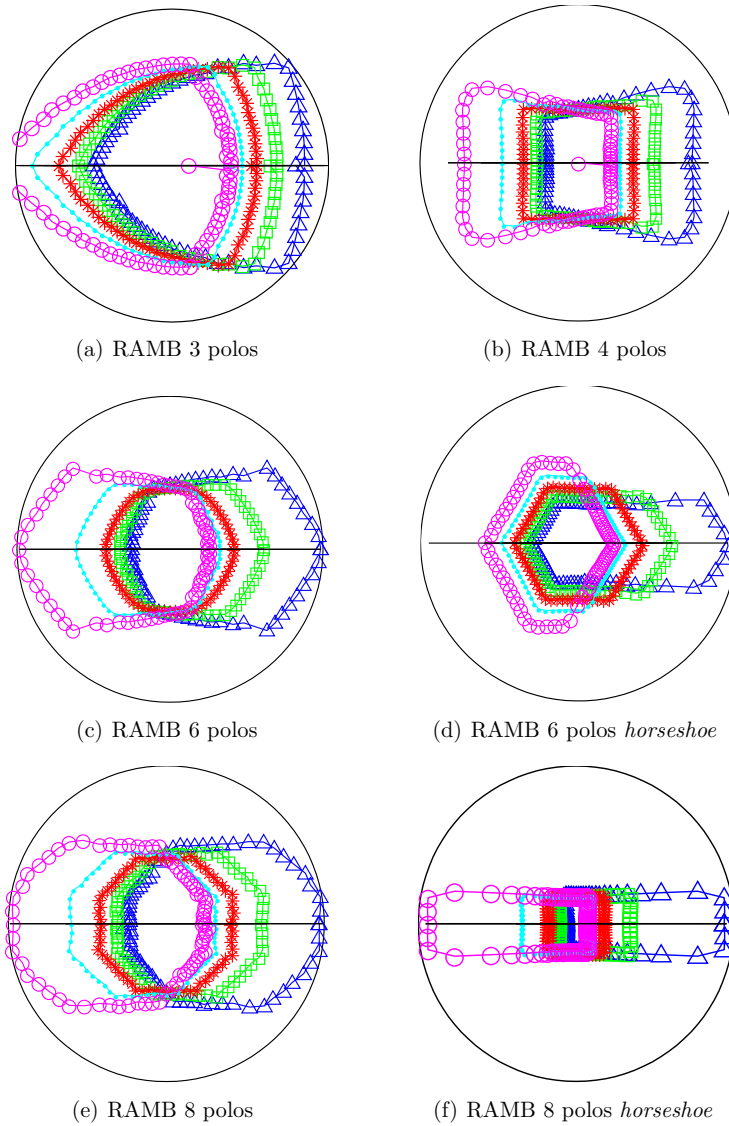


Figura 3.18: Distribución de fuerza magnética para diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales con desplazamientos del rotor en la dirección de un polo = $[-0,4; -0,2; 0; 0,2; 0,4]mm$, siendo el sentido positivo hacia la derecha: (\triangle : $d_x = 0,4mm$; \square : $d_x = 0,2mm$; $*$: $d_x = 0,0mm$; \cdot $-$: $d_x = -0,2mm$; \circ : $d_x = -0,4mm$).

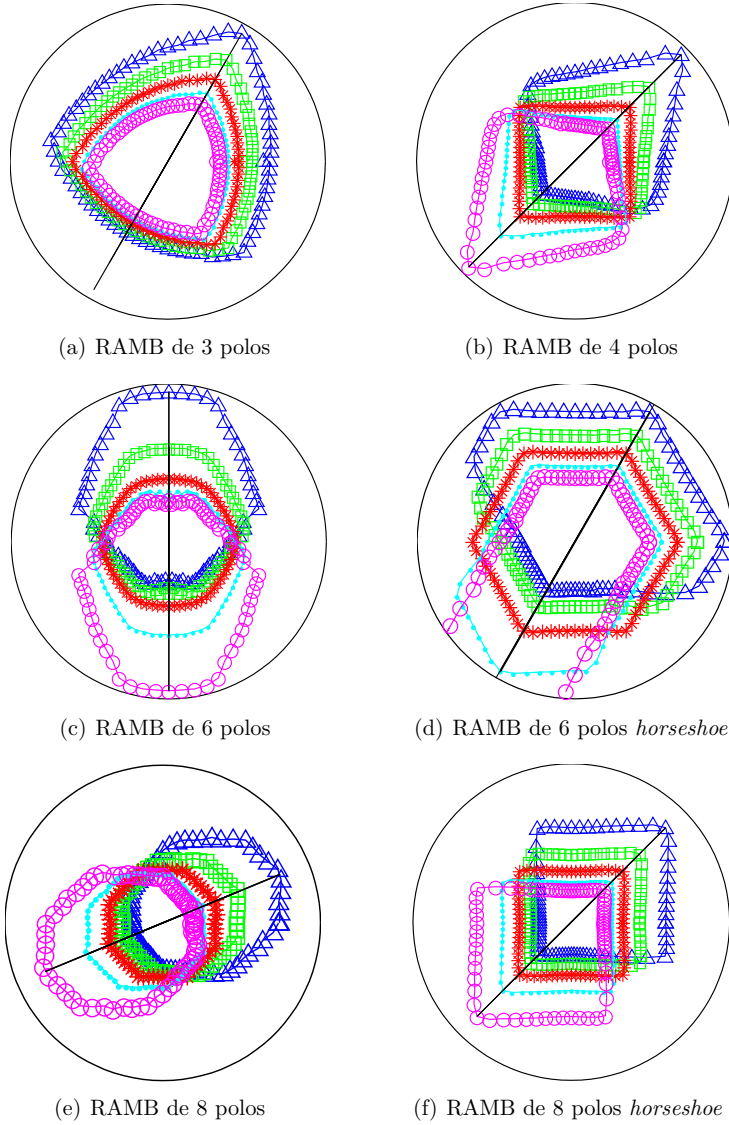


Figura 3.19: Distribución de fuerza magnética para diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales con desplazamientos del rotor en la dirección entre dos polos = $[-0,4; -0,2; 0; 0,2; 0,4]mm$, siendo el sentido positivo hacia la derecha: (\triangle : $d_x = 0,4mm$; \square : $d_x = 0,2mm$; $*$: $d_x = 0,0mm$; \cdot - : $d_x = -0,2mm$; \circ : $d_x = -0,4mm$).

3.6. VARIACIÓN DE LA FUERZA CON EL DESPLAZAMIENTO

Las figuras 3.18 y 3.19 representan la distribución de fuerza para diferentes posiciones del rotor. En realidad, sólo la fuerza magnética en el sentido que permita devolver al rotor a su punto de equilibrio va a ser fuerza útil. Para calcular esta fuerza, se utilizarán las combinaciones de corrientes de la tabla 3.5 cuando el desplazamiento se produce en la dirección de un polo. En las figuras 3.20, 3.21, se muestra la máxima fuerza que se puede generar en la dirección del punto de equilibrio, cuando el desplazamiento se produce en la dirección de un polo, utilizando las corrientes I_m , I_0 respectivamente. La corriente I_m es la corriente con la cual se llega a la saturación del flujo en el caso nominal, mientras que la corriente I_0 es la corriente máxima que admite el cable de la bobina.

	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8
3 polos	1.0	-0.5	-0.5					
4 polos	1.0	-0.5	0.0	-0.5				
6 polos	1.0	-1.0	0.3	0.3	0.3	-1.0		
6 polos H_s	1.0	0.0	0.0					
8 polos	1.0	-1.0	0.5	0.0	0.0	0.0	0.5	-1.0
8 polos H_s	1.0	0.0	0.0	0.0				

Tabla 3.5: Combinaciones de corrientes para obtener el valor de la máxima fuerza hacia el punto de equilibrio para movimiento en la dirección de un polo.

La relación entre la corriente de entrada y la fuerza generada depende de los entrehierros entre el rotor y los polos. En general, cuanto más lejos esté el rotor de un polo, menor fuerza magnética se puede generar para devolver al rotor al punto de equilibrio.

La figura 3.20 muestra las fuerzas magnéticas de las diferentes topologías en función del movimiento del rotor utilizando la corriente que genera la máxima densidad de flujo en el caso nominal, I_m . Se concluye que la fuerza es tanto menor cuanto mayor sea la distancia del rotor al polo. A partir de esta figura, se determina que los cojinetes de 3 polos son los que muestran una menor pérdida de fuerza magnética debido al desplazamiento del rotor.

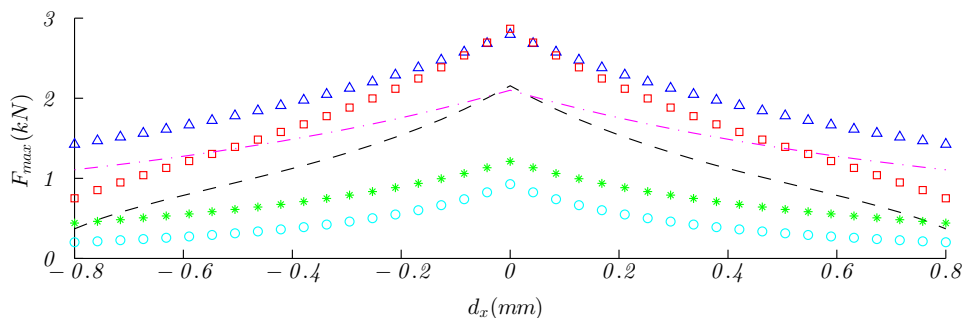


Figura 3.20: Máxima fuerza magnética con corriente I_m en función del movimiento del rotor: (\triangle : 3 polos, \square : 4 polos, $- - -$: 6 polos, $\cdot - \cdot -$: 6 polos *horseshoe*, $*$: 8 polos, \circ : 8 polos *horseshoe*).

La figura 3.21 muestra las fuerzas magnéticas de las diferentes topologías en fun-

ción del desplazamiento del rotor utilizando la máxima corriente que puede circular por la bobina I_0 . A partir de la figura 3.21, se concluye que los cojinetes de 3 y 4 polos proporcionan la máxima densidad de flujo, por tener menor número de polos y por lo tanto, un mayor número de vueltas en la bobina. Por el contrario, los cojinetes de 6 y 8 polos, no tienen ni la corriente ni el número de vueltas suficiente para alcanzar la máxima densidad de flujo.

En las curvas de la figura 3.20, se utilizó la corriente I_m con la que se alcanza la saturación de la densidad de flujo en el caso nominal. Cuando se aumenta el entrehierro debido al desplazamiento del rotor, se necesita más corriente para alcanzar la máxima densidad del flujo. En la figura 3.21, el valor de la corriente se limita a I_0 , la máxima corriente admitida por la sección de cable empleada en la bobina. Utilizando la corriente I_0 , la densidad de flujo se incrementa y, con ello, la fuerza magnética creada aún cuando el rotor se aleja del polo.

A partir de la figura 3.20 se puede comparar la capacidad de la fuerza útil que se pierde con las diferentes topologías al alejar el rotor del centro. Se concluye que aunque los cojinetes de 3 y 4 polos pueden alcanzar más fuerza son las topologías más afectados cuando se aleja el rotor del centro. Sin embargo, esta pérdida de la capacidad de fuerza útil se puede recuperar aumentando el límite de corriente hasta la máxima corriente admitida por la sección de cable empleada en la bobina, I_0 .

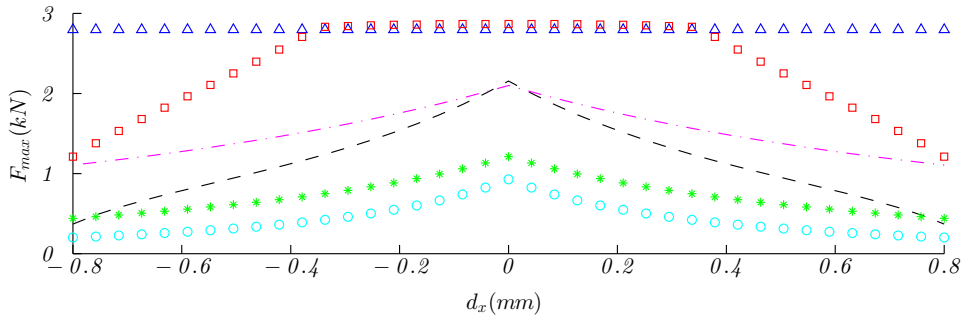


Figura 3.21: Máxima fuerza magnética del cojinete con corriente I_0 en función del movimiento del rotor: (\triangle : 3 polos, \square : 4 polos, $- - -$: 6 polos, $- \cdot - \cdot -$: 6 polos *horseshoe*, $*$: 8 polos, \circ : 8 polos *horseshoe*).

3.7. Conclusiones

En este capítulo se ha definido la geometría de los cojinetes magnéticos radiales. A continuación, se ha desarrollado el modelo magnético para las diferentes topologías y se han obtenido las distribuciones de fuerzas magnéticas para cada topología. A partir de la distribución de fuerza, se concluye que los cojinetes de 3 y 4 polos tienen la máxima fuerza magnética, así como una fuerza magnética más homogénea por unidad de potencia.

En la segunda parte del capítulo, se ha realizado un análisis comparativo entre las diferentes topologías, teniendo en cuenta las restricciones de tamaño, pérdidas eléctricas y fuerza requerida. A partir de este análisis, se concluye que los cojinetes de 3 y 4 polos proporcionan mejores resultados para el caso de tamaños del rotor

pequeños. Por el contrario, los cojinetes de 6 y 8 polos son recomendables para cojinetes de mayor tamaño, por tener menores pérdidas eléctricas. A partir del análisis realizado, se concluye también que la forma de conexión de las bobinas afecta a las pérdidas eléctricas y a la fuerza generada. En los cojinetes de 8 polos, es recomendable utilizar la forma de *horseshoe* para conseguir más fuerza y menores pérdidas. Por el contrario, en los cojinetes de 6 polos, es recomendable utilizar las bobinas separadas manteniendo el equilibrio de las corrientes que pasan por las bobinas.

En la última parte del capítulo, se ha analizado el efecto del desplazamiento del rotor sobre la distribución de fuerzas, así como la máxima fuerza útil con el rotor desplazado. Se concluye que los cojinetes de 3 y 4 polos se ven menos afectados por el desplazamiento del rotor, al tener más densidad del flujo utilizando la máxima corriente permitida por la sección del cable. Si embargo, los cojinetes de 3 y 4 polos son también las topologías más afectadas cuando se aleja el rotor del centro, aunque esta pérdida de la capacidad de fuerza útil se puede compensar utilizando la máxima corriente admitida por la sección de cable empleada en la bobina I_0 .

Capítulo 4

Modelo dinámico del volante de inercia

Índice

- 4.1. **Introducción**
- 4.2. **Descripción del sistema**
- 4.3. **Modelo mecánico**
- 4.4. **Cálculo de las medidas de los sensores**
- 4.5. **Relación entre desplazamientos y entrehierros**
 - 4.5.1. Desplazamiento y entrehierros en coordenadas xy
 - 4.5.2. Desplazamiento y entrehierros en coordenadas uvw
 - 4.5.3. Obtención de los entrehierros para diferentes topologías de cojinetes radiales
- 4.6. **Conclusiones**

4.1. Introducción

En este capítulo se desarrolla el modelo mecánico del movimiento del rotor. El análisis a desarrollar incluye el estudio de los acoplamientos entre los ejes del rotor, así como la relación entre las variables observadas por los sensores de posición y los desplazamientos y rotaciones del rotor. Dicha relación será utilizada en la implementación del control para obtener los desplazamientos y giros del rotor a partir de la lectura de los sensores. Se desarrolla también la relación entre los desplazamientos del rotor y los entrehierros, usada posteriormente en el control de fuerza/flujo para determinar la referencia del lazo interno de corriente.

4.2. Descripción del sistema

En la figura 4.1, se muestra el rotor del volante de inercia disponible en el laboratorio. Para controlar el movimiento radial del rotor, se utilizan dos cojinetes magnéticos radiales: uno en la parte superior y otro en la parte inferior. Los dos cojinetes generan fuerzas magnéticas radiales en los dos planos, F_x^s, F_y^s en la parte superior y F_x^i, F_y^i en la parte inferior. Para generar la fuerza axial F_z^s, F_z^i en la parte superior e inferior respectivamente, se utilizan dos cojinetes axiales. El movimiento del rotor tiene seis grados de libertad, que se pueden modelar mediante la composición de tres movimientos de traslación d_x, d_y, d_z y tres de rotación $\theta_x, \theta_y, \theta_z$. Los cojinetes magnéticos se encargan de controlar cinco de esos seis grados de libertad, siendo el sexto grado de libertad la propia rotación del rotor.

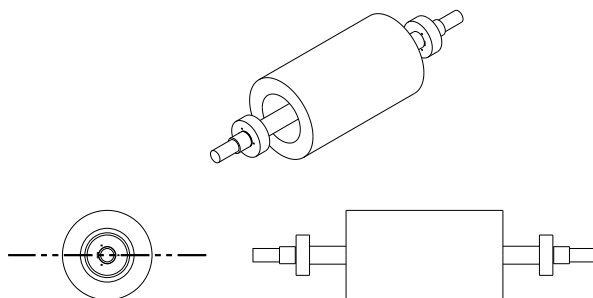


Figura 4.1: El rotor del volante de inercia

4.3. Modelo mecánico

En esta sección se desarrollará el modelo mecánico del rotor. La nomenclatura utilizada se indica en la tabla 4.1

Para desarrollar el modelo mecánico, se considera el movimiento del rotor como la composición de una traslación y una rotación puras, tal y como se muestra en la figura 4.2.

Símbolo	Descripción
Fuerzas y Momentos	
F_x^s, F_y^s, F_z^s	Fuerza magnética de los cojinetes superiores en x, y, z
F_x^i, F_y^i, F_z^i	Fuerza magnética de los cojinetes inferiores en x, y, z
F_x^t, F_y^t, F_z^t	Fuerza magnética que genera traslación pura en x, y, z
F_x^r, F_y^r	Fuerza magnética que genera rotación pura sobre x, y
F_{cp}, F_{cf}	Fuerza centrípeta y fuerza centrífuga
F_x^c, F_y^c	Fuerza centrífuga en coordenadas xy
N_x^F, N_y^F	Momento generado por las fuerza magnéticas sobre los ejes x, y
N_x^G, N_y^G	Momento generado por el efecto giroscópico sobre los ejes x, y
Desplazamientos, Rotaciones	
d_x, d_y, d_z	Desplazamientos del centro del rotor en x, y, z
d_x^s, d_y^s	Desplazamientos del centro del rotor en el plano superior en x, y
d_x^i, d_y^i	Desplazamientos del centro del rotor en el plano inferior en x, y
θ_x, θ_y	Rotaciones del rotor sobre x, y
w_x, w_y	Velocidad de rotaciones del rotor sobre x, y
$x_{r_x}^s, y_{r_x}^s, z_{r_x}^s$	Coordenadas del punto de cruce entre el rotor y línea del sensor superior en x
$x_{r_y}^s, y_{r_y}^s, z_{r_y}^s$	Coordenadas del punto de cruce entre el rotor y línea del sensor superior en y
$x_{r_c}^s, y_{r_c}^s, z_{r_c}^s$	Coordenadas del centro superior del rotor en x, y, z
$x_{r_x}^i, y_{r_x}^i, z_{r_x}^i$	Coordenadas del punto de cruce entre el rotor y línea del sensor inferior en x
$x_{r_y}^i, y_{r_y}^i, z_{r_y}^i$	Coordenadas del punto de cruce entre el rotor y línea del sensor inferior en y
$x_{r_c}^i, y_{r_c}^i, z_{r_c}^i$	Coordenadas del centro inferior del rotor en x, y, z
Coordenadas de sensores	
$x_{s_x}^s, y_{s_x}^s, z_{s_x}^s$	Coordenadas del sensor superior del eje x
$x_{s_y}^s, y_{s_y}^s, z_{s_y}^s$	Coordenadas del sensor superior del eje y
$x_{s_z}^s, y_{s_z}^s, z_{s_z}^s$	Coordenadas del sensor superior del eje z
$x_{s_x}^i, y_{s_x}^i, z_{s_x}^i$	Coordenadas del sensor inferior del eje x
$x_{s_y}^i, y_{s_y}^i, z_{s_y}^i$	Coordenadas del sensor inferior del eje y
Medidas de sensores	
$d_{s_x}^s, d_{s_z}^s, d_{s_y}^s$	Medidas de los sensores superiores en los ejes x, y, z
$d_{s_x}^i, d_{s_y}^i$	Medidas de sensores los inferiores en los ejes x, y
$d_{z_d_x}, d_{z_d_y}$	Efecto de los desplazamientos en los ejes x, y sobre la medida en el eje z
$d_{z_d_x}, d_{z_d_y}$	Efecto de las rotaciones sobre los ejes x, y sobre la medida en el eje z
Parámetros del rotor	
l	Longitud del rotor
R_r	Radio del rotor (al nivel de los sensores)
m	Masa del rotor
I_k	Inercia del rotor respecto al eje z
I_{xy}	Inercia del rotor respecto a los ejes x, y
\vec{r}	Vector del centro de masa del rotor
w_m	Velocidad de giro radial del rotor
α_m	Aceleración de giro radial del rotor
\vec{a}_n	Aceleración normal del rotor
\vec{a}_t	Aceleración tangente del rotor
h_f	Elevación de las fuerzas magnéticas radiales
h_s	Elevación de los sensores de posición radial del rotor
Parámetros de la elipse (Intersección entre el rotor y el plano de sensores)	
x_0^s, y_0^s, z_0^s	Coordenadas del centro de la elipse superior en x, y, z
x_0^i, y_0^i, z_0^i	Coordenadas del centro de la elipse inferior en x, y, z
a, b	Ejes mayor y menor de la elipse
Entrehierros	
$g_{x_0}, g_{y_0}, g_{z_0}$	Entrehierros nominales en los ejes x, y, z
g_x, g_y	Entrehierros en los ejes x, y
g_u, g_v, g_w	Entrehierros en los ejes u, v, w

Tabla 4.1: Parámetros del modelo mecánico del rotor.

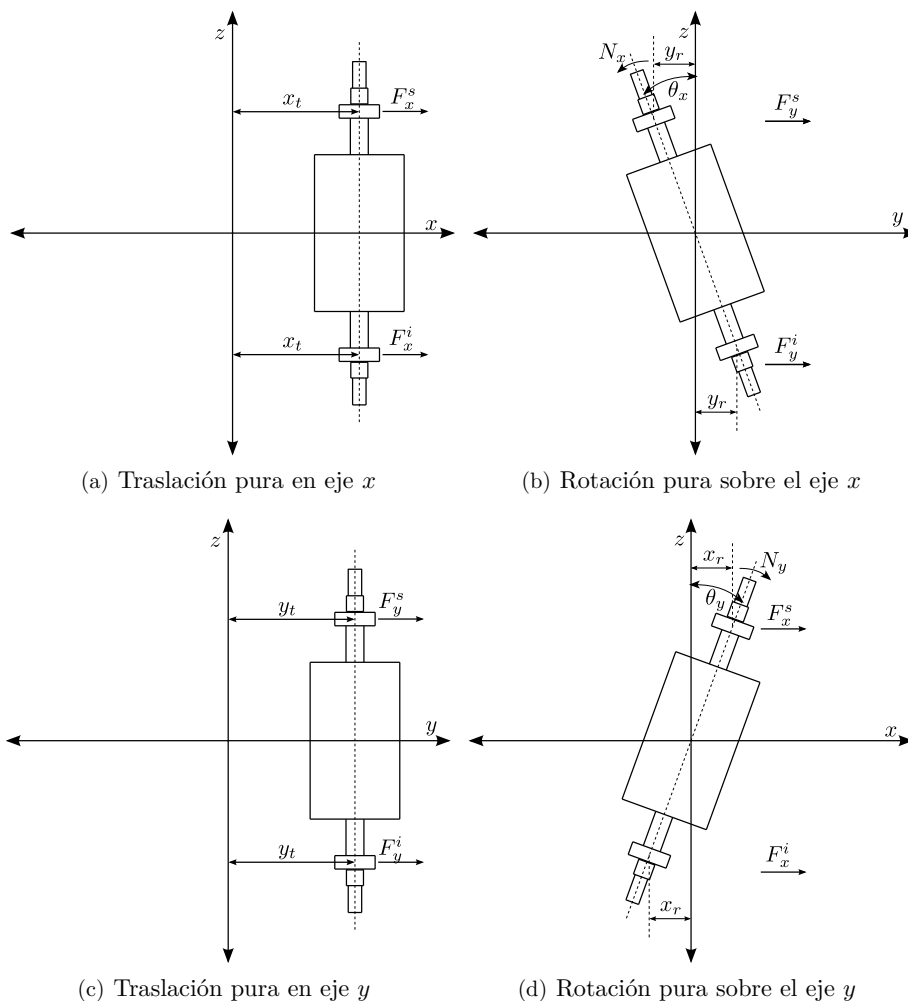


Figura 4.2: Movimientos del rotor.

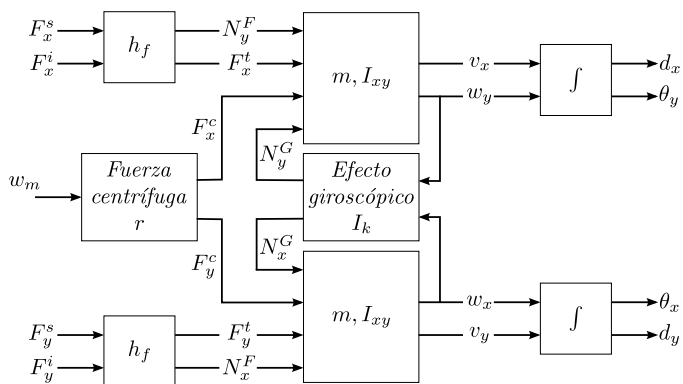


Figura 4.3: Diagrama de bloques simplificado para el modelo mecánico del rotor.

En la figura 4.3, se muestra el diagrama de bloques de modelo mecánico del rotor. Se pueden descomponer las fuerzas magnéticas generadas por los cojinetes en las componentes que generan una traslación pura y las que generan una rotación pura. Se obtienen dichas fuerzas a partir de las ecuaciones (4.1),(4.2),(4.3),(4.4),(4.5).

$$F_x^t = F_x^s + F_x^i \quad (4.1)$$

$$F_x^r = F_x^s - F_x^i \quad (4.2)$$

$$F_y^t = F_y^s + F_y^i \quad (4.3)$$

$$F_y^r = F_y^s - F_y^i \quad (4.4)$$

$$F_z^t = F_z^s - F_z^i \quad (4.5)$$

$$\sum F = ma \quad (4.6)$$

$$\sum M = I\alpha \quad (4.7)$$

Aplicando estas ecuaciones a la figura 4.2, se obtienen las ecuaciones (4.8) a (4.12).

$$F_x^t = m\ddot{d}_x \quad (4.8)$$

$$F_y^t = m\ddot{d}_y \quad (4.9)$$

$$F_z = m\ddot{d}_z \quad (4.10)$$

$$N_x^F + N_x^G = I_{xy}\ddot{\theta}_x \quad (4.11)$$

$$N_y^F + N_y^G = I_{xy}\ddot{\theta}_y \quad (4.12)$$

donde:

$$N_x^F = -F_y^r h_F \quad (4.13)$$

$$N_y^F = F_x^r h_F \quad (4.14)$$

$$N_x^G = -wI_k\dot{\theta}_y \quad (4.15)$$

$$N_y^G = wI_k\dot{\theta}_x \quad (4.16)$$

Utilizando las ecuaciones anteriores, se obtienen los desplazamiento del rotor.

$$\ddot{d}_x = \frac{1}{m}F_x^t \quad (4.17)$$

$$\ddot{d}_y = \frac{1}{m}F_y^t \quad (4.18)$$

$$\ddot{d}_z = \frac{1}{m}F_z^t \quad (4.19)$$

$$\ddot{\theta}_x = \frac{-1}{I_{xy}} [F_y^r h_F + wI_k\dot{\theta}_y] \quad (4.20)$$

$$\ddot{\theta}_y = \frac{1}{I_{xy}} [F_x^r h_F + wI_k\dot{\theta}_x] \quad (4.21)$$

El desequilibrio de la masa del rotor genera una fuerza centrífuga que afecta a la posición del rotor. Dicha fuerza se muestra en la figura 4.4.

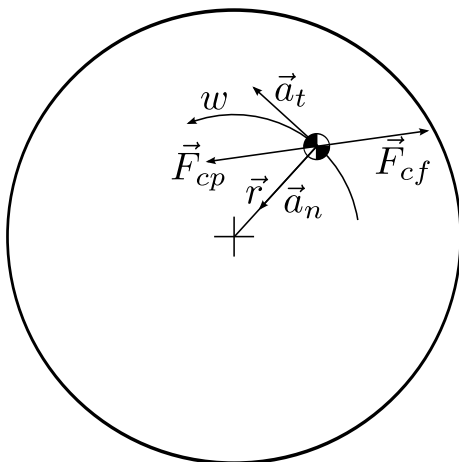


Figura 4.4: Fuerza centrífuga del rotor.

A partir de la figura 4.4, se puede calcular la fuerza centrífuga, la cual vendrá dada por las ecuaciones (4.22), (4.23), (4.24).

$$\vec{a}_n = w^2 r \tag{4.22}$$

$$\vec{a}_t = \alpha r \tag{4.23}$$

$$\alpha = \frac{d}{dt} w \tag{4.24}$$

$$\vec{F}_{cp} = m(\vec{a}_n + \vec{a}_t) \tag{4.25}$$

$$\vec{F}_{cf} = -\vec{F}_{cp} \tag{4.26}$$

A partir de las ecuaciones anteriores, se puede obtener el diagrama de bloques del modelo mecánico del rotor, el cual se muestra en la figura 4.5

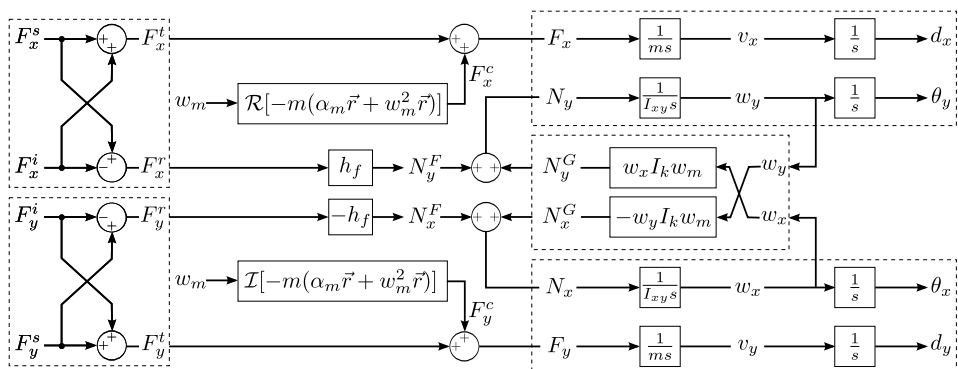


Figura 4.5: Diagrama de bloques del modelo mecánico del rotor.

4.4. Cálculo de las medidas de los sensores

Habitualmente, se asume que los sensores de posición encargados de medir los desplazamientos radiales del rotor se sitúan perpendiculares al eje. También se asume que los sensores de posición encargados de medir los desplazamientos axiales del rotor se sitúan en el mismo eje del rotor. El desalineamiento del rotor con respecto al eje geométrico de los cojinetes va a dar lugar a un error en las medidas de los sensores. En esta sección se desarrollarán las ecuaciones para calcular los desplazamientos exactos a partir de las medidas de los sensores utilizando los ángulos de inclinación del rotor.

Medidas de los sensores en los ejes x, y

Para obtener la medida que proporcionarán los sensores cuando el cojinete se encuentra en una determinada posición, se considera que los sensores se encuentran en un plano horizontal xy coincidente con los ejes radiales. La intersección de este plano con el eje del rotor será una circunferencia cuando los ángulos θ_x y θ_y sean iguales a cero, y una elipse cuando los ángulos sean distintos de cero. Es posible, por tanto, obtener la medida teórica de los sensores cuando los ángulos sean distintos de cero a partir de la ecuación de una elipse (4.27),(4.28).

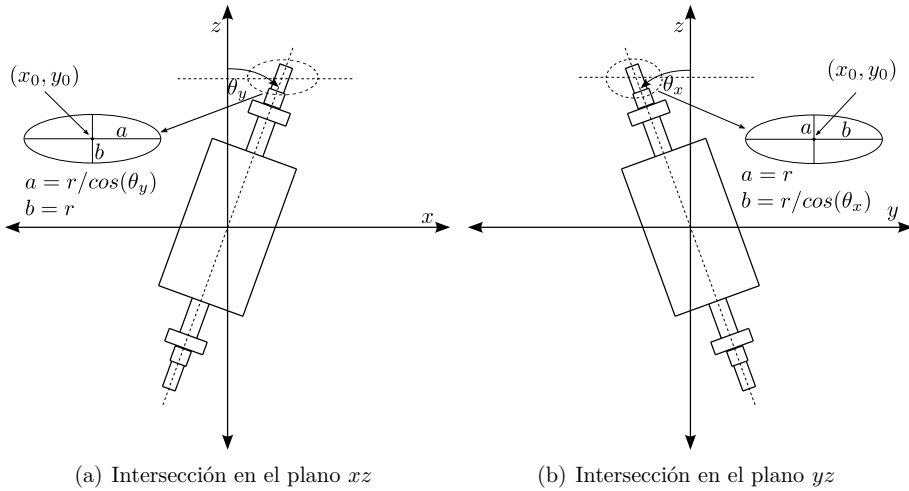


Figura 4.6: Intersección entre el plano de los sensores y el rotor.

$$x(\theta) = x_0 + a \cos(\theta) \quad (4.27)$$

$$y(\theta) = y_0 + b \sin(\theta) \quad (4.28)$$

Para calcular el centro de la elipse, se necesita la ecuación del eje del cilindro, la cual se puede calcular a partir de los puntos superior e inferior, obtenidos aplicando las matrices de rotación y desplazamiento, según las ecuaciones (4.29), (4.30), (4.31), (4.32), (4.33), (4.34).

$$R_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta_x) & -\sin(\theta_x) \\ 0 & \sin(\theta_x) & \cos(\theta_x) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$R_y = \begin{bmatrix} \cos(\theta_y) & 0 & \sin(\theta_y) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\theta_y) & 0 & \cos(\theta_y) \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$R_z = \begin{bmatrix} \cos(\theta_z) & -\sin(\theta_z) & 0 \\ \sin(\theta_z) & \cos(\theta_z) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$\mathbf{R}_{xyz} = R_x R_y R_z \quad (4.32)$$

$$\mathbf{d}_{xyz} = \begin{bmatrix} d_x \\ d_y \\ d_z \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{xyz} & \mathbf{d}_{xyz} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Utilizando la ecuación (4.34), se pueden determinar las coordenadas de los puntos superior e inferior del cilindro. A partir de la ecuación del eje del cilindro, se puede calcular el centro de la elipse superior e inferior substituyendo, respectivamente, con $z_0 = h_s$ y $z_0 = -h_s$, como muestran las ecuaciones (4.35),(4.36),(4.37) para la elipse superior y las ecuaciones (4.38),(4.39),(4.40) para la inferior.

$$m^s = \frac{Z_0^s - z_{rc}^s}{z_{rc}^i - z_{rc}^s} \quad (4.35)$$

$$x_0^s = x_{rc}^s + m^s(x_{rc}^i - x_{rc}^s) \quad (4.36)$$

$$y_0^s = y_{rc}^s + m^s(y_{rc}^i - y_{rc}^s); \quad (4.37)$$

$$m^i = \frac{z_0^i - z_{rc}^s}{z_{rc}^i - z_{rc}^s} \quad (4.38)$$

$$x_0^i = x_{rc}^s + m^i(x_{rc}^i - x_{rc}^s) \quad (4.39)$$

$$y_0^i = y_{rc}^s + m^i(y_{rc}^i - y_{rc}^s); \quad (4.40)$$

A continuación se calculan los ejes mayor y menor en función de las rotaciones sobre los ejes xy , según (4.41),(4.42).

$$a = \frac{R_r}{\cos(\theta_y)} \quad (4.41)$$

$$b = \frac{R_r}{\cos(\theta_x)} \quad (4.42)$$

A partir de los parámetros de la ecuación de la elipse, se puede obtener la misma en forma canónica (4.43).

$$\frac{(x - x_0)^2}{a^2} + \frac{(y - y_0)^2}{b^2} = 1 \quad (4.43)$$

Utilizando esta ecuación, se pueden calcular las coordenadas de los puntos de cruce entre el rotor y la línea del sensor. Para los sensores superiores de x, y , las coordenadas de los puntos de cruce vienen dadas por,

$$x_{r_x}^s = \left[x_0^s + a \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{y_0^s}{b}\right)^2} \right], y_{r_x}^s = 0, z_{r_x}^s = z_{s_x}^s \quad (4.44)$$

$$x_{r_y}^s = 0, y_{r_y}^s = \left[y_0 + b \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{x_0^s}{a}\right)^2} \right], z_{r_y}^s = z_{s_y}^s \quad (4.45)$$

siendo las coordenadas de los puntos de cruce de los sensores inferiores

$$x_{r_x}^i = \left[x_0^i + a \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{y_0^i}{b}\right)^2} \right], y_{r_x}^i = 0, z_{r_x}^i = z_{s_x}^i \quad (4.46)$$

$$x_{r_y}^i = 0, y_{r_y}^i = \left[y_0 + b \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{x_0^i}{a}\right)^2} \right], z_{r_y}^i = z_{s_y}^i \quad (4.47)$$

Una vez se tienen los puntos de cruce entre el rotor y las líneas de los sensores, se pueden calcular las medidas de los sensores a partir de las ecuaciones (4.48), (4.49), (4.50), (4.51), viniendo dados los desplazamientos en los ejes x, y en los planos superior e inferior por (4.52), (4.53), (4.54), (4.53) y los desplazamientos puros y rotaciones puras del rotor según (4.56), (4.57), (4.58), (4.59).

$$d_{s_x}^s = x_{s_x}^s - x_{r_x}^s \quad (4.48)$$

$$d_{s_y}^s = y_{s_y}^s - y_{r_y}^s \quad (4.49)$$

$$d_{s_x}^i = x_{s_x}^i - x_{r_x}^i \quad (4.50)$$

$$d_{s_y}^i = y_{s_y}^i - y_{r_y}^i \quad (4.51)$$

$$d_x^s = g_{x_0} - d_{s_x}^s \quad (4.52)$$

$$d_y^s = g_{y_0} - d_{s_y}^s \quad (4.53)$$

$$d_x^i = g_{x_0} - d_{s_x}^i \quad (4.54)$$

$$d_y^i = g_{y_0} - d_{s_y}^i \quad (4.55)$$

$$d_x = \frac{1}{2}(d_x^s + d_x^i) \quad (4.56)$$

$$d_y = \frac{1}{2}(d_y^s + d_y^i) \quad (4.57)$$

$$\theta_x = \text{atan} \left((d_y^s - d_y^i) / l \right) \quad (4.58)$$

$$\theta_y = \text{atan} \left((d_x^s - d_x^i) / l \right) \quad (4.59)$$

Medidas del sensor en el eje z

Los desplazamientos axiales del rotor están afectados también por la inclinación sobre los otros dos ejes del rotor, puesto que en este caso se tiene una superficie inclinada. A partir de las figuras 4.7(a) y 4.7(b), se puede obtener el efecto de las

4.4. CÁLCULO DE LAS MEDIDAS DE LOS SENSORES

rotaciones del rotor sobre los ejes x, y en la medida del sensor del eje z como se muestra en las ecuaciones (4.60), (4.61).

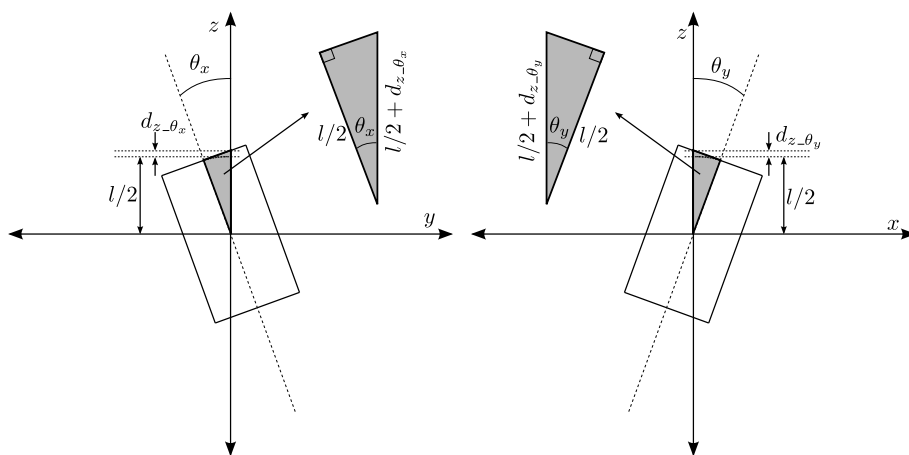
$$d_{z_ \theta_x} = l/2(\sec(\theta_x) - 1) \quad (4.60)$$

$$d_{z_ \theta_y} = l/2(\sec(\theta_y) - 1) \quad (4.61)$$

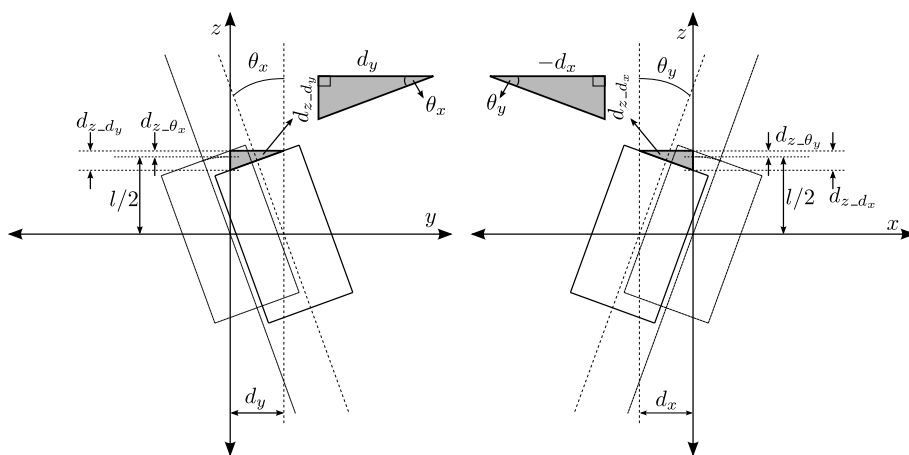
También a partir de las figuras 4.7(d) y 4.7(c), se puede obtener el efecto de los desplazamientos del rotor en los ejes x, y en la medida del sensor del eje z como se muestra en las ecuaciones (4.62), (4.63).

$$d_{z_ d_x} = -d_x \tan(\theta_y) \quad (4.62)$$

$$d_{z_ d_y} = d_y \tan(\theta_x) \quad (4.63)$$



(a) Efecto de la rotación sobre el eje x en la medida del eje z (b) Efecto de la rotación sobre el eje y en la medida del eje z



(c) Efecto de la rotación sobre el eje x y desplazamiento en y en la medida del eje z (d) Efecto de la rotación sobre el eje y y desplazamiento en x en la medida del eje z

Figura 4.7: Efectos de desplazamiento y rotación del rotor en x, y en la medida del eje z .

A partir de las ecuaciones (4.60), (4.61), (4.62), (4.63), se puede definir el desplazamiento en el eje z por (4.64) y se calcula el desplazamiento en el eje z según (4.65).

$$d_{s_z} = z_{s_z}^s - [d_z + d_{z_{\theta_x}} + d_{z_{\theta_y}} - d_{z_{d_x}} - d_{z_{d_y}}] \quad (4.64)$$

$$= z_{s_z}^s - [d_z + l(\sec(\theta_x)/2 + \sec(\theta_y)/2 - 1) + d_x \tan(\theta_y) - d_y \tan(\theta_x)]$$

$$d_z = g_{z0} - d_{s_z} \quad (4.65)$$

A partir de (4.64), se obtiene el error máximo que se producirá cuando el rotor esté centrado respecto al eje z con inclinación máxima sobre los ejes x, y . Substituyendo con los ángulos máximos de inclinación del rotor, el máximo error es igual a $5,2\mu m$, el cual se considera despreciable frente a la precisión proporcionada por el conjunto de los sensores y la etapa posterior de adaptación.

4.5. Relación entre desplazamientos y entrehierros

En esta sección, se desarrolla la relación entre los desplazamiento del rotor y los entrehierros entre el rotor y el estátor. En primer lugar, se desarrollarán las ecuaciones para obtener los entrehierros en coordenadas xy en función de los desplazamientos d_x, d_y . A continuación, se determinarán las transformaciones para obtener los entrehierros en coordenadas uvw . Finalmente, se formulará la relación genérica que permita obtener los entrehierros en diferentes coordenadas aplicable a diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales. En este análisis, se considera que el rotor está desplazado sin inclinación sobre los ejes radiales xy . Por lo tanto la intersección del plano de los sensores en x, y con el eje del rotor será una circunferencia.

4.5.1. Desplazamiento y entrehierros en coordenadas xy

En este apartado, se desarrolla la relación entre los desplazamientos d_x, d_y y los entrehierros en coordenadas xy . La relación geométrica entre los desplazamientos del rotor y otras variables de interés, como el radio del rotor, radio del estátor y el tamaño de los entrehierros en los dos ejes, se muestra en la figura 4.8. Los valores de los entrehierros en coordenadas xy se pueden obtener a partir de la figura 4.8. La relación entre los desplazamientos y entrehierros en coordenadas xy viene dada por (4.66) y (4.67).

$$g_x = g_0 - d_x + x_1 \quad (4.66)$$

$$g_y = g_0 - d_y + y_1 \quad (4.67)$$

Donde g_0 es el entrehierro nominal entre el rotor y el estátor y se puede calcular de la forma (4.68).

$$g_0 = R_{out} - R_{in} \quad (4.68)$$

Los términos x_1, y_1 representan los acoplamientos entre los ejes x, y y se pueden calcular a partir de las ecuaciones (4.69), (4.70).

$$x_1 = R_{in} - \sqrt{R_{in}^2 - d_y^2} \quad (4.69)$$

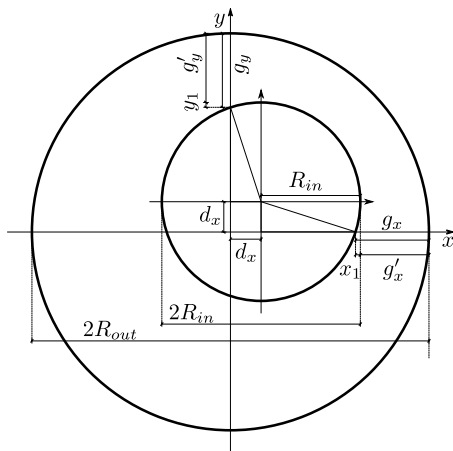


Figura 4.8: Desplazamiento del rotor d_x, d_y y entrehierros entre el rotor y el estátor g_x, g_y en coordenadas xy .

$$y_1 = R_{in} - \sqrt{R_{in}^2 - d_x^2} \quad (4.70)$$

De (4.69) y (4.70), se pueden obtener los valores de los términos x_1, y_1 en función de los desplazamientos en coordenadas xy , como muestra la figura 4.9.

De la figura 4.9 se desprende que los valores de x_1, y_1 son muy pequeños en relación con el desplazamiento en coordenadas xy . Se puede despreciar por tanto este término de la ecuación, con lo que los entrehierros entre el rotor y el estátor en coordenadas xy se pueden escribir finalmente como (4.71), (4.72), donde d_x, d_y son los desplazamientos en coordenadas xy .

$$g_x = g_0 - d_x \quad (4.71)$$

$$g_y = g_0 - d_y \quad (4.72)$$

Este error será más grande cuanto más alejado esté el rotor o, de otra manera, cuanto mayores sean los desplazamientos d_x, d_y . Se puede calcular el valor de este error en tanto por ciento según (4.73), (4.74).

$$Err_{g_x} = \frac{g_x - g'_x}{g_x} \times 100 \% \quad (4.73)$$

$$Err_{g_y} = \frac{g_y - g'_y}{g_y} \times 100 \% \quad (4.74)$$

La representación gráfica de dichos errores se muestra en la figura 4.10.

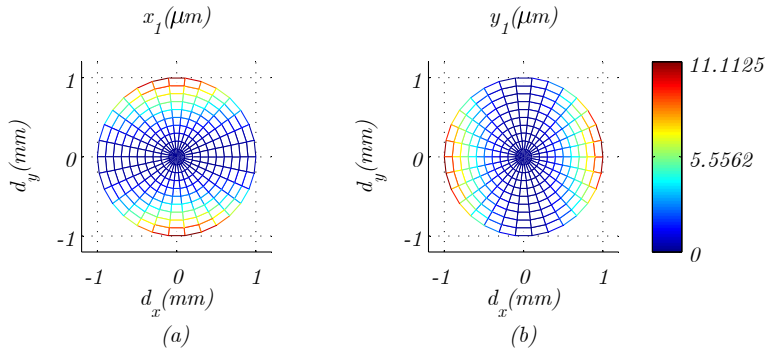


Figura 4.9: Términos de acoplamiento x_1, y_1 entre los desplazamientos d_x, d_y : (a) Variaciones de x_1 en función de d_y a d_x , (b) variaciones de y_1 en función de d_y a d_x .

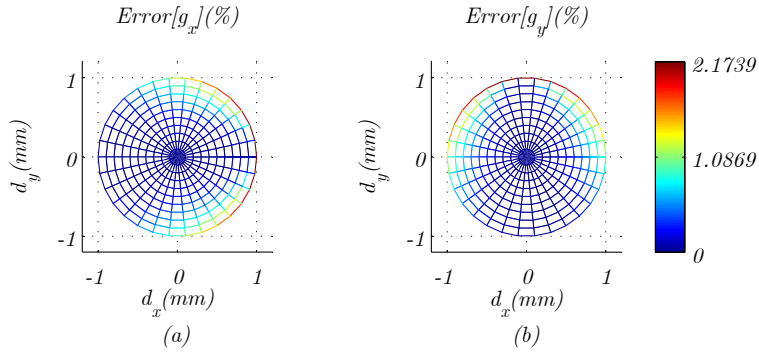


Figura 4.10: Errores en tanto por ciento en los entrehierros en coordenadas xy , en función de los desplazamientos d_x, d_y : (a) Error en tanto por ciento en g_x en función de los desplazamientos d_x, d_y , (b) error en tanto por ciento en g_y en función de los desplazamientos d_x, d_y .

El error cometido sin los términos x_1, y_1 es como máximo un 2,1739% del valor correcto del entrehierro. La figura 4.11 muestra cómo varía el entrehierro en un eje con el movimiento en el eje perpendicular.

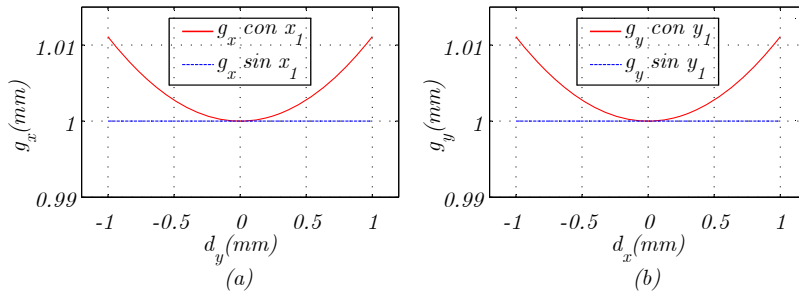


Figura 4.11: Efectos de los términos de acoplamiento x_1, y_1 en los entrehierros en coordenadas xy : (a) Efecto de x_1 sobre g_x , (b) efecto de y_1 sobre g_y .

4.5.2. Desplazamiento y entrehierros en coordenadas uvw

En este apartado, se desarrolla la relación entre los desplazamientos d_x , d_y y los entrehierros en coordenadas uvw . Para obtener los valores de los entrehierros en coordenadas uvw , es necesario obtener primero los desplazamientos del rotor en dichas coordenadas. Los desplazamientos del rotor se pueden obtener simplemente aplicando la transformación de dos a tres coordenadas, según la ecuación (4.75).

$$\mathbf{d}_{uvw} = \mathbf{A}_{xy2uvw} \mathbf{d}_{xy} \quad (4.75)$$

donde \mathbf{A}_{xy2uvw} es la matriz de transformación de dos a tres coordenadas según la ecuación (4.76).

$$\mathbf{A}_{xy2uvw} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0,5 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -0,5 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.76)$$

Los entrehierros entre el rotor y el estátor en coordenadas uvw se pueden calcular a partir de la figura 4.12.

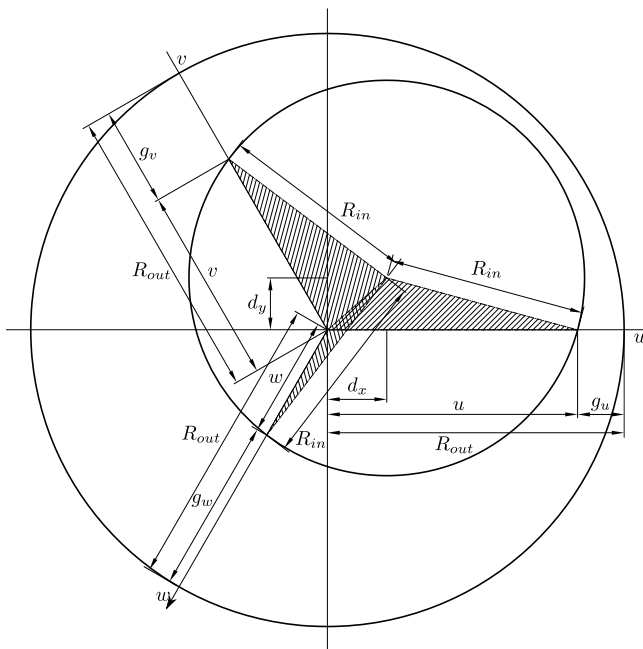


Figura 4.12: Desplazamiento del rotor d_u , d_v , d_w y entrehierros entre el rotor y el estátor g_u , g_v , g_w en coordenadas uvw .

De la figura 4.12 se puede extraer la relación entre los entrehierros y los desplazamientos, como muestran las ecuaciones (4.77), (4.78), (4.79).

$$g_u = R_{out} - u \quad (4.77)$$

$$g_v = R_{out} - v \quad (4.78)$$

$$g_w = R_{out} - w \quad (4.79)$$

Se pueden calcular los valores de los términos u, v, w en las ecuaciones (4.77), (4.78), (4.79) usando los tres triángulos de la figura 4.13.

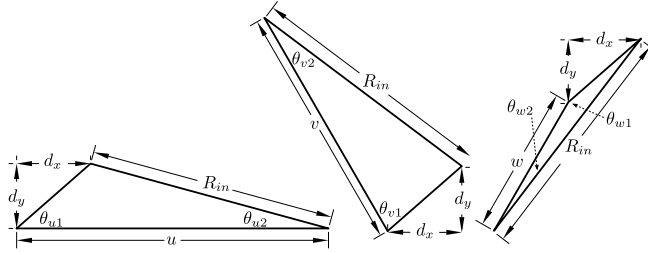


Figura 4.13: Triángulos de los términos u, v, w en coordenadas uvw .

A partir de estos triángulos, se obtienen las ecuaciones (4.80), (4.81), (4.82).

$$\frac{R_{in}}{\sin(\theta_{u1})} = \frac{\sqrt{d_x^2 + d_y^2}}{\sin(\theta_{u2})} = \frac{u}{\sin(\theta_{u1} + \theta_{u2})} \quad (4.80)$$

$$\frac{R_{in}}{\sin(\theta_{v1})} = \frac{\sqrt{d_x^2 + d_y^2}}{\sin(\theta_{v2})} = \frac{v}{\sin(\theta_{v1} + \theta_{v2})} \quad (4.81)$$

$$\frac{R_{in}}{\sin(\theta_{w1})} = \frac{\sqrt{d_x^2 + d_y^2}}{\sin(\theta_{w2})} = \frac{w}{\sin(\theta_{w1} + \theta_{w2})} \quad (4.82)$$

Igualmente, de la figura 4.13 se pueden obtener los valores de los ángulos $\theta_{u1}, \theta_{v1}, \theta_{w1}$, los cuales vienen dados por (4.83), (4.84), (4.85).

$$\theta_{u1} = \tan^{-1}\left(\frac{d_y}{d_x}\right) \quad (4.83)$$

$$\theta_{v1} = 120 - \tan^{-1}\left(\frac{d_y}{d_x}\right) \quad (4.84)$$

$$\theta_{w1} = 120 + \tan^{-1}\left(\frac{d_y}{d_x}\right) \quad (4.85)$$

Los valores de los ángulos $\theta_{u2}, \theta_{v2}, \theta_{w2}$ se pueden calcular a partir de (4.86), (4.87), (4.88).

$$\theta_{u2} = \sin^{-1}\left[\frac{\sqrt{d_x^2 + d_y^2}}{R_{in}} \sin(\theta_{u1})\right] \quad (4.86)$$

$$\theta_{v2} = \sin^{-1}\left[\frac{\sqrt{d_x^2 + d_y^2}}{R_{in}} \sin(\theta_{v1})\right] \quad (4.87)$$

$$\theta_{w2} = \sin^{-1}\left[\frac{\sqrt{d_x^2 + d_y^2}}{R_{in}} \sin(\theta_{w1})\right] \quad (4.88)$$

A partir de (4.80), (4.81), (4.82) se pueden calcular los valores de u, v, w como muestran las ecuaciones (4.89), (4.90), (4.91).

$$u = \frac{\text{asin}(\theta_{u1} + \theta_{u2})}{\sin(\theta_{u1})} R_{in} \quad (4.89)$$

$$v = \frac{\sin(\theta_{v1} + \theta_{v2})}{\sin(\theta_{v1})} R_{in} \quad (4.90)$$

$$w = \frac{\sin(\theta_{w1} + \theta_{w2})}{\sin(\theta_{w1})} R_{in} \quad (4.91)$$

Se pueden obtener los valores de u, v, w en función de d_u, d_v, d_w mediante (4.92), (4.93), (4.94).

$$u = d_u + \sqrt{R_{in}^2 - \frac{1}{3}(d_v - d_w)^2} \quad (4.92)$$

$$v = d_v + \sqrt{R_{in}^2 - \frac{1}{3}(d_u - d_w)^2} \quad (4.93)$$

$$w = d_w + \sqrt{R_{in}^2 - \frac{1}{3}(d_u - d_v)^2} \quad (4.94)$$

Finalmente, los entrehierros entre el rotor y el estátor se pueden calcular a partir de las ecuaciones (4.95), (4.96), (4.97).

$$g_u = g_0 - d_u + u_1 \quad (4.95)$$

$$g_v = g_0 - d_v + v_1 \quad (4.96)$$

$$g_w = g_0 - d_w + w_1 \quad (4.97)$$

En la figura 4.14 se muestran los entrehierros en coordenadas uvw en función de los desplazamientos d_x, d_y .

Los valores de los términos u_1, v_1, w_1 se puede calcular a partir de las ecuaciones (4.98), (4.99), (4.100).

$$u_1 = R_{in} - \sqrt{R_{in}^2 - \frac{1}{3}(d_v - d_w)^2} \quad (4.98)$$

$$v_1 = R_{in} - \sqrt{R_{in}^2 - \frac{1}{3}(d_u - d_w)^2} \quad (4.99)$$

$$w_1 = R_{in} - \sqrt{R_{in}^2 - \frac{1}{3}(d_u - d_v)^2} \quad (4.100)$$

Utilizando estas ecuaciones, se pueden representar los términos u_1, v_1, w_1 en función de los desplazamientos d_x, d_y , como se muestran en la figura 4.15.

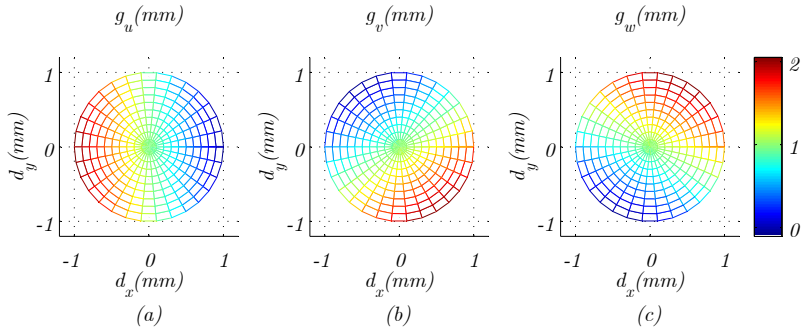


Figura 4.14: Entrehierros g_u, g_v, g_w en coordenadas uvw en función de los desplazamientos d_x, d_y : (a) Entrehierro g_u en función de los desplazamientos d_x, d_y , (b) entrehierro g_v en función de los desplazamientos d_x, d_y , (c) entrehierro g_w en función de los desplazamientos d_x, d_y .

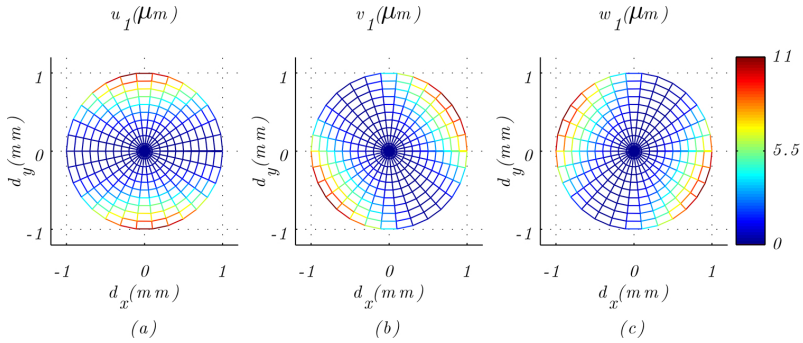


Figura 4.15: Términos de acoplamiento u_1, v_1, w_1 entre los entrehierros g_u, g_v, g_w en coordenadas uvw en función de los desplazamientos d_x, d_y : (a) u_1 en función de los desplazamientos d_x, d_y , (b) v_1 en función de los desplazamientos d_x, d_y , (c) w_1 en función de los desplazamientos d_x, d_y .

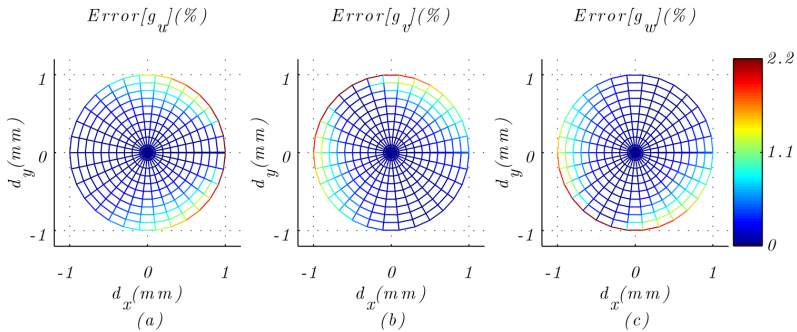


Figura 4.16: Errores en tanto por ciento en los entrehierros g_u, g_v, g_w en coordenadas uvw en función de los desplazamientos: (a) error en g_u en función de d_x, d_y , (b) error en g_v en función de d_x, d_y , (c) error g_w en función de d_x, d_y .

Se observa a partir de las ecuaciones (4.98), (4.99), (4.100) como los valores de u_1, v_1, w_1 son muy pequeños en relación con el desplazamiento. El error entre el cálculo de los entrehierros con y sin los términos u_1, v_1, w_1 corresponde como máximo a un 2,2% de los valores correctos de los entrehierros. La figura 4.16 muestra los errores en los entrehierros.

Según lo discutido previamente, se pueden eliminar estos términos de la ecuación sin cometer un error apreciable, con lo que los entrehierros entre el rotor y el estátor en coordenadas uvw se pueden escribir finalmente como (4.101), (4.102), (4.103).

$$g_u = g_0 - d_u \tag{4.101}$$

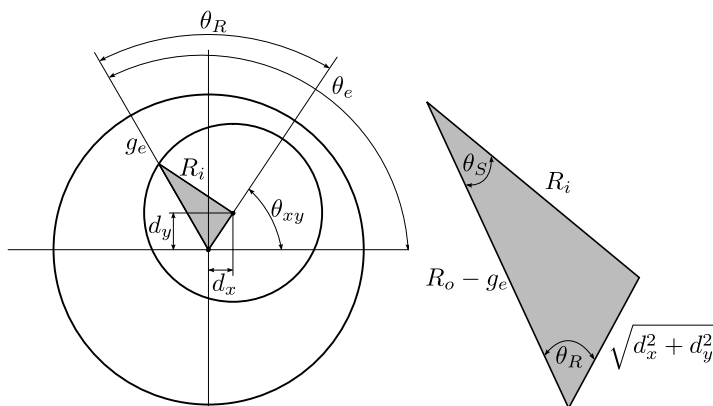
$$g_v = g_0 - d_v \tag{4.102}$$

$$g_w = g_0 - d_w \tag{4.103}$$

4.5.3. Obtención de los entrehierros para diferentes topologías de cojinetes radiales

En la última sección, se han obtenido las ecuaciones que proporcionan los entrehierros en coordenadas uvw para el cojinete tripolar trifásico. En esta sección, se desarrollarán las ecuaciones análogas para el cálculo de los entrehierros en diferentes topologías de cojinetes radiales, en función de los desplazamientos del rotor d_x, d_y y de la posición angular de los polos del cojinete.

La figura 4.17 muestra la geometría del desplazamiento del rotor y el entrehierro en uno de los polos del cojinete con un ángulo θ_e .



(a) Geometría del cojinete con el desplazamiento del rotor (b) Triángulo que relaciona los entrehierros y desplazamientos del rotor

Figura 4.17: Geometría del cojinete para calcular los entrehierros.

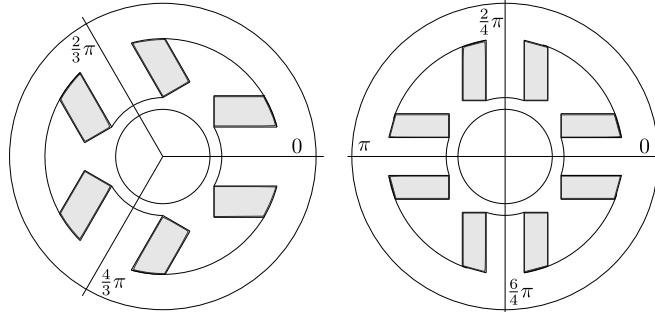
A partir de la figura 4.17(a), se puede obtener el entrehierro para un polo con ángulo θ_e mediante las ecuaciones (4.104), (4.105), (4.106), (4.107). La figura 4.18 muestra los ángulos θ_e de cada polo, para cada una de las topologías de cojinetes radiales.

$$\theta_{xy} = \tan^{-1}(d_y/d_x) \quad (4.104)$$

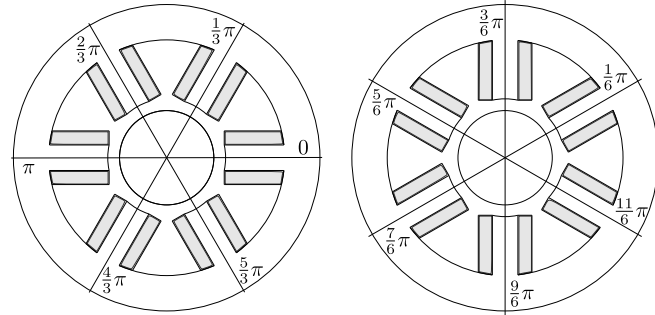
$$\theta_R = |\theta_{xy} - \theta_e| \quad (4.105)$$

$$\theta_S = \sin^{-1} \left(\frac{\sqrt{d_x^2 + d_y^2}}{R_i} \sin(\theta_R) \right) \quad (4.106)$$

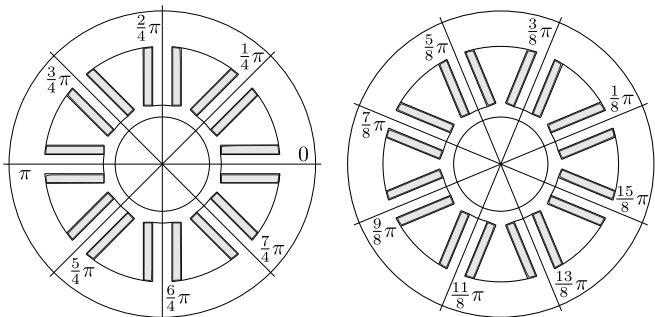
$$g_e = R_o - \left(\frac{\sin(\theta_R + \theta_S)}{\sin(\theta_R)} \right) R_i \quad (4.107)$$



(a) Ejes de cojinetes de 3 polos (b) Ejes de cojinetes de 4 polos



(c) Ejes de cojinetes de 6 polos (d) Ejes de cojinetes de 6 polos *horseshoe*



(e) Ejes de cojinetes de 8 polos (f) Ejes de cojinetes de 8 polos *horseshoe*

Figura 4.18: Ángulos de los entrehierros en diferentes topologías de cojinetes.

4.6. Conclusiones

En este capítulo se ha realizado el modelado mecánico del rotor y analizado las ecuaciones de su movimiento. Se han obtenido las ecuaciones que describen las relaciones entre las fuerzas aplicadas por los cojinetes superior e inferior y la fuerza de traslación y momentos de giro del rotor. Se ha incluido el efecto giroscópico y los acoplamientos entre los ejes, así como el efecto de la fuerza centrífuga debida al movimiento del rotor. Se ha analizado el acoplamiento entre los desplazamientos y las medidas de los sensores. Finalmente, se ha desarrollado un método genérico para obtener las relaciones entre los entrehierros y los desplazamientos para las diferentes topologías analizadas.

Modelado y control del sistema de cojinetes magnéticos

Índice

- 5.1. Introducción**
- 5.2. Diagrama funcional de un cojinete magnético**
- 5.3. Sistemas de coordenadas**
- 5.4. Modelado y control del sistema eléctrico**
 - 5.4.1. Sistema eléctrico de cojinetes magnéticos radiales de 3 polos
 - 5.4.2. Sistema eléctrico de cojinetes magnéticos radiales de 6 polos *horseshoe*
- 5.5. Cálculo de la referencia de corriente**
- 5.6. Control del sistema mecánico del rotor**
 - 5.6.1. Diseño del control PID de posición
 - 5.6.2. Diseño del control posición-velocidad en cascada
- 5.7. Control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos**
 - 5.7.1. Posicionamiento inicial
 - 5.7.2. Comportamiento del control ante perturbaciones periódicas
 - 5.7.3. Control Proporcional-Resonante(PR) para el rechazo de perturbaciones periódicas
 - 5.7.4. Adaptación del control PR para el rechazo de perturbaciones periódicas
 - 5.7.5. Comportamiento del control ante perturbaciones instantáneas
- 5.8. Conclusiones**

5.1. Introducción

En el presente capítulo se aborda el modelado matemático y el diseño del control de un sistema de cojinetes magnéticos radiales empleado en un sistema de almacenamiento de energía cinética. El análisis desarrollado en este capítulo se restringe a las topologías de cojinetes magnéticos radiales de 3 y 6 polos *horseshoe*.

El capítulo desglosa el análisis de este sistema en los subsistemas eléctrico, magnético y mecánico que lo componen, obteniéndose las ecuaciones que describen cada uno de dichos subsistemas y las relaciones entre ellos. Finalmente, se aborda el diseño del control de cada uno de los subsistemas. Por analogía con el estudio de las máquinas de alterna, las derivaciones matemáticas se realizan tanto en coordenadas uvw como, posteriormente, en notación compleja dq . El uso de variables complejas permitirá obtener unas expresiones más compactas y, por lo tanto, más cómodas de utilizar. Se utilizará la nomenclatura dq^s y dq^e para expresar variables en coordenadas estacionarias y síncronas respectivamente.

El capítulo se estructura de la siguiente forma: en primer lugar, se identifican los subsistemas del sistema analizado. A continuación, se indican los sistemas de coordenadas sobre los cuales se realizará el estudio. Se indica la ecuación que rige el funcionamiento del circuito eléctrico, considerándolo alimentado desde una fuente de tensión y se desarrollará el control de corriente para las dos topologías. Posteriormente, se analiza el cálculo de la referencia de corriente a partir del modelo magnético desarrollado en el Capítulo 3, para las distintas alternativas de cojinetes magnéticos radiales. A continuación, se desarrollará el control del modelo mecánico. Finalmente, se aplicará el control al sistema de cojinetes magnéticos y se realizará el análisis sobre el comportamiento del control ante distintos tipos de perturbaciones.

La nomenclatura utilizada se indica en la tabla 5.1, las características de las variables del cojinete se muestran en la tabla 5.2.

5.2. Diagrama funcional de un cojinete magnético

Cómo se ha dicho, el uso de cojinetes magnéticos en máquinas rotativas permite soportar el rotor sin contacto físico. Igualmente, se ha comentado que existen diferentes topologías o configuraciones. En este capítulo se desarrolla el modelo dinámico de un sistema de cojinetes magnéticos trifásico tripolar y de un sistema de 6 polos *horseshoe*.

En la descripción funcional de un sistema de cojinetes magnéticos, se pueden distinguir tres sistemas principales: el sistema eléctrico, el sistema magnético y el sistema mecánico, como se muestra en la figura 5.1.

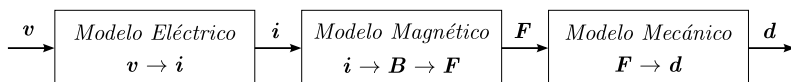


Figura 5.1: Diagrama funcional de un sistema de cojinetes magnéticos.

Símbolo	Descripción
Coordenadas	
xy	Coordenadas ortogonales de variables mecánicas
uvw	Coordenadas trifásicas separadas con 120°
dq^s	Coordenadas ortogonales estacionarias de variables eléctricos
dq^e	Coordenadas ortogonales síncronas de variables eléctricos
Matrices de transformación	
A_{dq2uvw}	Matriz de transformación de coordenadas dq^s a coordenadas uvw
A_{uvw2dq}	Matriz de transformación de coordenadas uvw a coordenadas dq^s
$A_{dq^s2dq^e}$	Matriz de transformación de coordenadas dq^s a coordenadas dq^e
$A_{dq^e2dq^s}$	Matriz de transformación de coordenadas dq^e a coordenadas dq^s
VARIABLES ELÉCTRICAS	
i_{uvw}	Vector de corriente en coordenadas uvw
v_{uvw}	Vector de tensión en coordenadas uvw
R_{uvw}	Matriz de resistencias en coordenadas uvw
L_{uvw}	Matriz de inductancias en coordenadas uvw
i_{dq^s}, i_{dq^e}	Vector de corriente en coordenadas dq^s y dq^e
v_{dq^s}, v_{dq^e}	Vector de tensión en coordenadas dq^s y dq^e
R_{dq^s}, R_{dq^e}	Matriz de resistencias en coordenadas dq^s y dq^e
L_{dq^s}, L_{dq^e}	Matriz de inductancias en coordenadas dq^s y dq^e
L_{dq0^s}, L_{dq0^e}	Matriz de inductancias en el caso nominal ($g_{u,v,w} = g_0$) en coordenadas dq^s y dq^e
Funciones de transferencia y ganancias del control	
G_{pe}	Función de transferencia del proceso eléctrico
G_{pe0}	Función de transferencia del proceso eléctrico en el caso nominal
G_{ce}	Función de transferencia del control del proceso eléctrico
K_{pe}, K_{ie}	Ganancias del control PI del proceso eléctrico
w_e	Ancho de banda del control del proceso eléctrico
K_a	Ganancia de la realimentación del <i>anti-windup</i> de la acción integral del control del proceso eléctrico
K_{pt}, K_{it}, K_{dt}	Ganancias del control PID del modelo mecánico (Traslación)
K_{pr}, K_{ir}, K_{dr}	Ganancias del control PID del modelo mecánico (Rotación)
K_{pp}, K_{pv}, K_{iv}	Ganancias del control posición-velocidad en cascada
w_{vt}, w_{vt}	Ancho de banda del control del proceso eléctrico
VARIABLES DEL COJINETE	
g_0	Entrehierro nominal
d_x, d_y	Desplazamientos en los ejes x, y
N	Número de vueltas de la bobina

Tabla 5.1: Variables del modelado del sistema de cojinetes magnéticos.

Variable	Valor
Radio del rotor R_r	45mm
Radio del estátor R_s	46mm
Ratio del hierro k_i	66 %
Factor de relleno k_f	$\pi/4$
Ratio entre la longitud del polo y la bobina k_l	60 %
Diámetro del cable de bobina D_w	2mm
Altura del polo h	30mm
Densidad máxima de corriente J_0	$5 \cdot 10^6 A/m$

Tabla 5.2: Características del cojinete magnético.

Sistema eléctrico: El sistema eléctrico relaciona la tensión aplicada al circuito con la corriente circulante por las fases del cojinete. El sistema eléctrico de un cojinete radial trifásico tripolar contiene tres bobinas, conectadas habitualmente en forma de estrella. Las tres bobinas están físicamente separadas un ángulo de 120° . En el caso del cojinete radial de 6 polos *horseshoe*, existen 6 bobinas, actuando cada dos bobinas como un polo. En este caso, no hay acoplamiento eléctrico entre los polos y, considerando únicamente el camino magnético del flujo principal, no existe tampoco acoplamiento magnético.

Sistema magnético: El sistema magnético relaciona las intensidades circulantes por las fases del cojinete con las fuerzas de atracción generadas sobre el rotor. Las corrientes circulan por las bobinas y producen flujos magnéticos que abarcan el estator y el rotor del cojinete. Como resultado de dichos flujos, se producen unas fuerzas de atracción que permiten actuar sobre la posición del rotor.

Sistema mecánico: El sistema mecánico queda descrito por la función de transferencia resultante entre las fuerzas magnéticas creadas por el campo magnético y los desplazamientos provocados en el rotor.

5.3. Sistemas de coordenadas

Los sistemas trifásicos se representan generalmente en un sistema de coordenadas uvw . Sin embargo, dado el acoplamiento de tres vectores en un plano, esta representación se puede simplificar mediante una proyección sobre dos ejes ortogonales, dq^s . Además, el sistema de referencia se puede hacer síncrono con alguna de las variables, definiendo de este modo el sistema de referencia dq^e . En las derivaciones realizadas en este capítulo, se proponen las expresiones de variables eléctricas y magnéticas tanto en coordenadas uvw como dq^s y dq^e . Además, se utilizará el sistema de coordenadas xy , coincidente con el sistema dq^s , para expresar las variables de desplazamiento. La representación gráfica de los diferentes sistemas de coordenadas propuestos se muestra en la figura 5.2.

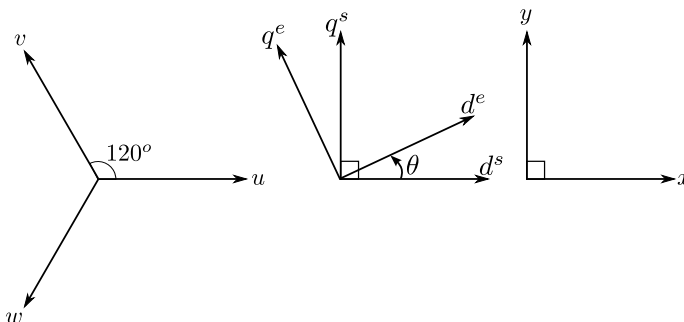


Figura 5.2: Sistemas de coordenadas.

A partir de la figura 5.2, se pueden obtener las matrices de transformación correspondientes. La matriz de transformación de 2 a 3 coordenadas viene dada por la ecuación (5.1), siendo la matriz de transformación de 3 a 2 coordenadas (5.2).

La matriz de transformación de dq^s a dq^e viene dada por la ecuación (5.3), siendo la matriz de transformación de dq^e a dq^s (5.4). Se utilizan las coordenadas xy para expresar las variables mecánicas como las fuerzas y desplazamientos, mientras que las coordenadas dq^s , dq^e se utilizan para las variables eléctricas como las corrientes y tensiones. Las coordenadas uvw se utilizan para expresar los componentes de las variables en las tres fases u , v , w , tanto para las variables eléctricas como para las mecánicas.

$$\mathbf{A}_{dq2uvw} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0,5 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -0,5 & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{A}_{uvw2dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$\mathbf{A}_{dqs2dqe} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{A}_{dqe2dqs} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

5.4. Modelado y control del sistema eléctrico

En este apartado se extraen las ecuaciones del sistema eléctrico y se desarrolla el modelo matemático, tanto para cojinetes de 3 polos como de 6 polos *horseshoe*. También se realizará el diseño del control del modelo eléctrico para las dos topologías. La figura 5.3 muestra el diagrama de bloques del control de corriente.

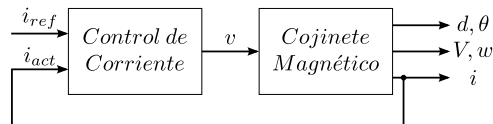


Figura 5.3: Diagrama de bloques del control de corriente.

5.4.1. Sistema eléctrico de cojinetes magnéticos radiales de 3 polos

En este apartado se diseña el control del modelo eléctrico de cojinetes de 3 polos. Utilizando las características del cojinete mostradas en la tabla 5.2, se pueden obtener las características del cojinete de 3 polos, como se muestra en la tabla 5.3.

Sistema eléctrico en coordenadas uvw

La figura 5.4 muestra la disposición de las tres fases del cojinete magnético. Suponiendo que cada una de las fases tiene una componente resistiva y una componente inductiva, el sistema eléctrico puede describirse en forma de ecuación diferencial (5.5), la cual puede reescribirse como (5.6).

Variable	Valor
Área de aplicación de la fuerza magnética A_f	15cm^2
Número de vueltas en la bobina N	194
Resistencia de la bobina R	$0,26\Omega$
Inductancia nominal L_0	$70,9\text{mH}$

Tabla 5.3: Características del cojinete magnético de 3 polos.

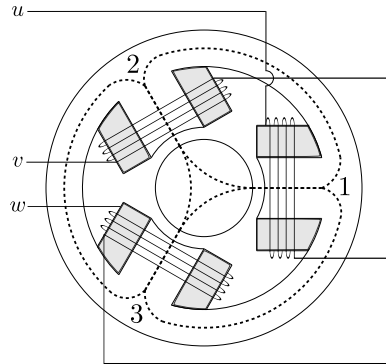


Figura 5.4: Conexión de los devanados del cojinete magnético radial de 3 polos.

$$\mathbf{v}_{uvw} = \mathbf{R}_{uvw}\mathbf{i}_{uvw} + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}_{uvw}\mathbf{i}_{uvw}) \quad (5.5)$$

$$\mathbf{v}_{uvw} = \mathbf{R}_{uvw}\mathbf{i}_{uvw} + \mathbf{L}_{uvw}\frac{d}{dt}(\mathbf{i}_{uvw}) + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}_{uvw})\mathbf{i}_{uvw} \quad (5.6)$$

Los términos \mathbf{R}_{uvw} y \mathbf{L}_{uvw} son las matrices de resistencias e inductancias, las cuales vienen definidas por las ecuaciones (5.7), (5.8).

$$\mathbf{R}_{uvw} = \begin{bmatrix} R_u & 0 & 0 \\ 0 & R_v & 0 \\ 0 & 0 & R_w \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$\mathbf{L}_{uvw} = \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

En el caso de que el término resistivo sea igual para las tres fases, $R_u = R_v = R_w = R$, se obtiene la ecuación (5.9).

$$\mathbf{R}_{uvw} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

A partir de la ecuación de las inductancias (3.26) y de las ecuaciones del sistema mecánico (4.101), (4.102), (4.103), eliminando los términos u_1, v_1, w_1 y substituyendo los desplazamientos d_u, d_v, d_w por los desplazamientos d_x, d_y , se pueden calcular las inductancias en coordenadas uvw en función de los desplazamientos en coordenadas xy , ecuación (5.10).

$$\mathbf{L}_{uvw} = \frac{2}{3} \frac{N^2 \mu_0 A}{g_0^2 - \frac{1}{4}(d_x^2 + d_y^2)}$$

$$\begin{bmatrix} g_0 + \frac{1}{2}d_x & -\frac{1}{2}(g_0 + \frac{1}{2}d_x + \frac{\sqrt{3}}{2}d_y) & -\frac{1}{2}(g_0 + \frac{1}{2}d_x - \frac{\sqrt{3}}{2}d_y) \\ -\frac{1}{2}(g_0 + \frac{1}{2}d_x + \frac{\sqrt{3}}{2}d_y) & g_0 - \frac{1}{2}(\frac{1}{2}d_x + \frac{\sqrt{3}}{2}d_y) & -\frac{1}{2}(g_0 - d_x) \\ -\frac{1}{2}(g_0 + \frac{1}{2}d_x - \frac{\sqrt{3}}{2}d_y) & -\frac{1}{2}(g_0 - d_x) & g_0 - \frac{1}{2}(\frac{1}{2}d_x - \frac{\sqrt{3}}{2}d_y) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

De la ecuación (5.10), se pueden obtener las inductancias en coordenadas uvw en función de los desplazamientos en coordenadas xy , tal y como se muestra en la figura 5.5.

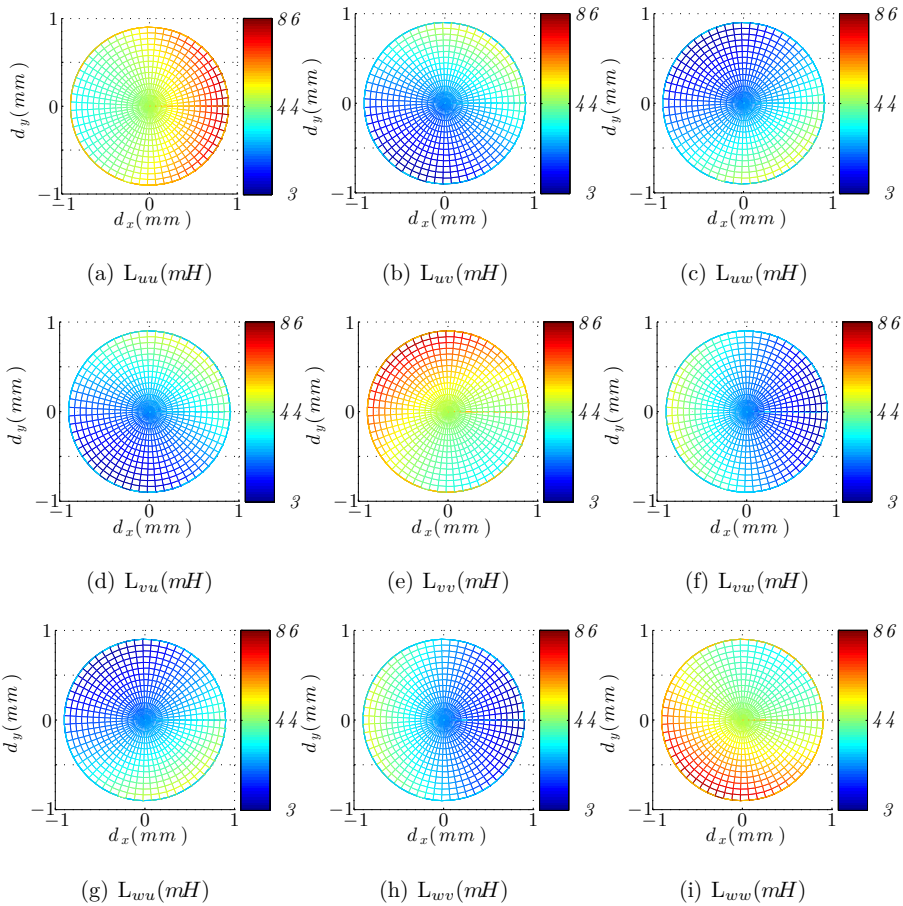


Figura 5.5: Inductancias en coordenadas uvw : (a) Inductancia en la fase u , (b) Inductancia mutua entre las fases u, v , (c) Inductancia mutua entre las fases u, w , (d) Inductancia mutua entre las fases u, v , (e) Inductancia en la fase v , (f) Inductancia mutua entre las fases v, w , (g) Inductancia mutua entre las fases u, w , (h) Inductancia mutua entre las fases v, w , (i) Inductancia en la fase w .

Sistema eléctrico en coordenadas dq^s

Mediante las matrices de transformación \mathbf{A}_{uvw2dq} y \mathbf{A}_{dq2uvw} , se puede convertir el modelo eléctrico de coordenadas uvw a coordenadas dq^s . La ecuación diferencial de modelo eléctrico en coordenadas dq^s se muestra en la ecuación (5.11).

$$\mathbf{v}_{dq^s} = \mathbf{R}_{dq^s} \mathbf{i}_{dq^s} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{dq^s} \mathbf{i}_{dq^s}) \quad (5.11)$$

donde, \mathbf{v}_{dq^s} e \mathbf{i}_{dq^s} son los vectores de tensión y corriente respectivamente obtenidos mediante (5.12) y (5.13).

$$\mathbf{v}_{dq^s} = \mathbf{A}_{uvw2dq} \mathbf{v}_{uvw} \quad (5.12)$$

$$\mathbf{i}_{dq^s} = \mathbf{A}_{uvw2dq} \mathbf{i}_{uvw} \quad (5.13)$$

donde \mathbf{R}_{dq^s} , \mathbf{L}_{dq^s} son matrices de las resistencias e inductancias en coordenadas dq^s , las cuales están definidas por las ecuaciones (5.14), (5.15).

$$\mathbf{R}_{dq^s} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}R_u + \frac{1}{6}(R_v + R_w) & \frac{\sqrt{3}}{6}(R_w - R_v) \\ \frac{\sqrt{3}}{6}(R_w - R_v) & \frac{1}{2}(R_v + R_w) \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

$$\mathbf{L}_{dq^s} = \mathbf{A}_{uvw2dq} \mathbf{L}_{uvw} \mathbf{A}_{dq2uvw} \quad (5.15)$$

En el caso de que $R_u = R_v = R_w = R$, la matriz de resistencias viene dada por (5.16).

$$\mathbf{R}_{dq^s} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Aplicando las matrices de transformación (5.2), la relación entre las inductancias en coordenadas dq^s y los entrehierros en coordenadas uvw vendrá dada por la ecuación (5.17).

$$\mathbf{L}_{dq^s} = \frac{N^2 \mu_0 A}{(g_u g_v + g_v g_w + g_w g_u)} \begin{bmatrix} \frac{3}{2}(g_v + g_w) & \frac{\sqrt{3}}{2}(g_v - g_w) \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(g_v - g_w) & 2g_u + \frac{1}{2}(g_v + g_w) \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

A partir de la ecuación de inductancias en coordenadas uvw , los desplazamientos en coordenadas xy y las matrices de transformación \mathbf{A}_{dq2uvw} , \mathbf{A}_{uvw2dq} , se pueden calcular las inductancias en coordenadas dq^s en función de los desplazamientos en coordenadas xy , obteniéndose (5.18).

$$\mathbf{L}_{dq^s} = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_0^2 - \frac{1}{4}(d_x^2 + d_y^2)} \begin{bmatrix} g_0 + \frac{1}{2}d_x & -\frac{1}{2}d_y \\ -\frac{1}{2}d_y & g_0 - \frac{1}{2}d_x \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

A partir de (5.18) se pueden obtener las inductancias en coordenadas dq^s en función de los desplazamientos d_x, d_y , como muestra la figura 5.6.

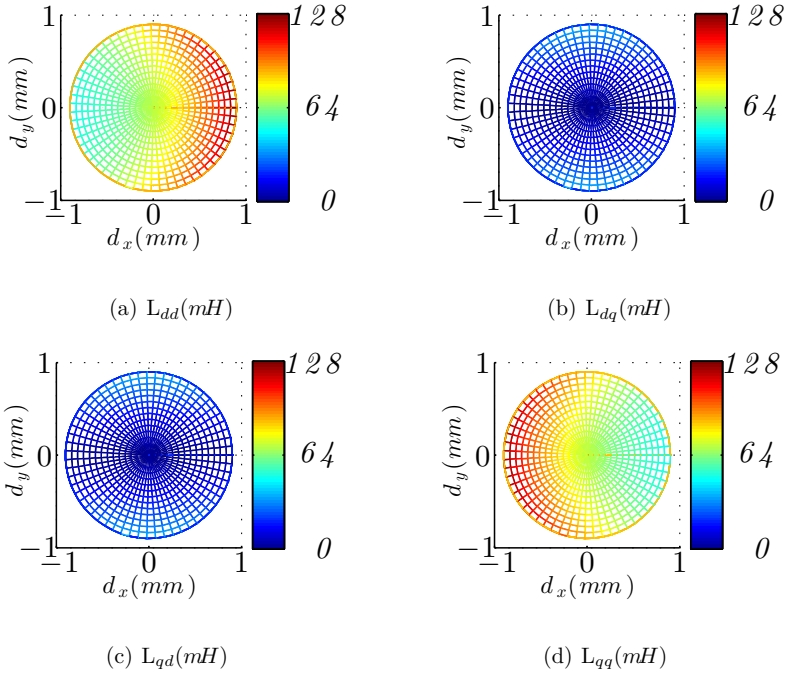


Figura 5.6: Inductancias en coordenadas dq^s en función de los desplazamientos d_x, d_y : (a) Inductancia equivalente en el eje d^s , (b) Inductancia mutua equivalente entre los ejes d^s, q^s , (c) Inductancia mutua equivalente entre los ejes d^s, q^s , (d) Inductancia equivalente en el eje q^s .

Diseño del control del sistema eléctrico

En este apartado se diseñará el control del sistema eléctrico aislado, es decir, desacoplando la interacción con los sistemas magnético y mecánico, para un cojinete magnético trifásico tripolar. Al no tener en cuenta el sistema mecánico, se asume que las inductancias permanecen constantes y, por lo tanto, no se considera la fuerza contra electromotriz. El diseño del control se realizará en coordenadas dq^s , por lo que se utilizarán los modelos de los sistemas del cojinete en coordenadas dq^s . La función de transferencia correspondiente vendrá dada por la ecuación (5.19).

$$G_{pe} = \frac{1}{\mathbf{L}_{dq^s s} + \mathbf{R}_{dq^s}} \quad (5.19)$$

En la sección anterior, se han analizado las variaciones de las inductancias moviendo el rotor. A partir de estos resultados, se puede deducir que no hay acoplamiento entre los dos ejes ya que las inductancias mutuas (L_{dq^s}, L_{qd^s}) son muy pequeñas y se pueden despreciar. Esto permite separar el sistema eléctrico en dos sistemas independientes, lo que facilita el diseño del control.

A partir de las ecuaciones anteriores, se puede analizar el comportamiento del sistema eléctrico para diferentes posiciones del rotor. La figura 5.7 muestra la respuesta del sistema eléctrico ante una entrada escalón unitario de tensión para un eje, siendo el comportamiento del otro eje idéntico.

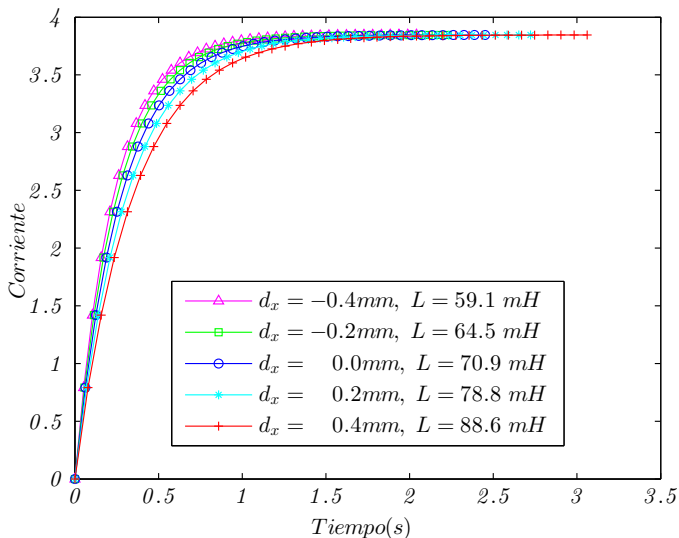


Figura 5.7: Respuesta del sistema eléctrico ante una entrada escalón unitario de tensión para distintas posiciones del rotor.

El sistema de control se diseñará en principio para trabajar en el punto de equilibrio, es decir, cuando el rotor se encuentra en el centro del estátor. Asumiendo esto, se pueden calcular los valores de las inductancias en coordenadas dq^s en el caso nominal mediante la ecuación (5.20).

$$\mathbf{L}_{dq_0^s} = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_0} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

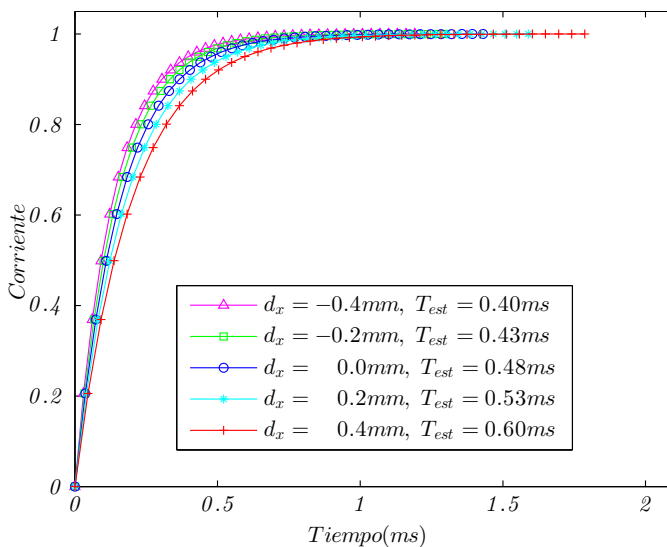


Figura 5.8: Respuesta del control del sistema eléctrico para distintas posiciones del rotor.

En este caso se puede presentar el modelo eléctrico mediante dos funciones de transferencia independientes (5.21).

$$G_{pe0}(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (5.21)$$

A partir de la ecuación (5.21) se puede determinar que el proceso eléctrico tiene un único polo en $s = -R/L$. El sistema de control se realiza mediante el método de cancelación de polos. Para ello, se utiliza un regulador PI en el cual el cero se utilizará para cancelar el polo del sistema y el polo en cadena cerrada se situará en la posición requerida para cumplir las especificaciones de ancho de banda. La expresión utilizada para el regulador se muestra en la ecuación (5.22)

$$G_{ce}(s) = K_{pe} + \frac{K_{ie}}{s} \quad (5.22)$$

A partir de las ecuaciones (5.19), (5.22) se observa que para cancelar el polo del sistema, las ganancias K_{ie} , K_{pe} se ajustan como (5.23), (5.24), donde w_e es el ancho de banda del control de corriente en rad/s.

$$K_{pe} = Lw_e \quad (5.23)$$

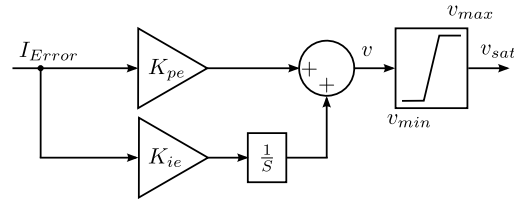
$$K_{ie} = R w_e \quad (5.24)$$

Sintonizando el control del sistema eléctrico para un ancho de banda de $1kHz$, ajustado con el valor nominal de la inductancia, en la figura 5.8 podemos ver el comportamiento del control del modelo eléctrico en diferentes posiciones del rotor.

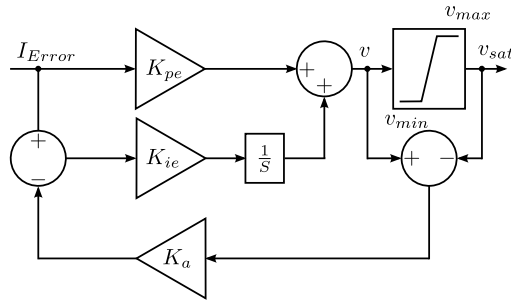
De la figura 5.8, se pueden estimar las características de la respuesta dinámica del control del sistema eléctrico. El tiempo de establecimiento para llegar al 95% del régimen permanente en el caso del rotor en la posición nominal es de $0,48msec$.

Es importante analizar, además de la respuesta, la acción de control. Dada la limitación impuesta por el valor máximo de tensión que se puede aplicar a la bobina, igual a la mitad de la tensión del bus del inversor cuando se utiliza una modulación seno-triángulo, va a ser necesario tener en cuenta la limitación de la acción de control. Esta limitación requerirá la implementación de un mecanismo de *anti wind-up*, para evitar un aumento incontrolado de la variable de salida de la acción integral del regulador, tal y como se muestra en el esquema de la figura 5.9.

En la implementación digital, se utilizarán referencias realizables como mecanismo *anti wind-up*, en el cual, en el caso de superar la máxima acción de control, se limita a dicho máximo y se recalcula la señal de error que lo proporciona, utilizando la inversa de la función de transferencia del controlador [45, 46, 47].



(a) Control PI con limitación de la acción del control.



(b) Control PI con limitación de la acción del control con esquema de *anti-windup*.

Figura 5.9: Esquema de *anti-windup*.

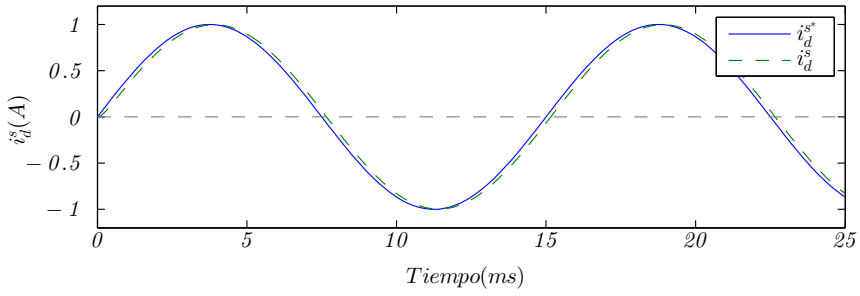
Control del sistema eléctrico en coordenadas síncronas

Al girar el rotor, el control de la posición habrá de generar fuerzas sinusoidales para rechazar las perturbaciones debidas a la fuerza centrífuga, por lo que las referencias de corriente serán también sinusoidales. Es interesante realizar por tanto el control de corriente en coordenadas síncronas. La transformación de las corrientes en coordenadas estacionarias i_{dq}^s a corrientes en coordenadas síncronas i_{dq}^e se realiza utilizando las ecuaciones (5.25) y (5.26).

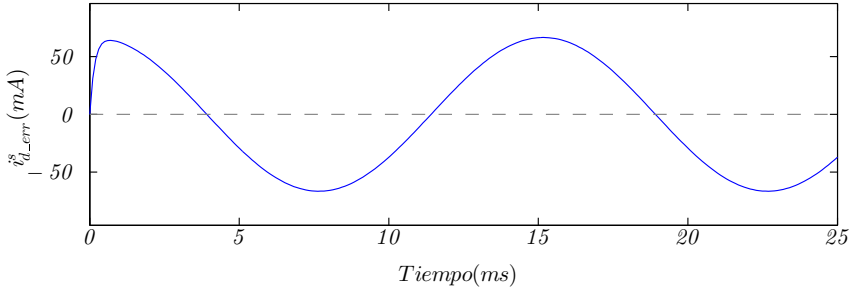
$$\mathbf{i}_{dq}^e = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^s \quad (5.25)$$

$$\mathbf{i}_{dq}^s = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^e \quad (5.26)$$

El control en coordenadas síncronas permite seguir una referencia no estacionaria con error cero, objetivo imposible para un regulador implementado en coordenadas estacionarias [48]. La figura 5.10(a) muestra la respuesta del control de la corriente i_d^s en coordenadas estacionarias ante una referencia sinusoidal de frecuencia 418rad/s , la componente i_q^s tiene un comportamiento idéntico. El error máximo en este caso con este tipo de control es de $\pm 66,52\text{mA}$, como se muestra en la figura 5.10(b).

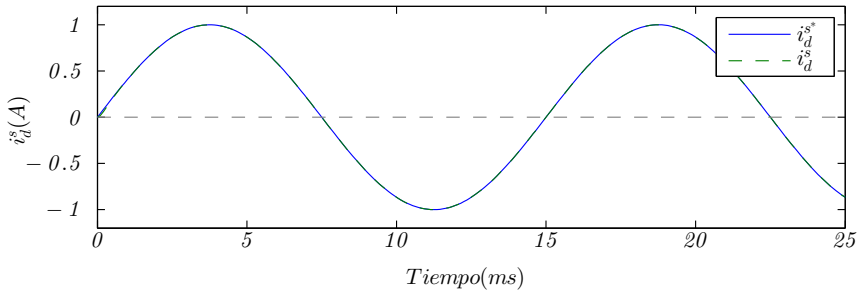


(a) Respuesta del control.

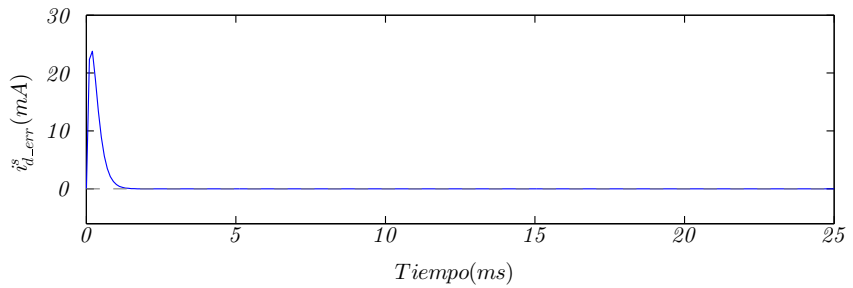


(b) Error de corriente.

Figura 5.10: Control de corriente en coordenadas estacionarias dq^s .



(a) Respuesta del control.



(b) Error de corriente.

Figura 5.11: Control de corriente en coordenadas estacionarias dq^s utilizando control de corriente en coordenadas síncronas dq^e

La figura 5.11(a) muestra la respuesta del control de la corriente i_d^e en coordenadas síncronas, teniendo la componente i_q^e un comportamiento idéntico. En este tipo de control, existe un pico de error de $23,79mA$ en el transitorio inicial debido al ancho de banda del regulador, como se muestra en la figura 5.11(b). Sin embargo, el error en régimen permanente (frecuencia constante) es cero.

5.4.2. Sistema eléctrico de cojinetes magnéticos radiales de 6 polos *horseshoe*

La figura 5.12 muestra la conexión eléctrica de un cojinete magnético de 6 polos *horseshoe*. En esta topología, cada bobina es compartida por dos polos. Esto reduce de forma drástica el acoplamiento magnético entre los polos, por lo que se puede analizar esta topología como tres circuitos $R - L$ independientes.

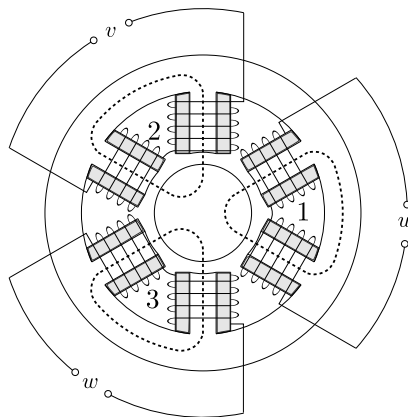


Figura 5.12: Conexión de los devanados del cojinete magnético radial de 6 polos *horseshoe*.

Utilizando las características del cojinete mostradas en la tabla 5.2, se pueden obtener las características del cojinete de 6 polos como se muestra en la table 5.4.

Variable	Valor
Área de aplicación de la fuerza magnética A_f	$7,8cm^2$
Número de vueltas en la bobina N	78
Resistencia de la bobina R	$0,0913\Omega$
Inductancia nominal L_0	$6,0mH$

Tabla 5.4: características del cojinete magnético de 6 polos *horseshoe*.

Suponiendo que cada una de las fases tiene una componente resistiva y una componente inductiva, el sistema eléctrico puede describirse en forma de ecuación diferencial (5.27).

$$\mathbf{v}_{uvw} = \mathbf{R}_{uvw}\mathbf{i}_{uvw} + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}_{uvw}\mathbf{i}_{uvw}) \quad (5.27)$$

Los parámetros \mathbf{R}_{uvw} , \mathbf{L}_{uvw} son las resistencias e inductancias de los tres polos, como muestran las ecuaciones (5.28), (5.29).

$$\mathbf{R}_{uvw} = \begin{bmatrix} R_u & 0 & 0 \\ 0 & R_v & 0 \\ 0 & 0 & R_w \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

$$\mathbf{L}_{uvw} = \begin{bmatrix} L_u & 0 & 0 \\ 0 & L_v & 0 \\ 0 & 0 & L_w \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Al ser el acoplamiento entre los polos muy pequeño, las inductancias mutuas entre los polos se pueden despreciar. Las inductancias L_u, L_v, L_w se pueden calcular en función de los entrehierros, obteniéndose las ecuaciones (5.30), (5.31), (5.32).

$$L_u = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_u}, \quad g_u = \frac{g_1 + g_2}{2} \quad (5.30)$$

$$L_v = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_v}, \quad g_v = \frac{g_3 + g_4}{2} \quad (5.31)$$

$$L_w = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_w}, \quad g_w = \frac{g_5 + g_6}{2} \quad (5.32)$$

A partir de la relación entre las inductancias, entrehierros y desplazamientos dada por las ecuaciones (3.59), (4.107), se pueden obtener las variaciones de las inductancias L_u, L_v, L_w en función de los desplazamientos en coordenadas xy , como se muestra en la figura 5.13.

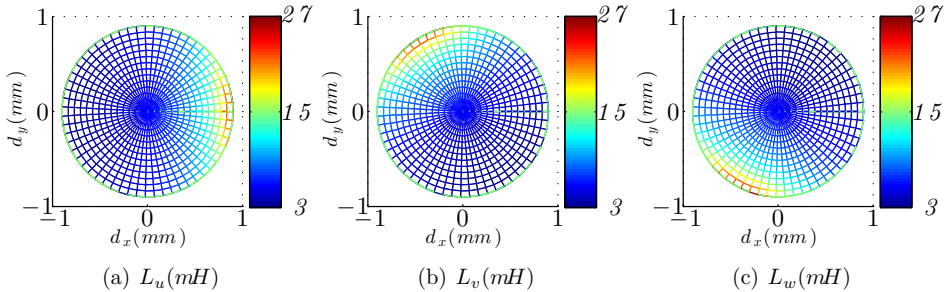


Figura 5.13: Valores de las inductancias en función de los desplazamientos d_x, d_y .

En la figura 5.13 se observa que el rango de variación de las inductancias L_u, L_v, L_w se encuentra entre $3mH$ a $26mH$, siendo el valor nominal $6mH$. La función de transferencia de una bobina del cojinete magnético de 6 polos *horseshoe* es idéntica a la del cojinete de 3 polos (5.21).

La figura 5.14 explica el comportamiento del sistema eléctrico para una bobina, siendo el comportamiento de las otras idéntico.

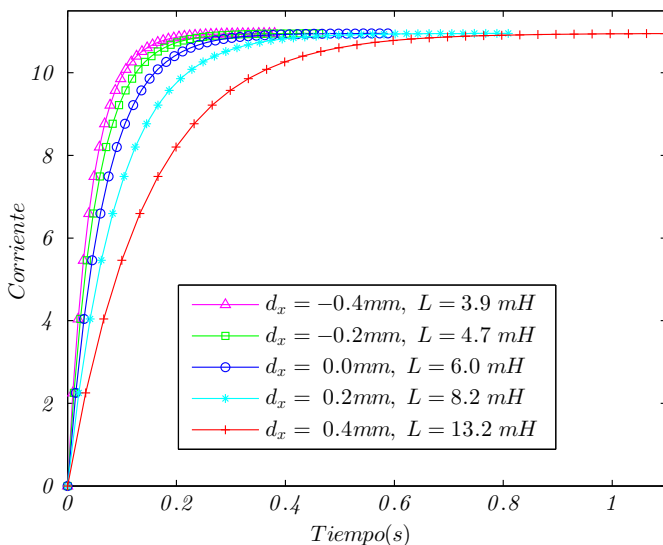


Figura 5.14: Respuesta del sistema eléctrico del cojinete de 6 polos *horseshoe* ante una entrada escalón unitario de tensión para distintas posiciones del rotor.

Al igual que en el caso del cojinete de tres polos, la sintonización del sistema de control se realizará en el punto de equilibrio, es decir, cuando el rotor se encuentra en el centro geométrico del estátor. Al igual que en la topología de 3 polos, se utilizará un regulador PI (5.22), ajustándose las ganancias del control según las ecuaciones (5.23), (5.24).

La figura 5.15 muestra el comportamiento del control del sistema eléctrico del cojinete de 6 polos en diferentes posiciones del rotor.

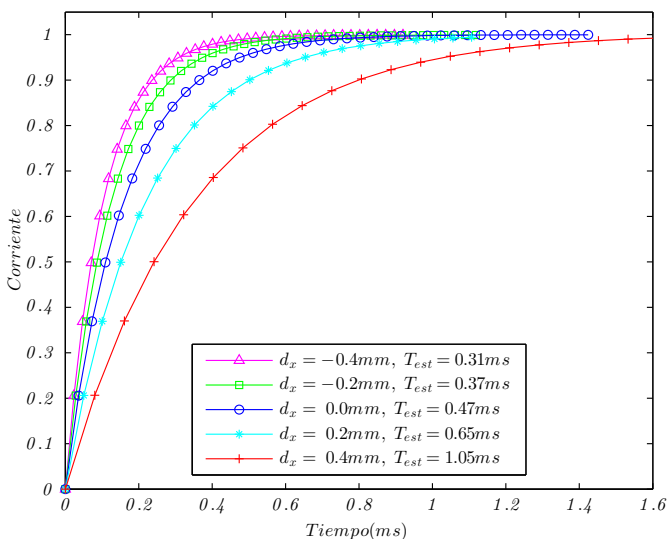


Figura 5.15: Respuesta del control del sistema eléctrico de cojinete de 6 polos *horseshoe* para diferentes posiciones del rotor.

A partir de los resultados anteriores, tanto para cojinetes de 3 como de 6 polos *horseshoe*, se concluye que el cojinete de 3 polos muestra menores variaciones de la inductancia con el desplazamiento del rotor. Por lo tanto, el comportamiento del control se ve menos afectado. Por contra, los cojinetes de 6 polos *horseshoe* presentan más variaciones en la inductancia, lo que va a tener un efecto adverso sobre el control. La figura 5.16(a) muestra las variaciones de la inductancia con el desplazamiento para cojinetes de 3 y de 6 polos *horseshoe*. La figura 5.16(b) muestra la variación del ancho de banda con el desplazamiento para cojinetes de 3 y de 6 polos *horseshoe*. Para el cálculo de ancho de banda no se ha tenido en cuenta la saturación de la acción de control.

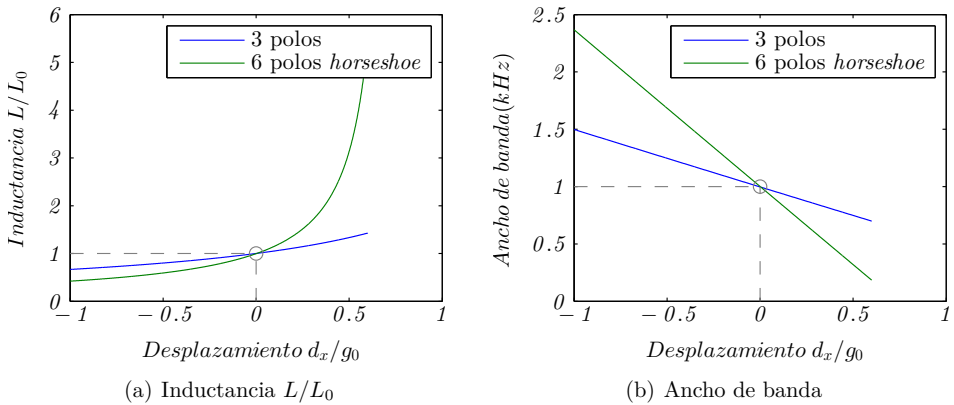


Figura 5.16: Variaciones de la inductancia y del ancho de banda en función del desplazamiento para cojinetes de 3 polos y de 6 polos *horseshoe*.

5.5. Cálculo de la referencia de corriente

En esta sección, se desarrollarán las ecuaciones necesarias para calcular la referencia de corriente en función de la fuerza deseada. Utilizando el modelo magnético desarrollado en el capítulo 3 dedicado al análisis de las topologías de cojinetes radiales, se puede obtener el modelo inverso para calcular la referencia de corriente a partir de la densidad de flujo requerida. La figura 5.17 muestra el diagrama de bloques correspondiente.

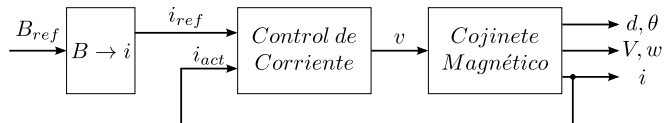


Figura 5.17: Diagrama de bloques incluyendo el bloque del cálculo de la referencia de corriente.

A partir de las ecuaciones del modelo magnético del cojinete, se pueden obtener las expresiones para calcular la referencia de corriente. Las ecuaciones (5.33), (5.34) muestran la relación entre la densidad del flujo y la referencia de corriente para cojinetes de 3 polos y 6 polos *horseshoe* respectivamente.

$$\mathbf{i} = \frac{1}{3N\mu_0} \begin{bmatrix} 2g_1 & -g_2 & -g_3 \\ -g_1 & 2g_2 & -g_3 \\ -g_1 & -g_2 & 2g_3 \end{bmatrix} \mathbf{B} \quad (5.33)$$

$$i_i = \frac{g_{ia} + g_{ib}}{2N\mu_0} B_i \quad (i = 1, 2, 3) \quad (5.34)$$

Una opción para simplificar el control y disminuir la carga computacional, es utilizar las ecuaciones (5.33) y (5.34), asumiendo por tanto que el rotor está centrado. En este caso, todos los entrehierros son iguales a g_0 , con lo que se pueden reescribir las ecuaciones (5.33) y (5.34) en la forma mostrada por (5.35) y (5.36). Posteriormente en este capítulo, se analizará el efecto de esta simplificación sobre el comportamiento del sistema de control.

$$\mathbf{i} = \frac{g_0}{3N\mu_0} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{B} \quad (5.35)$$

$$i_i = \frac{g_0}{N\mu_0} B_i \quad (i = 1, 2, 3) \quad (5.36)$$

Las referencias de las densidades de flujo se calcula a partir de las referencias de fuerza magnética (acción de control del control del modelo mecánico). La figura 5.18 muestra el diagrama de bloques con el cálculo de dicha referencia a partir de las referencias de fuerza utilizando la ecuación (5.37).

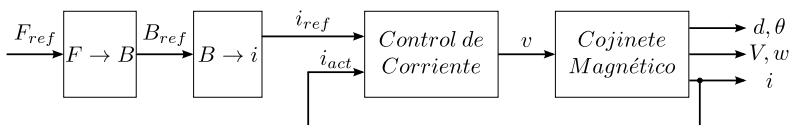


Figura 5.18: Diagrama de bloques incluyendo bloque del cálculo de la referencia de las densidades de flujo.

$$B = \sqrt{\frac{2\mu_0}{A}} F \quad (5.37)$$

A partir de la ecuación (5.37), se puede extraer la referencia de corriente debida a la referencia de fuerza. En la figura 5.19 se muestra la referencia de fuerza, la intensidad del flujo y la referencia de corriente correspondiente a esta referencia de fuerza. En esta simulación, los valores de los desplazamientos son fijos e iguales a $d_x = 0,5mm, d_y = 0,5mm$.

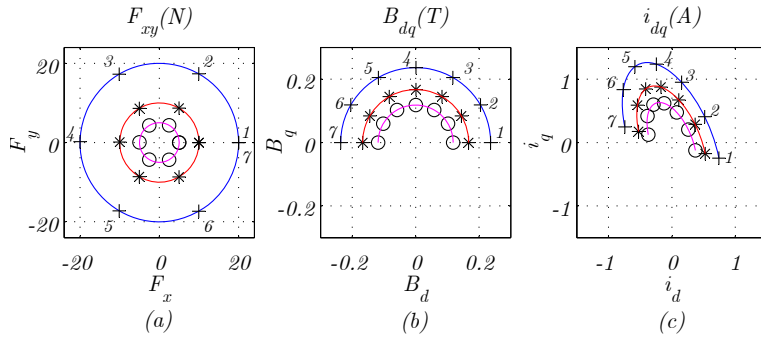


Figura 5.19: Obtención de la referencia de corriente a partir de la referencia de fuerza magnética dependiente de la posición: (a) fuerza aplicada \mathbf{F}_{xy} , (b) intensidad del flujo resultante \mathbf{B}_{dq^s} , (c) corriente resultante \mathbf{i}_{dq^s} .

Teniendo en cuenta que el sistema eléctrico es mucho más rápido que el sistema mecánico, se puede eliminar el efecto de los desplazamientos en el cálculo de la referencia de corriente. Con esta suposición, se puede escribir la relación entre la referencia de corriente y la intensidad del flujo como se muestra en (5.35)

Aplicando esta simplificación, en la figura 5.20 se muestra la referencia de fuerza, la intensidad del flujo y la referencia de corriente correspondiente a esta referencia de fuerza.

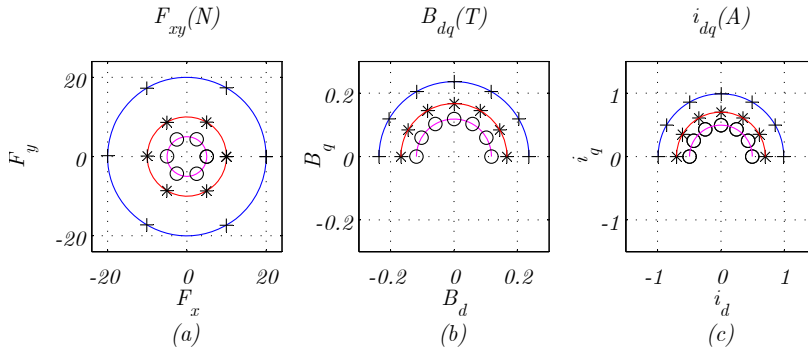


Figura 5.20: Obtención de la referencia de corriente a partir de la referencia de fuerza magnética independiente de la posición: (a) fuerza aplicada \mathbf{F}_{xy} , (b) intensidad del flujo resultante \mathbf{B}_{dq^s} , (c) corriente resultante \mathbf{i}_{dq^s} .

A partir de las figuras 5.20 y 5.19, se observa que se utiliza sólo la mitad de las combinaciones posibles de las corrientes \mathbf{i}_{dq^s} para generar los vectores de fuerza. Otra posibilidad más interesante, es aprovechar las dos combinaciones de corrientes \mathbf{i}_{dq^s} para minimizar los conmutaciones de los transistores del sistema de potencia. Para ello, se calculan las fuerzas en coordenadas uvw y se obtienen las dos posibilidades de las densidades de flujo y por lo tanto de la corriente. A continuación, se calculan las conmutaciones necesarias en cada caso, eligiendo la solución que necesita un menor número de conmutaciones en el estado de los interruptores.

En la figura 5.21, se muestran diferentes vectores de referencia de corriente, 5.21(a), y los vectores de la fuerza resultante, 5.21(b). Se observa que tanto las combinaciones de corrientes (1, 2, 3) como (1', 2', 3') generan el mismo vector de fuerza (1, 2, 3), como se muestra en la tabla 5.5. Por lo tanto, se puede generar la fuerza utilizando sólo un grupo de combinaciones (1, 2, 3) o (1', 2', 3'). Analizando la tabla 5.5, se observa que utilizando un grupo de combinaciones, son necesarios 2 cambios de conmutaciones del inversor. Mientras que utilizando de forma conjunta los dos grupos de combinaciones se pueden minimizar dichos cambios.

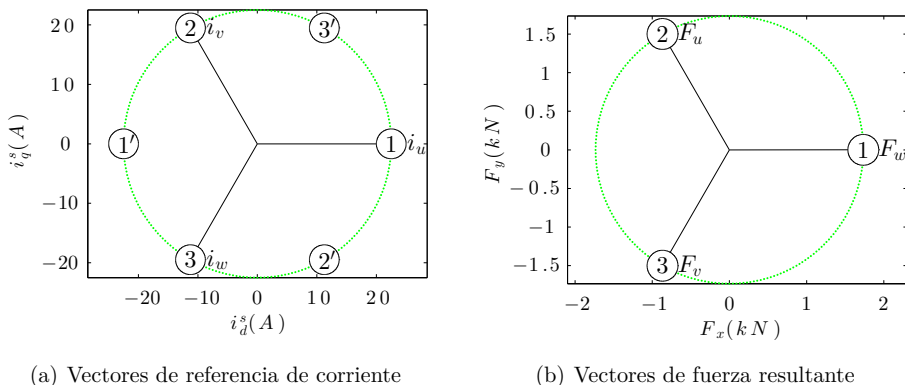


Figura 5.21: Combinaciones de referencia de corriente y la fuerza resultante.

Nº de vector de fuerza	Nº de combinación	Corrientes en los polos		
		P_1	P_2	P_3
1	1	+1	-1/2	-1/2
	1'	-1	+1/2	+1/2
2	2	-1/2	+1	-1/2
	2'	+1/2	-1	+1/2
3	3	-1/2	-1/2	+1
	3'	+1/2	+1/2	-1

Tabla 5.5: Combinaciones de las referencia de corriente con el vector correspondiente de fuerza.

Las referencias de fuerza obtenidas por el control del sistema mecánico están representadas en coordenadas xy . Se necesita por lo tanto convertir estas fuerzas a un vector de fuerzas positivas en los sentidos de los polos, como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 5.22. Las fuerzas en coordenadas uvw , válidas tanto para la topología de 3 polos como para la de 6 polos *horseshoe*, vienen dadas por las ecuaciones (5.38), (5.39), (5.40), (5.41).

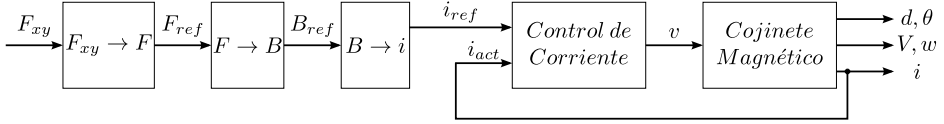


Figura 5.22: Diagrama de bloques incluyendo el bloque de conversión de la fuerza magnética en coordenadas xy a un vector de fuerzas magnéticas positivas.

$$F_{xy} = \sqrt{F_x^2 + F_y^2} \quad (5.38)$$

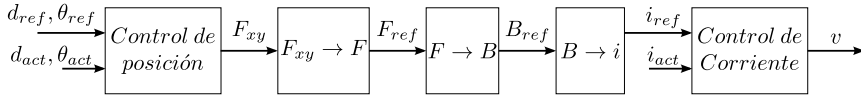
$$F_u = \frac{2}{3}(F_x + F_{xy}) \quad (5.39)$$

$$F_v = \frac{2}{3}\left(\frac{-1}{2}F_x + \frac{\sqrt{3}}{2}F_y + F_{xy}\right) \quad (5.40)$$

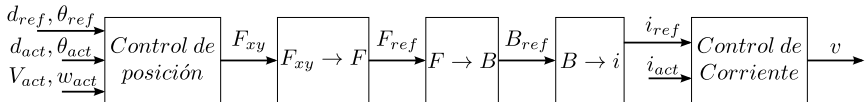
$$F_w = \frac{2}{3}\left(\frac{-1}{2}F_x - \frac{\sqrt{3}}{2}F_y + F_{xy}\right) \quad (5.41)$$

5.6. Control del sistema mecánico del rotor

Un cojinete magnético es un sistema inestable, ya que cuando se aplica una fuerza sobre el eje, disminuye el entrehierro entre el rotor y el estátor, lo que a su vez provoca un aumento la fuerza y, finalmente, el contacto entre el rotor y el estátor. En esta sección, se realizará el control del sistema mecánico a partir del modelo mecánico desarrollado en el capítulo anterior. Se analizarán dos estrategias de control. En la primera, se utiliza un solo bucle de control de tipo *PID* para controlar la posición como se muestra en la figura 5.23(a). En la segunda, se utiliza un control en cascada para los lazos externos de velocidad y posición, el cual incluye un controlador tipo *PI* para el lazo de velocidad y otro de tipo *P* para la posición, como se muestra en la figura 5.23(b). Esta estructura es análoga al control de posición utilizado frecuentemente en accionamientos eléctricos.



(a) Diagrama de bloques del control de posición con dos lazos.



(b) Diagrama de bloques del control de posición con tres lazos.

Figura 5.23: Diagrama de bloques del control de posición

El rotor soportado por los cojinetes magnéticos tiene cinco grados de libertad, 3 desplazamientos en coordenadas xyz y dos rotaciones sobre los ejes xy . Por lo tanto, son necesarios cinco controladores para el modelo mecánico: dos controladores para las rotaciones sobre x, y ; y otros tres para los desplazamientos en coordenadas xyz .

A partir de las características constructivas del rotor, se pueden obtener la masa m y los momentos de inercia I_{xy}, I_k . A partir de estos, se calculan las funciones de transferencia correspondientes, como se muestra en las ecuaciones (5.42), (5.43), (5.44), (5.45), (5.46).

$$\frac{d_x}{F_x} = \frac{1}{ms^2} \quad (5.42)$$

$$\frac{d_y}{F_y} = \frac{1}{ms^2} \quad (5.43)$$

$$\frac{d_z}{F_z} = \frac{1}{ms^2} \quad (5.44)$$

$$\frac{\theta_x}{N_x} = \frac{1}{I_{xy}s^2} \quad (5.45)$$

$$\frac{\theta_y}{N_y} = \frac{1}{I_{xy}s^2} \quad (5.46)$$

5.6.1. Diseño del control PID de posición

En esta estrategia, se utilizan reguladores *PID* para el control tanto de la traslación como de la rotación, como se muestra en (5.47) y (5.48). La figura 5.24 muestra el esquema del control *PID*.

$$G_{ct} = k_{pt} + k_{it}/s + k_{dt}s \quad (5.47)$$

$$G_{cr} = k_{pr} + k_{ir}/s + k_{dr}s \quad (5.48)$$

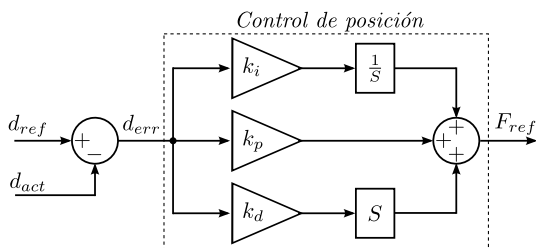
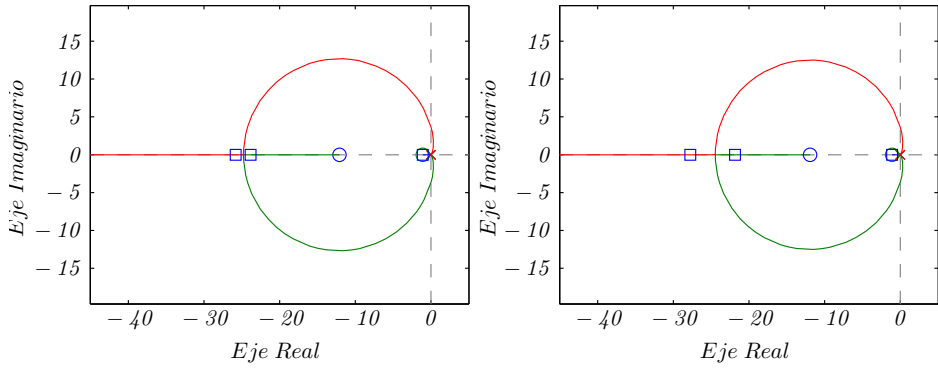


Figura 5.24: Esquema del control PID de la posición.

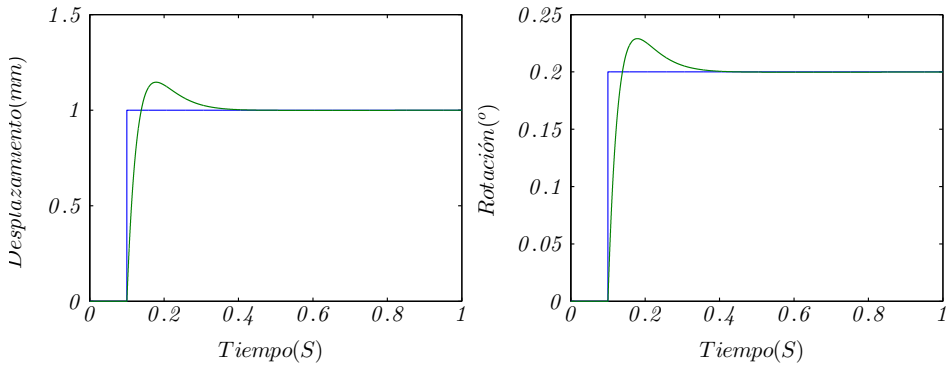
Las figuras 5.25(a) y 5.25(b) muestran los lugares de las raíces del control del modelo mecánico para los desplazamientos y las rotaciones en un eje respectivamente, utilizando un controlador de posición *PID* con un ancho de banda de $10Hz$. Los desplazamientos y rotaciones en los otros ejes presentan un comportamiento idéntico.



(a) Lugar de las raíces del control *PID* del modelo mecánico (Traslación). (b) Lugar de las raíces del control *PID* del modelo mecánico (Rotación).

Figura 5.25: Lugar de las raíces del control *PID* del modelo mecánico.

Las figuras 5.26(a) y 5.26(b) muestran las respuestas del control *PID* de traslación y rotación respectivamente del rotor en un eje, ante una referencia de desplazamiento de 1mm y una rotación de $0,2^\circ$ respectivamente. Estas respuestas tienen un tiempo de establecimiento de 170ms para alcanzar el 95% de la referencia y una sobre-oscilación del $14,5\%$. Los desplazamientos y rotaciones en el resto de ejes/direcciones muestran un comportamiento idéntico.



(a) Respuesta del control *PID* del modelo mecánico (Traslación). (b) Respuesta del control *PID* del modelo mecánico (Rotación).

Figura 5.26: Respuesta del control *PID* del modelo mecánico.

5.6.2. Diseño del control posición-velocidad en cascada

En este esquema de control, se realimentará, además de la posición del rotor, su velocidad, la cual se obtiene por derivación de la posición. Debido a la amplificación de ruido que produce la derivación de la posición, es necesario utilizar un filtro paso bajo en la estimación de la velocidad del rotor. Se utiliza un controlador *P* para controlar la posición y un controlador *PI* para controlar la velocidad. La figura 5.27 muestra el esquema del control utilizado, tanto para el control de los desplazamientos

como de las rotaciones del rotor. El control de velocidad, se diseña por cancelación de polos. Para ello, se añade un polo al sistema que actúa como amortiguación activa, obteniendo finalmente la función de transferencia del sistema como se muestra en las ecuaciones (5.49) y (5.50) para el modelo de traslación y rotación respectivamente. Las ganancias proporcionales se ajustan en función del ancho de banda deseado, según se indica en las ecuaciones (5.51), (5.52), (5.53) y (5.54).

$$G_{pvt} = \frac{1}{ms + k_{fvt}} \quad (5.49)$$

$$G_{pvr} = \frac{1}{I_{xy}s + k_{fvr}} \quad (5.50)$$

$$k_{pvt} = k_{fvt}w_{vt} \quad (5.51)$$

$$k_{ivt} = mw_{vt} \quad (5.52)$$

$$k_{pvr} = k_{fvr}w_{vr} \quad (5.53)$$

$$k_{ivr} = I_{xy}w_{vr} \quad (5.54)$$

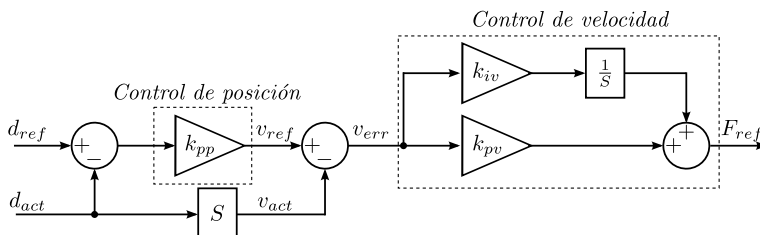
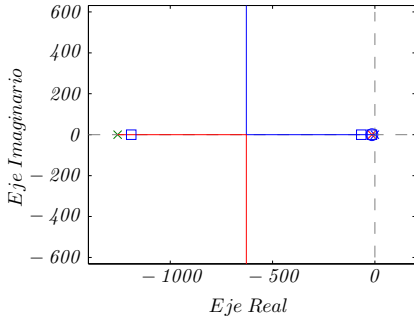


Figura 5.27: Esquema del control P de posición y PI de velocidad.

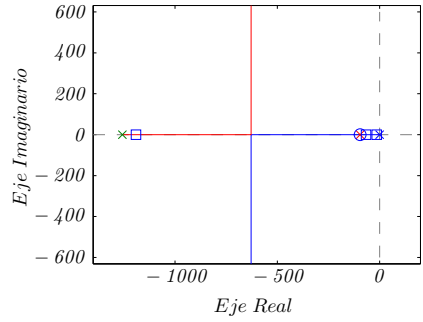
Las figuras 5.28(a) y 5.28(b) muestran los lugares de raíces del control del modelo mecánico del desplazamiento y rotación en un eje respectivamente, utilizando un controlador P de posición con un ancho de banda de $10Hz$ y un controlador PI para la velocidad con un ancho de banda de $200Hz$. Los desplazamientos y rotaciones de los otros ejes muestran un comportamiento idéntico.

Las figuras 5.29(a) y 5.29(b) muestran las respuestas del control de traslación y rotación del rotor en un eje respectivamente. Se observa que el tiempo de establecimiento (95% de la referencia) para corregir un desplazamiento del rotor de $1mm$ es de $0,046s$, y que no existe sobreoscilación. Los desplazamientos y rotaciones restantes en los otros ejes muestran un comportamiento idéntico.

Comparando las respuestas del control PID y el control en cascada con regulador P de posición y PI de velocidad, se deduce que el control P de posición con control PI de velocidad es más rápido y tiene menos sobre-oscilación para el mismo ancho de banda, como se muestra en la figura 5.30. En las secciones siguientes, se utilizará el control en cascada para el control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos.

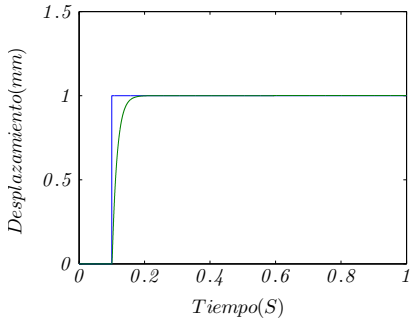


(a) Lugar de las raíces del control posición-velocidad en cascada del modelo de traslación.

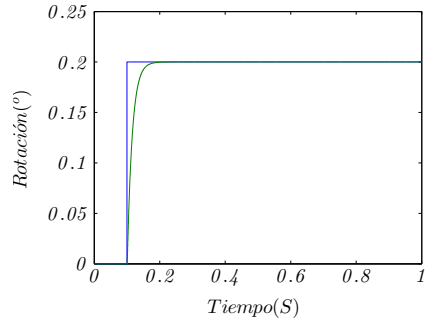


(b) Lugar de las raíces del control posición-velocidad en cascada del modelo de rotación.

Figura 5.28: Lugar de las raíces del control posición-velocidad en cascada del modelo mecánico.



(a) Respuesta del control posición-velocidad en cascada del modelo de traslación.



(b) Respuesta del control posición-velocidad en cascada del modelo de rotación.

Figura 5.29: Respuesta del control posición-velocidad en cascada del modelo mecánico.

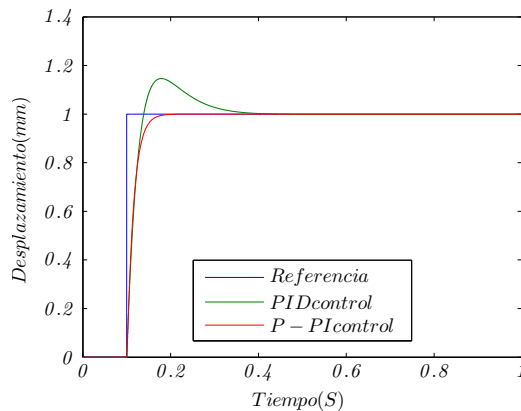


Figura 5.30: Comparación entre el control PID y el control posición-velocidad en cascada del modelo mecánico.

5.7. Control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos

En esta sección, se aplica el diseño realizado para el control de cada uno de los sistemas, al sistema de cojinetes de 3 polos integrado en el soporte de un almacenador de energía cinético. En primer lugar, se analizará el comportamiento del control ante los desplazamientos iniciales del rotor. A continuación, se analizará el comportamiento del control ante las perturbaciones generadas por la fuerza centrífuga resultante del giro del rotor. Se añadirá además un controlador proporcional-resonante (PR) para el rechazo de las perturbaciones periódicas. Con el final de mejorar la respuesta en los distintos puntos de funcionamiento, el control será adaptativo en función de la velocidad de giro. Finalmente, se analizará el comportamiento del control PR ante perturbaciones instantáneas en régimen permanente (velocidad de giro constante).

5.7.1. Posicionamiento inicial

En esta sección, se analizará el comportamiento del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos durante el posicionamiento inicial, desde la posición de descanso hasta la de equilibrio. Se utiliza la estructura de 3 bucles de corriente, velocidad y posición con anchos de banda de $1kHz$, $100Hz$ y $10Hz$ respectivamente.

En esta prueba, la posición inicial viene dada por $d_x = 0,5mm$, $d_y = 0,0mm$, $\theta_x = 0,01^\circ$ y $\theta_y = 0,0^\circ$. La figura 5.31 muestra el comportamiento del control de la posición del rotor para el posicionamiento inicial del rotor. La figura 5.32 muestra la velocidad de traslación y de rotación.

Las figuras 5.33(a), 5.33(b), 5.33(c) y 5.33(d), muestran las corrientes y tensiones en coordenadas uvw de las bobinas de los cojinetes superior e inferior respectivamente. Las figuras 5.34(a), 5.34(b) muestran las fuerzas magnéticas generadas por los cojinetes superior e inferior respectivamente.

A partir de las figuras 5.31, 5.32, 5.33, 5.34, se pueden obtener los tiempos de establecimiento y las sobreoscilaciones de los controladores de posición así como las máximas fuerzas, corrientes y tensiones requeridas, según se muestra en la tabla 5.6.

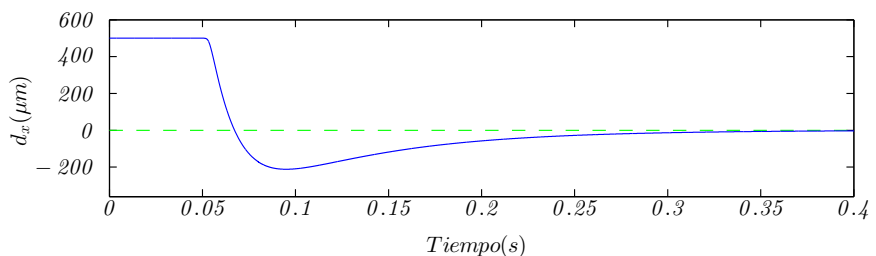
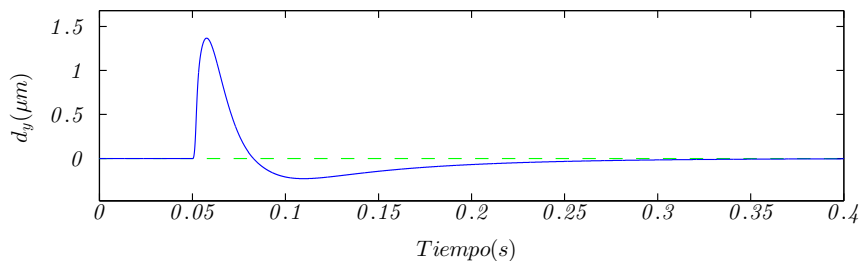
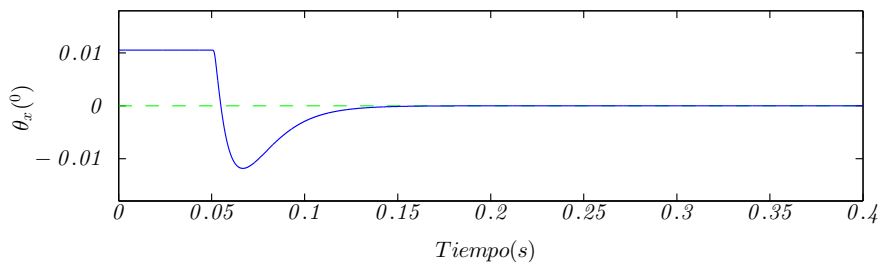
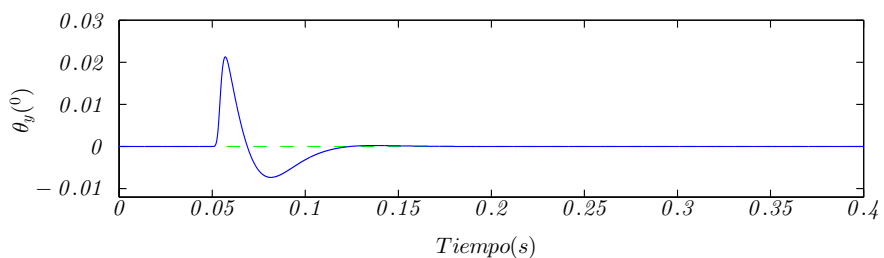
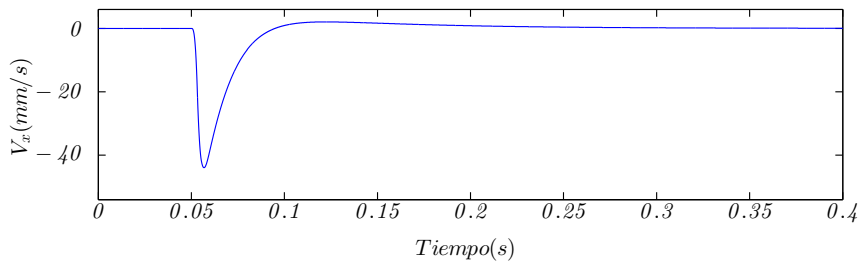
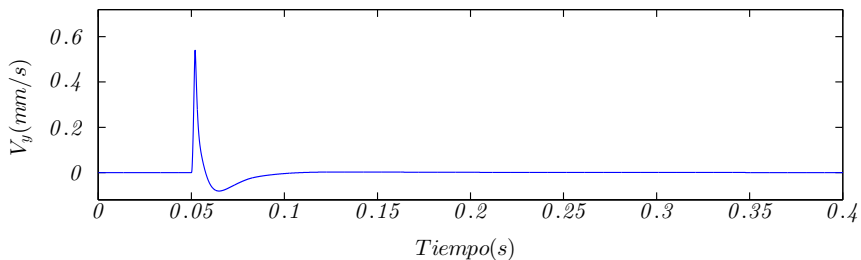
(a) Desplazamiento en el eje x (b) Desplazamiento en el eje y (c) Rotación sobre el eje x (d) Rotación sobre el eje y

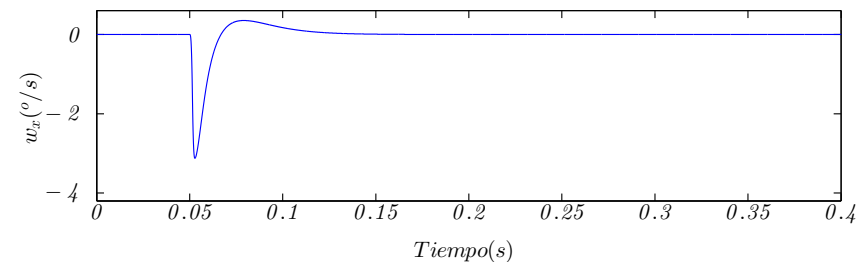
Figura 5.31: Respuesta del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de 10Hz , 100Hz , 1kHz para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante un desplazamiento e inclinación inicial del rotor.



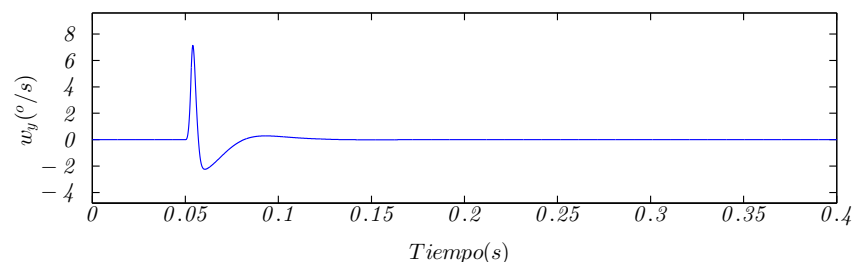
(a) Velocidad de traslación en el eje x



(b) Velocidad de traslación en el eje y

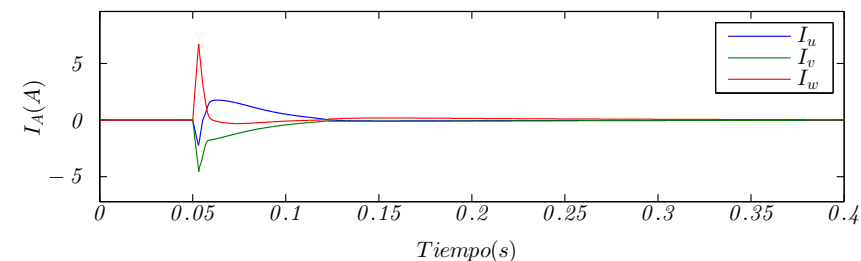


(c) Velocidad de rotación sobre el eje x

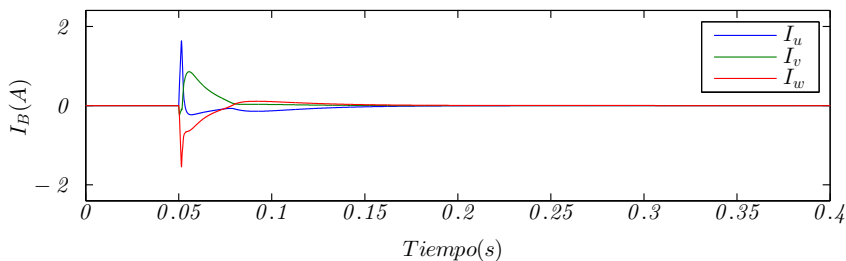


(d) Velocidad de rotación y

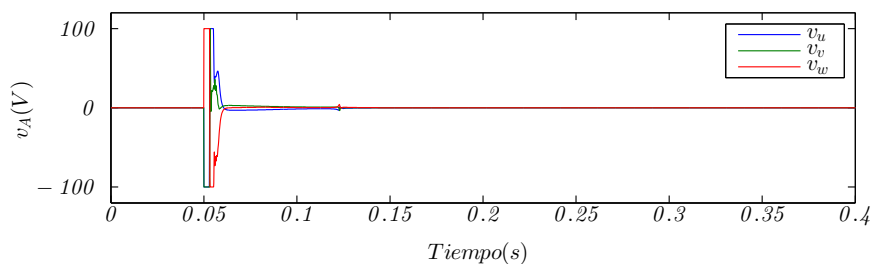
Figura 5.32: Velocidad de traslación y de rotación del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $10Hz$, $100Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante un desplazamiento e inclinación inicial del rotor.



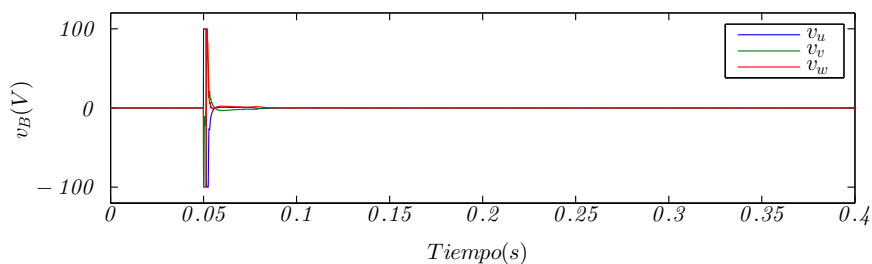
(a) Corrientes del cojinete superior



(b) Corrientes del cojinete inferior

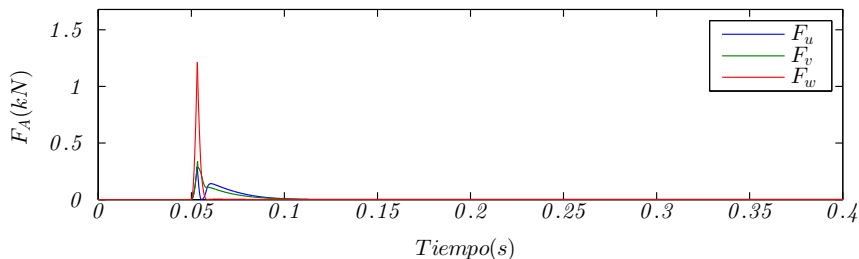


(c) Tensiones del cojinete superior

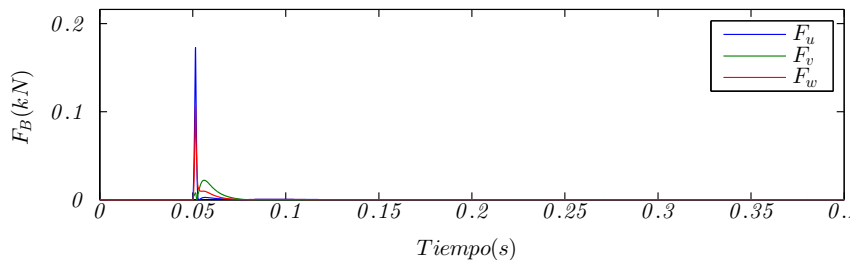


(d) Tensiones del cojinete inferior

Figura 5.33: Corrientes y tensiones del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $10Hz$, $100Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante un desplazamiento e inclinación inicial del rotor.



(a) Fuerzas del cojinete superior



(b) Fuerzas del cojinete inferior

Figura 5.34: Fuerzas magnéticas generadas del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $10Hz$, $100Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante un desplazamiento e inclinación inicial del rotor.

Tiempo de establecimiento	
Tiempo de establecimiento del control d_x	200ms
Tiempo de establecimiento del control d_y	170ms
Tiempo de establecimiento del control θ_x	123ms
Tiempo de establecimiento del control θ_y	106ms
Sobreoscilación	
Sobreoscilación del control d_x	$-211\mu m$
Sobreoscilación del control d_y	$1,3\mu m$
Sobreoscilación del control θ_x	$-0,012^\circ$
Sobreoscilación del control θ_y	$0,021^\circ$
Fuerzas magnéticas máximas requeridas	
Fuerza magnética requerida del cojinete superior	1,2kN
Fuerza magnética requerida del cojinete inferior	0,17kN
Corrientes máximas requeridas	
Corriente máxima requerida del cojinete superior	1,6A
Corriente máxima requerida del cojinete inferior	1,5A
Tensiones máximas requeridas	
Tensión máxima requerida del cojinete superior	100V
Tensión máxima requerida del cojinete inferior	100V

Tabla 5.6: Resultados del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con ancho de banda de $10Hz$, $100Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante un desplazamiento e inclinación inicial del rotor.

5.7.2. Comportamiento del control ante perturbaciones periódicas

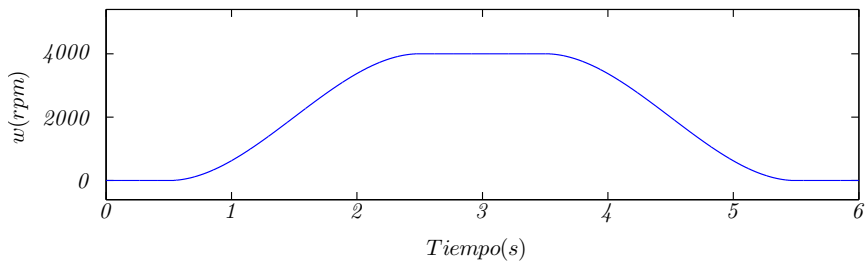
En esta sección, se muestra el funcionamiento del sistema de control ante un perfil de velocidad partiendo del reposo hasta una velocidad máxima de $4000rpm$. En este caso, las asimetrías constructivas, van a dar lugar al girar a una fuerza centrífuga, según se ha explicado en el capítulo del modelado dinámico.

La figura 5.35(a) muestra la velocidad de giro del rotor durante el periodo de la simulación con la aceleración mostrada en la figura 5.35(b). Con esta velocidad de giro, se genera una fuerza centrífuga con un valor máximo de $1,2kN$. Esta fuerza afecta al rotor en los ejes xy como se muestra en las figuras 5.35(c), 5.35(d) respectivamente.

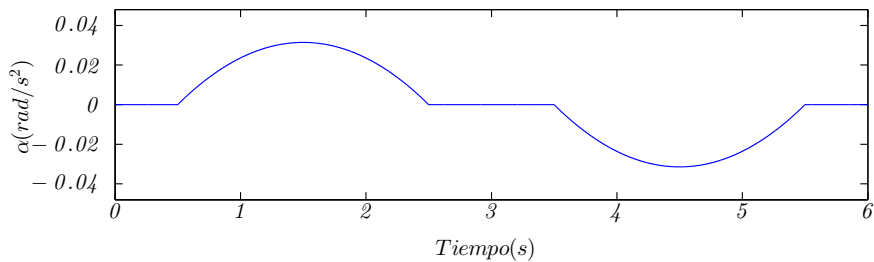
En esta simulación, se sintoniza el ancho de banda de los controladores de corriente, velocidad y posición a $1kHz$, $300Hz$, $80Hz$ respectivamente. Debido a la perturbación periódica generada por la fuerza centrífuga, la posición determinada se ve afectada, según se muestra en la figura 5.36. Este error es debido a que el control PI de velocidad no puede seguir sin error una referencia no constante. La figura 5.37 muestra la velocidad de traslación y de rotación.

Las figuras 5.38(a), 5.38(b), 5.38(c) y 5.38(d), muestran las corrientes y tensiones en coordenadas uvw de las bobinas de los cojinetes superior e inferior respectivamente. Las figuras 5.39(a), 5.39(b), 5.39(c) y 5.39(d), muestran las corrientes y tensiones en coordenadas síncronas dq^e de los cojinetes superior e inferior respectivamente. Las figuras 5.40(a), 5.40(b) muestran las fuerzas magnéticas generadas por los cojinetes superior e inferior respectivamente.

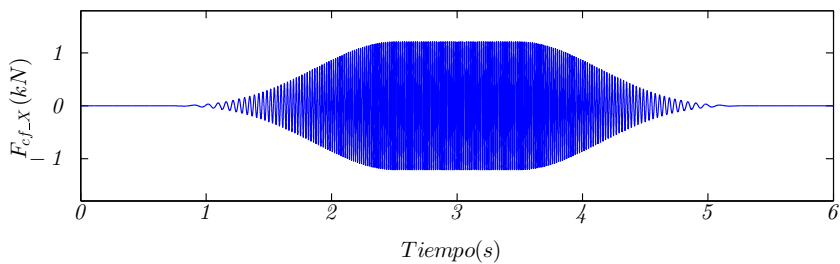
5.7. CONTROL DEL SISTEMA DE COJINETES MAGNÉTICOS DE 3 POLOS



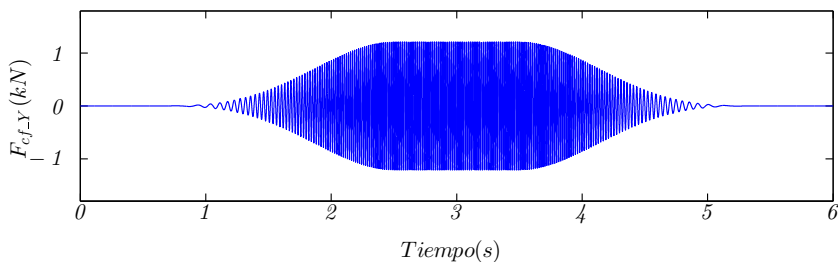
(a) Curva de la velocidad de giro del rotor con un valor máximo de 4000rpm.



(b) Curva de la aceleración de giro del motor.



(c) Fuerza centrífuga en el eje x generada por el giro del rotor a 4000rpm.



(d) Fuerza centrífuga en el eje y generada por el giro del rotor a 4000rpm.

Figura 5.35: Velocidad y aceleración del motor y la fuerza centrífuga generada.

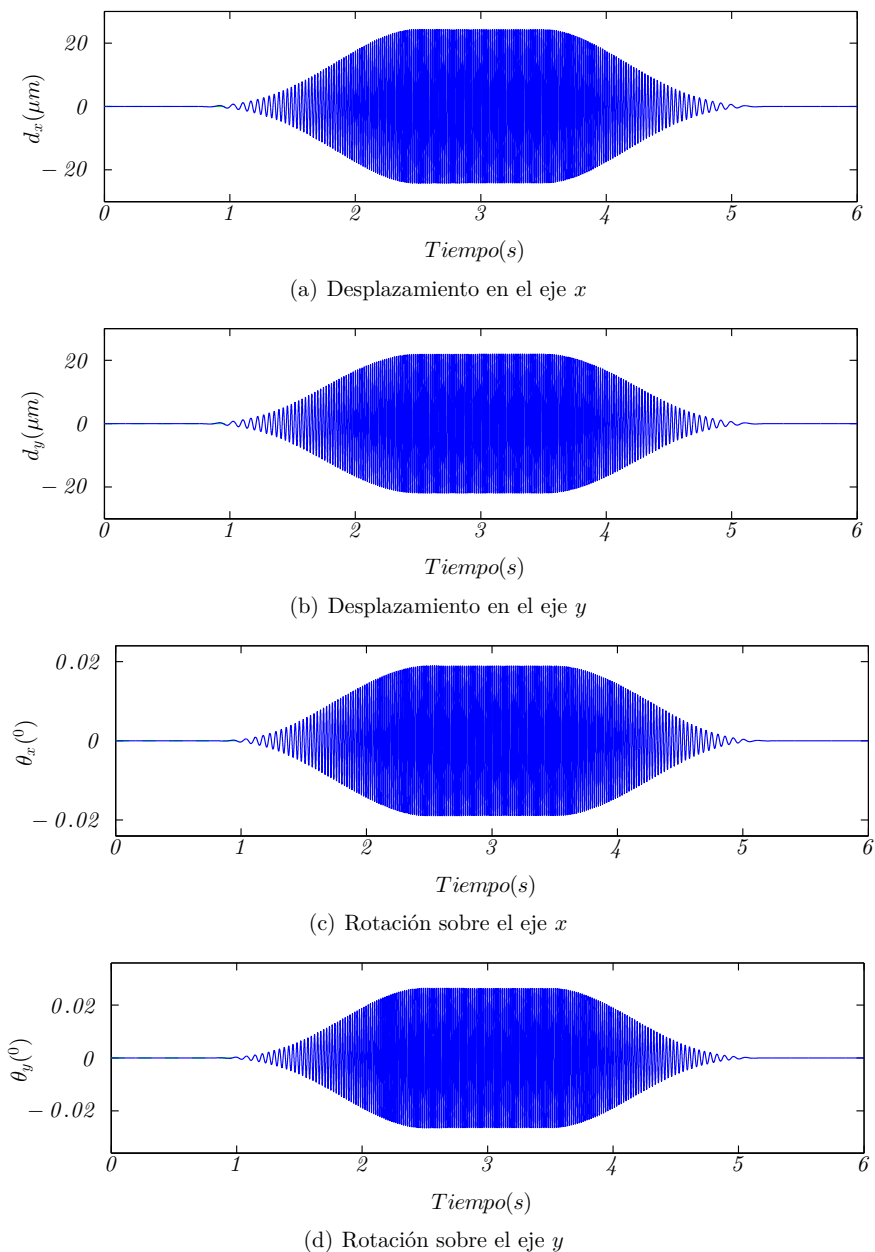
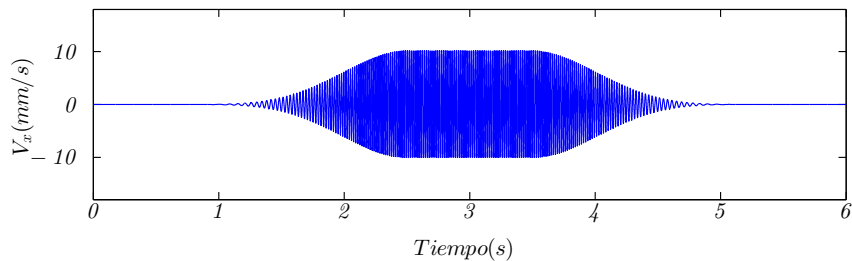
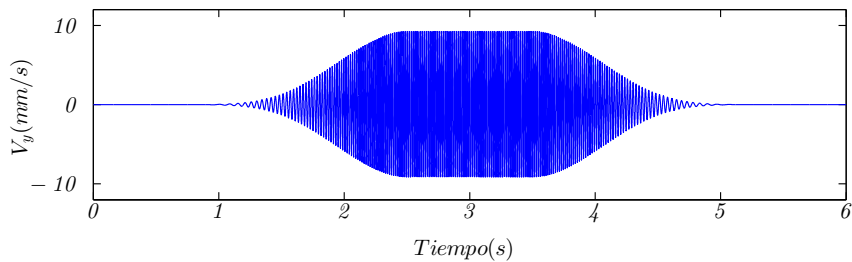


Figura 5.36: Respuesta del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas generadas por el giro del rotor hasta $4000rpm$.

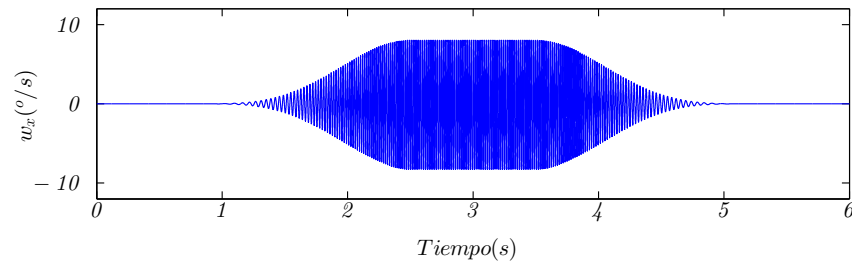
5.7. CONTROL DEL SISTEMA DE COJINETES MAGNÉTICOS DE 3 POLOS



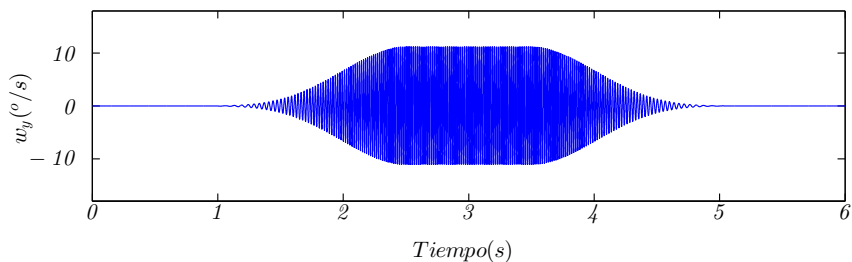
(a) Velocidad de traslación en el eje x



(b) Velocidad de traslación en el eje y



(c) Velocidad de rotación sobre el eje x



(d) Velocidad de rotación y

Figura 5.37: Velocidad de traslación y de rotación del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas generadas por el giro del rotor hasta $4000rpm$.

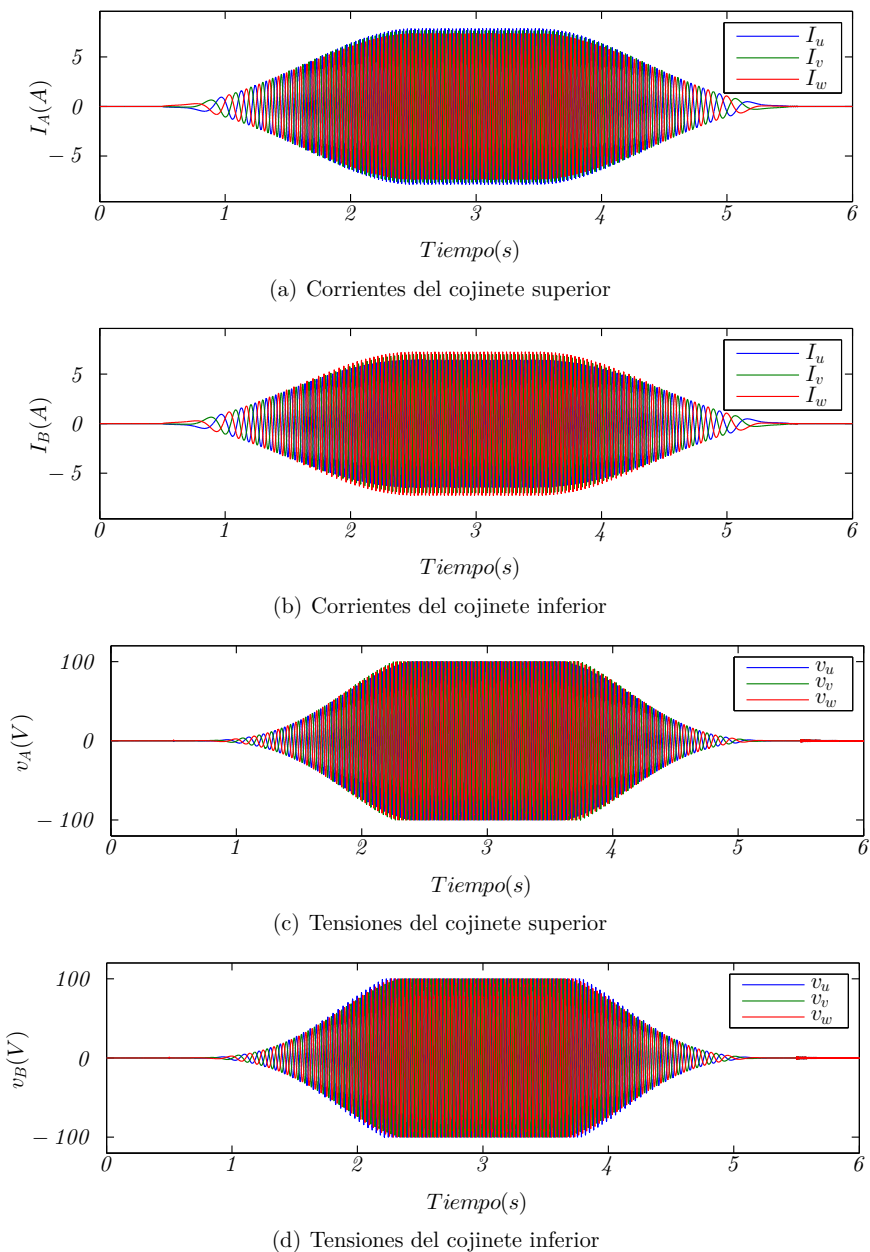


Figura 5.38: Corrientes y tensiones en coordenadas uvw del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas generadas por el giro del rotor hasta $4000rpm$.

5.7. CONTROL DEL SISTEMA DE COJINETES MAGNÉTICOS DE 3 POLOS

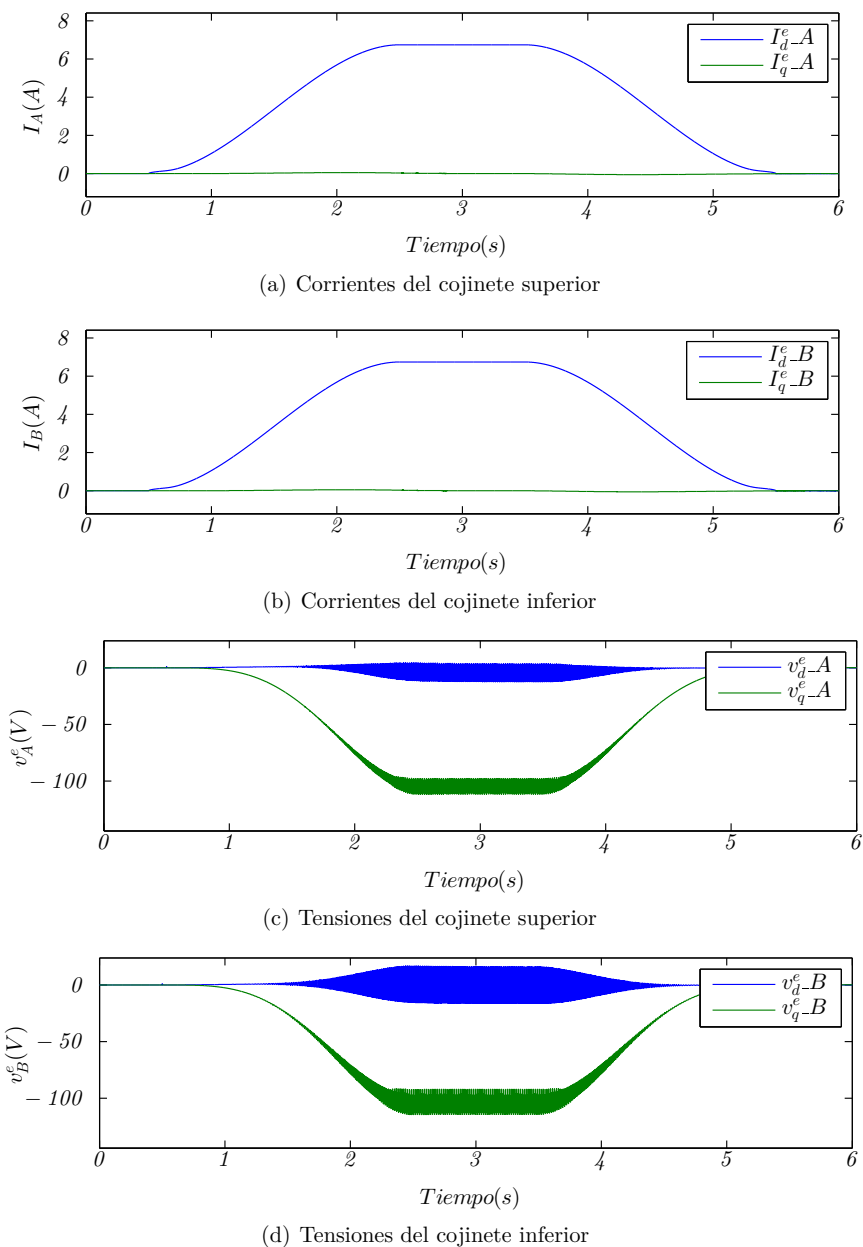
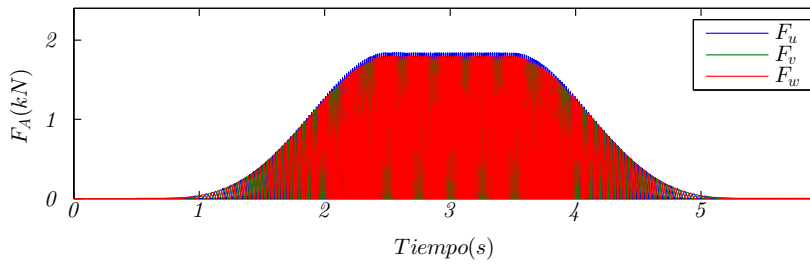
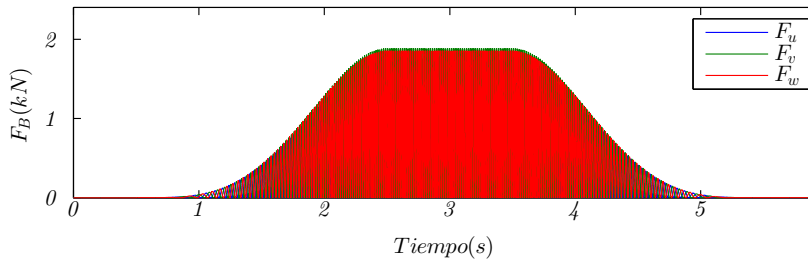


Figura 5.39: Corrientes y tensiones en coordenadas síncronas dq^e del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas generadas por el giro del rotor hasta $4000rpm$.

5.7. CONTROL DEL SISTEMA DE COJINETES MAGNÉTICOS DE 3 POLOS



(a) Fuerzas del cojinete superior



(b) Fuerzas del cojinete inferior

Figura 5.40: Fuerzas magnéticas generadas por el control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas generadas por el giro del rotor hasta $4000rpm$.

Los resultados de esta simulación se resumen en la tabla 5.7

$d_x(\mu m)$	$d_y(\mu m)$	$\theta_x(^{\circ})$	$\theta_y(^{\circ})$	$F_{max}(kN)$	$i_{max}(A)$	$v_{max}(V)$
24.3	21.9	0.019	0.026	1.9	7.8	100

Tabla 5.7: Resultados del control de posición del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con ancho de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.

5.7.3. Control Proporcional-Resonante(PR) para el rechazo de perturbaciones periódicas

En esta sección se diseñará un control Proporcional-Resonante [45, 49] para la generación de la referencia de fuerza. Dicho sistema de control funcionará en paralelo con el control PI de velocidad analizado en la sección anterior. Este tipo de control permite rechazar totalmente las perturbaciones a una frecuencia determinada, siendo por tanto adecuado para rechazar perturbaciones periódicas, como son las debida a la fuerza centrífuga. Su función de transferencia viene dada por (5.55) donde w es la velocidad de giro en rad/s . La figura 5.41 muestra la conexión del bloque PR en paralelo con el regulador PI de velocidad.

$$G_{resonante} = \frac{2k_p(s^2 + k_i s + w^2)}{s^2 + w^2} \quad (5.55)$$

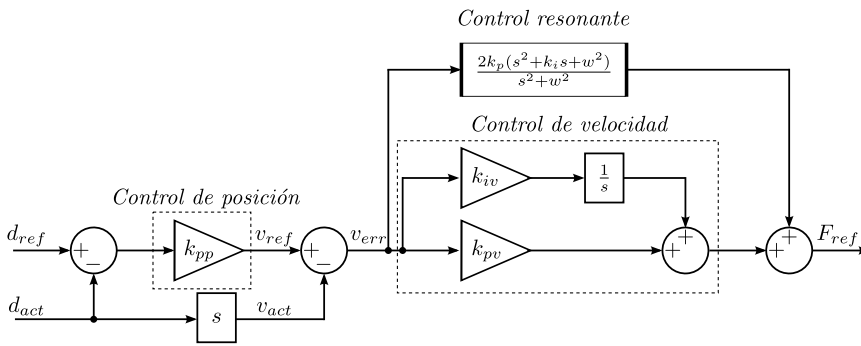


Figura 5.41: Esquema del control PI de velocidad con el control PR

Para el ajuste del controlador PR, se pueden considerar dos estrategias: realizar la sintonización a la velocidad de giro de régimen permanente o hacer dicha sintonización adaptativa en función de la velocidad de giro del rotor. Se muestra en primer lugar el caso en el cual la sintonización se realiza para el valor de la velocidad de giro en régimen permanente. Es importante indicar que este caso tendría en principio poca aplicabilidad en almacenadores de energía cinéticos, los cuales, por definición, van a variar de forma continua su velocidad durante el proceso de carga y descarga. Si sería sin embargo aplicable en aplicaciones en las que la velocidad de giro permanece relativamente constante, como pueden ser turbocompresores.

Considerando los límites de las fuerzas magnéticas que se pueden generar, se obtiene la respuesta del control de posición mostrada en la figura 5.42. La figura 5.43 muestra la velocidad de traslación y rotación. Las figuras 5.44(a), 5.44(b), 5.44(c) y 5.44(d), muestran las corrientes y tensiones en coordenadas uvw de los cojinetes superior e inferior respectivamente. Las figuras 5.46(a), 5.46(b) muestran las fuerzas magnéticas generadas por los cojinetes superior e inferior respectivamente.

Las figuras 5.45(a), 5.45(b), 5.45(c) y 5.45(d), muestran las corrientes y tensiones en coordenadas síncronas dq^e de los cojinetes superior e inferior respectivamente.

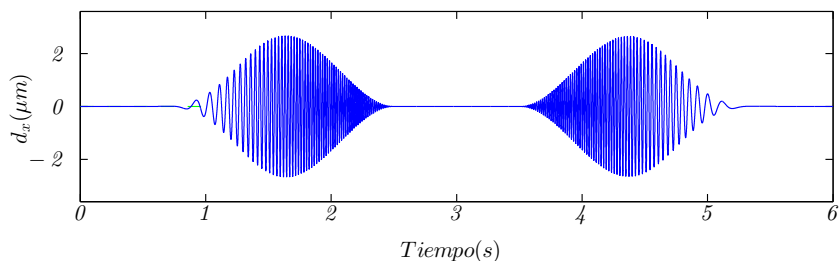
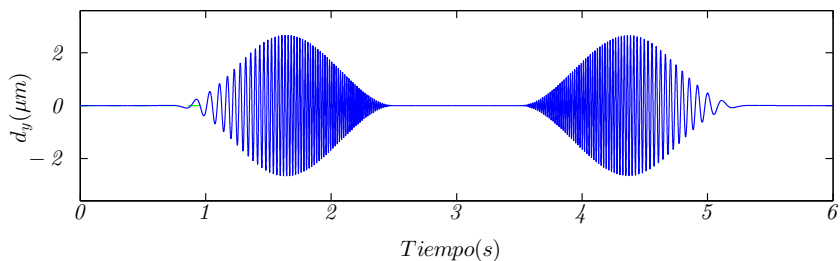
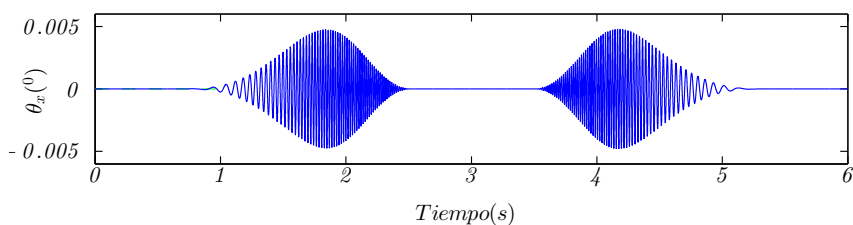
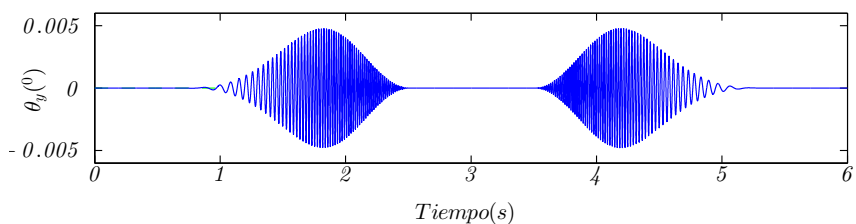
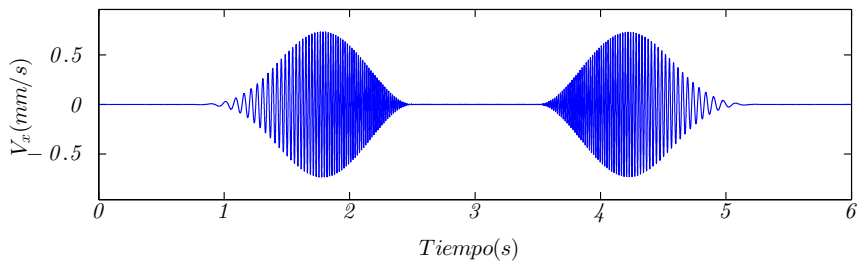
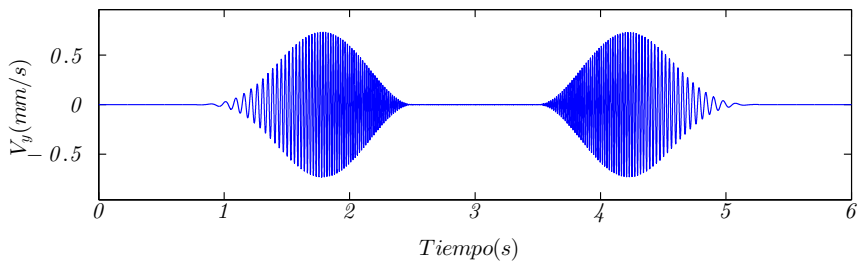
(a) Desplazamiento en el eje x (b) Desplazamiento en el eje y (c) Rotación sobre el eje x (d) Rotación sobre el eje y

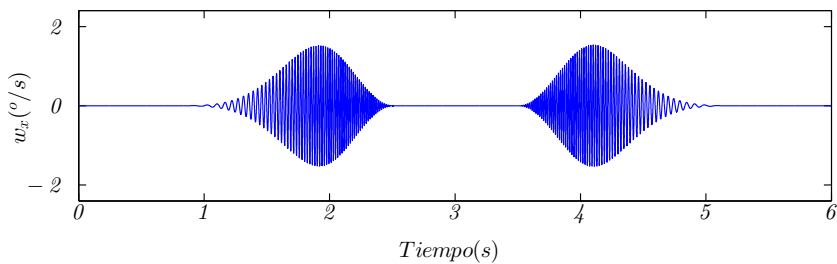
Figura 5.42: Respuesta del control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de 80Hz , 300Hz , 1kHz para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta 4000rpm .



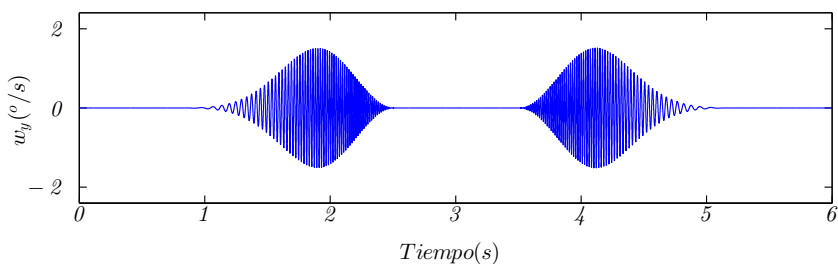
(a) Velocidad de traslación en el eje x



(b) Velocidad de traslación en el eje y



(c) Velocidad de rotación sobre el eje x



(d) Velocidad de rotación y

Figura 5.43: Velocidad de traslación y de rotación del control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.

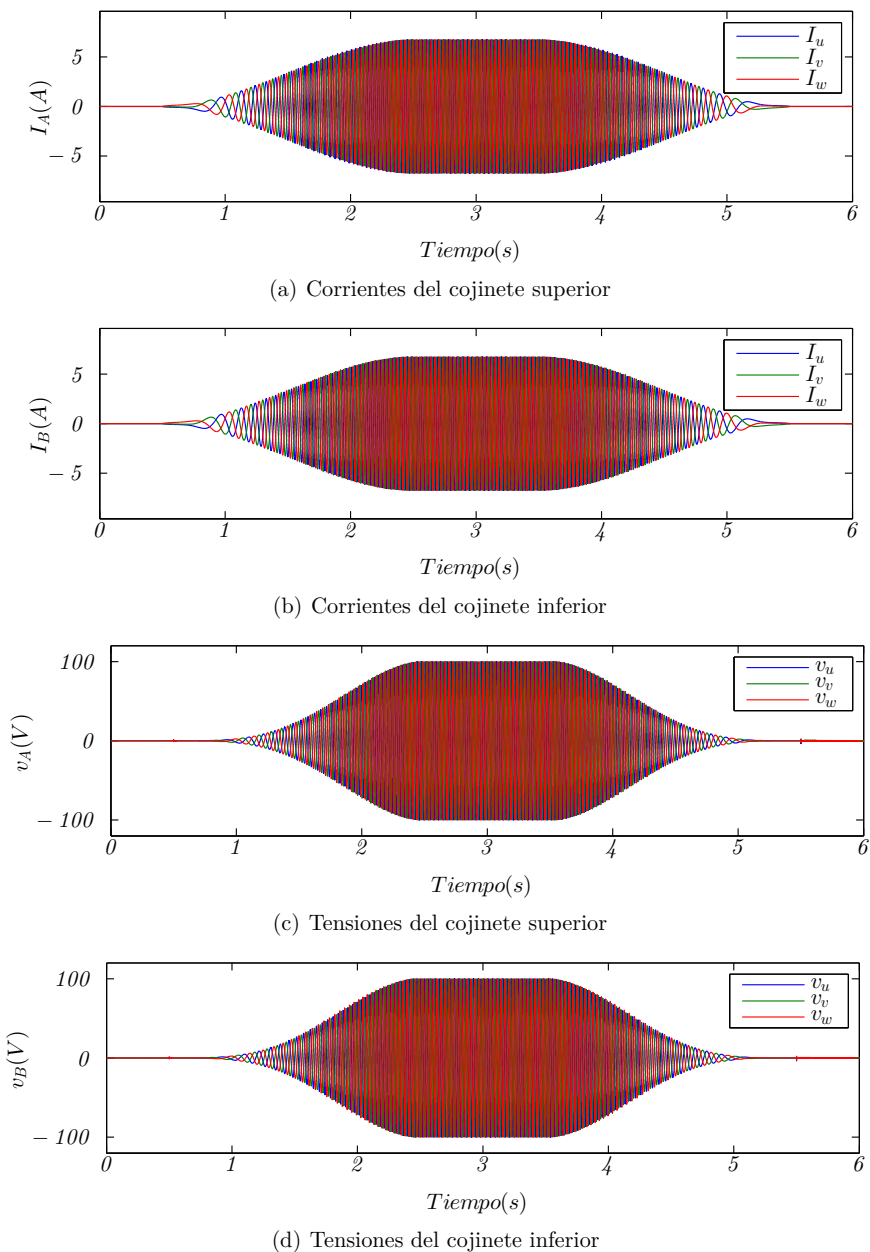


Figura 5.44: Corrientes y tensiones en coordenadas uvw del control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.

5.7. CONTROL DEL SISTEMA DE COJINETES MAGNÉTICOS DE 3 POLOS

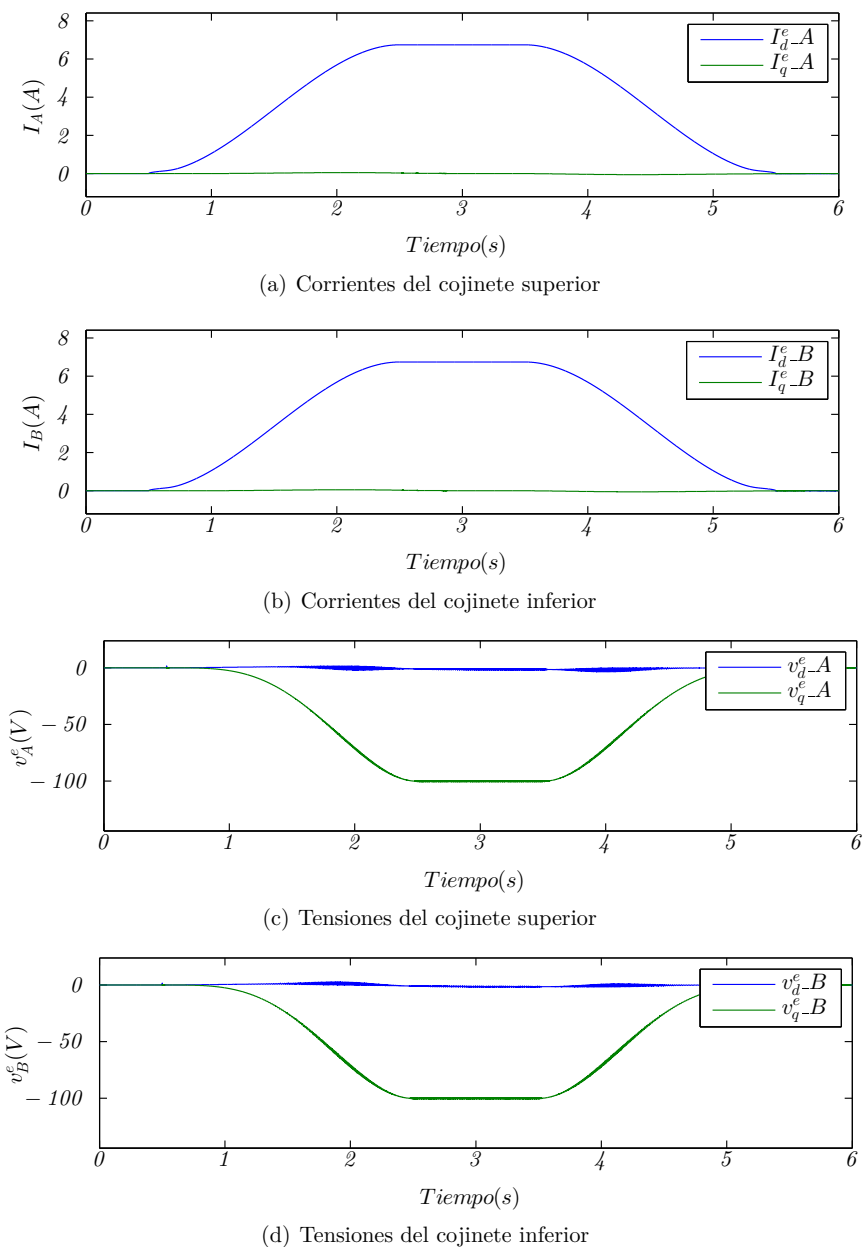
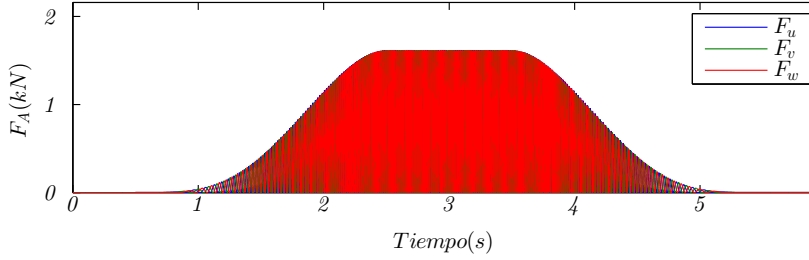
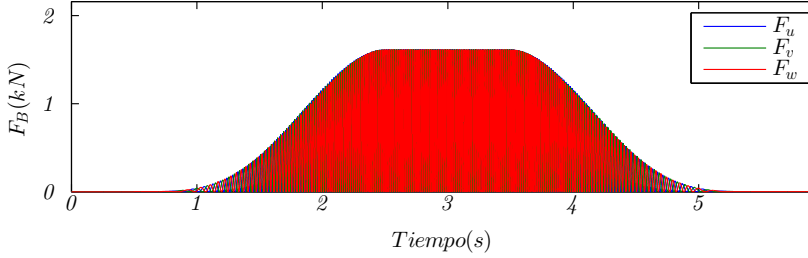


Figura 5.45: Corrientes y tensiones en coordenadas síncronas dq^e del control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.



(a) Fuerzas del cojinete superior



(b) Fuerzas del cojinete inferior

Figura 5.46: Fuerzas magnéticas generadas por el control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.

Los resultados de esta simulación se resumen en la tabla 5.8.

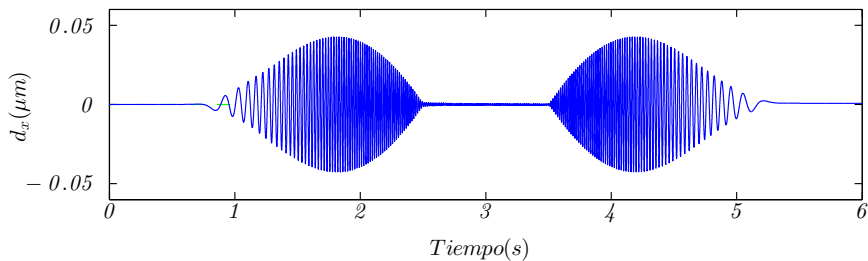
$d_x(\mu m)$	$d_y(\mu m)$	$\theta_x(^{\circ})$	$\theta_y(^{\circ})$	$F_{max}(kN)$	$i_{max}(A)$	$v_{max}(V)$
2.67	2.67	$83 \cdot 10^{-6}$	$83 \cdot 10^{-6}$	1.61	6.7	100

Tabla 5.8: Resultados del control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.

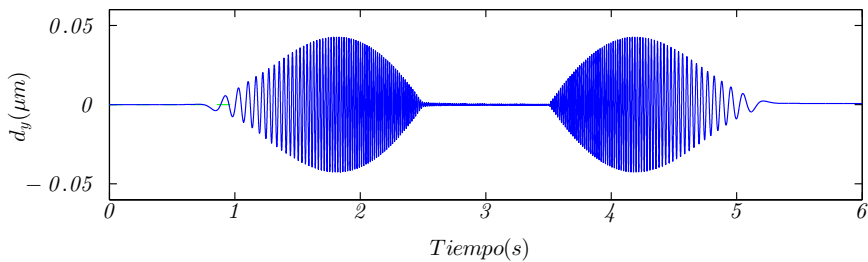
5.7.4. Adaptación del control PR para el rechazo de perturbaciones periódicas

En esta sección se adapta dinámicamente el control PR a la frecuencia del giro del rotor. Aplicando este control resonante variando w con la velocidad de giro, se obtiene la respuesta del control de posición mostrada en la figura 5.47.

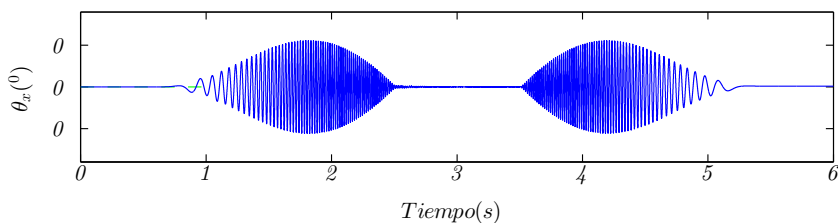
La figura 5.48 muestra la velocidad de traslación y de rotación. Las figuras 5.49(a), 5.49(b), 5.49(c) y 5.49(d), muestran las corrientes y tensiones en coordenadas uvw de las bobinas de los cojinetes superior e inferior respectivamente. Las figuras 5.50(a), 5.50(b), 5.50(c) y 5.50(d), muestran las corrientes y tensiones en coordenadas síncronas dq^e de las bobinas de los cojinetes superior e inferior respectivamente. Las figuras 5.51(a), 5.51(b) muestran las fuerzas magnéticas generadas por los cojinetes superior e inferior respectivamente.



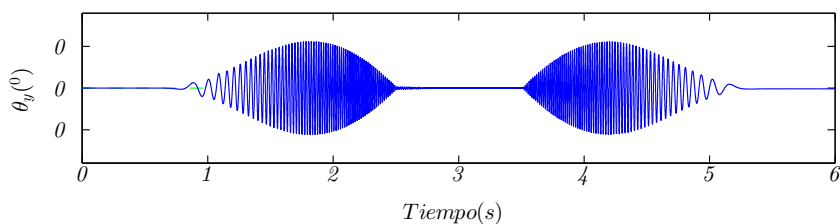
(a) Desplazamiento en el eje x



(b) Desplazamiento en el eje y



(c) Rotación sobre el eje x



(d) Rotación sobre el eje y

Figura 5.47: Respuesta del control resonante proporcional adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de 80Hz , 300Hz , 1kHz para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta 4000rpm .

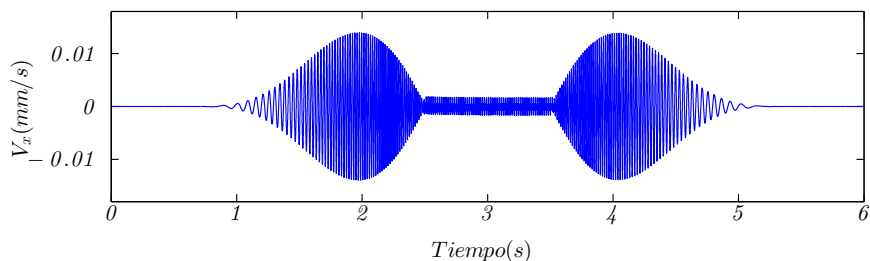
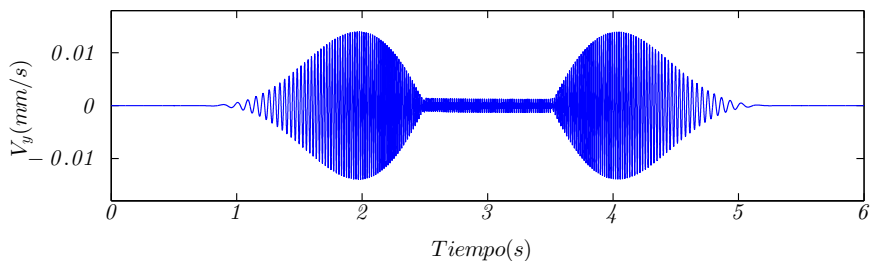
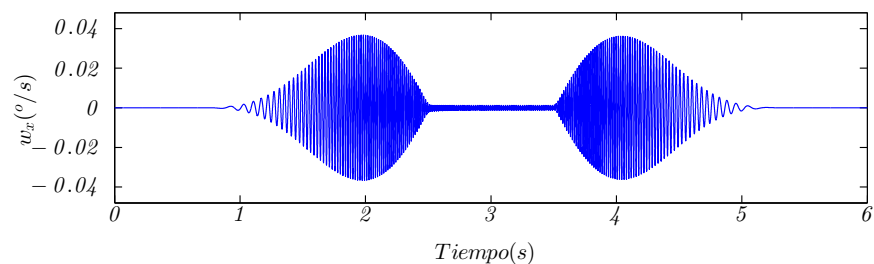
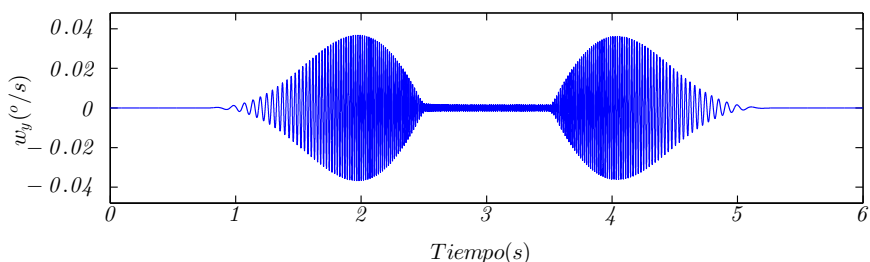
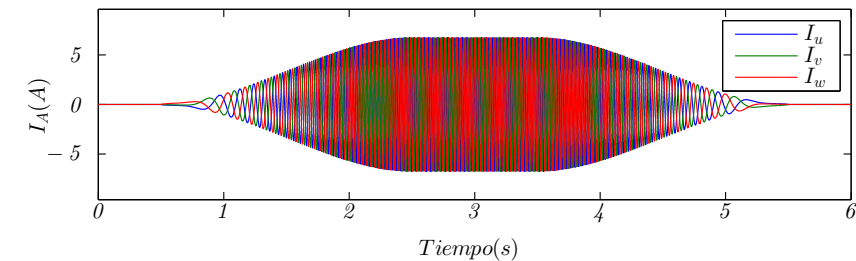
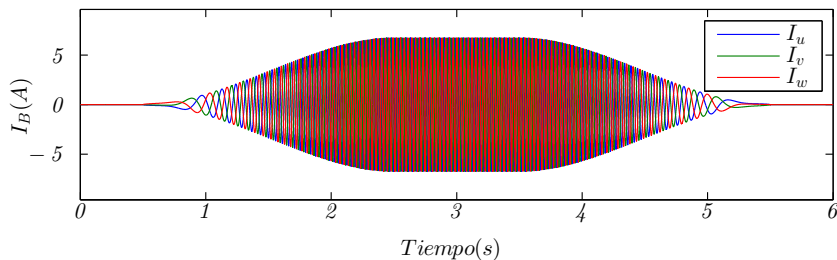
(a) Velocidad de traslación en el eje x (b) Velocidad de traslación en el eje y (c) Velocidad de rotación sobre el eje x (d) Velocidad de rotación y

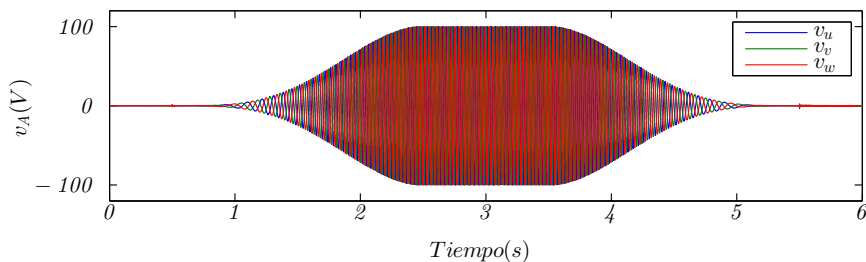
Figura 5.48: Velocidad de traslación y de rotación del control resonante proporcional adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.



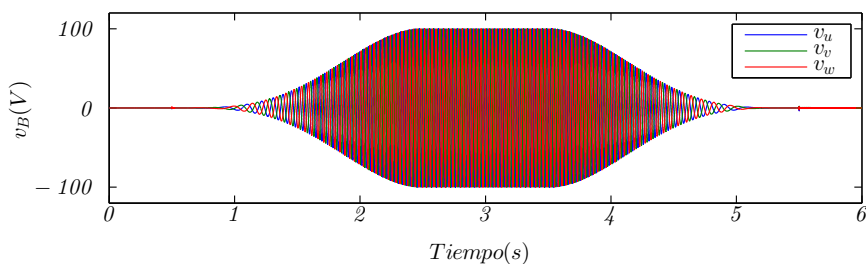
(a) Corrientes del cojinete superior



(b) Corrientes del cojinete inferior

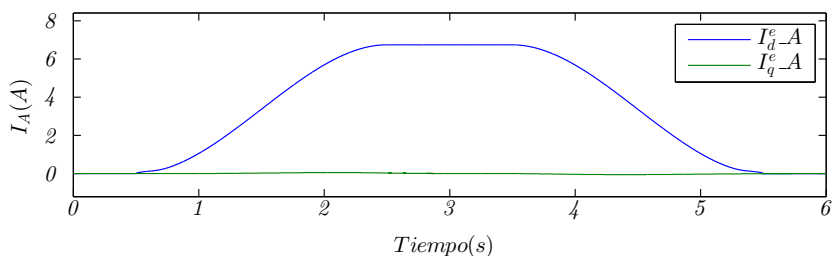


(c) Tensiones del cojinete superior

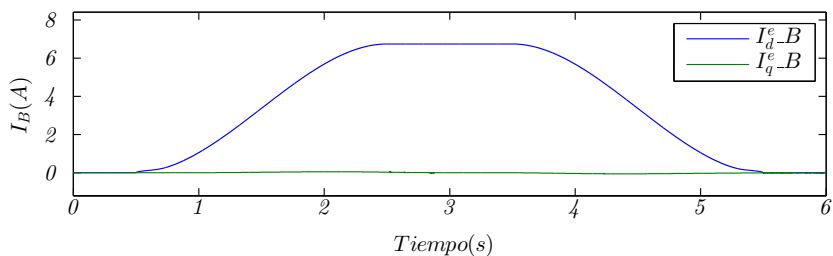


(d) Tensiones del cojinete inferior

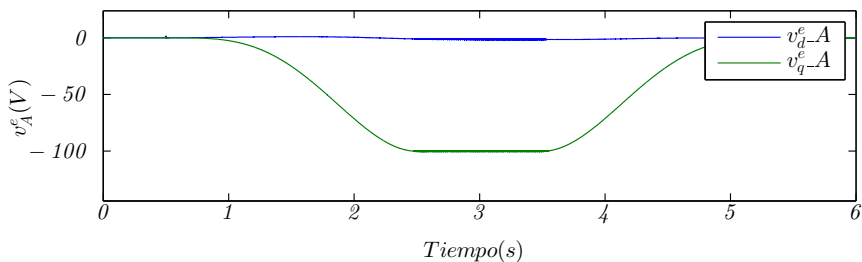
Figura 5.49: Corrientes y tensiones en coordenadas uvw del control resonante proporcional adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.



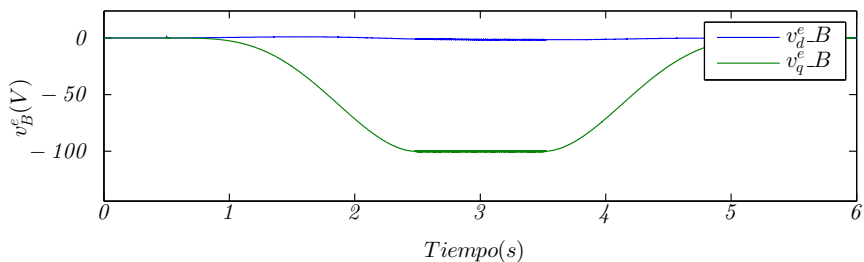
(a) Corrientes del cojinete superior



(b) Corrientes del cojinete inferior

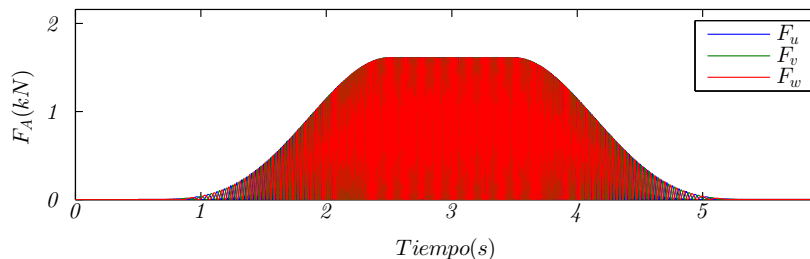


(c) Tensiones del cojinete superior

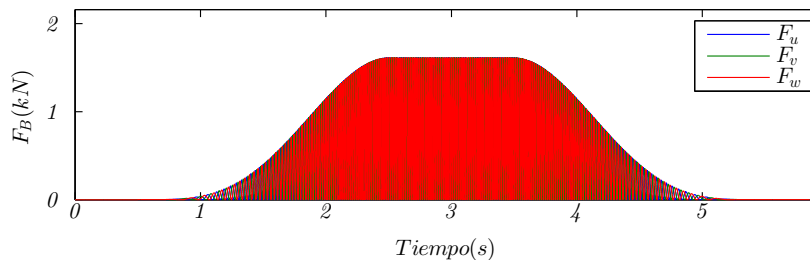


(d) Tensiones del cojinete inferior

Figura 5.50: Corrientes y tensiones en coordenadas dq^e del control resonante proporcional adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.



(a) Fuerzas del cojinete superior



(b) Fuerzas del cojinete inferior

Figura 5.51: Fuerzas magnéticas generadas por el control resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.

Los resultados de esta simulación se resumen en la tabla 5.9

$d_x (nm)$	$d_y (nm)$	$\theta_x (^\circ)$	$\theta_y (^\circ)$	$F_{max} (kN)$	$i_{max} (A)$	$v_{max} (V)$
42.6	42.6	$1,95 \cdot 10^{-6}$	$1,95 \cdot 10^{-6}$	1.61	6.7	100

Tabla 5.9: Resultados del control resonante adaptativo de sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$.

A partir del análisis del comportamiento de los diferentes tipos de control ante las perturbaciones periódicas, se concluye que las estrategias sin el controlador Proporcional-Resonante (PR) tienen un error de posición. Dicho error aumenta con la velocidad del motor. Utilizando el control Proporcional-Resonante (PR) no adaptativo, el error de posición aumenta con la aceleración, según se muestra en la 5.35(b). El control Proporcional-Resonante (PR) adaptativo tiene un comportamiento similar al control Proporcional-Resonante (PR), pero presenta menor amplitud en el error de posición. Por lo tanto, este es la estrategia de control recomendada.

5.7.5. Comportamiento del control ante perturbaciones instantáneas

En esta sección se analiza el comportamiento del control ante perturbaciones instantáneas. En las simulaciones realizadas, se aplicará una fuerza instantánea de $50N$ una vez que la velocidad de rotación ha alcanzado las $4000rpm$.

Aplicando una perturbación instantánea en el régimen permanente cuando el rotor está girando a $4000rpm$, se obtiene la respuesta del control de posición mostrada en la figura 5.52. La figura 5.53 muestra la velocidad de traslación y de rotación.

Las figuras 5.54(a), 5.54(b), 5.54(c) y 5.54(d), muestran las corrientes y tensiones en coordenadas uvw de los cojinetes superior e inferior respectivamente. Las figuras 5.55(a), 5.55(b), 5.55(c) y 5.55(d), muestran las corrientes y tensiones en coordenadas dq^e de los cojinetes superior e inferior respectivamente. Las figuras 5.56(a), 5.56(b) muestran las fuerzas magnéticas generadas por los cojinetes superior e inferior respectivamente.

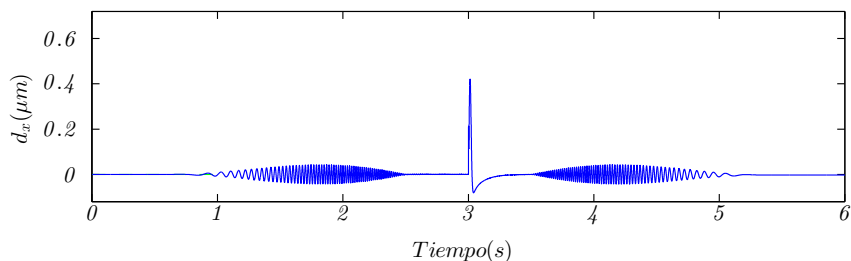
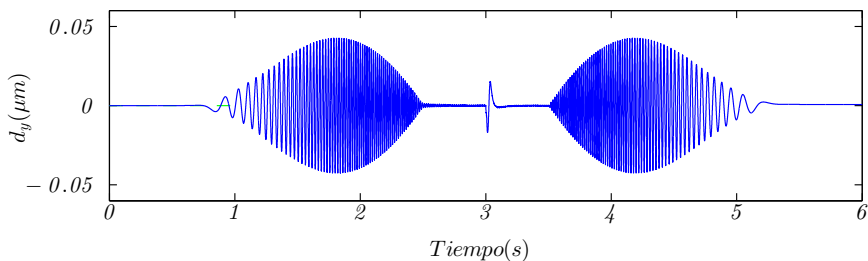
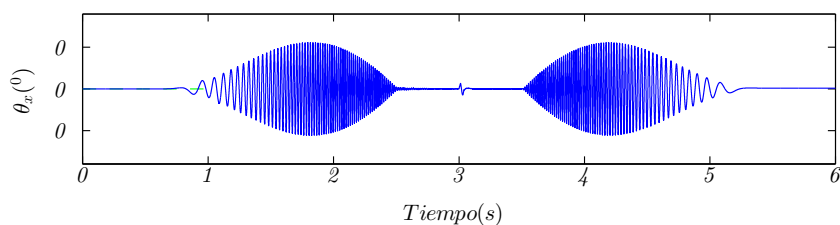
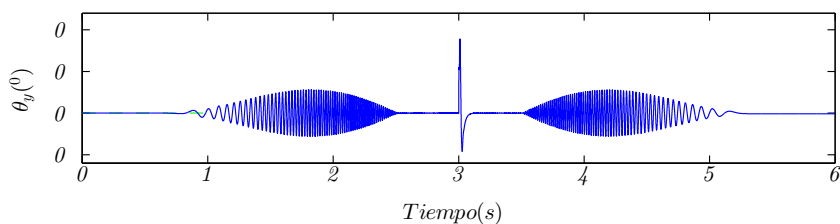
(a) Desplazamiento en el eje x (b) Desplazamiento en el eje y (c) Rotación sobre el eje x (d) Rotación sobre el eje y

Figura 5.52: Respuesta del control proporcional resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ con una perturbación instantánea de $F = 50N$ en el régimen permanente.

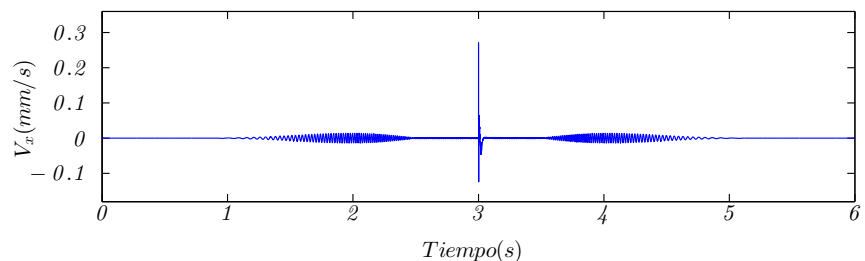
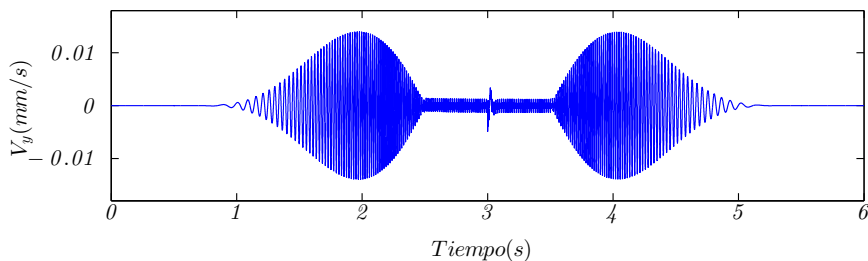
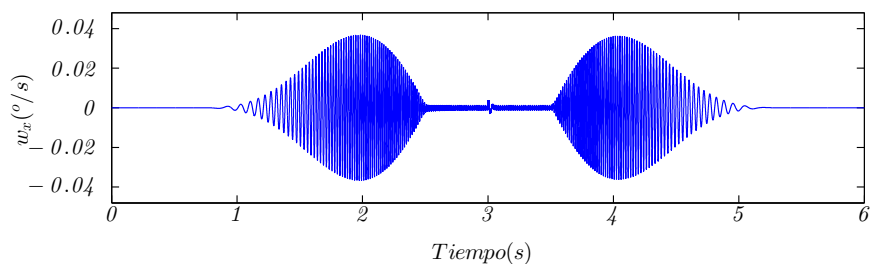
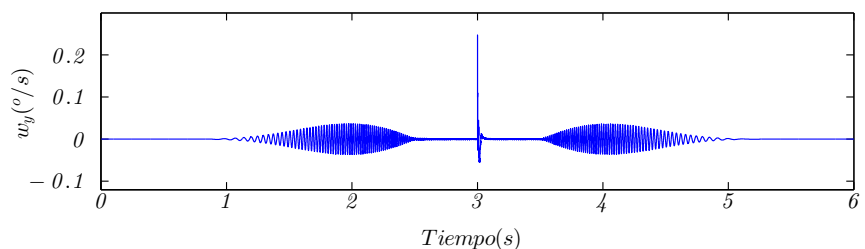
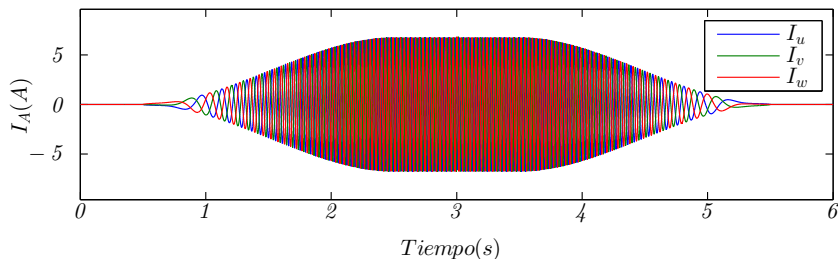
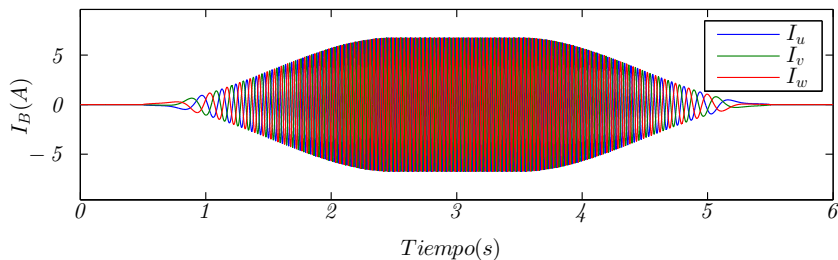
(a) Velocidad de traslación en el eje x (b) Velocidad de traslación en el eje y (c) Velocidad de rotación sobre el eje x (d) Velocidad de rotación y

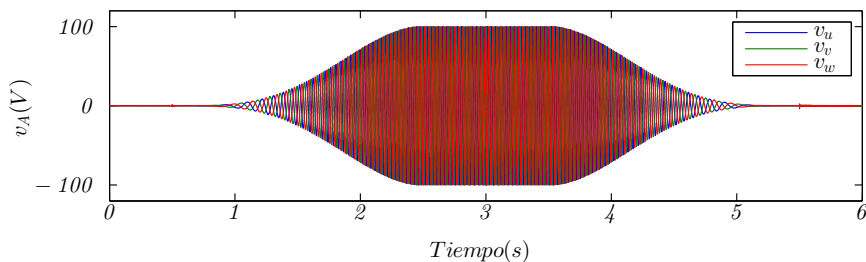
Figura 5.53: Velocidad de traslación y de rotación del control proporcional resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de 80Hz , 300Hz , 1kHz para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta 4000rpm con una perturbación instantánea de $F = 50\text{N}$ en el régimen permanente.



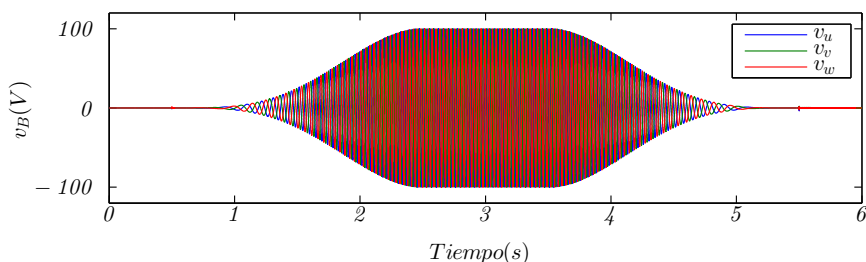
(a) Corrientes del cojinete superior



(b) Corrientes del cojinete inferior

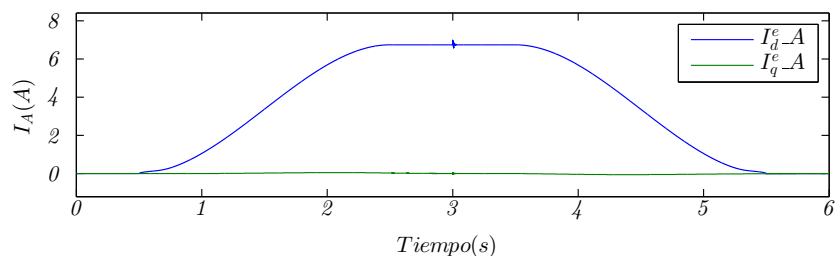


(c) Tensiones del cojinete superior

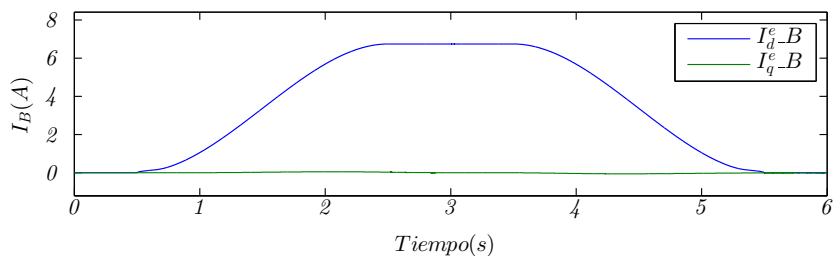


(d) Tensiones del cojinete inferior

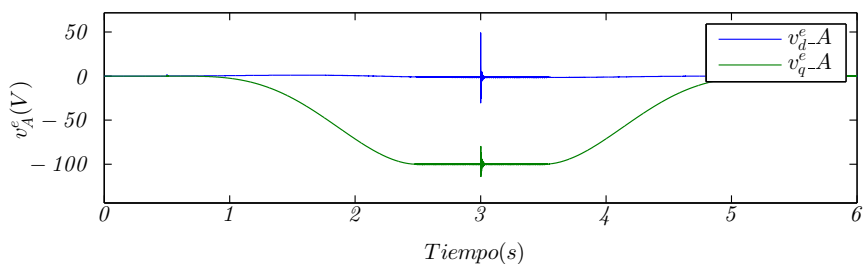
Figura 5.54: Corrientes y tensiones en coordenadas uvw del control proporcional resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ con una perturbación instantánea de $F = 50N$ en el régimen permanente.



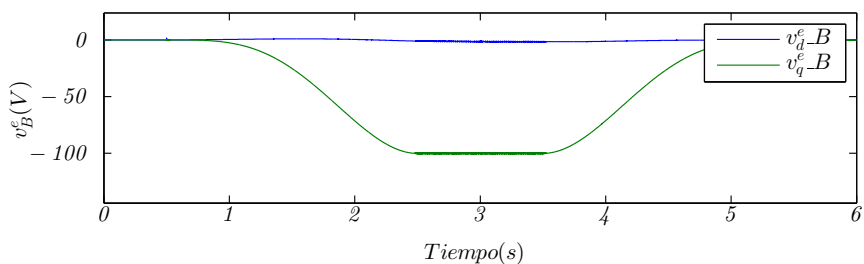
(a) Corrientes del cojinete superior



(b) Corrientes del cojinete inferior

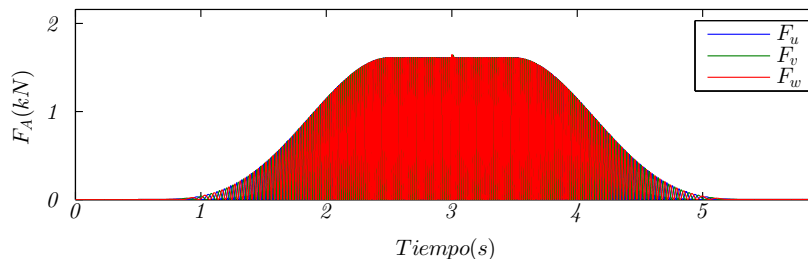


(c) Tensiones del cojinete superior

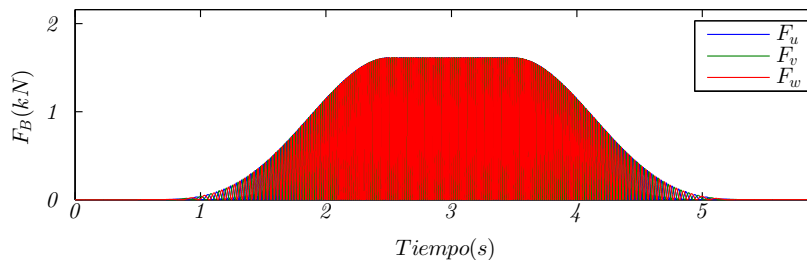


(d) Tensiones del cojinete inferior

Figura 5.55: Corrientes y tensiones en coordenadas sincras dq^e del control proporcional resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ con una perturbación instantánea de $F = 50N$ en el régimen permanente.



(a) Fuerzas del cojinete superior



(b) Fuerzas del cojinete inferior

Figura 5.56: Fuerzas magnéticas generadas por el control proporcional resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ con una perturbación instantánea de $F = 50N$ en el régimen permanente.

5.8. Conclusiones

En este capítulo se han analizado los subsistemas que componen los cojinetes magnéticos. Se ha desarrollado el diseño del control del sistema eléctrico, tanto para los cojinetes de 3 polos como para los cojinetes de 6 polos *horseshoe*. Se ha indicado la importancia y las ventajas de controlar el sistema eléctrico en coordenadas síncronas. Se ha analizado el cálculo de la referencia de corriente y como minimizar el número de conmutaciones utilizando las dos posibilidades existentes para la referencia de corriente. A continuación, se ha desarrollado el control del sistema mecánico del rotor utilizando tanto un control *PID* con un único lazo de posición como utilizando un control en cascada, con un lazo externo de posición con un controlador *P* y un lazo interno de velocidad con un controlador *PI*. A continuación, se ha analizado el comportamiento del control en el sistema integrado en un volante de inercia. Se ha analizado el comportamiento del control ante posicionamiento inicial y perturbaciones periódicas generadas por la fuerza centrífuga. Se ha desarrollado un controlador Proporcional-Resonante (PR) para rechazar las perturbaciones periódicas. Finalmente, se ha analizado el comportamiento del control ante perturbaciones instantáneas. A partir del análisis realizado, se puede concluir que el controlador Proporcional-Resonante (PR) adaptativo proporciona los mejores resultados.

Capítulo 6

Alternativas de estimación de la posición en cojinetes radiales

Índice

- 6.1. Introducción**
- 6.2. Métodos de estimación de la posición**
- 6.3. Corriente de alta frecuencia de secuencia negativa**
 - 6.3.1. Medida de la señal de corriente portadora
- 6.4. Estimación de la posición utilizando la tensión de...**
- 6.5. No linealidades del modelo de alta frecuencia**
- 6.6. Efectos de la corriente fundamental sobre la señal...**
 - 6.6.1. Efectos de la saturación sobre el modelo de alta frecuencia
- 6.7. Implementación del control sin sensor**
- 6.8. Inductancias de alta frecuencia**
- 6.9. Conclusiones**

6.1. Introducción

Los cojinetes magnéticos van a requerir sensores para medir la posición del rotor. Para medir los desplazamientos del rotor, normalmente se utilizan sensores de corrientes *Eddy*, los cuales se pueden disponer de diferentes formas [2]. El uso de sensores de posición presenta varios inconvenientes, incluyendo un aumento del tamaño final, del coste y una menor robustez, al añadir elementos susceptibles de fallar. Para resolver este problema, se han desarrollado técnicas de control sin sensor de posición [2, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56]. En los sistemas de cojinetes magnéticos sin sensores de posición, los electroimanes actúan, además de como actuadores, como sensores de posición [55, 57, 58].

El principio físico en el que se fundamentan estas técnicas es la variación de la inductancia con el valor del entrehierro. Dado que la inductancia depende del entrehierro, y éste de la posición del rotor, la medición de la misma permite determinar el desplazamiento del cojinete [59]. La inductancia puede estimarse bien a partir de la excitación fundamental (mediante la relación entre las tensiones aplicadas y las corrientes resultantes para crear la fuerza requerida), o bien superponiendo a la excitación fundamental algún tipo de excitación de alta frecuencia. En este segundo caso, la señal de alta frecuencia puede ser bien la propia conmutación de los interruptores de potencia, o bien algún tipo de excitación periódica. En este capítulo, se analiza esta segunda opción. En primer lugar se desarrollará el modelo de alta frecuencia del cojinete, para analizar posteriormente tanto la inyección de la señal de alta frecuencia como el procesamiento de señal necesario. El método propuesto se verificará en primer lugar mediante simulación, presentándose finalmente los resultados experimentales sobre un cojinete tripolar trifásico.

6.2. Métodos de estimación de la posición

La estimación de la posición sin sensor (*sensorless/self-sensing*), se pueden realizar utilizando varios métodos, los cuales se puede clasificar de la siguiente forma:

1. Inyección de una señal de alta frecuencia [50].
2. Inyección de una señal portadora *PWM* [53, 60].
3. Detección del flujo.
4. Estimación basada en un observador [56].

Entre estos métodos, la inyección de una señal portadora mediante la modulación *PWM* del inversor, permite la estimación del desplazamiento del rotor sin añadir elementos *hardware* adicionales, al contrario que los métodos 1, 3. Además, evita las restricciones de las técnicas basadas en un observador cuando la velocidad es pequeña o cero.

En esta sección, se realizará la estimación de la posición del rotor añadiendo una señal portadora de tensión de alta frecuencia a la señal de tensión proveniente del regulador de corriente. De esta forma, se genera un flujo de alta frecuencia que depende de los entrehierros entre el rotor y el cojinete, los cuales son proporcionales al desplazamiento del rotor. Este flujo va a afectar a las variables eléctricas medibles

del cojinete (tensiones y corrientes), a partir de las cuales es posible estimar la posición.

A partir de las ecuaciones desarrolladas en el capítulo de modelado del sistema magnético, se pueden obtener las inductancias en coordenadas dq^s en función de los desplazamientos en coordenadas xy como se muestra en la ecuación (6.1).

$$\mathbf{L}_{dq} = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_0^2 - \frac{1}{4}(d_x^2 + d_y^2)} \begin{bmatrix} g_0 + \frac{1}{2}d_x & -\frac{1}{2}d_y \\ -\frac{1}{2}d_y & g_0 - \frac{1}{2}d_x \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Aunque la derivación de las ecuaciones de las inductancias está desarrollada para el comportamiento del cojinete a la frecuencia de excitación fundamental, estas ecuaciones son válidas también para una excitación de alta frecuencia. Esto es debido a que las líneas de flujo de alta frecuencia van a seguir el mismo recorrido que las líneas de flujo del control fundamental. Para ilustrar este hecho, la figura 6.1 muestra la distribución de las líneas de flujo del alta frecuencia en un análisis mediante elementos finitos.

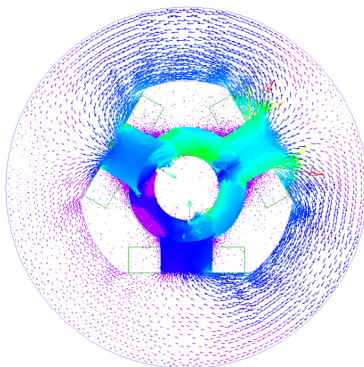


Figura 6.1: Distribución de las líneas de flujo del alta frecuencia mediante elementos finitos.

A partir de la ecuación (6.1), que muestra la dependencia de las inductancias de alta frecuencia con la posición del rotor, se puede realizar la estimación de la posición. La estimación de la posición requiere medir los términos de dicha matriz a partir del vector de tensión portadora (alta frecuencia) y del vector de corriente de alta frecuencia resultante. Para ello, se inyecta la señal de alta frecuencia en la forma de un vector giratorio, tal y como se muestra en la ecuación (6.2), donde V_{hf} , w_c son la magnitud y la frecuencia respectivamente. El flujo de alta frecuencia, ignorando la parte resistiva de la bobina, se puede obtener mediante (6.3)

$$\begin{bmatrix} v_{dshf}^s \\ v_{qshf}^s \end{bmatrix} = V_{hf} \begin{bmatrix} \cos(w_c t) \\ \sin(w_c t) \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

$$\lambda \simeq \int \mathbf{v}_{dqshf}^s = \mathbf{L}_{dq} v_{dqshf}^s \quad (6.3)$$

6.3. Corriente de alta frecuencia de secuencia negativa

Utilizando las ecuaciones (6.2) y (6.3), se puede obtener la corriente de alta frecuencia inducida debido a la inyección de la señal portadora, como se muestra en la ecuación (6.5)

$$\mathbf{i}_{dqshf}^s = \mathbf{L}_{dq} \frac{V_{hf}}{w_c} \begin{bmatrix} \sin(w_c t) \\ -\cos(w_c t) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

$$= \frac{V_{hf}}{A\mu_0 N^2 w_c} \begin{bmatrix} g_0 + \frac{1}{2}d_x & -\frac{1}{2}d_y \\ -\frac{1}{2}d_y & g_0 - \frac{1}{2}d_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(w_c t) \\ -\cos(w_c t) \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Se puede representar la ecuación (6.5) en forma vectorial mediante la ecuación (6.6), donde $\varphi = \arctan(y/x)$.

$$\mathbf{i}_{dqshpf}^s = \frac{V_{hf}}{A\mu_0 N^2 w_c} \cdot \left(g_0 e^{j(w_c t - \pi/2)} + \frac{\sqrt{d_x^2 + d_y^2}}{2} e^{j(-w_c t - \varphi + \pi/2)} \right) \quad (6.6)$$

Definiendo las reluctancias $\Sigma\mathcal{R}$, $\Delta\mathcal{R}$ según (6.7), (6.8), la ecuación (6.6) se puede dejar de forma compacta como (6.9).

$$\Sigma\mathcal{R} = (g_0/A\mu_0 N^2) \quad (6.7)$$

$$\Delta\mathcal{R} = (\sqrt{x^2 + y^2}/2A\mu_0 N^2) \quad (6.8)$$

$$\mathbf{i}_{dqshpf}^s = \frac{V_{hf}}{w_c} \cdot (\Sigma\mathcal{R} e^{j(w_c t - \pi/2)} + \Delta\mathcal{R} e^{j(-w_c t - \varphi + \pi/2)}) \quad (6.9)$$

El primer término de la ecuación (6.9) es la componente de secuencia positiva, la cual está girando en la misma dirección que el vector de tensión portadora. La amplitud de esta componente es proporcional al entrehierro nominal y, por lo tanto, no contiene información acerca de la posición instantánea del rotor. El otro término es la componente de secuencia negativa, la cual gira en la dirección contraria al vector de tensión portadora. La amplitud de esta componente depende del desplazamiento del rotor, estando su fase modulada por la dirección del desplazamiento.

Transformando las corrientes de secuencia positiva y de secuencia negativa a sus respectivas coordenadas síncronas, se obtienen las expresiones (6.10) y (6.11) para la componente de secuencia positiva y negativa respectivamente.

$$\mathbf{i}_{dqshpf}^{pc} = \frac{V_{hf}}{w_c} \cdot \Sigma\mathcal{R} \cdot e^{j(-\pi/2)} = \left| \mathbf{i}_{dqshpf}^{pc} \right| \cdot e^{j(-\pi/2)} \quad (6.10)$$

$$\mathbf{i}_{dqshpf}^{nc} = \frac{V_{hf}}{w_c} \cdot \Delta\mathcal{R} \cdot e^{j(\pi/2 - \varphi)} = \left| \mathbf{i}_{dqshpf}^{nc} \right| \cdot e^{j(\pi/2 - \varphi)} \quad (6.11)$$

A partir de las ecuaciones (6.10) y (6.11), se puede obtener la estimación de los desplazamientos del rotor como se muestra en las ecuaciones (6.12) , (6.13).

$$d_x = \frac{2A\mu_0 N^2 w_c}{V_h f} = |\mathbf{i}_{dqshpf}^{nc}| \cdot \cos(\pi/2 - \text{angle}(\mathbf{i}_{dqshpf}^{nc})) \quad (6.12)$$

$$d_y = \frac{2A\mu_0 N^2 w_c}{V_h f} = |\mathbf{i}_{dqshpf}^{nc}| \cdot \sin(\pi/2 - \text{angle}(\mathbf{i}_{dqshpf}^{nc})) \quad (6.13)$$

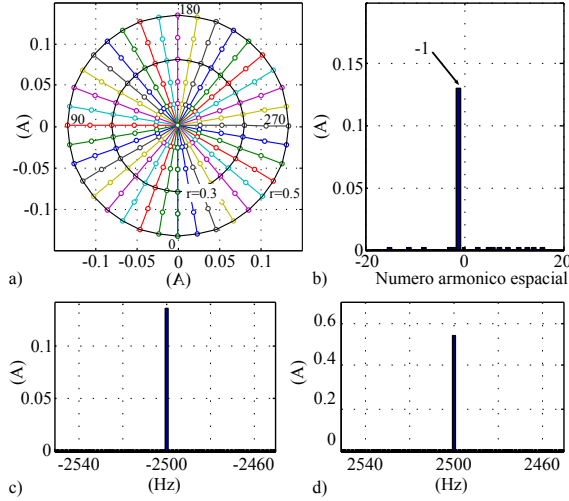


Figura 6.2: Evaluación numérica de la trayectoria compleja del vector de corriente de secuencia negativa. (a) Lugar complejo de la corriente. (b) distribución del armónico espacial. (c) Componente de corriente de secuencia negativa. (d) Componente de corriente de secuencia positiva. $V_{hf} = 4V, w_c = 2500Hz$.

La figura 6.2 muestra las variaciones de la corriente de secuencia negativa para diferentes posiciones del rotor. A partir de dicha figura se puede determinar que la posición del rotor genera un primer armónico espacial, de forma que la fase gira en sentido contrario al giro del rotor y la magnitud depende de la medida del entrehierro.

Para obtener una correcta estimación de la posición a partir de la señal portadora de alta frecuencia, es importante analizar el efecto de los dos parámetros que se pueden variar en dicha señal: la magnitud y la frecuencia (6.9).

La magnitud de la corriente portadora de secuencia negativa aumenta con la magnitud de la tensión portadora de tensión y disminuye con la frecuencia. El aumento de esta magnitud se va a traducir en una mejor relación señal-ruido. Sin embargo, esto va a dar lugar también a un aumento de la magnitud de la corriente portadora de secuencia positiva, la cual no tiene información útil, pero va a producir mayor ruido acústico y mayores pérdidas. Por otro lado, incrementar la frecuencia de tensión portadora, va a facilitar normalmente la implementación, ya que mejora la separación espectral entre la corriente fundamental y la de alta frecuencia, facilitando el filtrado necesario para la separación de ambas componentes.

La figura 6.3 muestra los resultados de una simulación incluyendo el efecto de la magnitud de la portadora de tensión en la estimación de posición. En dicha simulación se ha utilizado el modelo desarrollado en [61].

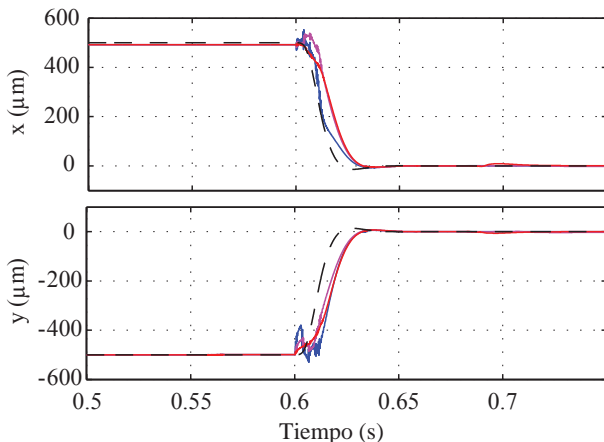


Figura 6.3: Efectos de la magnitud de la portadora sobre la estimación de la posición. Resultados de la simulación con inversor lineal sin saturación. Las magnitudes son normalizados a la tensión DC del bus. (Azul) $V_{hf} = 0,04$ p.u., (Magenta) $V_{hf} = 0,08$ p.u., (Rojo) $V_{hf} = 0,16$ p.u., $w_c = 2500Hz$. Se aplica una referencia escalón de $(500, -500)\mu m$ a $(0,0)\mu m$ en $t = 0,6s$. El ancho de banda del filtro es $100Hz$.

6.3.1. Medida de la señal de corriente portadora

La medida de la corriente de alta frecuencia se realiza utilizando los mismos convertidores A/D usados para la medida de la corriente fundamental, tal y como se muestra en la figura 6.4.

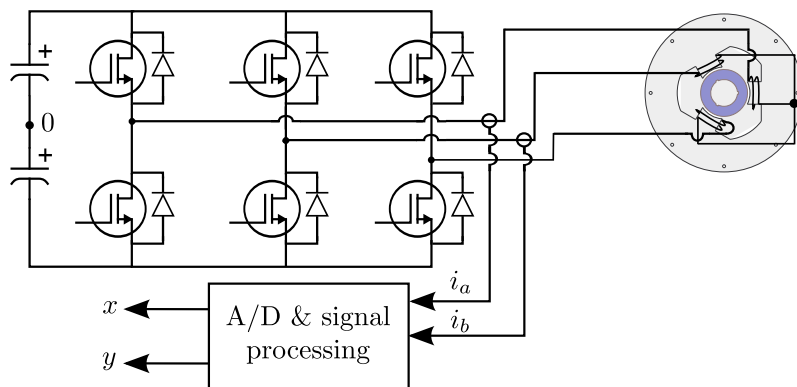


Figura 6.4: Diagrama de conexión de cojinetes magnéticos trifasicos y la medición de las corrientes

Dado que los sensores de corriente tienen que ser escalados para medir la corriente fundamentales, cuya magnitud puede ser varios órdenes mayor que la de la corriente de alta frecuencia de secuencia negativa, la resolución del convertidor A/D puede afectar de manera notable a la estimación [62]. En este trabajo, se utiliza un convertidor A/D de 12-bits. Es importante indicar también que tanto el ancho de

banda de los sensores de corriente, así como de los filtros *anti-aliasing* (en caso de ser utilizados), debe de ser lo suficientemente alto para permitir pasar la señal de corriente de alta frecuencia sin atenuación o retraso de fase.

6.4. Estimación de la posición utilizando la tensión de secuencia cero

El uso de la señal portadora de tensión de secuencia cero (6.15) para la estimación de la posición del rotor se ha aplicado con éxito en el control sin sensor de máquinas de corriente alterna [63]. El uso de esta señal añade mejoras importantes en términos de robustez y precisión en la estimación de la posición en máquinas de alterna y por lo tanto se extiende en este apartado su uso a un cojinete trifásico tripolar. Aplicado a un cojinete trifásico tripolar, la expresión analítica de la tensión de secuencia cero, ignorando los componentes resistivos, se calcula como una función de las tensiones de fase, v_{un} , v_{vn} , y v_{wn} , y la matriz de inductancias \mathbf{L}_{uvw} , según (6.17). Se pueden obtener las tensiones de fase v_{xn} a partir de las tensiones de fase del inversor v_{x0} y la tensión entre el punto neutro del cojinete y del inversor v_{n0} , utilizando la expresión (6.14).

$$v_{xn} = v_{x0} - v_{n0} \quad (6.14)$$

De (6.16), utilizando la señal de tensión de alta frecuencia y asumiendo que las variaciones de las inductancias son significativamente más lentas que la frecuencia de excitación, se puede obtener la ecuación (6.17). Analizando dicha expresión, se observa que la suma de los elementos de cada columna de la matriz de \mathbf{L}_{uvw} es cero y por lo tanto la tensión de secuencia cero resultante es también igual a cero. Por lo tanto la señal de tensión de secuencia cero no puede ser usada para la estimación de posición en cojinetes trifásicos tripolares.

Para corroborar este análisis, se ha medido experimentalmente la tensión de secuencia cero utilizando las conexiones mostradas en la figura 6.5. Cabe destacar que, aún siendo el valor resultante de la tensión de secuencia cero muy pequeño, no es exactamente cero en dichos resultados. Los motivos son las siguientes:

1. Las áreas de las bobinas puede ser ligeramente diferente debido a las tolerancias mecánicas, haciendo que los términos en la matriz de inductancia no sumen exactamente cero.
2. La existencia del flujo de dispersión, el cual modifica la expresión analítica de la matriz de inductancias de forma análoga a lo que ocurre en una máquina de alterna.

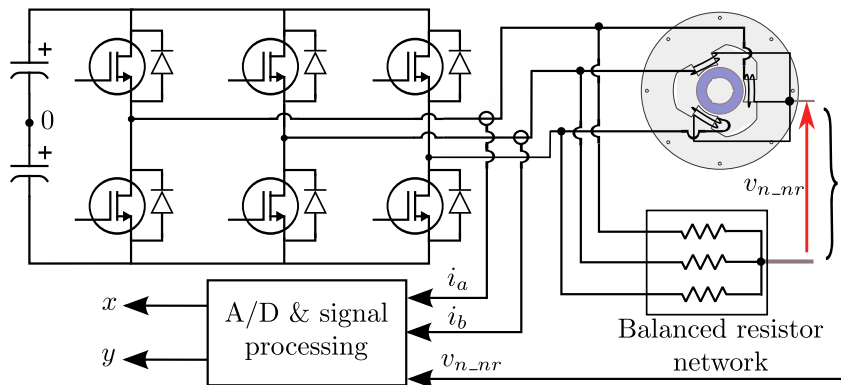


Figura 6.5: Diagrama de conexión de cojinetes magnéticos trifásicos y medición de la tensión de secuencia cero

$$v_{0s}^s = \frac{1}{3}(v_{un} + v_{vn} + v_{wn}) \quad (6.15)$$

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L}_{uvw} \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_{wi} \end{bmatrix} \right) \quad (6.16)$$

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_u g_v + g_v g_w + g_w g_u} \cdot \begin{bmatrix} g_v + g_w & -g_w & -g_v \\ -g_w & g_u + g_w & -g_u \\ -g_v & -g_u & g_u + g_v \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_{wi} \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

6.5. No linealidades del modelo de alta frecuencia

Además de los entrehierros, existen otros parámetros del cojinete magnético que tiene impacto en la impedancia de alta frecuencia y por lo tanto en la señal de corriente de alta frecuencia. La figura 6.6 muestra la medida de las variaciones de la impedancia de alta frecuencia para diferentes frecuencias de señal portadora. A partir de esta figura, se pueden obtener dos hechos importantes:

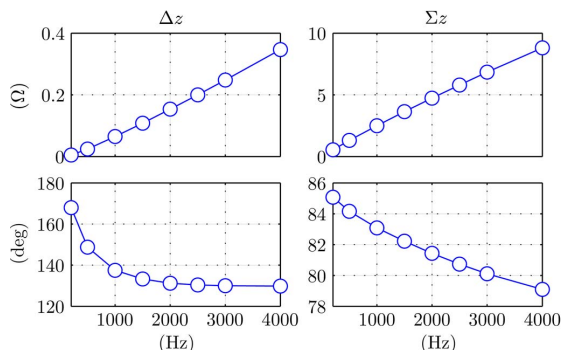


Figura 6.6: Impedancias transitorias media y diferencial [64] en función de la frecuencia de la señal portadora.

1. La componente resistiva tiene un valor notable, lo que se opone a la hipótesis inicial, y por lo tanto, su impacto en la estimación de la posición debe ser considerado [65]. Esto afectará a la fase del vector de corriente de secuencia negativa, introduciendo un *offset* en la estimación de la posición. Cabe destacar además, que dada la naturaleza resistiva de dicha componente, es sensible a los cambios de temperatura.
2. La componente resistiva se incrementa con el incremento de frecuencia. Esto afectará a la selección de la máxima frecuencia de la señal portadora.

Para evaluar la influencia del diseño de las bobinas sobre la señal de alta frecuencia, se han evaluado dos conjuntos diferentes de inductancias con las características mostradas en la tabla 6.1 utilizando un analizador de impedancias, la figura 6.7 muestra los resultados obtenidos. A partir de esta figura, se observa que reduciendo la sección de cable de las bobinas y aumentando el número de espiras y capas se logra que la impedancia de la bobina pase a ser casi completamente inductiva en el rango de frecuencias que se utiliza normalmente para señales portadoras. De este modo, se mitigan en gran medida los efectos resistivos enunciados anteriormente. En los resultados experimentales mostrados más adelante en este capítulo, se utilizará este segundo juego de bobinas.

Variable	Bobina 1	Bobina 2
Número de vueltas	50	190
Diámetro de cable	2.85mm	1.45mm
Número de capas	7	14

Tabla 6.1: Características de las bobinas

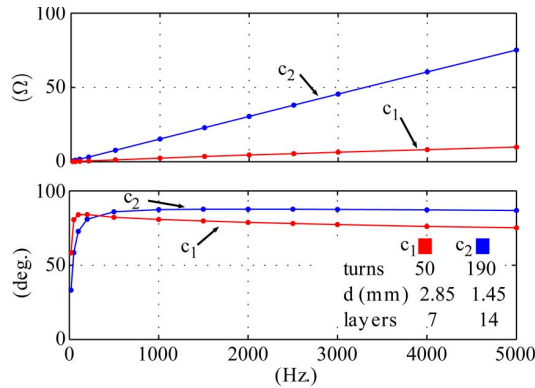


Figura 6.7: Comparación en frecuencia de dos diferentes conjuntos de bobinas.

6.6. Efectos de la corriente fundamental sobre la señal portadora

Durante el funcionamiento normal del cojinete magnético, la corriente fundamental necesaria será impuesta por el controlador de posición para mantener el rotor centrado. La corriente fundamental puede inducir potencialmente errores en la estimación de la posición por los siguientes motivos:

1. Retrasos introducidos por los filtros digitales necesarios para la separación de la componente de alta frecuencia de la fundamental.
2. Transitorios de corriente fundamental que no puedan ser rechazados por los filtros y que interfieran con la señal portadora de corriente de secuencia negativa.
3. La saturación del material ferromagnético del rotor y el estátor que resulta en variaciones de las inductancias. Estas variaciones de inductancias se acoplan con la variación resultante por el movimiento del rotor y, por lo tanto, hace disminuir la relación señal-ruido.

La figura 6.8 muestra el efecto de la saturación en la estimación de la posición. El retraso en la estimación de la posición es el efecto más notable. La figura 6.9 muestra el error de posición durante los transitorios sin saturación. En la figura 6.10, se muestra la distorsión de corriente fundamental en la región de la secuencia negativa de corriente tanto para el inversor lineal como para el inversor PWM.

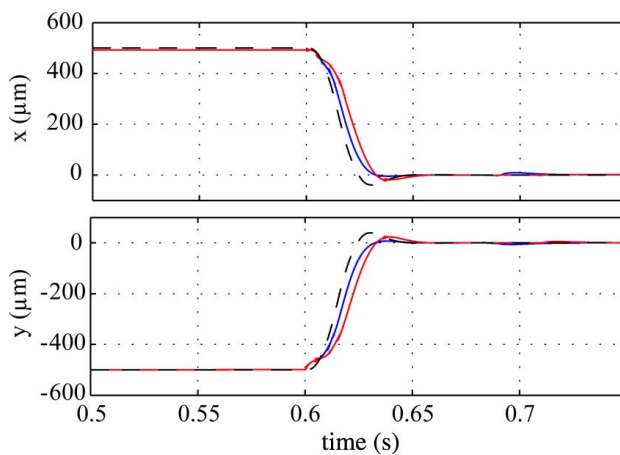


Figura 6.8: Efectos de la saturación en la respuesta transitoria. Resultados de simulación con inversor lineal. $V_{hf} = 0,16p.u.$, $w_c = 2500Hz$. (Rayado) es la señal medida. (Rojo) con saturación. (Azul) sin saturación. Se aplica una referencia escalón de $(500, -500)\mu m$ a $(0,0)\mu m$ en $t = 0,6s$. El ancho de banda del filtro es $100Hz$

Para mejorar la separación de la componente de alta frecuencia de la fundamental, se puede optar por la reducción del ancho de banda de los filtros utilizados. Este procedimiento da buenos resultados en régimen permanente. Sin embargo, durante los transitorios de corriente fundamental, se generan componentes adicionales de alta

frecuencia, los cuales pueden exceder la capacidad de rechazo del filtro. Para mejorar dicho comportamiento, es posible utilizar un observador de corriente fundamental [66].

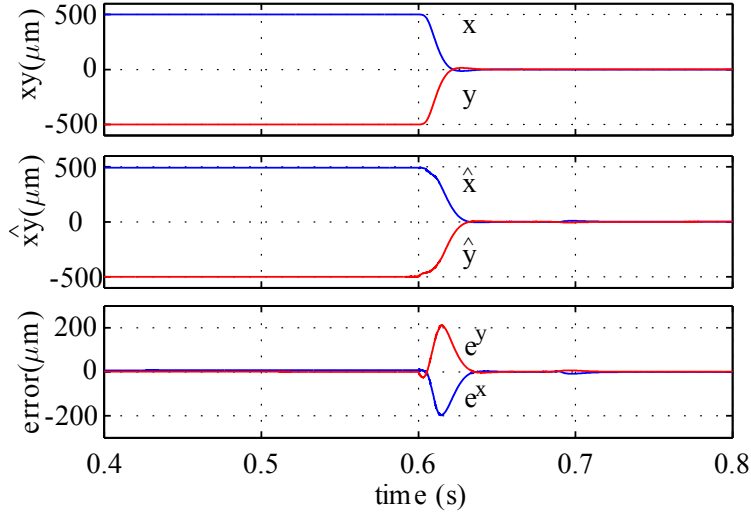


Figura 6.9: Error de estimación de posición durante el transitorio. Resultados de simulación con inversor lineal. $V_{hf} = 0,16p.u.$, $w_c = 2500Hz$. Se aplica una referencia escalón de $(500, -500)\mu m$ a $(0, 0)\mu m$ en $t = 0,6s$. El ancho de banda del filtro es $100Hz$

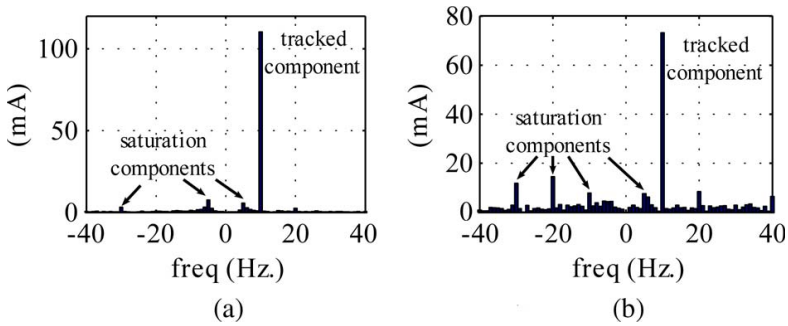


Figura 6.10: Distorsión provocada por la corriente fundamental en la portadora de corriente $i_{dqs_hpf}^{nc}$. Resultados de simulación con velocidad de giro del rotor a $10Hz$. $V_{hf} = 0,16p.u.$, $w_c = 2500Hz$. (a) Inversor lineal. (b) Inversor PWM.

6.6.1. Efectos de la saturación sobre el modelo de alta frecuencia

En [67, 68], se han analizado los efectos de la saturación en el control del sistema de cojinetes magnéticos. En este trabajo, se analiza el impacto de la saturación sobre las técnicas del control sin sensor basadas en la inyección de una señal portadora. Se pueden modelar los efectos de la saturación utilizando la ecuación (6.11) e incluyendo los términos relativos a la saturación como una variación desequilibrada del entrehierro. La nueva ecuación resultante es en la forma (6.18)

$$\mathbf{i}_{dqshpf}^{nc} = \frac{V_h f}{w_c} \cdot \Delta \mathcal{R}^{sat} \cdot e^{j(\pi/2 - \varphi) - \Delta \varphi} \quad (6.18)$$

donde $\Delta \mathcal{R}^{sat}$ se define según (6.19)

$$\Delta \mathcal{R}^{sat} = \left(\sqrt{(d_x + \Delta d_x)^2 + (d_y + \Delta d_y)^2} / 2A\mu_0 N^2 \right) \quad (6.19)$$

Para determinar experimentalmente los efectos de la saturación sobre la plataforma utilizada, en primer lugar se analizan los efectos de la saturación mediante una simulación de elementos finitos (*FEA*). Se inyecta una corriente continua en la bobina de la fase u , con el rotor centrado, y se estiman el flujo magnético y la densidad del flujo magnético resultantes. Se calcula la inductancia de esta fase utilizando estos valores con los parámetros del cojinete como el área de la bobina y el número de vueltas. Las figuras 6.11 y 6.12 muestran la inductancia de la fase, la inductancia media (6.20) y la inductancia diferencial (6.21) en función de la corriente fundamental. Se observa que con el aumento de la corriente fundamental, disminuyen los valores de las inductancias por el efecto de la saturación.

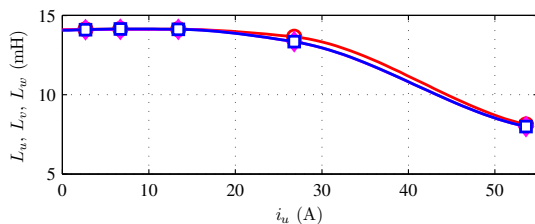


Figura 6.11: Inductancia de fase u en función de la corriente de fase u .

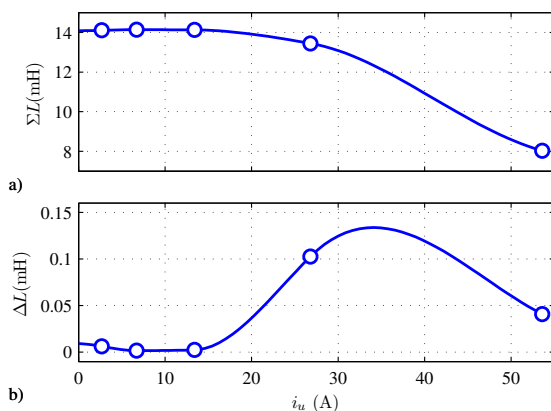


Figura 6.12: Inductancia media y diferencial en función de la corriente de fase u .

$$\Sigma L = (L_d + L_q) / 2 \quad (6.20)$$

$$\Delta L = (L_d - L_q) / 2 \quad (6.21)$$

A partir de las variaciones obtenidas en la matriz de inductancias, se determinan los errores introducidos en la estimación de la posición utilizando una señal portadora de alta frecuencia. La figura 6.13 muestra el incremento de los errores de estimación de la posición con el aumento de la carga. Se muestra el error de la estimación utilizando un vector de corriente fundamental alineado con el eje x , obteniéndose un comportamiento similar en las otras direcciones. Aunque estos resultados son para el diseño de la plataforma experimental utilizada, es de esperar un comportamiento similar en otro tipo de diseños. Con el procedimiento aquí indicado, es posible cuantificar el impacto de la saturación sobre la estimación de la posición de forma sencilla.

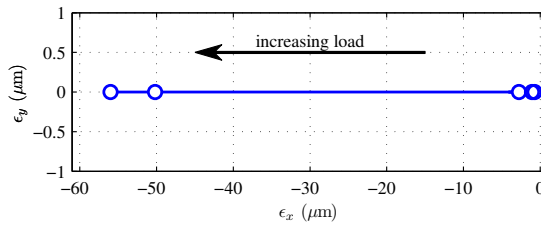


Figura 6.13: Error de estimación de la posición con condiciones de carga. $V_{hf} = 10V$ y $w_c = 2500Hz$.

Para corroborar los resultados de la simulación de elementos finitos, se ha medido el efecto de la saturación experimentalmente. La figura 6.14 muestra la modificación realizada en la conexión eléctrica del cojinete magnético durante este experimento. En este circuito, se utilizan dos ramas del inversor para inyectar corriente en una de las bobinas, con una estructura de puente en H. Se mide la corriente circulante por esta fase y también las tensiones inducidas en las otras dos fases, utilizando para ello una sonda de corriente y dos sondas diferenciales aisladas de tensión como se muestra en la figura 6.14.

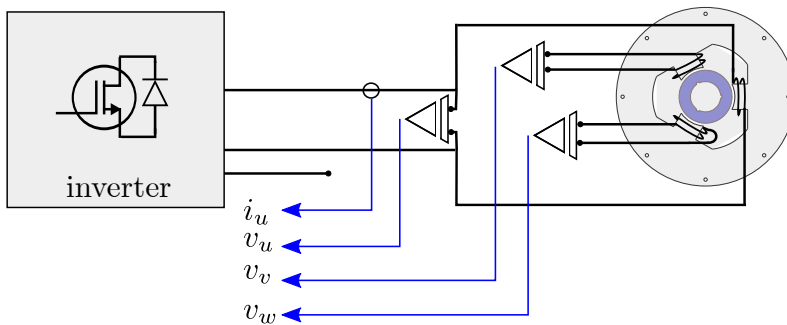


Figura 6.14: Circuito propuesto para la medición experimental de los efectos de saturación. Se utilizan tres sondas de tensión diferenciales y una sonda de corriente para la bobina activa.

Se inyecta una corriente continua en la bobina de esta fase y superpuesta a ella una señal de alta frecuencia. La corriente continua se utiliza para cambiar el nivel del flujo en las tres bobinas y se miden las variaciones de las inductancias utilizando

la señal de alta frecuencia. Con el rotor fijo en una posición, se pueden asociar las variaciones de las inductancias de alta frecuencia a los efectos de saturación. El procedimiento desarrollado permite identificar las fuentes de saturación y su interferencia con las corrientes de alta frecuencia. Las variaciones en las inductancias de alta frecuencia afecta a la corriente de alta frecuencia y, por lo tanto, a la estimación de la posición.

Para medir los valores de las inductancias, se analiza el circuito electromagnético representado por las ecuaciones (6.22), (6.23), (6.24). Para el caso de una señal de alta frecuencia, se puede simplificar las ecuaciones (6.22), (6.23), (6.24) asumiendo un régimen permanente, como se muestra en las ecuaciones (6.25), (6.26), (6.27).

$$v_u = R_u i_u + L_{uu} \frac{di_u}{dt} \quad (6.22)$$

$$v_v = L_{uv} \frac{di_u}{dt} \quad (6.23)$$

$$v_w = L_{uw} \frac{di_u}{dt} \quad (6.24)$$

$$v_u = z_u \dot{i}_u, \quad z_u = R_u + j\omega_c L_{uu} \quad (6.25)$$

$$v_v = z_{uv} \dot{i}_u, \quad z_{uv} = j\omega_c L_{uv} \quad (6.26)$$

$$v_w = z_{uw} \dot{i}_u, \quad z_{uw} = j\omega_c L_{uw} \quad (6.27)$$

Utilizando estas ecuaciones, se pueden obtener los valores de las inductancias midiendo las tensiones de las bobinas en circuito abierto y la corriente de la bobina activa. La figura 6.15 muestra los resultados experimentales del método propuesto. La figura 6.15(a),(b) muestra la tensión aplicada y la corriente circulante por la bobina de la fase u respectivamente. La figura 6.15(c) muestra la tensión inducida en las bobinas de las fases v, w . La figura 6.16 muestra los valores de las inductancias obtenidas repitiendo el experimento para diferentes niveles de la corriente fundamental. Estos resultados muestran la influencia de saturación y su efecto en la estimación de la posición. Dado el efecto provocado, se necesita un mecanismo de desacople de la saturación. El desacople de las saliencias inducidas por la saturación se implementa habitualmente en el control de máquinas de corriente alterna utilizando tabla de desacople [63], análisis de la distribución espacial de la saturación [69], o técnicas de redes neurales [70].

Utilizando el proceso propuesto de medición, se puede generar una tabla con la información mostrada en la figura 6.13, que está incorporada en (6.18). Es importante remarcar que, aunque las saliencias inducidas por la saturación dependen de la posición, sólo es necesario analizar el comportamiento con el rotor centrado si el diseño del controlador de posición se implementa para rechazo de perturbaciones [55].

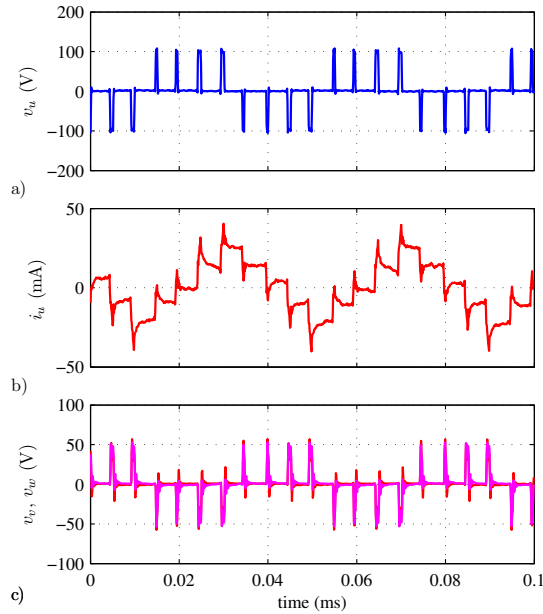


Figura 6.15: Resultados experimentales. (a) y (b) Tensión aplicada y corriente circulante por la bobina de fase u respectivamente. (c) Tensiones inducidas en las bobinas de las fases v, w , $w_c = 2500Hz$.

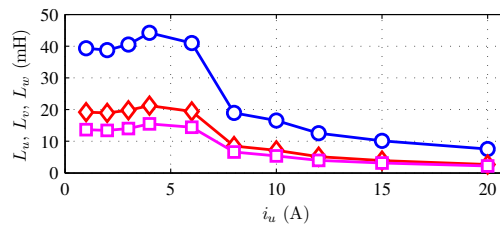


Figura 6.16: Medidas experimentales de los valores de la inductancia de alta frecuencia para diferentes niveles de la corriente fundamental en la fase u . Se calculan las inductancias utilizando las ecuaciones (6.25), (6.26) y (6.27). Se ha fijado el rotor en la misma posición durante el experimento. $V_{hf} = 10V$, $w_c = 2500Hz$.

Durante el funcionamiento normal del cojinete magnético, la generación de fuerzas tendrá una componente que girará de forma síncrona con la velocidad de giro del rotor para compensar las fuerzas debidas al giro. La generación de dichas fuerzas requerirá la inyección de corriente fundamental, la cual puede interferir con el proceso de estimación de alta frecuencia. Dada la estructura del cojinete trifásico tripolar, la generación de un vector de fuerza admite dos opciones en la referencia de corriente, tal y como se muestra en la figura 6.17. En este apartado, se explica la selección del comando de corriente para generar una fuerza giratoria de forma que los transitorios provocados por la misma afecten en la menor medida posible a la estimación de posición.

La figura 6.17(a) muestra el comando del vector de fuerza y la figura 6.17.b muestra el vector correspondiente de corriente. En la figura 6.17(b), las referencias de corriente marcadas con ' son iguales a las referencias de corrientes con el mismo número sin ' desde el punto de vista de la generación de fuerza. En la figura 6.17, se observa que el cambio del comando de corriente de 3 a 3' induce una corriente transitoria elevada al necesitar dos cambios en el estado de los transistores para cambiar el sentido de la corriente. Dicho transitorio generará una corriente de alta frecuencia, la cual afecta de forma notable a la estimación de la posición. Para evitar esta interferencia, existen dos opciones:

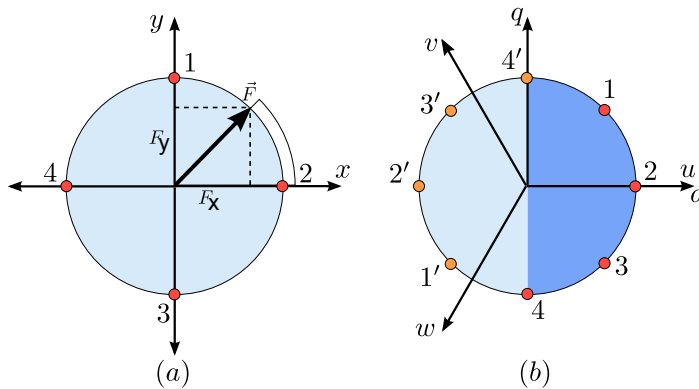


Figura 6.17: Generación del comando de corriente a partir del comando de fuerza. (a) Vectores de fuerza. (b) Vectores de corriente.

1. Desacoplo de las componentes de alta frecuencia utilizando un observador de corriente fundamental [71].
2. Reducción de esta componente transitoria utilizando la solución adecuada entre las dos posibilidades de la referencia de corriente.

Como se ha observado en la figura 6.17, existen dos posibilidades a la hora de obtener la referencia de corriente para el mismo comando de fuerza. Se pueden evitar generar componentes transitorias de alta frecuencia mediante el siguiente algoritmo: una vez calculada la referencia de fuerza, se utiliza la referencia de corriente con la mínima variación del ángulo del vector de corriente respecto al comando anterior. A continuación, se utilizan las dos posibilidades de corrientes para generar la fuerza requerida. La figura 6.18 muestra una comparación entre las dos estrategias. En la primera columna, utilizando una única solución, se ve que utilizando los filtros propuestos, no se puede eliminar completamente las componentes transitorias de la corriente fundamental. Este problema es mitigado en gran medida utilizando el algoritmo propuesto para la selección de la referencia de corriente, tal y como se muestra en la segunda columna de la figura 6.18.

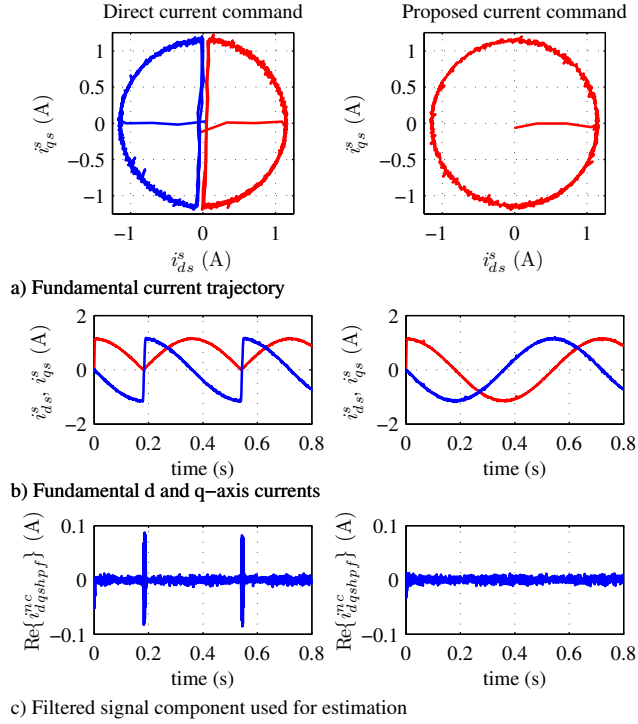


Figura 6.18: (a) Vector de corriente para un comando giratorio de fuerza de 20N. (b) Componentes de corriente fundamental. (c) Componentes de señal portadora. (Columna Izquierda) Experimento sin la selección de fase mínima en la referencia de corriente. (Columna derecha) Experimento utilizando la selección propuesta de corriente.

6.7. Implementación del control sin sensor

La figura 6.19 muestra el procesamiento de señal utilizado en la implementación del control sin sensor. Se miden las corrientes de dos fases tanto para el control de corriente como para la estimación de la posición. La corriente fundamental se separa de las componentes de alta frecuencia utilizando filtros síncronos [64]. Primero, se elimina la corriente de secuencia positiva de la corriente total utilizando un filtro paso bajo Butterworth de 2^o orden centrado en la frecuencia de la portadora con un ancho de banda de 1Hz. Se separa el resto de la señal de corriente (fundamental utilizada para el control y corriente de secuencia negativa utilizada para estimación) mediante dos filtros síncronos de primer orden con ancho de banda de 100Hz.

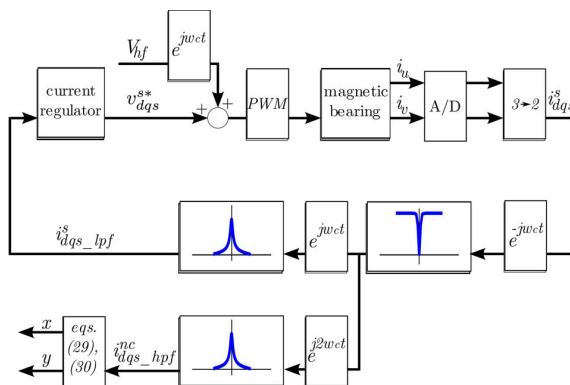


Figura 6.19: Procesamiento de señal digital para la estimación de posición utilizando la señal portadora de corriente de secuencia negativa

Para la implementación del control de posición utilizando la inyección de señal portadora de corriente, existen dos posibilidades:

1. Utilizando las ecuaciones (6.12), (6.13) derivadas del modelo analítico.
2. Minimizando el nivel de la corriente portadora de secuencia negativa con el objetivo de mantener el rotor centrado.

La ventaja del segundo método es que se reduce la dependencia de los parámetros eléctricos del cojinete. Sin embargo, con este método, no se puede hacer un control de posición absoluto, requiriendo cambiar la estrategia de control de seguimiento de referencias a rechazo de perturbaciones, regulando para ello la corriente de secuencia negativa para ser cero. En este trabajo se utiliza el primer método.

6.8. Inductancias de alta frecuencia

En toda la discusión previa, se han asumido que tanto el flujo fundamental como el de alta frecuencia son completamente mutuos, siendo por tanto el flujo de dispersión despreciable [72], [55]. Sin embargo, este extremo precisa de verificación experimental en el prototipo utilizado. Para ello, se han realizado diversos experimentos, utilizando la configuración mostrada en la figura 6.14 y eliminando el rotor. Con esta configuración, se ha medido el flujo de alta frecuencia inducido en las bobinas abiertas mediante la medición de la tensión inducida. Dado que el rotor no está colocado, cualquier flujo acoplado puede ser catalogado como de dispersión y, por lo tanto, este efecto deberá de tenerse en cuenta en el control sin sensor.

La figura 6.20 muestra las tensiones aplicadas e inducidas para tres señales portadoras diferentes de alta frecuencia. Dado que la medición de las tensiones inyectadas por un inversor puede resultar en errores de medida por ruidos inducidos en las sondas de tensión se miden también las corrientes inducidas cortocircuitando las fases v , w como se muestra en la figura 6.21.

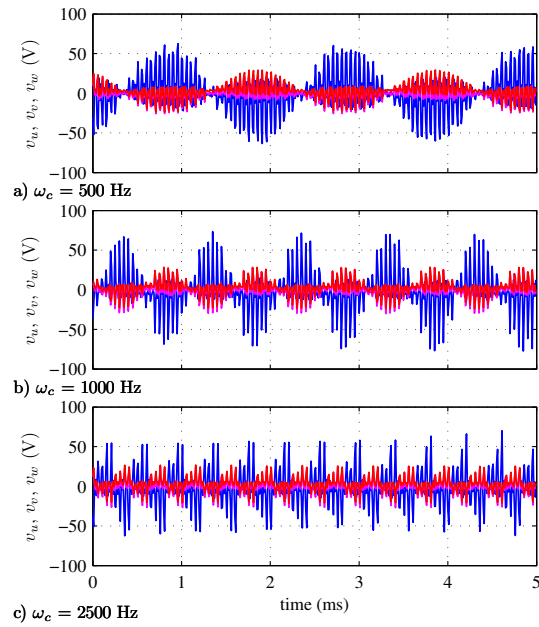


Figura 6.20: Medición experimental de la tensión transitoria de dispersión. Se ha realizado el experimento eliminando el rotor y midiendo las tensiones inducidas en las dos bobinas que no están conectadas al inversor.

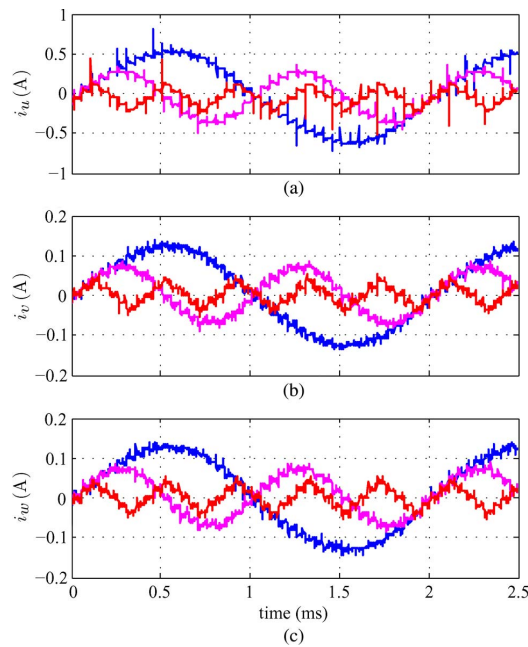


Figura 6.21: Medición experimental de corriente transitoria de dispersión. El experimento está realizado eliminando el rotor y midiendo las corrientes inducidas en las otras dos bobinas que no están conectadas al inversor

A partir de estos dos experimentos, se observa que una cantidad notable de flujo de alta frecuencia está cerrando el entrehierro entre las bobinas, incluso con el rotor eliminado, induciendo tensiones de alta frecuencia en las bobinas abiertas y corrientes de alta frecuencia en las bobinas con cortocircuito. Este resultado indica que el flujo de dispersión puede afectar potencialmente a la trayectoria de flujo de alta frecuencia cuando el rotor esté colocado. Por lo tanto, la suposición de que todo el flujo de alta frecuencia está siguiendo un camino principal de flujo no es completamente exacta.

Para medir los posibles efectos de saturación y otros efectos de la corriente fundamental, se miden los valores de las inductancias para diferentes niveles de corriente fundamental, como se muestra en la figura 6.22. A partir de este experimento, se puede concluir que no hay influencia en los valores de las inductancias porque el flujo no satura el entrehierro ni afecta al área efectiva de la bobina.

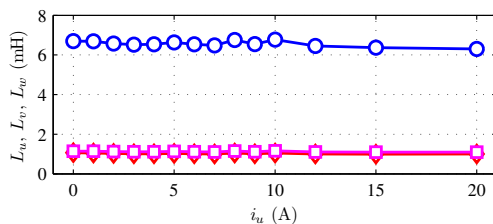


Figura 6.22: Medición experimental de la inductancia transitoria de dispersión en la fase u con el rotor quitado.

A partir de los experimentos anteriores sin el rotor presente, se obtiene que la reluctancia representativa del recorrido del flujo de dispersión y el valor de la inductancia correspondiente es aproximadamente un 10 % de la inductancia del recorrido del flujo nominal, según se muestra en la figura 6.16, 6.22, pudiendo afectar a la distribución de flujo de alta frecuencia. Esta reluctancia, conectada en paralelo con la reluctancia del rotor, puede tener potencialmente un impacto sobre el circuito magnético.

Si existe una distribución ideal del flujo fundamental en el circuito mostrado en la figura 6.14 y representado por las ecuaciones (6.22), (6.23) y (6.24), el flujo de alta frecuencia creado por la bobina de la fase u debe ser igualmente compartida por las bobinas de las fases v , w ($\lambda_{hf}^u = \lambda_{hf}^v + \lambda_{hf}^w$). Utilizando $u_L = v_u - R_u i_u + v_v + v_w$, se obtiene que u_L es igual a cero en el caso de que no exista flujo de dispersión.

Sin embargo, si el flujo de dispersión existe ($\lambda_{hf}^u \neq \lambda_{hf}^v + \lambda_{hf}^w$), u_L no será igual a cero, dependiendo su valor del nivel del flujo de dispersión. La figura 6.20 muestra las medidas de las tensiones inducidas con tres diferentes frecuencias de señal portadora. Se observa que existen tensiones inducidas en las bobinas abiertas. Restringiendo el análisis a la frecuencia de la señal portadora, se muestran los resultados de la evaluación de u_L en la figura 6.23. Se ha obtenido este resultado inyectando componentes de tensión de alta frecuencia con diferentes frecuencias de portadora en las fases u , v , w después del desacoplo de la contribución del término resistivo $R_u i_u$ en la fase u .

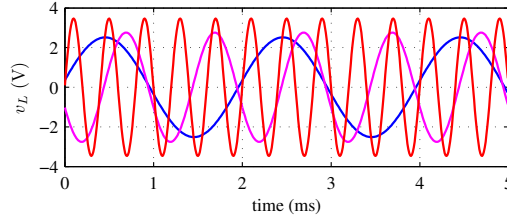


Figura 6.23: Medición experimental de la tensión transitoria de dispersión. Se ha realizado el experimento midiendo las tensiones inducidas en las dos bobinas que no están conectadas al inversor.

Este experimento muestra que hay un flujo de dispersión con un valor comparable al flujo fundamental. A partir de la figura 6.23, se observa que el flujo de dispersión depende potencialmente de la frecuencia portadora y aumenta con el valor de la misma.

Una vez contrastada la existencia del flujo de dispersión, se requiere medir su dependencia con la posición del rotor. Con este fin, se ha medido la modulación de la tensión de dispersión con la posición del rotor mediante el posicionamiento manual del rotor en tres posiciones diferentes en el eje x . Las figuras 6.24, 6.25 muestran los resultados con tres portadoras de diferentes frecuencias para valores absolutos y valores normalizados en función de la tensión inyectada.

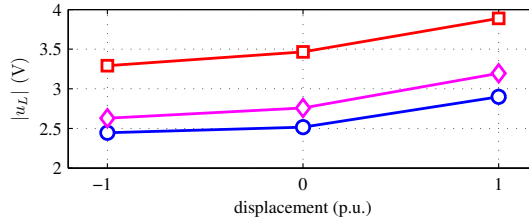


Figura 6.24: Medición experimental de la modulación de la posición de la tensión transitoria de dispersión midiendo la tensión inducida en las dos bobinas no conectadas al inversor a la frecuencia portadora.

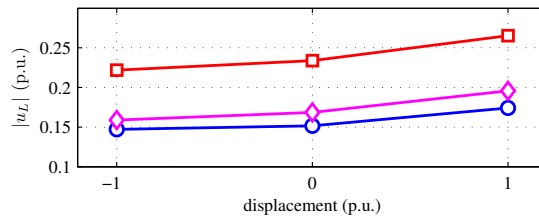


Figura 6.25: Medición experimental de la modulación de la posición de la tensión transitoria de dispersión. Resultados normalizados a la magnitud de la tensión de la portadora inyectada midiendo la tensión inducida en las dos bobinas no conectadas al inversor a la frecuencia portadora.

Los resultados indican que el flujo de dispersión está afectado por la posición del rotor y por lo tanto debe ser considerado. Para ser consistente con los resultados experimentales, se propone un modelo matemático que modele el comportamiento de la inductancia transitoria.

Se asume que la modulación por la posición mostrada en el flujo de dispersión está solo afectado por el entrehierro. Por lo tanto, los términos de la matriz del flujo de dispersión son iguales a cero excepto en la diagonal y los términos de la diagonal son proporcionales a $1/g_i$ donde i es la bobina excitada. El modelo propuesto es el mostrado en la ecuación (6.28)

$$\mathbf{L}_{uvw} = K_{leakage} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{g_u} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{g_u} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{g_u} \end{bmatrix} \quad (6.28)$$

donde $K_{leakage} = f(N, \mu_0, A_{leakage})$, $A_{leakage}$ es el área atravesada por el flujo de dispersión. Transformando la ecuación (6.28) y aplicando (6.3) al flujo de alta frecuencia, se puede obtener la corriente inducida de alta frecuencia, tal y como se muestra en la ecuación (6.29)

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dqshfL}^s &= \mathbf{L}_{xy}^{-1} \frac{u_L}{w_c} \begin{bmatrix} \sin(w_c t) \\ -\cos(w_c t) \end{bmatrix} \\ &= \frac{u_L}{w_c K_{leakage}} \begin{bmatrix} g_0 - d_x/2 & d_y/2 \\ -d_y/2 & g_0 + d_x/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(w_c t) \\ -\cos(w_c t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.29)$$

Finalmente, para compensar la contribución del flujo de dispersión de alta frecuencia, la corriente de alta frecuencia resultante debe de ser restada de la corriente total de alta frecuencia, como se muestra en la ecuación (6.30). La figura 6.26 muestra que el error de posición tiene un *offset*.

$$\mathbf{i}_{dqshfC}^s = \mathbf{i}_{dqshf}^s - \mathbf{i}_{dqshfL}^s \quad (6.30)$$

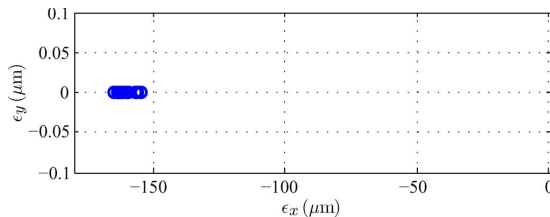


Figura 6.26: Error de estimación de la posición inducido por el flujo de dispersión.

6.9. Conclusiones

En este capítulo, se han analizado diferentes métodos de la estimación de la posición utilizando las señales de tensión y corriente. Se ha desarrollado un método basado en la inyección de una señal de alta frecuencia superpuesta al comando de tensión del regulador de corriente. La técnica propuesta rastrea la componente de alta frecuencia de secuencia negativa generada en el vector de corriente para la estimación de la posición. Para este fin, se ha desarrollado el modelo de alta frecuencia de un sistema de cojinetes trifásico tripolar. Se ha analizado la distribución del flujo de alta frecuencia, determinando que además del flujo principal existe un flujo de dispersión que afecta a la estimación. Para reducir este efecto, se ha propuesto una expresión que permite su compensación mediante una tabla de desacoplo. Se han analizado los efectos de saturación en el flujo y la variación de las inductancias de alta frecuencia, proponiendo igualmente un método para el desacoplo. Se ha propuesto un método para la inyección de la corriente fundamental que reduce el efecto de los transitorios derivados de la conmutación del inversor en la señal de alta frecuencia. Dicha estrategia permite relajar los requerimientos a los filtros utilizados para la separación de las diferentes componentes del vector de corriente. Todas las técnicas propuestas se han probado experimentalmente sobre una plataforma que emula el comportamiento del sistema final.

Resultados experimentales

Índice

- 7.1. Introducción**
- 7.2. Descripción de la plataforma experimental**
- 7.3. Medida de variables**
- 7.4. Resultados experimentales**
 - 7.4.1. Respuesta del lazo de corriente
 - 7.4.2. Seguimiento de referencias
 - 7.4.3. Control de posición
 - 7.4.4. Respuesta ante perturbaciones
- 7.5. Conclusiones**

7.1. Introducción

En el presente capítulo se presentan diversos resultados experimentales obtenidos durante el desarrollo de la tesis. Para la obtención de estos resultados se ha utilizado un único cojinete radial tripolar, la plataforma experimental se describe en detalle a lo largo de este capítulo. Al utilizar únicamente un cojinete radial, en lugar del volante de inercia completo, compuesto por dos cojinetes radiales y uno axial, se limitan los grados de libertad del rotor, de forma que se imposibilita tanto el desplazamiento axial como el giro del eje del volante sobre los ejes radiales. Esto simplifica notablemente la sintonización de los reguladores y la puesta en marcha del cojinete axial, como paso previo al control del almacenador de energía completo.

7.2. Descripción de la plataforma experimental

La plataforma experimental puede desglosarse en tres partes principales:

- El sistema de cojinetes magnéticos.
- El sistema de potencia.
- El sistema de control.

Sistema de cojinetes magnéticos Al igual que lo descrito en los capítulos anteriores de modelado y simulación, el cojinete magnético es un sistema trifásico tripolar como se muestra en la figura 7.1, compuesto por tres bobinas conectadas en forma de estrella, separadas espacialmente 120° . Las características del sistema de cojinetes magnéticos se muestran en la tabla 7.1.

Características	Valores
Entrehierro nominal g_0	$1mm$
Espiras de bobina N	190
Resistencia R	$0,5\Omega$
Inductancia nominal	$40,8mH$
Tensión del bus	$100V$
Frecuencia de conmutación	$10KHz$

Tabla 7.1: Características del sistema de cojinetes magnéticos.

Masa inercial En el interior del estátor, dónde se encuentran las bobinas encargadas de proporcionar el movimiento radial, se sitúa el rotor. Dicho rotor está unido mediante un eje a un motor de inducción, permitiendo de esta manera provocar el giro del rotor y evaluar el control del sistema de control radial. Para simular el sistema real, dicho motor se encuentra apoyado en unos rodamientos fijados a la base del cojinete. De este modo, el rotor únicamente puede moverse radialmente, no pudiendo realizar desplazamientos axiales ni giros de su eje con respecto a la perpendicular del plano del cojinete axial. El control de la posición del rotor respecto al centro del estátor se realiza mediante la generación de fuerzas en las bobinas del cojinete. La figura 7.2 muestra la colocación del motor.

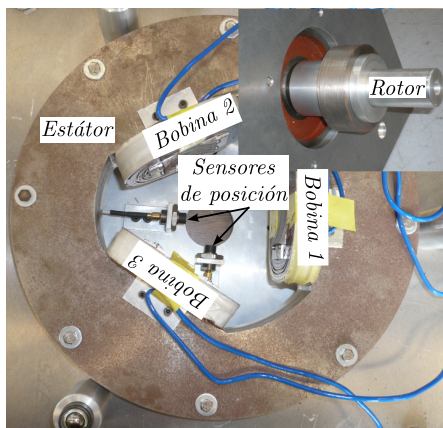


Figura 7.1: Figura inferior: estátor, con la disposición de las bobinas de control radial y los sensores de medida de la posición. Figura superior: rotor.



Figura 7.2: Disposición del rotor y unión al motor de inducción.

Sistema de potencia El sistema de potencia es un convertidor AC/DC/AC formado por un rectificador no controlado, encargado de cargar el bus de continua, y un inversor trifásico basado en IGBTs, utilizado para proporcionar las corrientes necesarias para el control del cojinete magnético. Dado que el cojinete axial no necesita devolver energía a la red, la ventaja de utilizar un rectificador controlado sería únicamente la mejora en la forma de onda de la corriente absorbida de la red (reducción del THD), por lo que se ha considerado que el uso de un rectificador no controlado es más conveniente debido a sus ventajas en cuanto a coste y simplicidad (no necesita control), así como a su robustez. Los 6 interruptores de potencia del inversor son controlados mediante las salidas PWM del DSP. La conversión de los niveles lógicos del DSP a los niveles de disparo de la puerta se realiza en dos etapas. Primeramente se aíslan las señales y se elevan sus niveles de 0-3.3 V a 0-15 V y posteriormente se introducen en el driver, situado dentro del propio encapsulado del

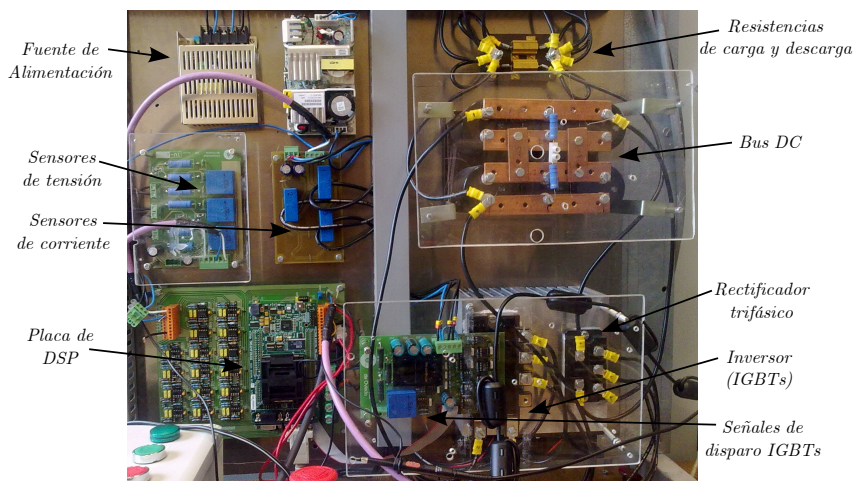


Figura 7.3: El inversor y la placa de adaptación de señales.

módulo de potencia.

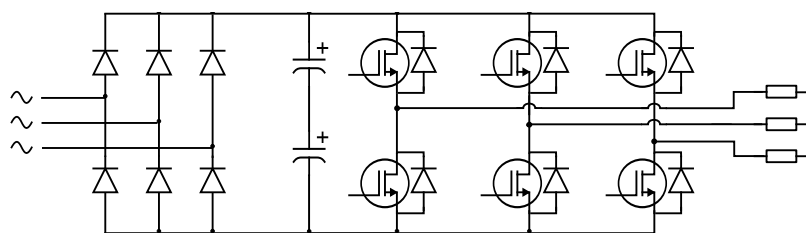


Figura 7.4: Esquema del inversor trifásico.

El bus del inversor se carga mediante un auto transformador conectado a una toma trifásica de 220 V. Con este auto transformador se puede variar la tensión del bus de 0 a 330 V. El inversor tiene un valor de tiempo muerto de $3\mu\text{s}$. El inversor y la placa de adaptación de señales se muestran en la figura 7.3. El esquema del inversor se muestra en la figura 7.4.

Sistema de control El sistema de control se ha desarrollado sobre una plataforma de *Spectrum Digital* construida en torno a un procesador de *Texas Instruments*, TMS320F28335. El TMS320F28335 es un controlador de 32-Bit de coma flotante. Este controlador tiene 16 canales AD (Análogo-Digitales) de 12 bits. Estos canales AD se utilizan para la lectura de los sensores de corriente y de posición. Una vez muestreadas las señales de los sensores, se convierten a formato digital de coma fija de 19-Bits para la parte de fracción, 12-Bits para la parte entera y 1 bit de signo. El microcontrolador utilizado proporciona 12 salidas independientes moduladas por ancho de pulso (PWM), de las cuales 6 de ellas son utilizadas para manejar los interruptores de potencia del inversor.

7.3. Medida de variables

Como se ha explicado en el capítulo de simulaciones, se ha utilizado una estrategia de control en cascada, con un lazo interno de corriente, uno externo de posición, con la posibilidad de incluir un lazo intermedio de velocidad. Por lo tanto, es necesario medir tanto las corrientes de fase en el cojinete, como la posición del rotor.

Sensores de corriente son sensores de efecto *Hall*. Se utilizan para medir las corrientes i_u, i_v, i_w de las tres bobinas. Este tipo de sensores se muestra en la figura 7.5. El fondo de escala es de 50A y el ancho de banda de 200KHz. Dada la conexión en estrella de las bobinas del estátor, es suficiente con medir dos de las corrientes de fase, por cuanto se cumple que $i_u + i_v + i_w = 0$.

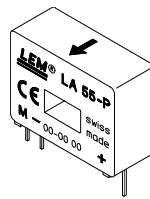


Figura 7.5: Sensor de corriente

Sensores de posición son sensores de desplazamiento sin contacto. Estos sensores están basados en el principio de corrientes eddy. En este tipo de sensores, se inyecta una corriente alterna de alta frecuencia en una bobina. El campo electromagnético de la bobina induce corrientes eddy de alta frecuencia en el rotor. Como consecuencia de estas corrientes, la resistencia eléctrica medida desde los terminales de la bobina va a depender de la distancia entre el emisor del campo (sensor) y el lugar donde se inducen las corrientes (rotor). Este cambio de impedancia produce una señal eléctrica proporcional a la distancia entre el objetivo y el sensor. La figura 7.6 muestra los sensores de posición. Este sensor tiene una resolución de 0,77nm y un ancho de banda de 10KHz.



Figura 7.6: Sensores de posición

7.4. Resultados experimentales

Las principales características de la plataforma experimental se muestran en la tabla 7.1. En este apartado se describen los diferentes experimentos realizados con el fin de comprobar el correcto funcionamiento del sistema de control diseñado en el capítulo de simulación. Para ello, se evalúa el seguimiento de referencias del lazo interno de corriente, el seguimiento de la referencia de fuerza y el rechazo de perturbaciones tanto síncronas (dependientes de la frecuencia de giro del rotor) como asíncronas (independientes de la frecuencia de giro del rotor).

7.4.1. Respuesta del lazo de corriente

Tal y como se ha indicado en el capítulo de simulaciones, el lazo del control interno de corriente está basado en dos reguladores PI en coordenadas dq^s . Dichos reguladores se han sintonizado mediante una estrategia de cancelación de polos, para proporcionar un ancho de banda de 600 Hz. Las ganancias obtenidas para los reguladores de corriente son $K_{pe} = 150$, $K_{ie} = 50$.

La respuesta a una referencia tipo escalón del regulador de corriente se muestra en la figura 7.7.

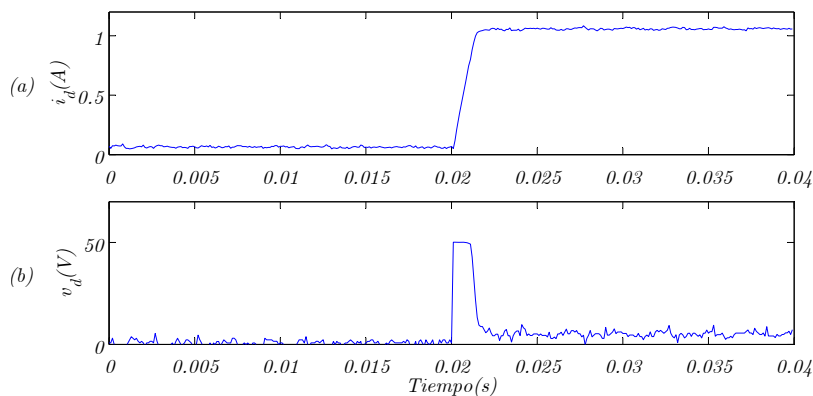


Figura 7.7: Respuesta del control de corriente ante una entera tipo escalón en el eje d . (a) Corriente i_d . (b) Acción de control v_d .

A partir de la figura 7.7 se puede ver que este control tiene un tiempo de establecimiento de 1,3ms para llegar al 95 % de la referencia de la corriente. Se observa también como debido a la magnitud del escalón de referencia y al ancho de banda sintonizado, la acción del control se satura al máximo de la mitad de la tensión del bus durante el transitorio.

7.4.2. Seguimiento de referencias

Dado que el principal objetivo de control de un sistema de cojinetes magnéticos es el rechazo de perturbaciones, es necesario comprobar su respuesta ante cambios en la referencia de fuerza aplicada. Esto permite por un lado ajustar las ganancias del regulador de corriente y por otro, determinar el grado de acoplamiento entre los dos ejes de movimiento. Para ello, en este apartado se aplica un vector de fuerza de

magnitud constante 10N y un ángulo entre $[0-360]^\circ$ respecto al origen de coordenadas angulares del estátor.

Existen dos alternativas para la transformación de la referencia de fuerza a una referencia de corriente: a) despreciando el efecto del desplazamiento del rotor sobre la relación fuerza-corriente, lo que simplifica el sistema de control, y b) considerando el efecto del desplazamiento del rotor sobre la relación entre fuerza-corriente. La figura 7.8 muestra la corriente necesaria y la posición despreciando el desplazamiento del rotor, mientras que la figura 7.9 muestra la corriente necesaria y la posición resultante cuando se considera el desplazamiento del rotor en la conversión de la referencia de fuerza a la referencia de corriente.

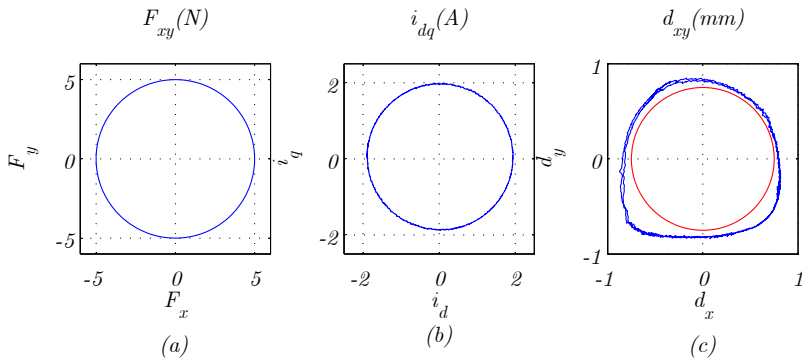


Figura 7.8: Respuesta del control del sistema eléctrico con referencia de fuerza despreciando el desplazamiento. (a) Fuerza aplicada F_{xy} . (b) Corriente i_{dq} . (c) Desplazamientos d_{xy} .

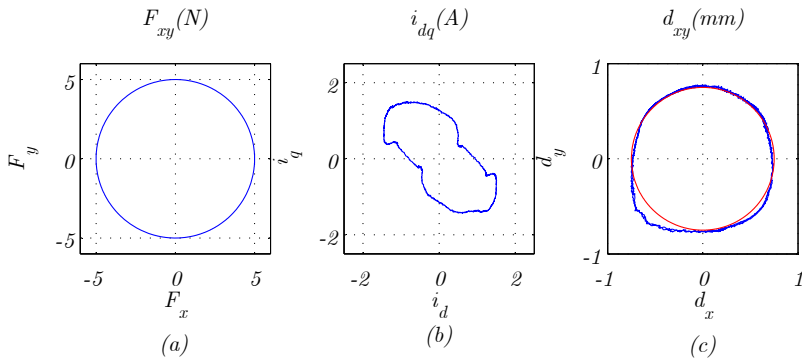


Figura 7.9: Respuesta del control del sistema eléctrico con referencia de fuerza considerando la posición. (a) Fuerza aplicada F_{xy} . (b) Corriente i_{dq} . (c) Desplazamientos d_{xy} .

A partir de los resultados en las figuras 7.8, 7.9, se puede ver que la segunda opción requiere menos corriente, y por tanto menos energía, y lo que es más importante, permite controlar de forma más precisa el desplazamiento del rotor. Se concluye por tanto que, aún siendo computacionalmente más complejo, se obtienen mejores resultados en el control cuando se considera el impacto de la posición del rotor sobre la relación entre corriente y fuerza.

7.4.3. Control de posición

En este apartado se presentan diversos experimentos mostrando el comportamiento del control de posición, tanto en el caso de considerar la posición del cojinete para el cálculo de la referencia de fuerza como en el caso de no considerarla, tal y como se ha presentado en el capítulo de simulaciones. En ambos casos se analiza tanto el seguimiento de referencias como el rechazo de perturbaciones sincronas con el giro del rotor.

Tal y como se ha detallado en los capítulos previos, el regulador utilizado para el control de posición en un PID. Las ganancias del control del sistema mecánico son $K_{pp} = 0,3$, $K_{ip} = 1,0$, $K_{dp} = 0,0006$.

Control de posición con referencia de corriente independiente de la posición

La figura 7.10 muestra la posición en este caso, mientras que la figura 7.11 muestra las componentes d y q del vector de corriente i_{dq^s} . La acción de control del regulador de corriente v_{dq^s} se muestra en la figura 7.12.

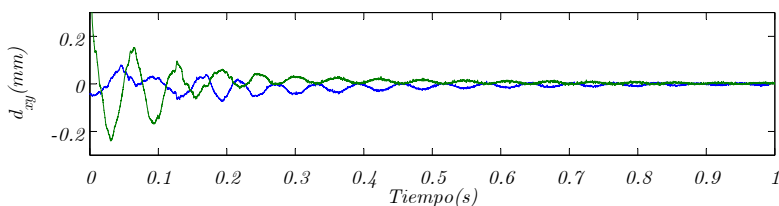


Figura 7.10: Respuesta del control de posición d_{xy} .

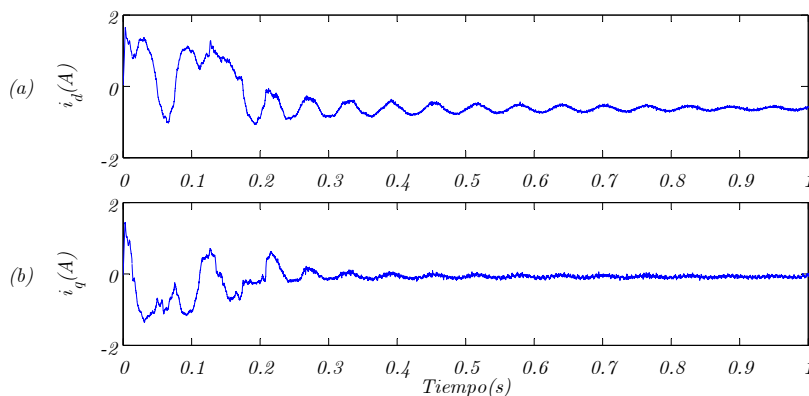


Figura 7.11: Componentes del vector de corriente i_{dq^s} : (a) Corriente i_d^s , (b) Corriente i_q^s .

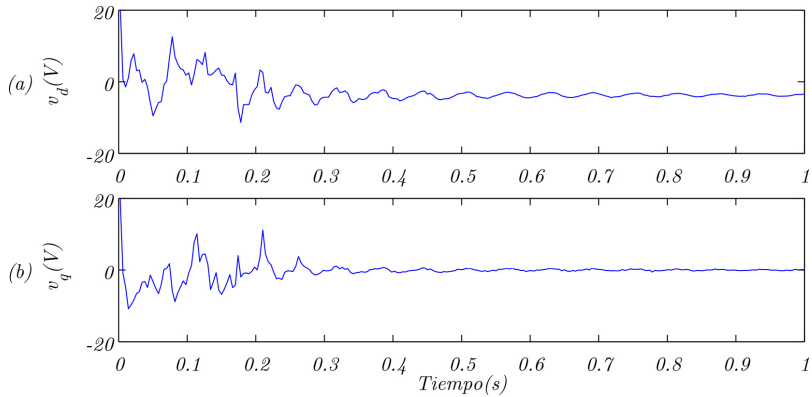


Figura 7.12: Componentes de la acción de control v_{dq^s} : (a) Tensión v_d^s , (b) Tensión v_q^s .

Control de posición con referencia de corriente dependiente de la posición

La figura 7.13 muestra la respuesta del control de posición cuando se considera el desplazamiento del rotor para el cálculo de la referencia de corriente. Las corrientes se muestran en la figura 7.14, mientras que las tensiones se muestran en la figura 7.15.

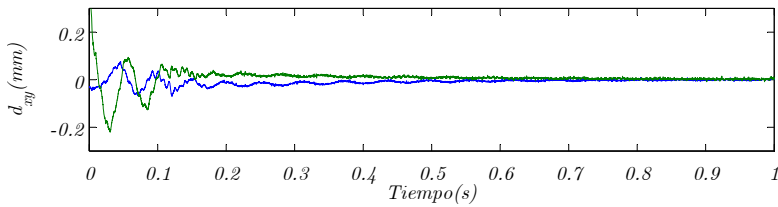


Figura 7.13: Respuesta del control de posición d_{xy} .

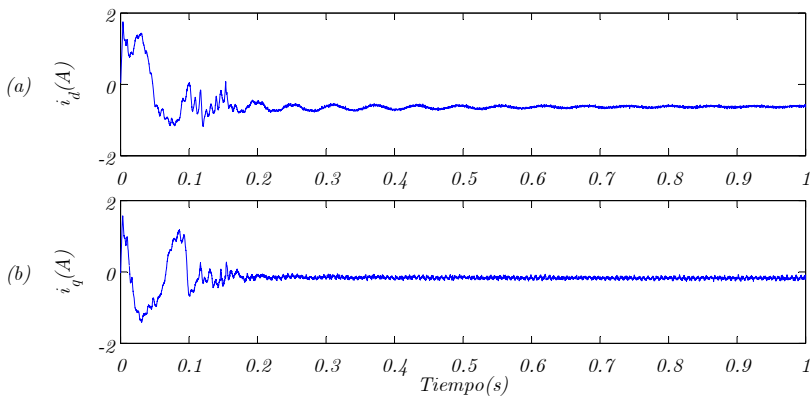


Figura 7.14: Respuesta del control de corriente i_{dq^s} : (a) Corriente i_d^s , (b) Corriente i_q^s .

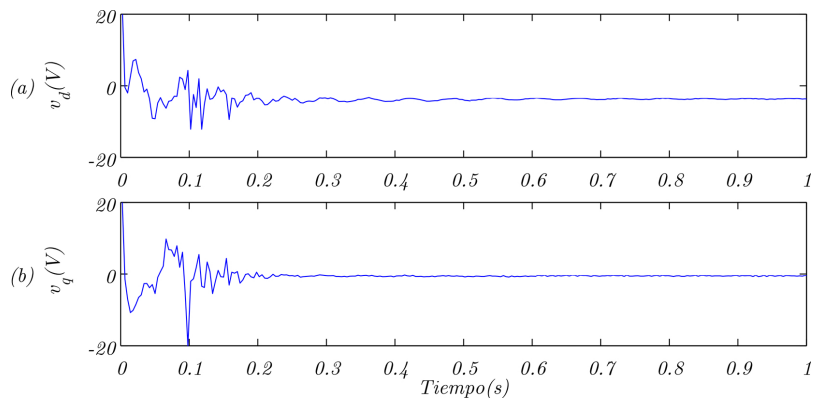


Figura 7.15: Acción de control del lazo de corriente v_{dq}^s : (a) Tensión v_d^s . (b) Tensión v_q^s .

A partir de los dos experimentos anteriores se puede ver que el control con referencia de corriente dependiente de la posición es más rápido que el control ignorando la posición en el lazo de corriente.

7.4.4. Respuesta ante perturbaciones

En este apartado se estudia la respuesta ante perturbaciones tanto como consecuencia del giro del rotor y por tanto de naturaleza síncrona con la velocidad de giro, como fuerzas puntuales de naturaleza asíncrona. Los desequilibrios en la distribución de masas del rotor van a dar lugar a fuerzas de naturaleza síncrona, cuyo efecto aumenta con la velocidad. Por lo tanto, la compensación de las fuerzas síncronas va a tener una especial importancia en la selección de las estrategias de control.

Rechazo de perturbaciones asíncronas

En esta prueba, se aplica al cojinete una perturbación en forma de impulso de fuerza al rotor. Las figuras 7.16, 7.17 y 7.18 muestran, respectivamente, la respuesta del control de posición, las corrientes aplicadas y la acción de control del lazo de corriente ante la fuerza externa aplicada. Se observa como la respuesta del control del cojinete ante las perturbaciones asíncronas, como puede ser un golpe, es adecuada.

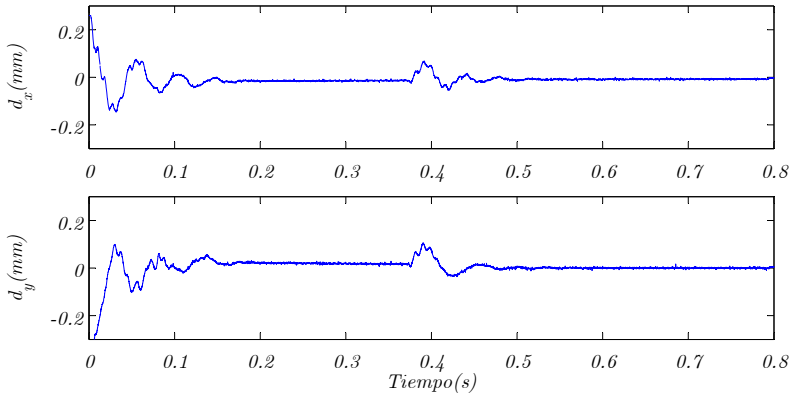


Figura 7.16: Respuesta del control de posición ante un golpe. (a) Desplazamiento d_x . (b) Desplazamiento d_y .

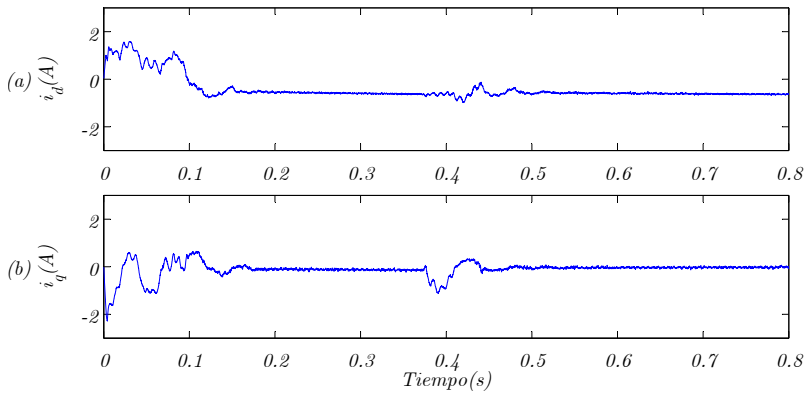


Figura 7.17: Corrientes del control de posición ante un golpe. (a) Corriente i_d^s . (b) Corriente i_q^s .

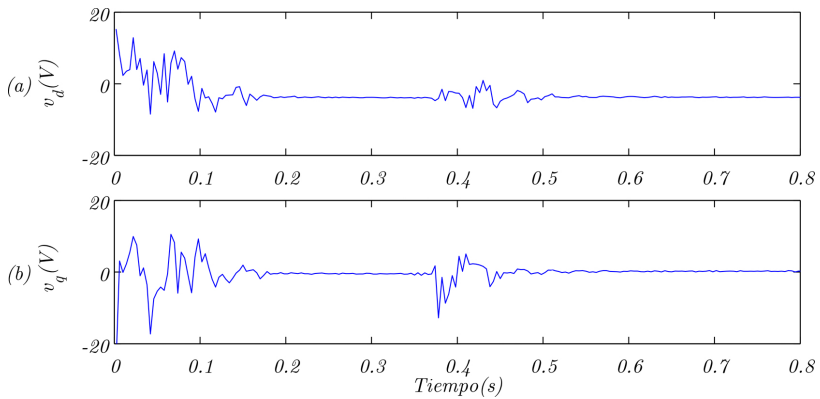


Figura 7.18: Tensiones aplicadas por el control de posición ante un golpe. (a) Tensión v_d^s . (b) Tensión v_q^s .

Rechazo de perturbaciones síncronas: compensación de fuerza centrífuga constante

En esta prueba se compararán los desplazamientos del rotor cuando el motor está girando a una velocidad de 10Hz en los siguientes casos: 1) control activado, rotor parado, 2) control activado y rotor girando y, 3) control desactivado y rotor girando.

La figura 7.19 muestra la respuesta del control de posición en los tres casos, mientras que en las figuras 7.20 y 7.21 se muestran las corrientes y las tensiones respectivamente.

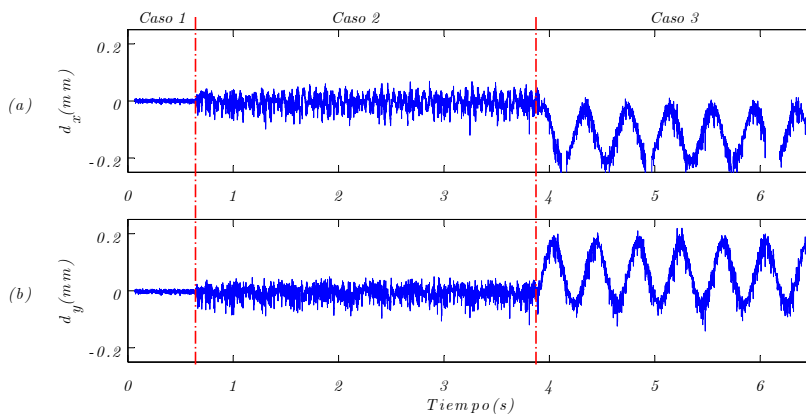


Figura 7.19: Respuesta del control de posición. (a) Desplazamiento d_x , (b) Desplazamiento d_y .

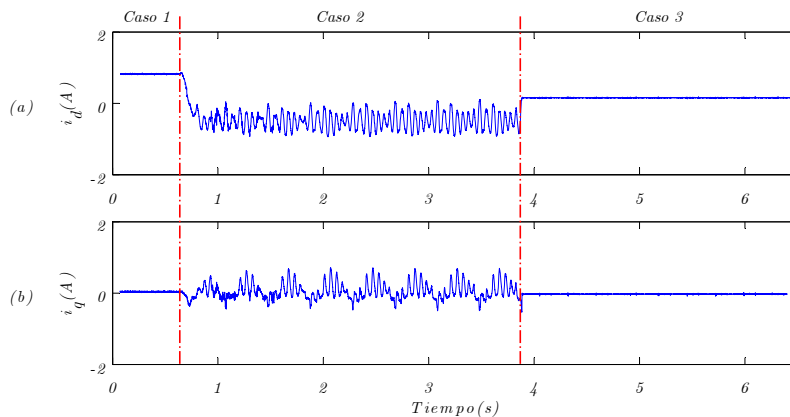


Figura 7.20: Corrientes del cojinete. (a) Corriente i_d^s , (b) Corriente i_q^s .

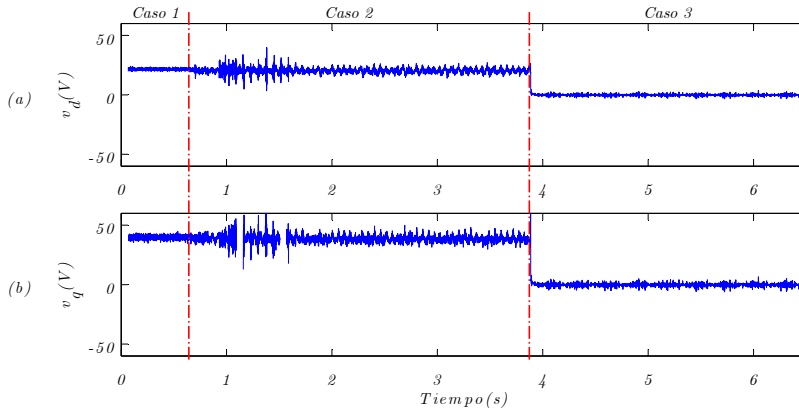


Figura 7.21: Tensiones del cojinete. (a) Tensión v_d^s , (b) Tensión v_q^s .

Caso 1 al iniciar el control de cojinete con el rotor detenido, se puede ver que el cojinete mantiene el rotor en el centro, variando los desplazamientos del rotor en este caso en un margen de $10\mu\text{m}$. En este caso la corriente consumida es sólo la necesaria para mantener el rotor centrado.

Caso 2 tras arrancar el motor con una velocidad de 10Hz, se puede ver que el error de posición aumenta. Este aumento del error se debe a que no se puede compensar de forma completa el efecto de la fuerza centrífuga, dado que el control utilizado, PID, no puede seguir una referencia sinusoidal sin error. Este problema se ha solucionado en el capítulo de simulaciones utilizando un controlador proporcional resonante (PR) para el rechazo de las perturbaciones periódicas.

Los desplazamientos del rotor en este caso varían en un margen de $100\mu\text{m}$ y la corriente consumida es la necesaria para mantener el rotor centrado más la utilizada para compensar la fuerza centrífuga.

Caso 3 tras desconectar el control del cojinete, se puede ver que los desplazamientos del rotor son mayores que en los casos 1 y 2, estando en este caso en el rango de los $250\mu\text{m}$.

Rechazo de perturbaciones síncronas: compensación de fuerza centrífuga variable

En esta prueba el motor está girando a una velocidad variable de 0 a 30Hz. La figura 7.22 muestra las tensiones de alimentación del motor, mientras que la figura 7.23 muestra la respuesta del control de posición y la figura 7.24 las corrientes por el cojinete. Por último, en la figura 7.25 se muestra la tensión aplicada a las bobinas del cojinete.

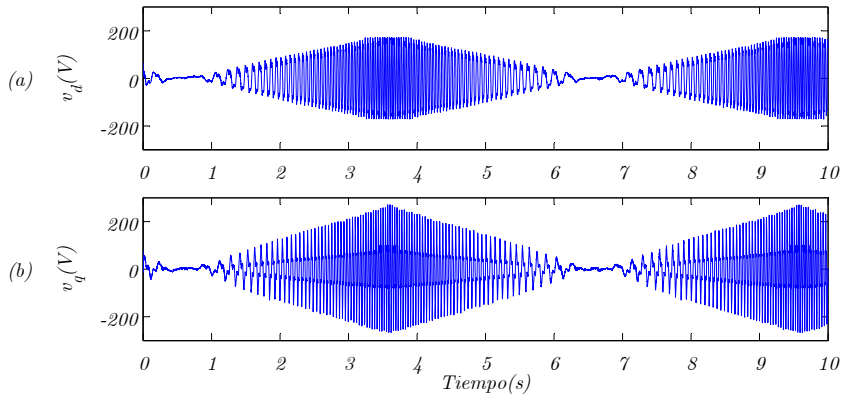


Figura 7.22: Tensiones de alimentación al motor cuando la velocidad de giro varía entre 0 y 30Hz. (a) Tensión v_d^s , (b) Tensión v_q^s .

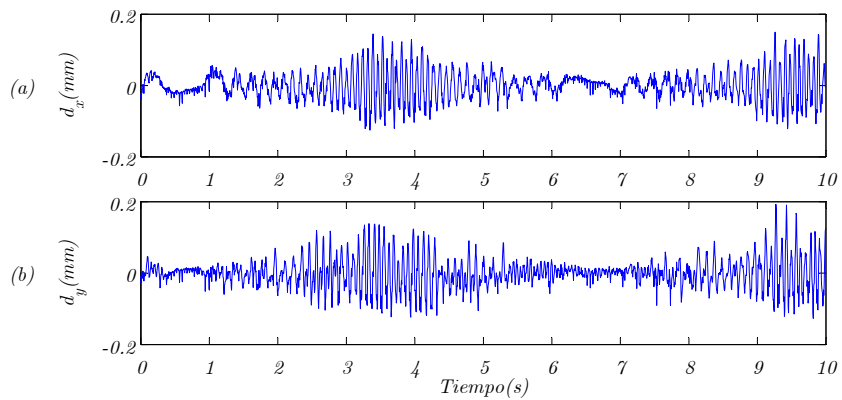


Figura 7.23: Respuesta del control de posición cuando la velocidad de giro varía entre 0 y 30Hz. (a) Desplazamiento d_x , (b) Desplazamiento d_y .

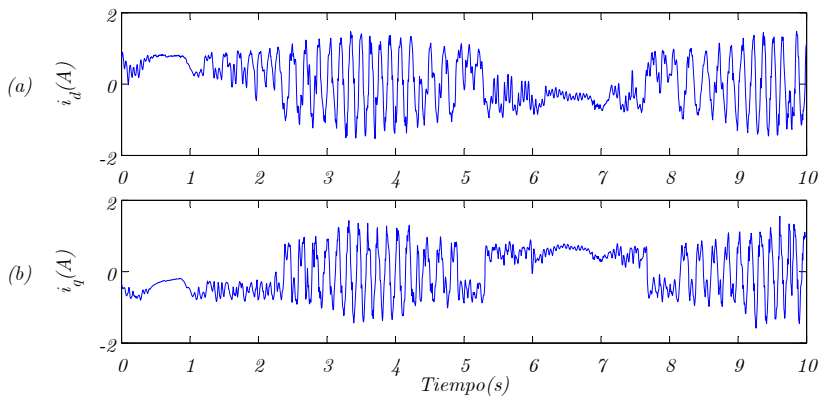


Figura 7.24: Corrientes del cojinete cuando la velocidad de giro varía entre 0 y 30Hz. (a) Corriente i_d^s , (b) Corriente i_q^s .

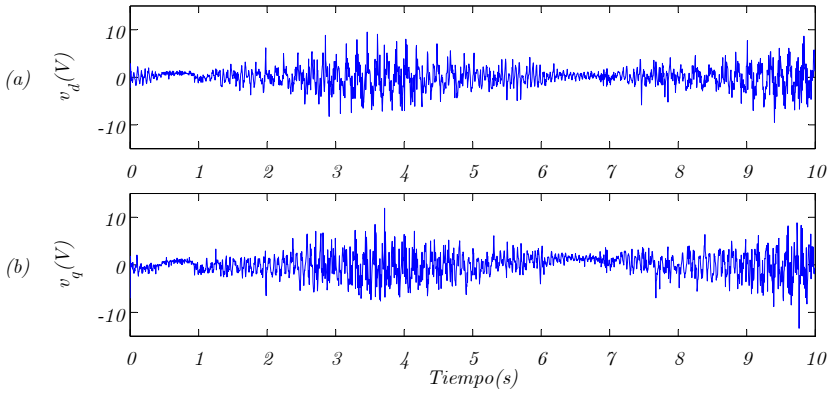


Figura 7.25: Tensiones del cojinete cuando la velocidad de giro varía entre 0 y 30Hz. (a) Tensión v_d^s , (b) tensión v_q^s .

A partir de los resultados anteriores, se puede ver que existe un error de posición ante perturbaciones periódicas, como la fuerza centrífuga, que depende de la velocidad de giro. Es recomendable en este caso utilizar un controlador Proporcional-Resonante, tal y como se ha mostrado en el capítulo de simulaciones que pueda rechazar dichas perturbaciones.

7.5. Conclusiones

En este capítulo se han presentado los resultados experimentales obtenidos con el prototipo de cojinete magnético radial. A partir de estos resultados, se pueden extraer varias conclusiones acerca del funcionamiento del sistema de control. En primer lugar, hay que destacar el correcto seguimiento de referencias de fuerza y de posición. Del mismo modo, se ha mostrado la capacidad de rechazo de perturbaciones de fuerza, tanto síncronas como asíncronas. En este punto cabe resaltar que, aunque el control logra mantener al rotor alejado del límite máximo de variación ($1mm$), los desplazamientos máximos provocados pueden ser en ocasiones relevantes ($100\mu m$.) Es importante señalar aquí que, aparentemente, se está alcanzando el límite de controlabilidad del sistema, puesto que la acción de control alcanza su valor máximo posible ($v_{dc}/2$) o muy cercano a él. En las líneas de trabajo futuras se propondrán posibles alternativas para la mejora de estos resultados.

Capítulo 8

Conclusiones y trabajo futuro

Índice

- 8.1. Conclusiones
- 8.2. Contribuciones de la tesis
- 8.3. Trabajo futuro

8.1. Conclusiones

En este trabajo, se ha realizado el análisis, modelado y control de sistemas de cojinetes magnéticos con diferentes topologías. El trabajo se ha estructurado en los siguientes capítulos.

Capítulo 2 (Estado del arte)

Se han analizado las ventajas de los sistemas de cojinetes magnéticos, así como las aplicaciones industriales donde su uso puede ser beneficioso, o incluso imprescindible. Se ha explicado el principio de funcionamiento y los diferentes métodos de control existentes. Además, se han presentado las diferentes topologías de sistemas de cojinetes magnéticos, así como los diferentes métodos para la estimación de la posición del rotor.

Capítulo 3 (Alternativas de topologías de cojinetes magnéticos radiales)

Se ha definido la geometría de los cojinetes magnéticos radiales (RAMBs). A continuación, se ha desarrollado el modelo magnético para las diferentes topologías, y se han obtenido las distribuciones de fuerzas magnéticas para cada una de ellas. A partir de la distribución de fuerza, se concluye que los cojinetes de 3 y 4 polos permiten obtener la máxima fuerza magnética, así como una fuerza magnética más homogénea por unidad de potencia. En la segunda parte del capítulo, se ha realizado un análisis comparativo entre las diferentes topologías, teniendo en cuenta restricciones de tamaño, pérdidas eléctricas y fuerza requerida. A partir de este análisis, se concluye que los cojinetes de 3 y 4 polos tienen los mejores resultados desde el punto de vista del tamaño y, por lo tanto, son recomendables para tamaños de rotor reducidos y en aquellas aplicaciones que tengan restricciones de espacio. Por el contrario, los cojinetes de 6 y 8 polos son recomendables para cojinetes de mayor tamaño al presentar menores pérdidas eléctricas. A partir del análisis realizado, se concluye también que la forma de conexión de las bobinas afecta a las pérdidas eléctricas y a la fuerza generada. En estructuras de 8 polos, es recomendable utilizar la forma *horseshoe* para conseguir mayor fuerza y menores pérdidas. Por el contrario, en los cojinetes de 6 polos, es recomendable utilizar las bobinas separadas manteniendo el equilibrio de las corrientes circulantes por las bobinas. En la última parte del capítulo, se ha analizado el efecto del desplazamiento del rotor sobre la distribución de fuerzas, así como la máxima fuerza útil cuando el rotor se desplaza. Se concluye que, aunque los cojinetes de 3 y 4 polos pueden alcanzar más fuerza, son las topologías más afectadas cuando se aleja el rotor del centro. Sin embargo, esta pérdida de la capacidad de fuerza útil se puede recuperar aumentando el límite de corriente a la máxima admitida por la sección de cable empleada en la bobina I_0 .

Capítulo 4 (Modelo dinámico del volante de inercia)

Se ha desarrollado el modelado mecánico y analizado el movimiento del rotor. Se han obtenido las ecuaciones que describen las relaciones entre las fuerzas aplicadas por los cojinetes superior e inferior y la fuerza de traslación y momentos de giro del

rotor. Se han analizado el efecto giroscópico y los acoplamientos entre los ejes, el efecto de la fuerza centrífuga sobre el movimiento del rotor, así como los acoplamientos entre los desplazamientos en ejes ortogonales. Se ha concluido que los términos de acoplamientos son muy pequeños en relación con el entrehierro nominal, lo que permite eliminarlos, simplificando el modelo. Finalmente, se ha desarrollado un método genérico para obtener las relaciones entre los entrehierros y los desplazamientos para las diferentes topologías.

Capítulo 5 (Modelado y control del sistema de cojinetes magnéticos)

Se ha analizado y desarrollado el control de un volante de inercia sustentado por cojinetes magnéticos. Se han evaluado diferentes alternativas en la topología de control. Partiendo de una estructura clásica de control en cascada con dos lazos de realimentación (corriente/posición), se ha comparado la sintonización y respuesta con una estructura de tres lazos (corriente/velocidad/posición). Se ha determinado que esta última alternativa facilita la sintonización y la respuesta del sistema. Con objeto de eliminar las perturbaciones síncronas con la velocidad de giro del rotor, resultantes de posibles desequilibrios en la masa del mismo, se ha propuesto la utilización de un regulador P-R en paralelo con el bucle de velocidad. Dicho regulador se ha sintonizado de forma adaptativa con la velocidad de giro, permitiendo reducir en gran medida el efecto de las perturbaciones síncronas. La respuesta del sistema propuesto se ha analizado tanto frente a seguimiento de referencias, como perturbaciones síncronas y asíncronas.

Capítulo 6 (Alternativas de estimación de la posición en cojinetes radiales)

Se han analizado diferentes métodos de la estimación de la posición sin sensor. Entre ellos, se ha desarrollado un método basado en la inyección de una señal de alta frecuencia superpuesta al comando de tensión del regulador de corriente. La técnica propuesta rastrea la componente de alta frecuencia de secuencia negativa generada en el vector de corriente para la estimación de la posición. Se ha realizado el modelo de alta frecuencia de un sistema de cojinetes trifásico tripolar. Se ha analizado la distribución del flujo de alta frecuencia, determinando que además del flujo principal existe un flujo de dispersión que afecta a la estimación. Para reducir este efecto, se ha propuesto una expresión que permite su compensación mediante una tabla de desacoplo. Se han analizado los efectos de saturación en el flujo y la variación de las inductancias de alta frecuencia, proponiendo igualmente un método para el desacoplo. Se ha propuesto un método para la inyección de la corriente fundamental que reduce el efecto de los transitorios derivados de la conmutación del inversor en la señal de alta frecuencia. Dicha estrategia permite relajar los requerimientos a los filtros utilizados para la separación de las diferentes componentes del vector de corriente. Todas las técnicas propuestas se han probado experimentalmente sobre una plataforma que emula el comportamiento del sistema final.

Capítulo 7 (Resultados experimentales)

Se ha aplicado el sistema de control a una plataforma experimental de laboratorio. Sobre dicha plataforma se ha analizado el funcionamiento del sistema de control tanto en el seguimiento de referencias como en el rechazo de perturbaciones. En el seguimiento de referencias, se ha mostrado la respuesta de los diferentes lazos de control (corriente y posición) ante cambios en la referencia. Se ha mostrado como la consideración de los términos cruzados no lineales permite una mejora apreciable en el control del cojinete magnético. En el análisis de la respuesta ante perturbaciones se ha demostrado la respuesta del sistema ante perturbaciones de naturaleza asíncrona (estímulos puntuales de fuerza aplicados sobre el rotor) así como de perturbaciones relacionadas con la velocidad de giro del rotor. El análisis de rechazo de estas últimas se ha realizado con el rotor tanto en régimen permanente (velocidad de giro constante) como girando a velocidad variable.

8.2. Contribuciones de la tesis

En este trabajo, se han realizado diversas contribuciones que se pueden concluir en los siguientes puntos:

- El desarrollo de una metodología de comparación entre diferentes tipos de cojinetes magnéticos radiales. En esta metodología, se establece una comparación entre las diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales en función del tamaño, pérdidas eléctricas y capacidad de carga.
- El desarrollo del modelo mecánico del sistema de cojinetes magnéticos considerando perturbaciones como el efecto giroscópico y la fuerza centrífuga. El modelo desarrollado, incluye el efecto del desplazamiento en los ejes radiales sobre la medida del desplazamiento en el eje axial y el efecto recíproco. Se concluyó que dichos efectos son tanto menores cuanto mayor sean la longitud y el diámetro del rotor.
- El desarrollo de diferentes alternativas en el control de sistemas de cojinetes magnéticos. Se ha desarrollado un control de posición-velocidad en cascada asociado con un control Proporcional-Resonante (PR) adaptativo para el rechazo de perturbaciones periódicas, como la fuerza centrífuga.
- El desarrollo y el análisis de diferentes métodos de estimación de la posición del rotor. Se ha desarrollado la estimación de la posición utilizando inyección de señales de alta frecuencia. Se ha incluido el efecto de la saturación del flujo en el proceso de estimación de la posición.

8.3. Trabajo futuro

Del trabajo realizado, surgen interesantes futuras líneas de investigación, algunas de las cuales se detallan a continuación:

- La comparación de las diferentes topologías de cojinetes radiales se ha realizado mediante herramientas analíticas, las cuales permiten determinar de

forma sencilla los puntos fuertes y débiles de cada una de las topologías. Sin embargo, el análisis se ha desarrollado suponiendo un comportamiento lineal del material magnético y parámetros concentrados. Con el objetivo de completar esta herramienta, se propone complementar el análisis con técnicas de elementos finitos. Dichas técnicas permitirían tanto corroborar como mejorar los resultados obtenidos hasta ahora.

- En el modelo desarrollado de la dinámica del rotor, se han utilizado límites fijos de los desplazamientos y ángulos de giro. En realidad estos límites son variables y dependen del desplazamiento e inclinación del rotor. Se propone incluir los límites para cada posición del rotor para utilizarlo en el modelo dinámico.
- La propuesta sobre el uso del regulador P-R para mitigar el efecto de las perturbaciones síncronas supone una importante mejora sobre la estructura tradicional. Sin embargo, el ajuste de dicho controlador admite diferentes alternativas para la selección de los grados de libertad relativos a la posición de los ceros adicionales. Se propone un estudio analítico que permita determinar de forma óptima el valor de los mismos. Además, es importante realizar una comparación del método propuesto con otras alternativas ideadas para compensación de perturbaciones síncronas, como el control repetitivo.
- Extender el diseño del control a diferentes topologías de cojinete radiales. En la presente tesis se ha analizado en detalle el control de la topología tripolar trifásica y en menor medida la de 6 polo *horseshoe*. Un análisis similar del resto de topologías permitiría obtener una herramienta para la selección de la topología óptima para cada aplicación.
- Implementación del control sin sensor de posición. En esta tesis se han propuesto alternativas para la estimación de la posición. Sin embargo, no se ha cerrado el lazo de control utilizando la estimación como variable realimentada. La implementación experimental de dicha técnica permitiría aumentar la fiabilidad y reducir los costes del sistema. Aún cuando el sistema final cuente con sensores para su funcionamiento normal, el hecho de disponer de una técnica sin sensor, permitiría mantener el funcionamiento ante eventuales fallos en los sensores.

Bibliografía

- [1] Hannes Bleuler, Matthew Cole, Patrick Keogh, Ren´e Larssonneur, Eric Maslen, Rainer Nordmann, Yohji Okada, Gerhard Schweitzer, and Alfons Traxler. *Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*. Springer, 2009.
- [2] A. Chiba, T. Fukao, and O. Ichikawa. *Magnetic bearings and bearingless drives*. Newnes, 2005.
- [3] G. Schweitzer. Active magnetic bearings—chances and limitations. In *6th International Conference on Rotor Dynamics*, pages 1–14, 2002.
- [4] G. Schweitzer. Applications and Research Topics for Active Magnetic Bearings. In *IUTAM Symposium on Emerging Trends in Rotor Dynamics*, 2009.
- [5] Beat Aeschlimann. *Control aspects of high precision active magnetic bearings*. PhD thesis, École polytechnique federale de Lausanne, 2001.
- [6] Florian Losch. *Identification and automated controller design for active magnetic bearing systems*. PhD thesis, Swiss federal institute of technology, 2002.
- [7] P.M. Overschie¹, L. Jabben¹, J.P. van Schieveen¹, J.W. Spronck¹, and J. van Eijk¹². Capacitive Sensing System Design for a rotating AMB with sub-nanometer positioning accuracy. In *ISMB10*, 2006.
- [8] L. Shi, B. Gao, and Y. Chang. A speed controller design to a heart pump. In *7th Asian-Pacific Conference on Medical and Biological Engineering*, pages 50–53. Springer, 2008.
- [9] Zhengang Shi, Jingjing Zhao, Lei Zhao, Yang Xu, and Meisheng Zha. Sensor design and application for active magnetic bearings of 10MW High Temperature Gas-cooled Reactor. In *ISMB10*, 2006.
- [10] H. Bleuler, C. Gahler, R. Herzog, R. Larssonneur, T. Mizuno, R. Siegwart, and S.J. Woo. Application of digital signal processors for industrial magnetic bearings. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 2(4):280–289, 1994.
- [11] AE Hartavi, O. Ustun, and RN Tuncay. A Comparative approach on PD and Fuzzy control of AMB using RCP. In *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, volume 3, pages 1507–1510. IEEE, 2003.

- [12] W. Ding, Z. Changsheng, T. Ming, and Z. Bin. The Effect of Controllers on the Dynamic Behaviour of a Rotor Supported on Active Magnetic Bearings. In *2010 International Conference on Electrical and Control Engineering*, pages 2336–2339. IEEE, 2010.
- [13] B. Polajzer. Modeling and control of horizontal-shaft magnetic bearing system. In *Industrial Electronics, 1999. ISIE'99. Proceedings of the IEEE International Symposium on*, volume 3, pages 1051–1055. IEEE, 1999.
- [14] W. Zhang and Y. Hu. A Prototype of Flywheel Energy Storage System Suspended by Active Magnetic Bearings with PID controller. In *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*, pages 1–4. IEEE.
- [15] H. M. N. K. Balini, C. W. Scherer, and J. Witte. Performance Enhancement for AMB Systems Using Unstable H_{∞} Controllers. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, PP(99):1–15, 2011.
- [16] H. Seto and T. Namerikawa. An H_{∞} control system design of a magnetic bearing considering periodic disturbance. In *Control Applications, 2005. CCA 2005. Proceedings of 2005 IEEE Conference on*, pages 227–232. IEEE, 2005.
- [17] S.K. Nam, H.S. Kang, and O.S. Song. Fuzzy H_{∞} Output Feedback Control for Rotor Magnetic Bearing System. *Proceedings of the 2002 IEEE International Conference*, 1:455 – 459, 2002.
- [18] Y.H. Fan, Y.C. Jiang, R.J. Chen, Y.T. Lee, and T.W. Wu. Adaptive variable structure controller design of turbomolecular pump with active magnetic bearings. In *Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference on*, pages 1060–1065. IEEE.
- [19] T. Zhang. Adaptive Vibration Compensation Control Research on Rotor in Active Magnetic Bearing System. In *2010 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, pages 428–431. IEEE, 2010.
- [20] Z. Weiwei. A flywheel energy storage system suspended by active magnetic bearings with fuzzy PID controller. In *Computer Application and System Modeling (ICCSM), 2010 International Conference on*, volume 5, pages V5–116. IEEE.
- [21] J. Shi and WS Lee. An experimental comparison of a model based controller and a fuzzy logic controller for magnetic bearing system stabilization. In *Control and Automation, 2009. ICCA 2009. IEEE International Conference on*, pages 379–384. IEEE.
- [22] X. Chen, L. Ji, and K. Liu. A BP neural network controller for Magnetic Suspended Flywheel System. In *Computer Science and Information Technology (ICCSIT), 2010 3rd IEEE International Conference on*, volume 6, pages 448–452. IEEE.
- [23] F.J. Lin, S.Y. Chen, and M.S. Huang. Tracking control of thrust active magnetic bearing system via Hermite polynomial-based recurrent neural network. *Electric Power Applications, IET*, 4(9):701–714, 2010.

-
- [24] H.C. Chen. Adaptive genetic algorithm based optimal pid controller design of an active magnetic bearing system. In *Innovative Computing Information and Control, 2008. ICICIC'08. 3rd International Conference on*, pages 603–603. IEEE, 2008.
- [25] H.C. Chen. Optimal fuzzy pid controller design of an active magnetic bearing system based on adaptive genetic algorithms. In *Machine Learning and Cybernetics, 2008 International Conference on*, volume 4, pages 2054–2060. IEEE, 2008.
- [26] K. Matsuda, Y. Kanemitsu, and S. Kijimoto. Optimal number of stator poles for compact active radial magnetic bearings. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 43(8):3420–3427, 2007.
- [27] K. Matsuda and S. Kijimoto. An approach to designing a magnetic-bearing system for smaller rotating machines. In *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, pages 1418–1422. IEEE, 2008.
- [28] IEEE; Hans Friedrich Steffani Wilfried Hofmann, Member. Active Radial Magnetic Bearings Designed to Force Required.
- [29] A. Chiba, M.A. Rahman, and T. Fukao. Radial force in a bearingless reluctance motor. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 27(2):786–790, 1991.
- [30] Y. Okada, K. Dejima, and T. Ohishi. Analysis and comparison of PM synchronous motor and induction motor type magnetic bearings. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 31(5):1047–1053, 1995.
- [31] H. Kanebako and Y. Okada. New design of hybrid-type self-bearing motor for small, high-speed spindle. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 8(1):111–119, 2003.
- [32] W.S. Han, C.W. Lee, and Y. Okada. Design and control of a disk-type integrated motor-bearing system. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 7(1):15–22, 2002.
- [33] L.S. Stephens and D.G. Kim. Force and torque characteristics for a slotless Lorentz self-bearing servomotor. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 38(4):1764–1773, 2002.
- [34] S. Ueno and Y. Okada. Characteristics and control of a bidirectional axial gap combined motor-bearing. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 5(3):310–318, 2000.
- [35] Y. Lai. *Eddy current displacement sensor with LTCC technology*. PhD thesis, Universit
.atsbibliothek Freiburg, 2005.
- [36] H.J. Ahn. A cylindrical capacitive sensor (CCS) for both radial and axial motion measurements. *Measurement Science and Technology*, 17:2027, 2006.

- [37] Z. Gang, J. Dede, R. Juan, Y. Qingzhen, Z. Xue, and W. Chunlan. Integrated Design and Research of Active Magnetic Bearing-Sensor. In *2011 Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, pages 433–436. IEEE, 2011.
- [38] Lion Precision. Differences Between Capacitive and Eddy-Current Sensors. Technical report, Lion Precision, 2009.
- [39] C. Choi and K. Park. Self-sensing magnetic levitation using a LC resonant circuit. *Sensors and Actuators A: Physical*, 72(2):169–177, 1999.
- [40] L. Li, T. Shinshi, and A. Shimokohbe. State feedback control for active magnetic bearings based on current change rate alone. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 40(6):3512–3517, 2004.
- [41] T. Mizuno and H. Bleuler. Self-sensing magnetic bearing control system design using the geometric approach. *Control Engineering Practice*, 3(7):925–932, 1995.
- [42] D. Vischer and H. Bleuler. Self-sensing active magnetic levitation. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 29(2):1276–1281, 1993.
- [43] J.S. Yim, S.K. Sul, H.J. Ahn, and D.C. Han. Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection with digital signal processing. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04. Nineteenth Annual IEEE*, volume 2, pages 1351–1354. IEEE, 2005.
- [44] Islam El-Sayed Mahmoud, Pablo García, Fernando Briz, Juan M. Guerrero, David Reigosa. *Analysis of Topologies Alternatives for Radial Magnetic Bearings*. 2012.
- [45] A. Ghoshal and V. John. Anti-windup schemes for proportional integral and proportional resonant controller. 2010.
- [46] S.K. Sul. *Control of electric machine drive systems*, volume 88. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [47] F. Briz, A. Diez, M.W. Degner, and R.D. Lorenz. Current and flux regulation in field-weakening operation [of induction motors]. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 37(1):42–50, 2001.
- [48] D.W. Novotny and T.A. Lipo. *Vector control and dynamics of AC drives*, volume 41. Oxford University Press, USA, 1996.
- [49] F. Liu and X. Zha. Research on control strategy combining pole-assignment and pr control in three-phase grid-connected inverter. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International*, pages 2170–2173. IEEE, 2009.
- [50] T. Tera, Y. Yamauchi, A. Chiba, T. Fukao, and M.A. Rahman. Performances of bearingless and sensorless induction motor drive based on mutual inductances and rotor displacements estimation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 53(1):187–194, 2006.

-
- [51] H. Nian, Y. He, L. Huang, and H. Ying. Sensorless operation of an inset pm bearingless motor implemented by the combination approach of mras and hf signal injection. In *Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on*, volume 2, pages 8163–8167. IEEE, 2006.
- [52] H. Nian, Y. He, D. Chen, and L. Huang. Self-sensing of the rotor position and displacement for an inset permanent magnet type bearingless motor. In *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, pages 1508–1512. IEEE, 2007.
- [53] J.S. Yim, J.H. Kim, S.K. Sul, H.J. Ahn, and D.C. Han. Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection method. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC'03. Eighteenth Annual IEEE*, volume 1, pages 83–88. IEEE, 2003.
- [54] J.S. Yim, S.K. Sul, H.J. Ahn, and D.C. Han. Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection with digital signal processing. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04. Nineteenth Annual IEEE*, volume 2, pages 1351–1354. IEEE, 2004.
- [55] P. García, J.M. Guerrero, F. Briz, and D.D. Reigosa. Sensorless control of three-pole active magnetic bearings using saliency-tracking-based methods. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 46(4):1476–1484, 2010.
- [56] K. Matsuda, S. Kijimoto, and Y. Kanemitsu. Self-sensing three-pole magnetic bearing using a kalman filter. In *SICE-ICASE, 2006. International Joint Conference*, pages 1590–1594. IEEE, 2006.
- [57] Pablo García, Juan M. Guerrero, Islam El-Sayed, Fernando Briz, and David Reigosa. Carrier Signal Injection Alternatives for Sensorless Control of Active Magnetic Bearings. 2010.
- [58] P. García, J.M. Guerrero, I. El-Sayed Mahmoud, F. Briz, and D.D. Reigosa. Impact of saturation, current command selection, and leakage flux on the performance of sensorless-controlled three-pole active magnetic bearings. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 47(4):1732–1740, 2011.
- [59] Yuki KATO, Toshiya YOSHIDA, Katsumi OHNIWA, and Osamu MIYASHITA. A self-sensing active magnetic bearing with zero-bias-current control. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 2005.
- [60] M. Hofer and M. Schrödl. Test bench for three phase permanent magnet biased radial ambbs with a sensorless control strategy based on inform method. In *11th International Symposium on Magnetic Bearings. 11th International Symposium on Magnetic Bearings*, 2008.
- [61] AM Beizama, JM Echeverria, M. Martinez-Iturralde, I. Egana, and L. Fontan. Comparison between pole-placement control and sliding mode control for 3-pole radial magnetic bearings. In *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on*, pages 1315–1320. IEEE, 2008.

- [62] P. García, F. Briz, M.W. Degner, and D. Díaz-Reigosa. Accuracy, bandwidth, and stability limits of carrier-signal-injection-based sensorless control methods. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 43(4):990–1000, 2007.
- [63] F. Briz, M.W. Degner, P. García, and J.M. Guerrero. Rotor position estimation of ac machines using the zero-sequence carrier-signal voltage. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 41(6):1637–1646, 2005.
- [64] D. Raca, P. García, D.D. Reigosa, F. Briz, and R.D. Lorenz. Carrier-signal selection for sensorless control of pm synchronous machines at zero and very low speeds. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 46(1):167–178, 2010.
- [65] D. Reigosa, P. Garcia, F. Briz, D. Raca, and R.D. Lorenz. Modeling and adaptive decoupling of transient resistance and temperature effects in carrier-based sensorless control of pm synchronous machines. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS'08. IEEE*, pages 1–8. IEEE, 2008.
- [66] F. Briz, A. Diez, and M.W. Degner. Dynamic operation of carrier-signal-injection-based sensorless direct field-oriented ac drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 36(5):1360–1368, sep/oct 2000.
- [67] M. Antila et al. *Electromechanical properties of radial active magnetic bearings*. Helsinki University of Technology, 1998.
- [68] M.D. Noh and E.H. Maslen. Self-sensing magnetic bearings using parameter estimation. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 46(1):45–50, 1997.
- [69] N. Teske, G.M. Asher, M. Sumner, and K.J. Bradley. Suppression of saturation saliency effects for the sensorless position control of induction motor drives under loaded conditions. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 47(5):1142–1150, 2000.
- [70] P. Garcia, F. Briz, D. Raca, and R.D. Lorenz. Saliency-tracking-based sensorless control of ac machines using structured neural networks. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 43(1):77–86, 2007.
- [71] F. Briz, A. Diez, and M.W. Degner. Dynamic operation of carrier-signal-injection-based sensorless direct field-oriented ac drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 36(5):1360–1368, 2000.
- [72] M.D. Noh and E.H. Maslen. *Self-Sensing Magnetic Bearing Driven by a Switching Power Amplifier*. PhD thesis, Citeseer, 1996.
- [73] F. Betschon and C.R. Knospe. Reducing magnetic bearing currents via gain scheduled adaptive control. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 6(4):437–443, December 2001.
- [74] P. García, J.M. Guerrero, I. El-Sayed, F. Briz, and D. Reigosa. Impact of saturation and current command selection on the performance of sensorless controlled three-pole active magnetic bearings. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pages 3420–3427. IEEE, 2010.

-
- [75] M.K. Habib and JI Inayat-Hussain. Control of dual acting magnetic bearing actuator system using fuzzy logic. In *Computational Intelligence in Robotics and Automation, 2003. Proceedings. 2003 IEEE International Symposium on*, volume 1, pages 97–101. IEEE, 2003.
- [76] P. Huang, J. Guo, C.A. Megerian, D.J. Young, and WH Ko. A Laboratory Study on a Capacitive Displacement Sensor as an Implant Microphone in Totally Implant Cochlear Hearing Aid Systems. In *Engineering in Medicine and Biology Society, 2007. EMBS 2007. 29th Annual International Conference of the IEEE*, pages 5691–5694. IEEE, 2007.
- [77] René Larssonneur. *Design and control of active magnetic bearing systems for high speed rotation*. PhD thesis, Swiss federal institute of technology, 1990.
- [78] EH Maslen. Self-sensing for active magnetic bearings: overview and status. In *Proc. of the 10th Int. Symp. on Magnetic Bearings, Martigny, Switzerland*, 2006.
- [79] F. Matsumura, T. Namerikawa, K. Hagiwara, and M. Fujita. Application of gain scheduled H_∞ robust controllers to a magnetic bearing. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 4(5):484–493, 1996.
- [80] T. Namerikawa and M. Fujita. Uncertain model and μ -synthesis of a magnetic bearing. In *Control Applications, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on*, volume 1, pages 558–563. IEEE, 1999.
- [81] Rickard Östergård. Flywheel energy storage: a conceptual study. Master’s thesis, 2011.
- [82] Fernando Briz Islam El-Sayed David Reigosa Pablo García, Juan M. Guerrero. Control of three-pole active magnetic bearings. 2010.
- [83] J. Ritonja, B. Polajz ander, D. Dolinar, B. Grc andar, and P. Cafuta. Active magnetic bearings control. In *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese*, pages 5604 –5609, July 2010.
- [84] A.E. Rundell, S.V. Drakunov, and R.A. DeCarlo. A sliding mode observer and controller for stabilization of rotational motion of a vertical shaft magnetic bearing. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 4(5):598–608, 1996.
- [85] S. Sivrioglu and K. Nonami. Sliding mode control with time-varying hyperplane for AMB systems. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 3(1):51–59, 2002.
- [86] M. Tang and C. Zhu. New Method of Position Estimation for Self-Sensing Active Magnetic Bearings Based on Artificial Neural Network. In *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*, pages 1355–1358. IEEE, 2010.
- [87] S. Tarbouriech and M. Turner. Anti-windup design: an overview of some recent advances and open problems. *Control Theory & Applications, IET*, 3(1):1–19, 2009.

- [88] S.S. Yu, S.J. Wu, and T.T. Lee. Optimal fuzzy control of radial active magnetic bearing systems. In *Computational Intelligence in Robotics and Automation, 2003. Proceedings. 2003 IEEE International Symposium on*, volume 3, pages 1393–1398. IEEE, 2003.
- [89] C.M. Zingerli and J.W. Kolar. Novel observer based force control for active magnetic bearings. In *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pages 2189–2196, 2010.

Índice de figuras

2.1. Similitud entre articulaciones del cuerpo y uniones entre partes móviles en máquinas.	6
2.2. Diferentes tipos de cojinetes según el principio de funcionamiento.	7
2.3. Rotor soportado por cojinetes magnéticos.	7
2.4. Aplicaciones de cojinetes magnéticos.	9
2.5. Configuración del sistema de levitación.	10
2.6. Configuración de cojinetes radiales.	11
2.7. Configuración del sistema de cojinetes magnéticos de un rotor [1].	12
2.8. Plataforma de prueba de sensor de posición de alta temperatura [3].	13
2.9. Plataforma de prueba de ruedas de alta velocidad. Diámetro $6m$ y velocidad máxima de $300km/h$ [3].	13
2.10. Diferentes diseños de micro-motores de $15mm$ de diámetro y de 150 a 340 de espesor con una masa de $270gr$ [3].	13
2.11. Respuesta a escalón con control PID borroso optimizado y PID optimizado convencional [25].	17
2.12. Cojinetes magnéticos con diferentes números de polos [26].	18
2.13. Cojinetes magnéticos radiales con rotor externo e interno.	18
2.14. Diámetro exterior del estátor en función de la carga [26].	19
2.15. Diámetro externo del rotor en función de la carga [27].	19
2.16. Vista superior y lateral del cojinete <i>heteropolar</i> [1].	20
2.17. Vista superior y lateral del cojinete <i>homopolar</i> [1].	21
2.18. Motor con cojinetes magnéticos independientes / integrados [1].	21
2.19. Tipos de convertidores de potencia.	22
2.20. Sensores de posición basados en diferentes principios de funcionamiento [35].	24
2.21. Representación esquemática de un sistema de control con sensor (izquierda) y sin sensor (derecha) de un cojinete magnético [1].	26
3.1. Alternativas de topologías de cojinetes magnéticos radiales.	31
3.2. Parámetros de cojinetes magnéticos radiales.	32
3.3. Cojinetes radiales magnéticos de 3 polos y circuito magnético equivalente.	34
3.4. Cojinetes radiales magnéticos de 4 polos y circuito magnético equivalente.	35
3.5. Cojinetes radiales magnéticos de 6 polos y circuito magnético equivalente.	37
3.6. Cojinetes radiales magnéticos de 6 polos <i>horseshoe</i> y circuito magnético equivalente.	38
3.7. Cojinetes radiales magnéticos de 8 polos y circuito magnético equivalente.	39

3.8. Cojinetes radiales magnéticos de 8 polos <i>Horseshoe</i> y circuito magnético equivalente.	42
3.9. Distribución de fuerza en diferentes topologías de RAMB: (*: máxima fuerza homogénea, ○: máxima fuerza).	45
3.10. Distribución de pérdidas eléctricas en las diferentes topologías en el caso nominal.	47
3.11. Distribución de fuerza por unidad de potencia en las diferentes topologías en el caso nominal.	48
3.12. Comparación entre topologías del RAMB con tamaño constante del estátor $R_s = 130mm$ y ratio constante de hierro $k_i = 66\%$, en función del tamaño del rotor: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $---$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos <i>horseshoe</i> , $*$: 8 polos, \circ : 8 polos <i>horseshoe</i>).	50
3.13. Comparación entre topologías de RAMB con tamaño constante del estátor $R_s = 130mm$ y tamaño constante del rotor $R_r = 45mm$, en función del ratio del hierro: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $---$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos <i>horseshoe</i> , $*$: 8 polos, \circ : 8 polos <i>horseshoe</i>).	52
3.14. Comparación entre topologías del RAMB con pérdidas constantes de potencia $P = 30W$ y ratio constante de hierro $k_i = 66\%$: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $---$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos <i>horseshoe</i> , $*$: 8 polos, \circ : 8 polos <i>horseshoe</i>).	54
3.15. Comparación entre topologías del RAMB con pérdidas constantes $P = 30W$ y tamaño constante del rotor $R_r = 45mm$: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $---$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos <i>horseshoe</i> , $*$: 8 polos, \circ : 8 polos <i>horseshoe</i>).	55
3.16. Comparación entre topologías del RAMB con fuerza requerida constante $F_m = 2,5kN$, ratio constante del hierro $k_i = 66\%$: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $---$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos <i>horseshoe</i> , $*$: 8 polos, \circ : 8 polos <i>horseshoe</i>).	57
3.17. Comparación entre topologías del RAMB con fuerza requerida constante $F_m = 2,5kN$, tamaño constante del rotor $R_r = 45mm$: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $---$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos <i>horseshoe</i> , $*$: 8 polos, \circ : 8 polos <i>horseshoe</i>).	58
3.18. Distribución de fuerza magnética para diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales con desplazamientos del rotor en la dirección de un polo = $[-0,4; -0,2; 0; 0,2; 0,4]mm$, siendo el sentido positivo hacia la derecha: (Δ : $d_x = 0,4mm$; \square : $d_x = 0,2mm$; $*$: $d_x = 0,0mm$; $\cdot -$: $d_x = -0,2mm$; \circ : $d_x = -0,4mm$).	60
3.19. Distribución de fuerza magnética para diferentes topologías de cojinetes magnéticos radiales con desplazamientos del rotor en la dirección entre dos polos = $[-0,4; -0,2; 0; 0,2; 0,4]mm$, siendo el sentido positivo hacia la derecha: (Δ : $d_x = 0,4mm$; \square : $d_x = 0,2mm$; $*$: $d_x = 0,0mm$; $\cdot -$: $d_x = -0,2mm$; \circ : $d_x = -0,4mm$).	61
3.20. Máxima fuerza magnética con corriente I_m en función del movimiento del rotor: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $---$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos <i>horseshoe</i> , $*$: 8 polos, \circ : 8 polos <i>horseshoe</i>).	62
3.21. Máxima fuerza magnética del cojinete con corriente I_0 en función del movimiento del rotor: (Δ : 3 polos, \square : 4 polos, $---$: 6 polos, $\cdot - \cdot - \cdot$: 6 polos <i>horseshoe</i> , $*$: 8 polos, \circ : 8 polos <i>horseshoe</i>).	63
4.1. El rotor del volante de inercia	66

4.2. Movimientos del rotor.	68
4.3. Diagrama de bloques simplificado para el modelo mecánico del rotor.	68
4.4. Fuerza centrífuga del rotor.	70
4.5. Diagrama de bloques del modelo mecánico del rotor.	70
4.6. Intersección entre el plano de los sensores y el rotor.	71
4.7. Efectos de desplazamiento y rotación del rotor en x, y en la medida del eje z	74
4.8. Desplazamiento del rotor d_x, d_y y entrehierros entre el rotor y el estátor g_x, g_y en coordenadas xy	76
4.9. Términos de acoplamiento x_1, y_1 entre los desplazamientos d_x, d_y : (a) Variaciones de x_1 en función de d_y a d_x , (b) variaciones de y_1 en función de d_y a d_x	77
4.10. Errores en tanto por ciento en los entrehierros en coordenadas xy , en función de los desplazamientos d_x, d_y : (a) Error en tanto por ciento en g_x en función de los desplazamientos d_x, d_y , (b) error en tanto por ciento en g_y en función de los desplazamientos d_x, d_y	77
4.11. Efectos de los términos de acoplamiento x_1, y_1 en los entrehierros en coordenadas xy : (a) Efecto de x_1 sobre g_x , (b) efecto de y_1 sobre g_y	77
4.12. Desplazamiento del rotor d_u, d_v, d_w y entrehierros entre el rotor y el estátor g_u, g_v, g_w en coordenadas uvw	78
4.13. Triángulos de los términos u, v, w en coordenadas uvw	79
4.14. Entrehierros g_u, g_v, g_w en coordenadas uvw en función de los desplazamientos d_x, d_y : (a) Entrehierro g_u en función de los desplazamientos d_x, d_y , (b) entrehierro g_v en función de los desplazamientos d_x, d_y , (c) entrehierro g_w en función de los desplazamientos d_x, d_y	81
4.15. Términos de acoplamiento u_1, v_1, w_1 entre los entrehierros g_u, g_v, g_w en coordenadas uvw en función de los desplazamientos d_x, d_y : (a) u_1 en función de los desplazamientos d_x, d_y , (b) v_1 en función de los desplazamientos d_x, d_y , (c) w_1 en función de los desplazamientos d_x, d_y	81
4.16. Errores en tanto por ciento en los entrehierros g_u, g_v, g_w en coordenadas uvw en función de los desplazamientos: (a) error en g_u en función de d_x, d_y , (b) error en g_v en función de d_x, d_y , (c) error g_w en función de d_x, d_y	81
4.17. Geometría del cojinete para calcular los entrehierros.	82
4.18. Ángulos de los entrehierros en diferentes topologías de cojinetes.	83
5.1. Diagrama funcional de un sistema de cojinetes magnéticos.	86
5.2. Sistemas de coordenadas.	88
5.3. Diagrama de bloques del control de corriente.	89
5.4. Conexión de los devanados del cojinete magnético radial de 3 polos.	90
5.5. Inductancias en coordenadas uvw : (a) Inductancia en la fase u , (b) Inductancia mutua entre las fases u, v , (c) Inductancia mutua entre las fases u, w , (d) Inductancia mutua entre las fases u, v , (e) Inductancia en la fase v , (f) Inductancia mutua entre las fases v, w , (g) Inductancia mutua entre las fases u, w , (h) Inductancia mutua entre las fases v, w , (i) Inductancia en la fase w	91
5.6. Inductancias en coordenadas dq^s en función de los desplazamientos d_x, d_y : (a) Inductancia equivalente en el eje d^s , (b) Inductancia mutua equivalente entre los ejes d^s, q^s , (c) Inductancia mutua equivalente entre los ejes d^s, q^s , (d) Inductancia equivalente en el eje q^s	93

5.7. Respuesta del sistema eléctrico ante una entrada escalón unitario de tensión para distintas posiciones del rotor.	94
5.8. Respuesta del control del sistema eléctrico para distintas posiciones del rotor.	94
5.9. Esquema de <i>anti-windup</i>	96
5.10. Control de corriente en coordenadas estacionarias dq^s	97
5.11. Control de corriente en coordenadas estacionarias dq^s utilizando control de corriente en coordenadas síncronas dq^e	97
5.12. Conexión de los devanados del cojinete magnético radial de 6 polos <i>horseshoe</i>	98
5.13. Valores de las inductancias en función de los desplazamientos d_x, d_y	99
5.14. Respuesta del sistema eléctrico del cojinete de 6 polos <i>horseshoe</i> ante una entrada escalón unitario de tensión para distintas posiciones del rotor.	100
5.15. Respuesta del control del sistema eléctrico de cojinete de 6 polos <i>horseshoe</i> para diferentes posiciones del rotor.	100
5.16. Variaciones de la inductancia y del ancho de banda en función del desplazamiento para cojinetes de 3 polos y de 6 polos <i>horseshoe</i>	101
5.17. Diagrama de bloques incluyendo el bloque del cálculo de la referencia de corriente.	101
5.18. Diagrama de bloques incluyendo bloque del cálculo de la referencia de las densidades de flujo.	102
5.19. Obtención de la referencia de corriente a partir de la referencia de fuerza magnética dependiente de la posición: (a) fuerza aplicada \mathbf{F}_{xy} , (b) intensidad del flujo resultante \mathbf{B}_{dq^s} , (c) corriente resultante \mathbf{i}_{dq^s}	103
5.20. Obtención de la referencia de corriente a partir de la referencia de fuerza magnética independiente de la posición: (a) fuerza aplicada \mathbf{F}_{xy} , (b) intensidad del flujo resultante \mathbf{B}_{dq^s} , (c) corriente resultante \mathbf{i}_{dq^s}	103
5.21. Combinaciones de referencia de corriente y la fuerza resultante.	104
5.22. Diagrama de bloques incluyendo el bloque de conversión de la fuerza magnética en coordenadas xy a un vector de fuerzas magnéticas positivas.	105
5.23. Diagrama de bloques del control de posición	105
5.24. Esquema del control PID de la posición.	106
5.25. Lugar de las raíces del control <i>PID</i> del modelo mecánico.	107
5.26. Respuesta del control <i>PID</i> del modelo mecánico.	107
5.27. Esquema del control <i>P</i> de posición y <i>PI</i> de velocidad.	108
5.28. Lugar de las raíces del control posición-velocidad en cascada del modelo mecánico.	109
5.29. Respuesta del control posición-velocidad en cascada del modelo mecánico.	109
5.30. Comparación entre el control <i>PID</i> y el control posición-velocidad en cascada del modelo mecánico.	109
5.31. Respuesta del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $10Hz$, $100Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante un desplazamiento e inclinación inicial del rotor.	111
5.32. Velocidad de traslación y de rotación del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $10Hz$, $100Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante un desplazamiento e inclinación inicial del rotor.	112

5.33. Corrientes y tensiones del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $10Hz$, $100Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante un desplazamiento e inclinación inicial del rotor. 113

5.34. Fuerzas magnéticas generadas del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $10Hz$, $100Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante un desplazamiento e inclinación inicial del rotor. 114

5.35. Velocidad y aceleración del motor y la fuerza centrífuga generada. 116

5.36. Respuesta del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas generadas por el giro del rotor hasta $4000rpm$ 117

5.37. Velocidad de traslación y de rotación del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas generadas por el giro del rotor hasta $4000rpm$ 118

5.38. Corrientes y tensiones en coordenadas uvw del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas generadas por el giro del rotor hasta $4000rpm$ 119

5.39. Corrientes y tensiones en coordenadas síncronas dq^e del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas generadas por el giro del rotor hasta $4000rpm$. 120

5.40. Fuerzas magnéticas generadas por el control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas generadas por el giro del rotor hasta $4000rpm$ 121

5.41. Esquema del control PI de velocidad con el control PR 122

5.42. Respuesta del control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ 123

5.43. Velocidad de traslación y de rotación del control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ 124

5.44. Corrientes y tensiones en coordenadas uvw del control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ 125

5.45. Corrientes y tensiones en coordenadas síncronas dq^e del control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ 126

5.46. Fuerzas magnéticas generadas por el control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$	127
5.47. Respuesta del control resonante proporcional adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$	128
5.48. Velocidad de traslación y de rotación del control resonante proporcional adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$	129
5.49. Corrientes y tensiones en coordenadas uvw del control resonante proporcional adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$	130
5.50. Corrientes y tensiones en coordenadas dq^e del control resonante proporcional adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$	131
5.51. Fuerzas magnéticas generadas por el control resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$	132
5.52. Respuesta del control proporcional resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ con una perturbación instantánea de $F = 50N$ en el régimen permanente.	134
5.53. Velocidad de traslación y de rotación del control proporcional resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ con una perturbación instantánea de $F = 50N$ en el régimen permanente.	135
5.54. Corrientes y tensiones en coordenadas uvw del control proporcional resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ con una perturbación instantánea de $F = 50N$ en el régimen permanente.	136

5.55. Corrientes y tensiones en coordenadas síncronas dq^e del control proporcional resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ con una perturbación instantánea de $F = 50N$ en el régimen permanente.	137
5.56. Fuerzas magnéticas generadas por el control proporcional resonante adaptativo del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$ con una perturbación instantánea de $F = 50N$ en el régimen permanente.	138
6.1. Distribución de las líneas de flujo del alta frecuencia mediante elementos finitos.	141
6.2. Evaluación numérica de la trayectoria compleja del vector de corriente de secuencia negativa. (a) Lugar complejo de la corriente. (b) distribución del armónico espacial. (c) Componente de corriente de secuencia negativa. (d) Componente de corriente de secuencia positiva. $V_{hf} = 4V, w_c = 2500Hz$	143
6.3. Efectos de la magnitud de la portadora sobre la estimación de la posición. Resultados de la simulación con inversor lineal sin saturación. Las magnitudes son normalizados a la tensión DC del bus. (Azul) $V_{hf} = 0,04$ p.u., (Magenta) $V_{hf} = 0,08$ p.u., (Rojo) $V_{hf} = 0,16$ p.u., $w_c = 2500Hz$. Se aplica una referencia escalón de $(500, -500)\mu m$ a $(0, 0)\mu m$ en $t = 0,6s$. El ancho de banda del filtro es $100Hz$	144
6.4. Diagrama de conexión de cojinetes magnéticos trifasicos y la medición de las corrientes	144
6.5. Diagrama de conexión de cojinetes magnéticos trifasicos y medición de la tensión de secuencia cero	146
6.6. Impedancias transitorias media y diferencial [64] en función de la frecuencia de la señal portadora.	146
6.7. Comparación en frecuencia de dos diferentes conjuntos de bobinas.	147
6.8. Efectos de la saturación en la respuesta transitoria. Resultados de simulación con inversor lineal. $V_{hf} = 0,16p.u.$, $w_c = 2500Hz$. (Rayado) es la señal medida. (Rojo) con saturación. (Azul) sin saturación. Se aplica una referencia escalón de $(500, -500)\mu m$ a $(0, 0)\mu m$ en $t = 0,6s$. El ancho de banda del filtro es $100Hz$	148
6.9. Error de estimación de posición durante el transitorio. Resultados de simulación con inversor lineal. $V_{hf} = 0,16p.u.$, $w_c = 2500Hz$. Se aplica una referencia escalón de $(500, -500)\mu m$ a $(0, 0)\mu m$ en $t = 0,6s$. El ancho de banda del filtro es $100Hz$	149
6.10. Distorsión provocada por la corriente fundamental en la portadora de corriente i_{dqs}^{nc} . Resultados de simulación con velocidad de giro del rotor a $10Hz$. $V_{hf} = 0,16p.u.$, $w_c = 2500Hz$. (a) Inversor lineal. (b) Inversor PWM.	149
6.11. Inductancia de fase u en función de la corriente de fase u	150
6.12. Inductancia media y diferencial en función de la corriente de fase u	150
6.13. Error de estimación de la posición con condiciones de carga. $V_{hf} = 10V$ y $w_c = 2500Hz$	151

6.14. Circuito propuesto para la medición experimental de los efectos de saturación. Se utilizan tres sondas de tensión diferenciales y una sonda de corriente para la bobina activa.	151
6.15. Resultados experimentales. (a) y (b) Tensión aplicada y corriente circulante por la bobina de fase u respectivamente. (c) Tensiones inducidas en las bobinas de las fases $v, w, w_c = 2500Hz$	153
6.16. Medidas experimentales de los valores de la inductancia de alta frecuencia para diferentes niveles de la corriente fundamental en la fase u . Se calculan las inductancias utilizando las ecuaciones (6.25), (6.26) y (6.27). Se ha fijado el rotor en la misma posición durante el experimento. $V_{hf} = 10V, w_c = 2500Hz$	153
6.17. Generación del comando de corriente a partir del comando de fuerza. (a) Vectores de fuerza. (b) Vectores de corriente.	154
6.18. (a) Vector de corriente para un comando giratorio de fuerza de $20N$. (b) Componentes de corriente fundamental. (c) Componentes de señal portadora. (Columna Izquierda) Experimento sin la selección de fase mínima en la referencia de corriente. (Columna derecha) Experimento utilizando la selección propuesta de corriente.	155
6.19. Procesamiento de señal digital para la estimación de posición utilizando la señal portadora de corriente de secuencia negativa	156
6.20. Medición experimental de la tensión transitoria de dispersión. Se ha realizado el experimento eliminando el rotor y midiendo las tensiones inducidas en las dos bobinas que no están conectadas al inversor.	157
6.21. Medición experimental de corriente transitoria de dispersión. El experimento está realizado eliminando el rotor y midiendo las corrientes inducidas en las otras dos bobinas que no están conectadas al inversor	157
6.22. Medición experimental de la inductancia transitoria de dispersión en la fase u con el rotor quitado.	158
6.23. Medición experimental de la tensión transitoria de dispersión. Se ha realizado el experimento midiendo las tensiones inducidas en las dos bobinas que no están conectadas al inversor.	159
6.24. Medición experimental de la modulación de la posición de la tensión transitoria de dispersión midiendo la tensión inducida en las dos bobinas no conectadas al inversor a la frecuencia portadora.	159
6.25. Medición experimental de la modulación de la posición de la tensión transitoria de dispersión. Resultados normalizados a la magnitud de la tensión de la portadora inyectada midiendo la tensión inducida en las dos bobinas no conectadas al inversor a la frecuencia portadora.	159
6.26. Error de estimación de la posición inducido por el flujo de dispersión.	160
7.1. Figura inferior: estátor, con la disposición de las bobinas de control radial y los sensores de medida de la posición. Figura superior: rotor.	165
7.2. Disposición del rotor y unión al motor de inducción.	165
7.3. El inversor y la placa de adaptación de señales.	166
7.4. Esquema del inversor trifásico.	166
7.5. Sensor de corriente	167
7.6. Sensores de posición	167

7.7.	Respuesta del control de corriente ante una entra tipo escalón en el eje d . (a) Corriente i_d . (b) Acción de control v_d	168
7.8.	Respuesta del control del sistema eléctrico con referencia de fuerza despreciando el desplazamiento. (a) Fuerza aplicada F_{xy} . (b) Corriente i_{dq} . (c) Desplazamientos d_{xy}	169
7.9.	Respuesta del control del sistema eléctrico con referencia de fuerza considerando la posición. (a) Fuerza aplicada F_{xy} . (b) Corriente i_{dq} . (c) Desplazamientos d_{xy}	169
7.10.	Respuesta del control de posición d_{xy}	170
7.11.	Componentes del vector de corriente i_{dq^s} : (a) Corriente i_d^s , (b) Corriente i_q^s	170
7.12.	Componentes de la acción de control v_{dq^s} : (a) Tensión v_d^s , (b) Tensión v_q^s	171
7.13.	Respuesta del control de posición d_{xy}	171
7.14.	Respuesta del control de corriente i_{dq^s} : (a) Corriente i_d^s . (b) Corriente i_q^s	171
7.15.	Acción de control del lazo de corriente v_{dq^s} : (a) Tensión v_d^s . (b) Tensión v_q^s	172
7.16.	Respuesta del control de posición ante un golpe. (a) Desplazamiento d_x . (b) Desplazamiento d_y	173
7.17.	Corrientes del control de posición ante un golpe. (a) Corriente i_d^s . (b) Corriente i_q^s	173
7.18.	Tensiones aplicadas por el control de posición ante un golpe. (a) Tensión v_d^s . (b) Tensión v_q^s	173
7.19.	Respuesta del control de posición. (a) Desplazamiento d_x , (b) Desplazamiento d_y	174
7.20.	Corrientes del cojinete. (a) Corriente i_d^s , (b) Corriente i_q^s	174
7.21.	Tensiones del cojinete. (a) Tensión v_d^s , (b) Tensión v_q^s	175
7.22.	Tensiones de alimentación al motor cuando la velocidad de giro varía entre 0 y 30Hz. (a) Tensión v_d^s , (b) Tensión v_q^s	176
7.23.	Respuesta del control de posición cuando la velocidad de giro varía entre 0 y 30Hz. (a) Desplazamiento d_x , (b) Desplazamiento d_y	176
7.24.	Corrientes del cojinete cuando la velocidad de giro varía entre 0 y 30Hz. (a) Corriente i_d^s . (b) Corriente i_q^s	176
7.25.	Tensiones del cojinete cuando la velocidad de giro varía entre 0 y 30Hz. (a) Tensión v_d^s , (b) tensión v_q^s	177

Índice de tablas

2.1. Comparación entre diferentes tipos de control [12].	17
2.2. Características de los cojinetes heteropolar y homopolar.	20
2.3. Tipos de convertidores de potencia.	22
2.4. Necesidades de convertidores de potencia para diferentes topologías de cojinetes.	23
2.5. Comparación entre sensores capacitivos y de corrientes <i>Eddy</i>	25
3.1. Parámetros del cojinete radial.	32
3.2. Parámetros del modelo magnético del cojinete radial.	34
3.3. Combinaciones de densidades de flujo (o corrientes en el caso nominal) para obtener la máxima fuerza homogénea en cada topología.	46
3.4. Resultados de la distribución de fuerza magnética en las diferentes topologías.	46
3.5. Combinaciones de corrientes para obtener el valor de la máxima fuerza hacia el punto de equilibrio para movimiento en la dirección de un polo.	62
4.1. Parámetros del modelo mecánico del rotor.	67
5.1. Variables del modelado del sistema de cojinetes magnéticos.	87
5.2. Características del cojinete magnético.	87
5.3. Características del cojinete magnético de 3 polos.	90
5.4. características del cojinete magnético de 6 polos <i>horseshoe</i>	98
5.5. Combinaciones de las referencia de corriente con el vector correspondiente de fuerza.	104
5.6. Resultados del control del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con ancho de banda de $10Hz$, $100Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante un desplazamiento e inclinación inicial del rotor.	114
5.7. Resultados del control de posición del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con ancho de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$	121
5.8. Resultados del control resonante proporcional del sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$	127

5.9. Resultados del control resonante adaptativo de sistema de cojinetes magnéticos de 3 polos con anchos de banda de $80Hz$, $300Hz$, $1kHz$ para el control de posición, velocidad y corriente respectivamente ante perturbaciones periódicas del giro hasta $4000rpm$	132
6.1. Características de las bobinas	147
7.1. Características del sistema de cojinetes magnéticos.	164

Apéndice **A**

Publicaciones



A.1. Analysis of Topologies Alternatives for Radial Magnetic Bearings [44].

Analysis of Topologies Alternatives for Radial Magnetic Bearings

Islam El-Sayed Mahmoud, Pablo García, Fernando Briz, Juan M. Guerrero, David Reigosa
University of Oviedo.

Dept. of Elec., Computer & System Engineering
Gijón, 33204, Spain

e-mail: islam@isa.uniovi.es, pgarcia@isa.uniovi.es, fernando@isa.uniovi.es
guerrero@isa.uniovi.es, reigosa@isa.uniovi.es

Abstract—This paper presents a comparison among different Radial Active Magnetic Bearings (RAMB) topologies. The aim is to obtain, given some specific requirements, the optimal topology in terms of size, current density and load. For the analysis, the rotor and stator size, as well as the iron ratio in the poles will be considered. For the load capability analysis, distribution of the maximum magnetic force which can be generated with the same magnetic field has been included. It is found that RAMB having 3 or 4 poles shows the best results in terms of size. Finally, an analysis of the power converter needs for each topology is performed.

Index Terms—AMB, topologies, Comparison.

I. INTRODUCTION

INDUSTRIAL applications which include moving parts waste energy because of the friction between moving and fixed parts. Active Magnetic Bearings (AMBs) are developed to support the moving parts by a magnetic field, thus removing any mechanical contact [1], [2]. Removing the mechanical contact implies there is no need for lubrication in AMB systems, so AMB systems can be applied in clean room and space applications.

RAMB are used in systems having a rotating mass centered within a stator, and can adopt different topologies depending on the number of poles and their structure. Among these topologies, the 3-pole RAMB has the lowest cost. However, because of its control complexity, this topology has reduced industrial application compared to other RAMB topologies easier to control like the 8-poles *horseshoe* topology [3], [4].

In [5], [6], a method for finding the optimal number of stator poles for RAMB that minimizes the stator outside diameter was presented. In this work, comparison among different topologies to get the optimal value for the rotor radius under different design constraints was presented. In our work, this comparison is extended to include different view points of comparisons between different RAMB topologies like force distributions, power converters needs, stator size, consumption and maximum magnetic force.

The paper is organized as follows, in II-A, RAMB topologies are explained. Geometrical parameters used for the com-

parison are defined in II-B. In II-C, force distribution on different topologies is developed. Power converters needs for each topology are discussed in II-D. Numerical comparative among topologies are developed in III. The analysis is done first (III-A) for a constant stator size, in order to get the optimal topology in terms of maximum delivery of magnetic force by flux density, which directly reflects in lower current consumption. Following, in III-B, comparison is established with a constant flux density, which means a fixed current consumption. The purpose of this comparison is to get optimal values of rotor radius and iron ratio that lead to increased magnetic force with lower stator radius. In III-C, the analysis is carried out with a constant required magnetic force. This will allow to get the optimal values of rotor radius and iron ratio that lead to the required force with low stator size and flux density. Finally, in IV, conclusions of this work are presented.

II. FORCE GENERATION

RAMB capacity of force generation is developed in this section for different topologies. First, some RAMB design parameters need to be defined. From there, generated force distribution and power converter demand for each topology are explained.

A. RAMB Topologies

There exist several RAMB topologies depending on the number of poles and coils connections. In Fig. 1, different RAMB topologies are shown. Attending to the flux linkage, the poles can be magnetically coupled (1a, 1b, 1c and 1e) or decoupled (1d, 1f). The latter are built by sharing one coil by each pair of poles, so being the magnetic flux constrained to the pole creating it and thus making easier the RAMB control. Despite being the control more complicated, topologies having low number of poles are still attractive because of cost reduction as well as space constrains (more space for coils, cables, sensors and also better refrigeration capabilities) [5].

B. Parameters definitions

RAMB characterization needs the definition of some parameters describing bearings geometry, as shown in Fig. 2. Table I summarizes all relevant parameters. Relations among them are

This work was supported in part by the Research, Technological Development and Innovation Programs of the Spanish Ministry of Science and Innovation-ERDF under grant MICINN-10-ENE2010-14941 and the Ministry of Science and Innovation under grant MICINN-10-CSD2009-00046

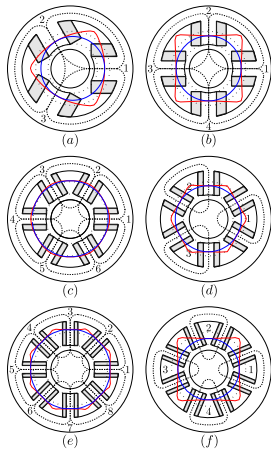


Fig. 1. Different RAMB topologies: (a) 3-poles, (b) 4-poles, (c) 6-poles, (d) 6-poles Horseshoe, (e) 8-poles, (f) 8-poles Horseshoe.

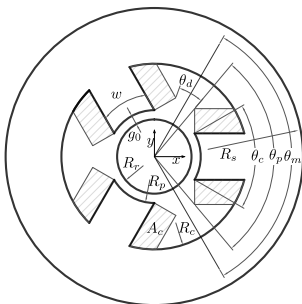


Fig. 2. Geometry for 3-poles radial magnetic bearing.

shown in (1) - (8).

$$\begin{aligned}
 \theta_p &= \frac{2\pi}{p} - \theta_d \\
 \theta_c &= k_i \theta_p \\
 R_p &= R_r - g_0 \\
 w &= 2R_p \sin\left(\frac{\theta_p}{2}\right) \\
 A_{c(required)} &= \left(\frac{g_0}{k_f J_0 \mu_0}\right) B_0 \\
 A_{c(available)} &= (R_c - R_p) R_p \sin\left(\frac{\theta_p - \theta_c}{2}\right) \\
 R_c &= R_p + \frac{A_c}{R_p \sin\left(\frac{\theta_p - \theta_c}{2}\right)} \\
 R_{s_{poles-individual}} &= R_c + \frac{1}{2}w \\
 R_{s_{poles-horseshoe}} &= R_c + w
 \end{aligned}
 \tag{1} \tag{2} \tag{3} \tag{4} \tag{5} \tag{6} \tag{7} \tag{8} \tag{9}$$

TABLE I
RAMB PARAMETERS

p	Number of poles
θ_m	Maximum angle for pole including the coil ($\frac{2\pi}{p}$)
θ_{dt}	Sum of angles between two poles
θ_d	Angle between two poles ($\frac{\theta_{dt}}{p}$)
θ_c	Angle of the core of the pole
θ_p	Angle of the pole including the coil
R_r, R_p	Radius of rotor, Radius of pole
R_c, R_s	Inner, Outer radius of stator
k_i, k_f	Iron ratio $\frac{\theta_c}{\theta_p}$, Fill factor
w, h	Pole width, Bearing height
A_c, A_f	Coil area, Cross-section area of flux path
B_m	Maximum flux density (which can be generated by one pole)
B_t	Total consumption of flux density by all poles
F_m	Maximum magnetic force
$B_{c,coeff}$	Coefficient depend on bearing topology
g_0, B_0	Nominal air gap, Saturation flux density
J_0, μ_0	Current density, Magnetic permeability of free space

C. Force distribution

The magnetic flux generating the suspension force is created by the currents passing through RAMB coils. To analyze the force distribution, magnetic flux density will be kept constant in order to calculate the maximum load capacity and the required current density. The ratio between generated magnetic force and required current density is calculated by means of the relation between the generated magnetic force and flux density for each RAMB topology.

The magnetic force F generated by a flux density B is (10). This equation is applied to each pole in the RAMB. To set the total magnetic force distribution, composition using the equations listed in Table II are used. In that table, F_x is for the force produced by the x coil, as enumerated in Fig. 1.

$$F = \frac{A_f}{2\mu_0} B^2 \tag{10}$$

$$F_m = \frac{A_f}{\mu_0} B_{c,coeff} B_m^2 \tag{11}$$

TABLE II
FORCES EQUATIONS FOR DIFFERENT TOPOLOGIES

$F_x(3 \text{ poles})$	$F_1 - 0.5F_2 - 0.5F_3$
$F_y(3 \text{ poles})$	$\sqrt{3}/2(F_2 - F_3)$
$F_x(4 \text{ poles})$	$F_1 - F_3$
$F_y(4 \text{ poles})$	$F_2 - F_4$
$F_x(6 \text{ poles})$	$F_1 + 0.5(F_2 + F_6) - F_4 - 0.5(F_3 + F_5)$
$F_y(6 \text{ poles})$	$\sqrt{3}/2(F_2 + F_3 - F_5 - F_6)$
$F_x(8 \text{ poles})$	$F_1 - F_5 + (F_2 - F_4 - F_6 + F_8)/\sqrt{2}$
$F_y(8 \text{ poles})$	$F_3 - F_7 + (F_2 + F_4 - F_6 - F_8)/\sqrt{2}$
$F_x(6 \text{ polesH})$	$(2F_1 - F_2 - F_3)\cos(\pi/6)$
$F_y(6 \text{ polesH})$	$3/2(F_2 - F_3)$
$F_x(8 \text{ polesH})$	$2\cos(\pi/8)(F_1 - F_3)$
$F_y(8 \text{ polesH})$	$2\cos(\pi/8)(F_2 - F_4)$

Using the same flux density, maximum force and maximum load capacity have been calculated for all the combinations for the flux densities at the poles. Force distributions for different RAMB topologies with the same characteristics of size and flux density are shown in Fig. 1.

Maximum magnetic forces that can be generated along the rotor periphery are different at each angular position, so maximum load capacity is defined as the minimum of

TABLE III
PARAMETERS USED IN FORCE DISTRIBUTION ANALYSIS

θ_{dt}	60°	1	30mm	k_i	0.6
R_r	45mm	g_0	1mm	J_0	$2e^6 A/m^2$
R_s	130mm	B_0	2.5T esla	k_f	0.83

TABLE IV
MAXIMUM HOMOGENEOUS FORCE AND REQUIRED CURRENT AND MAGNETIC FLUX DENSITIES

Topology	F_m kN	J_0 kA/cm ²	F_m/J_0 N.mm ² /A	B_t T	F_m/B_t N/T
3-poles	2.57	41.6	6.18	2.00 B_0	1.288
4-poles	2.63	42.8	6.15	2.79 B_0	0.943
6-poles	3.08	51.7	5.96	3.79 B_0	0.8310
6-polesH	2.66	43.2	6.16	2.21 B_0	0.481
8-poles	3.23	62.7	5.15	5.09 B_0	1.203
8-polesH	2.47	55.2	4.47	3.35 B_0	0.8315

these maximum forces. Ideally, homogeneous distribution of maximum magnetic forces should be generated along the rotor, thus allowing to maximize the RAMB supporting capability. It is found that 6, 8 pole configurations have a magnetic force distribution more homogeneous than other RAMB topologies. Additionally, 6, 8 pole topologies have more magnetic force, but with increasing cost because more power switches and higher current density is required.

The parameters used in this numerical analysis are listed in Table III. The principal conclusion is that 3-pole bearing can generate the maximum force relative to the required current density as listed in Table IV, and also the better ratio between the maximum homogeneous force and the required flux density (Table IV).

With different flux combinations, maximum magnetic force can be achieved. From [5], flux combinations that generate the maximum homogeneous load can be calculated. Using these specific combinations for the flux density, maximum load is obtained using (11) where B_{coeff} is a coefficient that depends on the bearing topology. Values for coefficient B_{coeff} for different RAMB topologies are also listed in [5].

D. Power converters

From the point of view of the power converter demands, RAMB topologies that have magnetic coupling need full bridge converters since the currents polarities affect the force composition. However, other topologies in which each coil is shared between two poles, need only half bridge converters because there is no coupling between poles and the polarity of the currents do not affect the force distribution. Table VI shows the power converters demands for each RAMB topology. It is found that RAMB of 6 poles Horseshoe has fewest switches. Also RAMB of 3 poles can be controlled with 1 three phase inverter which is available in the market.

III. RAMB TOPOLOGIES COMPARISON

RAMBs having different topologies have different features like size, required magnetic flux density and maximum load. Depending on the application, size constraints [7] (e.g. blood pump) or load support [8] (e.g. turbo machines) with minimum energy consumption can be the design objectives. These

TABLE V
COEFFICIENT B_{coeff} FOR DIFFERENT TOPOLOGIES

Topology	B_{coeff}	Topology	B_{coeff}	Topology	B_{coeff}
3-poles	0.3750	6-poles	0.83660	8-poles	1.2071
4-poles	0.5	6-polesH	0.83	8-polesH	0.9239

TABLE VI
POWER CONVERTERS NEEDS FOR DIFFERENT TOPOLOGIES OF RAMB

Poles	Coils	Polarity	Coupling	Converters	Trans.
3	2	Bipolar	Elec., Mag.	2 Full bridge	8
	3	Bipolar	Elec., Mag.	1 Three phase	6
4	3	Bipolar	Magnetic	3 Full bridge	12
	4	Bipolar	Magnetic	4 Full bridge	16
6	3	Unipolar	No	3 Half bridge	3
	6	Bipolar	Magnetic	6 Full bridge	24
8	4	Unipolar	No	4 Half bridge	4
	8	Bipolar	Magnetic	8 Full bridge	32

characteristics are affected by the RAMB topology. In this section, a comparison between different topologies in terms of size, energy consumption and load capacity as a function of rotor size R_r and iron ratio k_i is performed using the same parameters shown in Table III.

A. Comparison with fixed radius of stator

In this case, the stator size is fixed for all topologies. This is useful for analyze the RAMB behavior while keeping size constraints. For a determined stator size, the maximum homogeneous magnetic force and the maximum flux density that can be generated by each topology, depending on the rotor size and iron ratio is first calculated. Then, the optimal topology for a given rotor size/iron ratio or optimal rotor size/iron ratio for each topology can be determined.

1) *Effect of rotor radius:* Using the same iron ratio k_i , a comparison can be established as a function of R_r .

In Fig. 3(a), the magnetic flux density is represented versus the rotor size. Magnetic flux density is increasing with the rotor size because of having poles with increased width. At the optimal rotor size value, the magnetic flux density reaches the maximum. From that maximum, magnetic flux density starts to decrease with the increment of rotor size because of shorten poles. Similar results are obtained when representing the coil for each pole depending on the rotor size.

In Fig. 3(b), resultant magnetic force is represented. Magnetic force increases with the increment of rotor size because of having more magnetic flux density and more projection area till it reaches the maximum at the optimal value for the rotor size. From here, magnetic force decrease with the increment of rotor size because of lower magnetic flux density.

From the results presented in Fig. 3, it is clear that each RAMB topology has an optimal value for the rotor radius. With this optimal value, maximum magnetic force for a given energy consumption is obtained. It is found that RAMB with 3 poles has the larger coil area and can generate the higher magnetic force in most of the range of variation for the rotor radius

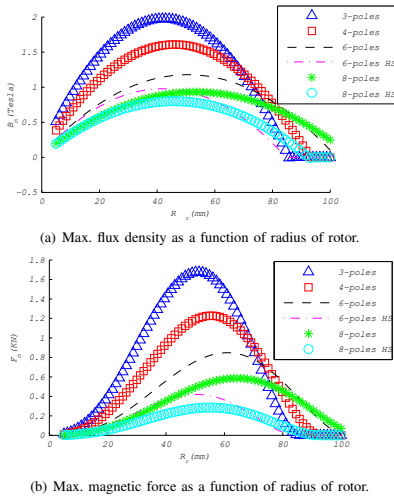


Fig. 3. Comparison among different RAMB with fixed stator and iron ratio.

2) *Effect of iron ratio:* For each RAMB topology, there is a maximum room available for the poles, which is shared between the coil and the pole core. The relation between the area used by each part affects on the flux density that can be generated. Using the same rotor size R_r , a comparison can be established in function of the iron ratio k_i .

In Fig. 4(a), magnetic flux density versus iron ratio k_i is represented. Magnetic flux density for each pole is maximum at the beginning because of being the coil area maximized. The magnetic flux density continues being maximum till the coil area is too low to generate the maximum flux density, the magnetic flux density then decreasing with the increment of iron ratio.

In Fig. 4(b), the magnetic force behavior is represented. Magnetic force increases almost linearly with the increment of iron ratio because of being flux path cross-section area wider. The maximum for the force is obtained for the same iron ratio that maximizes the magnetic flux. If the iron ration keeps growing, magnetic force decreases because of lower magnetic flux density.

From the global results in Fig. 4, it is found that for each RAMB topology there is an optimal value for the iron ratio k_i . With the constrains of stator size and this optimal value of iron ratio, maximum magnetic force can be achieved. It is also found that RAMB with 3 poles has the larger coil area and thus can generate more magnetic force.

B. Comparison with fixed flux density

In this case, a fixed magnetic flux density is required and, therefore, the same coil area A_c is needed for all the topologies. For a given value for the required magnetic flux density the needed stator size to maintain the coil area and the

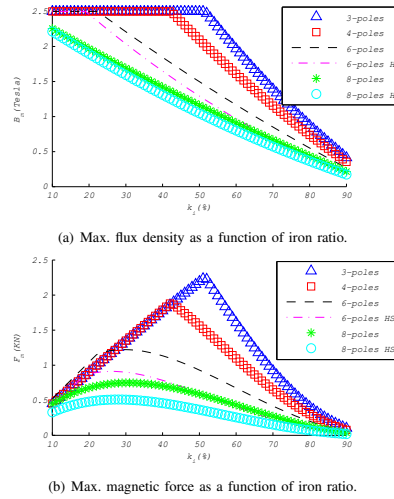


Fig. 4. Comparison among different RAMB with fixed stator and rotor.

resultant magnetic force for different values of rotor size and iron ratio can be calculated. Then, the optimal topology can be obtained for a certain rotor size or iron ratio. This comparison is useful for those applications where energy consumption is an issue.

1) *Effect of rotor radius:* For small rotor sizes, larger stator sizes are needed because of the need of long poles to maintain the area required for the coils as shown in Fig. 5(a). The required poles length decreases with the increment of rotor size due to higher pole widths and hence more coil width. After reaching a minimum, the required stator size increases again with rotor size to maintain the same area for the coil. In Fig. 5(b), magnetic force increases with rotor size with a fixed magnetic flux because of having more projection area. From Fig. 5, it is found that with the increment of rotor size there is more magnetic force but more stator size is required. It is concluded that, for the represented rotor sizes range, bearings with 6-poles *horseshoe* and 8-poles *horseshoe* need larger stator sizes than other topologies in order to achieve the maximum flux density. 3-poles and 6-poles *horseshoe* RAMB exhibit higher magnetic force than any other topologies. It can be concluded that the generated magnetic force is better for lower number of coils, due to the larger cross section area for each pole.

2) *Effect of iron ratio:* In Fig. 6(a), stator sizes R_s for different values of iron ratio is represented. Stator size increases proportionally to iron ratio k_i to maintain the same coil area. In Fig. 6(b), magnetic forces increase with iron ratio can be observed, being the reason the larger projection area for the magnetic flux. From Fig. 6, it is found that with the increase of iron ratio the magnetic force and stator size also increase. So optimal iron ratio value can be determined to achieve the

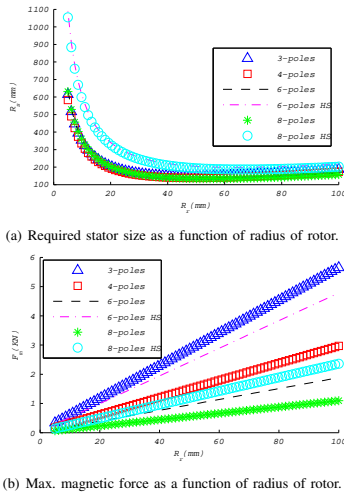


Fig. 5. Comparison among different RAMB with fixed flux density and iron ratio.

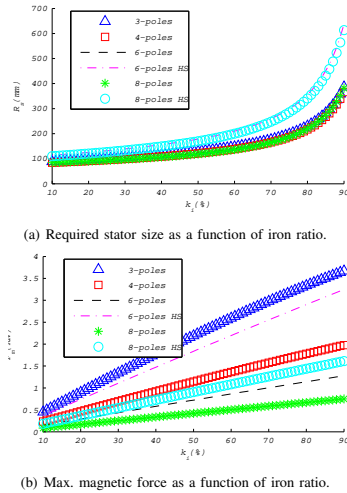


Fig. 6. Comparison among different RAMB with fixed flux density and radius of rotor.

highest magnetic force with minimum possible stator size. It is concluded that bearings with 6-poles *horseshoe* and 8-poles *horseshoe* need larger stator sizes than other topologies in the most of iron ratio range to achieve the maximum flux density. On the other side, bearings with 3-poles and 6-poles *horseshoe* have larger magnetic force than other topologies

C. Comparison with fixed required force

In this case a fixed magnetic force is required to support a specific load. For a given magnetic force, the stator size, flux density and coil area can be calculated. Because required magnetic force can not be achieved in all the range of variation of the parameters, the maximum available magnetic force will be calculated again when this applies.

1) *Effect of radius of rotor*: For small rotor sizes, required force can not be reached. In this case, maximum flux density is required to obtain the maximum possible magnetic force. To obtain maximum magnetic flux density, longer poles are needed. Therefore, in Fig. 7(a) larger stators are needed at the beginning to maintain coil area to obtain the maximum flux density. With rotors of larger sizes the required stators sizes are increasing proportionally with the rotor size.

Required coil areas for each pole are maximum till reaching the required force. Once the required magnetic force is obtained, the needed coil area decreases with the rotor size because of having more cross section area for the magnetic flux path. Then, the required magnetic force can be achieved with less coil area.

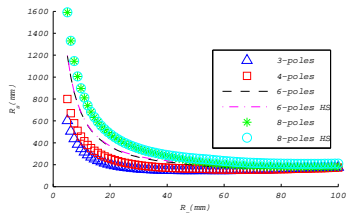
In Fig. 7(b), total magnetic flux densities needed are maximum till the required force is reached. Once the required magnetic force is achieved, the required flux densities decreases with the rotor size because of having more cross section area for the magnetic flux path. Then, the required magnetic force can be achieved with less magnetic flux density. From Fig. 7, it is found that there is an optimal value for rotor radius that can give required force with minimum stator size and energy consumption. It is found that bearings with 3, 4 poles need smaller stator size. Bearings with 3-poles and 6-poles *horseshoe* need less magnetic flux densities because of having larger cross section area for the magnetic flux path.

2) *Effect of iron ratio*: Required magnetic force can not be achieved with all iron ratio values because of having thin poles. Therefore, maximum magnetic flux density is needed to obtain maximum possible magnetic force.

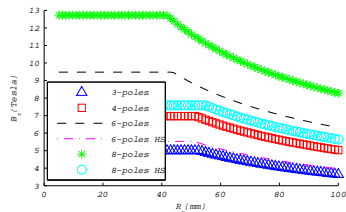
In Fig. 8(a), required stator size increases proportionally with iron ratio to obtain coil area to get maximum magnetic flux density. Required coil areas for each pole are maximum till reaching the required force. Once this occurs, the required coil decreases with the rotor size because of having larger cross section area for the magnetic flux path. Then, the required magnetic force can be achieved with less coil area.

In Fig. 8(b), required magnetic flux densities are maximum till the required force is met. Once this occurs, the flux densities decreases with the rotor size because of having larger projection flux area for the magnetic flux. Then, the required magnetic force can be achieved with less magnetic flux density.

From Fig. 8, it is found that there is an optimal value for the iron ratio that gives the required force with minimum stator size and energy consumption. It is found that bearings with 3, 4 poles need lower stator size and achieve the required magnetic force at lower rotor size. Bearings with 6, 8 poles have more magnetic force because of increased number of poles

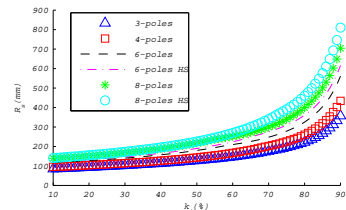


(a) Required stator size as a function of radius of rotor.

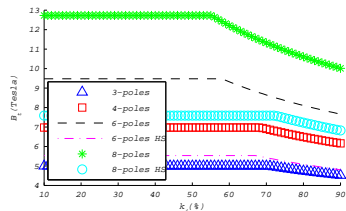


(b) Required flux density as a function of radius of rotor.

Fig. 7. Comparison among different RAMB with fixed required magnetic force and radius of rotor.



(a) Required stator size as a function of iron ratio.



(b) Required flux density as a function of iron ratio.

Fig. 8. Comparison among different RAMB with fixed required magnetic force and radius of rotor.

IV. CONCLUSIONS

In this work, analysis of different topologies of RAMB has been developed. In Table VII, optimal values for each comparison are summarized. In terms of size, 3-poles and 4-poles RAMBs show the best results and are recommended

to be used in small size applications. In terms of power consumption, 3-poles and 6-poles *horseshoe* RAMBs have the lowest consumption among other topologies. In terms of force generation, 3-poles and 6-poles *horseshoe* RAMBs have the best force generation abilities with lowest flux density. In terms of homogeneous force distribution, 6-poles *horseshoe* and 8-poles *horseshoe* RAMBs have more homogeneous force distribution but on the cost of power consumption. These RAMBs topologies have higher number of poles, then more transistors are needed. Finally, 3-poles RAMBs show the best results in terms of size, power consumption and force generation as shown in Table VII, so 3-poles is the more suitable solution in many application, although still some difficulties in the control has to be overcome.

TABLE VII
RESULTANT OPTIMAL VALUES FOR DIFFERENT COMPARISONS

Cases	3-P	4-P	6-P	6-P(hs)	8-P	8-P(hs)
$R_s = 130mm, k_i = 60\%$						
Optimal R_r (mm)	51	56	61	50	64	55
F_m/B_t (kN/Tesla)	0.45	0.35	0.19	0.43	0.16	0.35
$R_s = 130mm, R_r = 45mm$						
Optimal k_i (%)	51	42	30	26	31	28
F_m/B_t (kN/Tesla)	0.44	0.27	0.15	0.18	0.08	0.10
$B_t = 5Tesla, k_i = 60\%$						
Optimal R_r (mm)	49	50	54	64	56	68
F_m/R_s (kN/m)	18.9	10.9	7.2	15.7	4.5	8.6
$B_t = 5Tesla, R_r = 45mm$						
Optimal k_i (%)	70	71	70	60	70	61
F_m/R_s (kN/m)	16.95	9.47	5.92	10.48	3.66	5.39
$F_m = 5kN, k_i = 60\%$						
Optimal R_r (mm)	57	67	80	76	89	89
$R_s * B_t$ (m.Tesla)	0.70	0.95	1.19	0.837	1.59	1.25
$F_m = 5(kN), R_r = 45mm$						
Optimal k_i (%)	71	69	58	68	56	73
$R_s * B_t$ (m.Tesla)	0.90	1.39	1.94	1.45	3.02	2.82

REFERENCES

- [1] G. Schweitzer, "Applications and Research Topics for Active Magnetic Bearings," in *IUTAM Symposium on Emerging Trends in Rotor Dynamics*, 2009.
- [2] —, "Active magnetic bearings—chances and limitations," in *6th International Conference on Rotor Dynamics*, 2002, pp. 1–14.
- [3] A. Chiba, T. Fukao, and O. Ichikawa, *Magnetic bearings and bearingless drives*. Newnes, 2005.
- [4] H. Bleuler, M. Cole, P. Keogh, R. Larsonneur, E. Maslen, R. Nordmann, Y. Okada, G. Schweitzer, and A. Traxler, *Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*, G. Schweitzer and E. H. Maslen, Eds. Springer, 2009.
- [5] K. Matsuda, Y. Kanemitsu, and S. Kijimoto, "Optimal number of stator poles for compact active radial magnetic bearings," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 8, pp. 3420–3427, 2007.
- [6] K. Matsuda and S. Kijimoto, "An approach to designing a magnetic-bearing system for smaller rotating machines," in *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*. IEEE, 2008, pp. 1418–1422.
- [7] Y. Guan, S. Liu, H. Li, Y. Fan, and Y. Zhang, "Study on magnetic bearings system in axial-flow blood pump," in *Mechanic Automation and Control Engineering (MACE), 2010 International Conference on*, june 2010, pp. 3903–3907.
- [8] H. Walter, J. Denk, and D. Stoiber, "Active magnetic bearing systems with standard drive technology for large turbo machines," in *Petroleum and Chemical Industry Conference (PCIC), 2010 Record of Conference Papers Industry Applications Society 57th Annual*, sept. 2010, pp. 1–8.

A.2. Carrier Signal Injection Alternatives for Sensorless Control of Active Magnetic Bearings [57].

Carrier Signal Injection Alternatives for Sensorless Control of Active Magnetic Bearings

Pablo García, Juan M. Guerrero, Islam El-Sayed, Fernando Briz and David Reigosa
 University of Oviedo.
 Dept.of Elec., Computer & System Engineering
 Gijón, 33204, Spain
 e-mail: pgarcia@isa.uniovi.es, guerrero@isa.uniovi.es, islam@isa.uniovi.es
 fernando@isa.uniovi.es, reigosa@isa.uniovi.es

Abstract—This paper analyzes different forms of carrier (high frequency) excitation for sensorless control of three-pole active magnetic bearings. Three options are compared: rotating injection, pulsating injection at a fixed angular position, and pulsating injection at an angular position synchronous to the minimum reluctance axis. Criteria for comparison include sensitivity to displacement changes, parameter and operating point dependence and signal processing burden for signal isolation. Theoretical derivations, simulation results and experimental results are included. The system model and the practical implementation will be shown to share similarities with high frequency injection sensorless methods for AC machines but also to have significant differences mainly on how pulsating carrier signals are used.

I. INTRODUCTION

Magnetic levitation and suspension systems have been adopted by industry in different applications during the last two decades [1]. In applications including a revolving part, conventional (mechanical) bearings are replaced by AMB providing magnetic levitation, which minimizes the friction losses in the shaft. This brings several important advantages, including a significant increase of the maximum velocity of rotation, friction losses reduction and active vibration suppression [1], [2].

In AMB systems, the rotor shaft displacement must be measured or estimated. When measured, a common choice is to use eddy-current sensors, which can be arranged in different configurations [1]. While providing accurate and high bandwidth measurements, these sensors have some drawbacks, including relatively high cost, space requirements both for sensors and cabling, as well as periodic calibration and maintenance requirements, which make desirable their suppression [2]. Operation without displacement sensors, commonly known as sensorless control, has been reported using different approaches [1]–[8].

This paper investigates the application to three-phase three-coil magnetic bearings of similar techniques to those used in saliency-tracking based sensorless methods for AC machines [9]–[12]. However, as already shown in [13], some significant differences exist in the high frequency model and in the

This work was supported in part by the Research, Technological Development and Innovation Programs of the Spanish Ministry of Science and Education-ERDF under grant MEC-ENE2007-67842-C03-01.

TABLE I
MAGNETIC BEARING PARAMETERS.

Nominal airgap (g_0)	1mm
Pole area (A)	$1.241 \cdot 10^{-3} m^2$
Coil turns (N)	190
DC bus voltage	100V
Carrier magnitude (V_{hf})	25V
Carrier frequency	1000Hz

position estimation process. The work presented in [13] is extended herein by comparing different forms of high frequency excitation signals (both rotating and pulsating carrier signals) and by analyzing their behavior in terms of sensitivity to the machine and inverter parameters.

The paper is organized as follows. In Section II, a simple model of the machine is developed, pointing out the rotor position dependency of the inductance matrix values. Expressions for the measurement of the rotor position from the high frequency currents resulting from the different carrier signals used are also developed. In Section III, comparison metrics are presented and the proposed techniques are compared. Comparison results are presented both from simulation and from experimental recordings. Finally, Section IV summarizes the main results.

II. THEORETICAL ANALYSIS AND MODELING

Theoretical analysis of three-phase three-coil magnetic bearings can be done by introducing some simplifications at the modeling stage, as shown in the next subsection. After obtaining the system equations for the fundamental excitation, a high frequency model of the machine needs to be developed for the sensorless control implementation.

A. System description

Fig. 1 shows the schematic representation of a three-phase magnetic bearing. It consists of three coils shifted by 120° . The electrical parameters of the experimental system are listed in Table I. A simple mathematical model can be developed neglecting leakage flux and saturation effects [14]. The magnetic circuit of a wye connected three-phase magnetic bearing (Fig. 2) is shown in Fig. 3. Solving the circuit for the three phases and assuming that the air-gap area is the same for

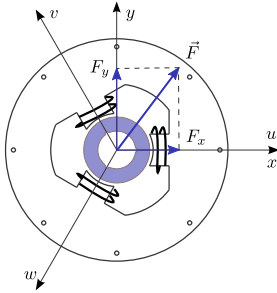


Fig. 1. Three phase magnetic bearing schematic. Coils are wye connected. Reference axis for the three phase equations (u, v, w) as well for the two axis projection (x, y) are shown.

all the phases – $A = A_i = A_j = A_k$ –, the phase inductances can be obtained, resulting in (1).

$$\mathbf{L}_{uvw} = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_u g_v + g_v g_w + g_w g_u} \begin{bmatrix} g_v + g_w & -g_w & -g_v \\ -g_w & g_u + g_w & -g_u \\ -g_v & -g_u & g_u + g_v \end{bmatrix} \quad (1)$$

It is usually convenient to describe a three phase electromagnetic system using a two-axis $-xy-$ representation, as shown in Fig. 1. The inductance matrix \mathbf{L}_{xy} can be then represented in terms of the rotor position relative to the stator geometrical center (2).

$$\mathbf{L}_{xy} = \frac{N^2 \mu_0 A}{\left(g_0^2 - \frac{x^2 + y^2}{4}\right)} \begin{bmatrix} g_0 + x/2 & -y/2 \\ -y/2 & g_0 - x/2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

where g_0 is the nominal air gap and x, y the rotor coordinates with respect to the stator center.

It is clear from equation (2) that inductance matrix values depends on the rotor position and thus it can be used for estimation purposes, as shown in the numerical evaluation of the matrix components depending on the rotor position in Fig. 4. This property is explored in the following sections, in which different forms of high frequency signal are injected to extract the rotor position information.

B. Rotating carrier voltage

If the rotor shaft of the three-phase magnetic bearing is centered, injection of a balanced set of voltages will create a symmetrical flux distribution making the induced phase currents also being balanced. However, if the rotor center is displaced from the stator center, the air gap will not be constant, creating an asymmetry –saliency–, which results in an imbalance in the flux distribution, and consequently in the phase currents. In order to get a persistent excitation to track these imbalances, a high frequency voltage signal – carrier voltage signal– can be superimposed to the fundamental

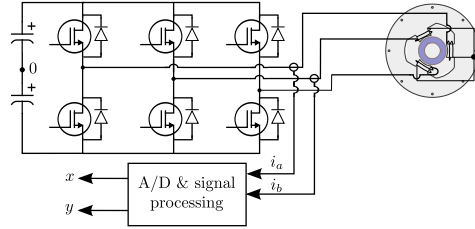


Fig. 2. Connection diagram of the 3 pole - 3 coil magnetic bearing. The scheme also shows the measurement of two currents used for the sensorless estimation of rotor position (x, y) .

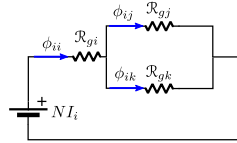


Fig. 3. Magnetic circuit of a wye connected three-phase magnetic bearing. Leakage flux and saturation are neglected. Reluctance values are assumed to depend only on air-gap length.

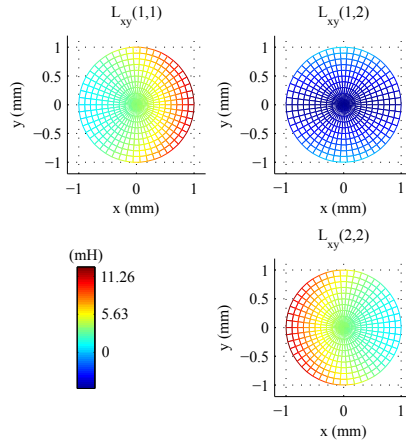


Fig. 4. Numerical evaluation of the L_{xy} matrix terms for different positions of the rotor center (x, y) . The color bar shows the color marks for maximum, mean and zero inductance values.

excitation [5]–[7], [11]. Coupling of this signal with the position dependent saliencies will give rise to components in the stator current vector that can be tracked to estimate the displacement of the rotor shaft.

The inductance model proposed for fundamental excitation, (1)–(2), can also be used for the analysis of the response when a high frequency rotating voltage excitation (3) is injected. Neglecting the stator resistance voltage drop, the relation between the magnetic flux and the voltage can be approximated by (4).

$$\begin{bmatrix} v_{dshf}^s \\ v_{qshf}^s \end{bmatrix} = V_{hf} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\lambda_{hf} \simeq \int v_{dqshf}^s = \mathbf{L}_{xy} i_{dqshf}^s \quad (4)$$

By substituting (3) in (4), the current vector i_{dqshf}^s can be obtained (5),

$$i_{dqshf}^s = \mathbf{L}_{xy}^{-1} \frac{V_{hf}}{\omega_c} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix} = \frac{V_{hf}}{A\mu_0 N^2 \omega_c} \begin{bmatrix} g_0 - x/2 & y/2 \\ y/2 & g_0 + x/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

which can also be represented in complex vector form [15] (6).

$$i_{dqshpf}^s = \frac{V_{hf}}{A\mu_0 N^2 \omega_c} \left(g_0 e^{j(\omega_c t - \pi/2)} + \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{2} e^{j(-\omega_c t - \varphi - \pi/2)} \right) \quad (6)$$

where $\varphi = \arctan(y/x)$.

That expression can be further simplified (7) by using the subsequent definitions

$$\Sigma \mathcal{R} = \frac{g_0}{A\mu_0 N^2}, \quad \Delta \mathcal{R} = \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{2A\mu_0 N^2}$$

$$I_{\Sigma \mathcal{R}} = \frac{V_{hf}}{\omega_c} \Sigma \mathcal{R}, \quad I_{\Delta \mathcal{R}} = \frac{V_{hf}}{\omega_c} \Delta \mathcal{R}$$

$$i_{dqshpf}^s = I_{\Sigma \mathcal{R}} e^{j(\omega_c t - \pi/2)} + I_{\Delta \mathcal{R}} e^{j(-\omega_c t - \varphi - \pi/2)} \quad (7)$$

Two components can be distinguished in (7). The first one is a positive sequence component, i.e. it rotates at the same direction as the high frequency voltage excitation causing it. The amplitude of this component is proportional to the nominal air gap. The second term is a negative sequence component rotating in the opposite direction to the high frequency voltage excitation. In Fig. 5, numerical evaluation of derived high frequency current expressions are shown. On the left column, the complex value of the high frequency currents, calculated with the rotor at standstill at different rotor positions, $\rho(\theta)$, is calculated. On the right column, the spatial harmonics are calculated for each high frequency signal. For the case of the rotating carrier voltage, the results are plotted at Fig. 5a and 5b. The magnitude of the negative sequence component depends

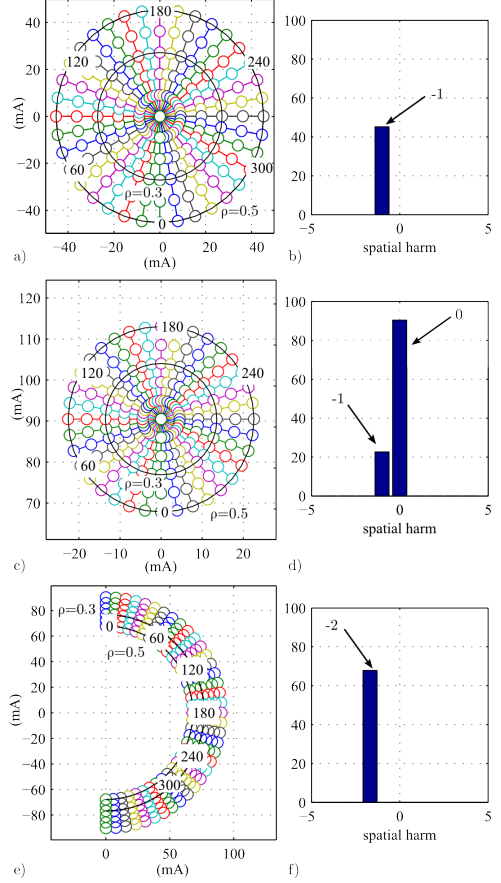


Fig. 5. Complex loci and spatial harmonics for a constant displacement case ($\rho = 0.5 \text{ mm}$) of different estimation signals in the stationary reference frame. $V_{hf} = 16$, $\omega_c = 2500 \text{ Hz}$ for all the signals. a), b) rotating carrier vector. c), d) negative band of stationary pulsating carrier vector. e), f) negative band pulsating carrier vector at $\theta_{mj} = -\varphi/2$.

on the distance from the rotor center to the stator center and its phase is modulated by the direction of the rotor displacement relative to the stator windings coordinates. By transforming the negative sequence current carrier component to a negative synchronous reference frame, equations (8) and (9) can be used to estimate the rotor position in Cartesian coordinates.

$$x = \frac{2A\mu_0 N^2 \omega_c}{V_{hf}} \cdot |i_{dqshpf}^{nc}| \cdot \cos(\pi/2 - \text{angle}(i_{dqshpf}^{nc})) \quad (8)$$

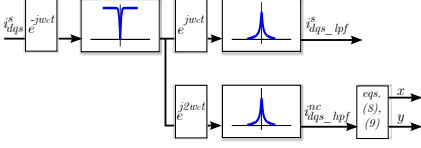


Fig. 6. Proposed signal processing for rotating carrier vector displacement estimation.

$$y = \frac{2A\mu_0 N^2 \omega_c}{V_{hf}} \cdot |i_{dqs_hpf}^{nc}| \cdot \sin(\pi/2 - \text{angle}(i_{dqs_hpf}^{nc})) \quad (9)$$

The proposed signal processing implementation shown in Fig. 6 uses expressions (8) and (9) for displacement estimation. Signal processing is performed as follows: The current vector in the stationary reference frame (i_{dqs}^s) is rotated to the negative carrier reference frame and a synchronous high frequency filter is used to remove the positive carrier current component. The signal is split into two different components, the one shown in the upper branch is back rotated to the stationary reference frame and low pass filtered in order to isolate the fundamental current feedback needed for the control of the machine ($i_{dqs_lpf}^s$). The lower branch is rotated to the negative reference frame and a low pass filter allows to separate the negative carrier current vector ($i_{dqs_hpf}^{nc}$) used to estimate the rotor position. For the computation of the phase angle, there are two commonly used options. First one is to use arctan function followed by a low pass filter. Second one is to use a PLL. For this work, arctan approach has been taken.

C. Pulsating carrier voltage at a fixed, arbitrary axis reference frame

A different approach to estimate the rotor displacement can be implemented by injecting a pulsating carrier voltage (10) at any arbitrary stationary reference frame (r'). The voltage signal can be transformed into a stationary reference frame yielding to (11).

$$\begin{bmatrix} v_{ds'hf}^{r'} \\ v_{qs'hf}^{r'} \end{bmatrix} = V_{hf} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds'hf}^s \\ v_{qs'hf}^s \end{bmatrix} = \frac{V_{hf}}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t + \theta_{inj}) + \cos(-\omega_c t + \theta_{inj}) \\ \sin(\omega_c t + \theta_{inj}) + \sin(-\omega_c t + \theta_{inj}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

being θ_{inj} the angular position of the selected reference frame.

By using the same inductance model as in the case of injecting a rotating carrier voltage, and also neglecting the resistive terms, the resulting carrier current is obtained (12).

$$i_{dqs_hpf}^s = \frac{I_{\Sigma\mathcal{R}}}{2} \left(e^{j(\omega_c t + \theta_{inj} - \pi/2)} + e^{j(-\omega_c t + \theta_{inj} + \pi/2)} \right) + \frac{I_{\Delta\mathcal{R}}}{2} \left(e^{j(-\omega_c t - \theta_{inj} - \varphi - \pi/2)} + e^{j(\omega_c t - \theta_{inj} - \varphi + \pi/2)} \right) \quad (12)$$

For the rotor displacement estimation process, the terms dependent on $I_{\Sigma\mathcal{R}}$ must be decoupled from the second set of terms, dependent on $I_{\Delta\mathcal{R}}$, which contains the desired position information. This is clearly shown in Fig. 5c, 5d where the resulting signal in the estimation reference frame exhibits an offset in the complex axis direction. The required demodulation process, after decoupling the $I_{\Sigma\mathcal{R}}$ terms, is similar to the one described for the rotating carrier vector (Fig. 6), but slight differences arise due to the fact that two different frequency components (positive and negative carrier signals) can be used. However, it is worth noticing that the amplitude of those components is half the one resulting for the rotating carrier method, so similar results, as later shown in the simulation and experimental results section, are therefore expected.

D. Pulsating carrier voltage at a synchronous frame aligned with the saliency

A different approach consists of injecting the pulsating carrier signal voltage in a reference frame dynamically aligned with an axis synchronous to the minimum reluctance axis of the machine, similar to those techniques used in the sensorless operation of AC machines [5]. In this case, the injection angle, θ_{inj} , synchronously changes with the estimated saliency angle. The obtained current vector in the stationary reference frame is also described by (11), being $\theta_{inj} = \theta_{inj}(t)$. When the current vector carrier signal is rotated to the high frequency injection axis, (13) is obtained.

$$i_{dqs_hpf}^{r'} = \frac{I_{\Sigma\mathcal{R}}}{2} \left(e^{j(\omega_c t - \pi/2)} + e^{j(-\omega_c t + \pi/2)} \right) + \frac{I_{\Delta\mathcal{R}}}{2} \left(e^{j(-\omega_c t - 2\theta_{inj} - \varphi - \pi/2)} + e^{j(\omega_c t - 2\theta_{inj} - \varphi + \pi/2)} \right) \quad (13)$$

Inspection of (13) shows that terms depending on $I_{\Delta\mathcal{R}}$ contain the displacement information. This result becomes more evident in (14), which is obtained after some algebraic manipulation.

$$i_{dqs_hpf}^{r'} = \frac{1}{2} \left(I_{\Sigma\mathcal{R}} - I_{\Delta\mathcal{R}} e^{j(-2\theta_{inj} - \varphi)} \right) \sin(\omega_c t) \quad (14)$$

Splitting (14) into real and imaginary components, and removing the high frequency signal, (15) and (16) are obtained.

$$\Re(i_{dqs_hpf}^{r'}) = \frac{1}{2} (I_{\Sigma\mathcal{R}} - I_{\Delta\mathcal{R}} \cos(-2\theta_{inj} - \varphi)) \quad (15)$$

$$\Im(i_{dqs_hpf}^{r'}) = \frac{I_{\Delta\mathcal{R}}}{2} \sin(-2\theta_{inj} - \varphi) \quad (16)$$

There exist different alternatives to select the high frequency signal injection axis. The signal processing can be simplified if a close loop minimization strategy is chosen [5], consisting of selecting the injection angle to be $-\varphi/2$, to minimize the imaginary part (q-axis current) (Fig. 7) For this case, the spatial distribution of the estimation signal is shown in Fig. 5e and 5f. As clearly noticed, in this case the estimation signal is a second harmonic of the angular position of the minimum reluctance axis, rotating in the opposite direction to the saliency.

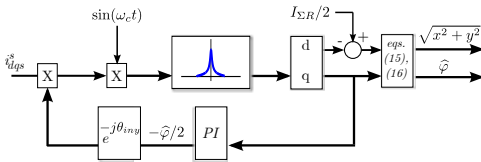


Fig. 7. Signal processing for pulsating carrier vector displacement estimation using a synchronous frame injection.

There is a significant difference between the proposed signal processing technique and the similar scheme used in the position estimation of AC machines. The angular position of the eccentricity is also embedded in the imaginary part of the pulsating current. But in this case, the distance to the stator center, which is contained in the real component of the carrier current, is also needed, meaning that both signals are required. It is worth noticing that using the information modulated in the real component requires the decoupling of the $I_{\Sigma R}$ term.

III. COMPARISON METRICS

Comparison among the three proposed injection techniques should take into consideration issues like estimation resolution, sensitivity to parameters and operating conditions, as well as computational burden for the signal processing. Both simulation and experimenting results are used to compare the techniques. For the experimental results (Fig. 8), the rotor has been slowly rotated around a position not centered with respect to the stator. This experiment allows to analyze the effects of different saliencies on the high frequency signals. Measured position and frequency analysis of the position signals are shown in Fig. 9.

A. Signal processing

Signal processing burden for all the methods is similar (Figs. 6 and 7) but, again, pulsating carrier signal methods require a few more operations for isolating the information signal. For the case of stationary pulsating injection, an average value of the high frequency currents from both positive and negative bands is used in order to improve the signal to noise ratio. The synchronous pulsating carrier signal injection in the $-\varphi/2$ angle, requires to minimize the q-axis component using a PI regulator. Selection of regulator gains is critical and values must be carefully chosen depending on the bandwidth specifications and carrier current magnitudes. For this work, $k_p = 100$ and $k_i = 500$ has been selected. Experimental results showing the isolated signal for the cases of rotating and synchronous pulsating carrier voltages are shown in Figs. 11 and 12.

B. Resolution

All the techniques share a similar behavior. This can be seen in the simulation results shown in Fig. 10 and in the experimental results shown in Figs. 11, 12, 13 and also seen in the estimation error for the experimental results shown

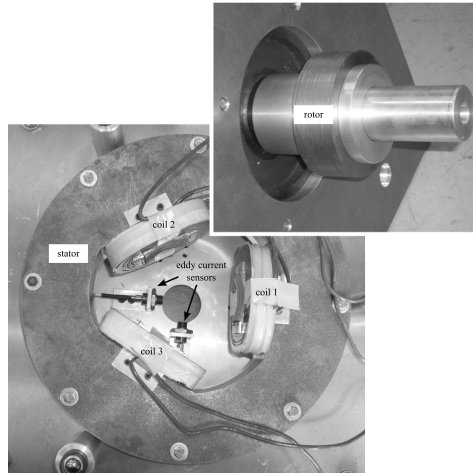


Fig. 8. Photography of the setup. The main photo shows the three-coil arrangement used as the radial magnetic bearings as well as the x, y eddy current sensors used for calibration purposes. The top-right photo shows the rotor.

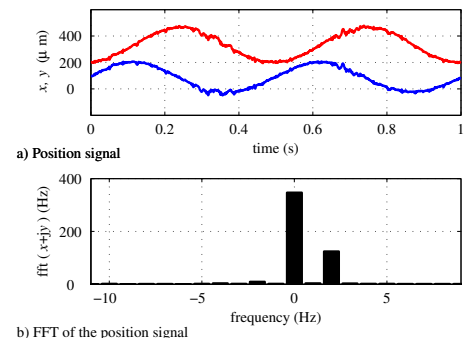


Fig. 9. Experimental results. Measured position and harmonic components of the measured signal. Two components are observed, main dc meaning the rotor is not centered and $2Hz$ component corresponding to the rotating velocity.

in Fig. 14. However, both pulsating carrier signal techniques require to remove the $I_{\Sigma R}$ term. This term depends on system parameters (g_0), being also affected by the distortion of the injected high frequency voltage (V_{hf}) that normally occurs due to the non-ideal behavior of the inverter. Measurement of this term can be done, for the case of rotating carrier signal, using the positive carrier sequence. By inspecting Fig. 11(a), positive

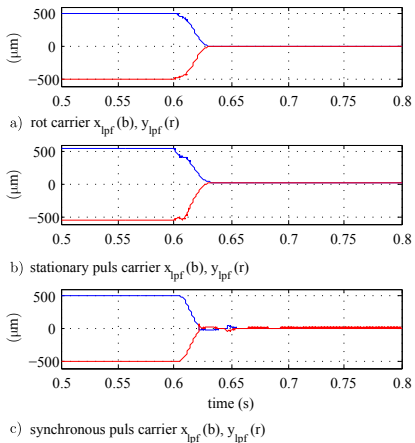


Fig. 10. Simulation results. Transient response comparison, a) rotating carrier, b) stationary pulsating carrier with $\theta_{inj} = 0$, c) pulsating carrier signal with $\theta_{inj} = -\varphi/2$. Position control implemented as reported in [16].

carrier current magnitude is 68.9mA . Predicted error using equation (7) is 63.6mA and 70.7mA using measured and commanded voltage respectively. Decoupling of this term and also stationary saliencies coming from many sources (stator electrical circuit imbalances, sensors gain errors) is necessary in order to improve the robustness of all the methods but, in particular, for the case of pulsating techniques. This is illustrated for the case of synchronous pulsating injection. In the experimental results, the injection of the pulsating high frequency signal was implemented using the measured position from the sensors and estimation (Fig. 13 c) was computed using this knowledge, leading to the estimation error shown in Fig. 14 c). However, any stationary saliency, will introduce errors in the computation of the injection angle, giving rise to estimation errors as shown in Figs. 15 and 16. For all these reasons, rotating carrier vector signal has more appealing features in terms of resolution and estimation accuracy.

C. Sensitivity

An important drawback of synchronous pulsating injection is the fact that the estimation of the injection angle from the actual position of the rotor has a reduced signal-to-noise ratio when the displacement is small, being zero when the rotor is centered (zero error). Moreover, in this situation, sudden changes in the sign of the position error signal make the sign of the injection angle also to change, giving rise to small oscillations around zero. This behavior can be seen in Fig. 10 c). For these reasons, the synchronous pulsating carrier signal is less attractive than the rotating carrier signal.

In the case of a stationary injection angle, a similar problem arises because of the need of separation of the $I_{\Sigma R}$ term.

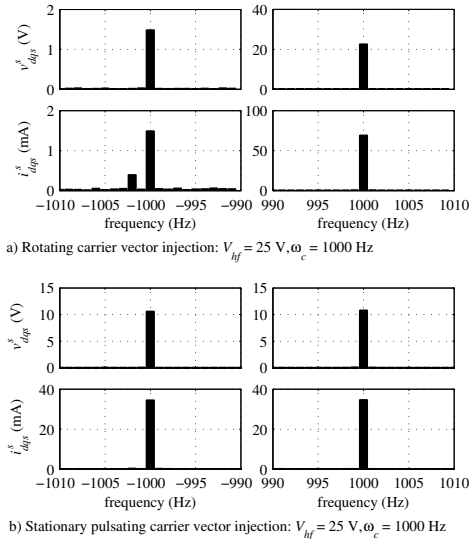


Fig. 11. Experimental results. Frequency analysis on isolated signals. Left column and right column show negative carrier band and positive carrier band components respectively. First row is for carrier voltage and second one for carrier current.

IV. CONCLUSIONS

This paper has analyzed different forms of carrier signal injection for position (displacement) estimation in three-phase, three-coil magnetic bearings: rotating carrier vector, pulsating carrier signal at a fixed angular location and pulsating carrier signal synchronous to the minimum reluctance axis. Analytical models have been obtained for all the cases and numerical analysis and simulations have been used to confirm the theoretical predictions. Results show that rotating carrier vector injection is more appealing in terms of signal processing, parameter sensitivity as well as displacement estimation accuracy. Experimental results corroborate the simulation ap-

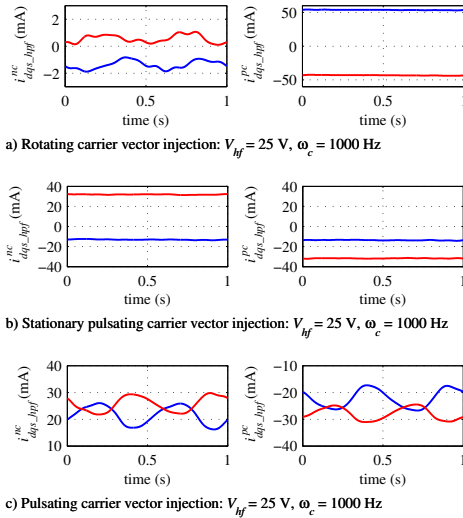


Fig. 12. Experimental results. Isolated high frequency currents. Left column is for negative carrier band. Right column for positive carrier band.

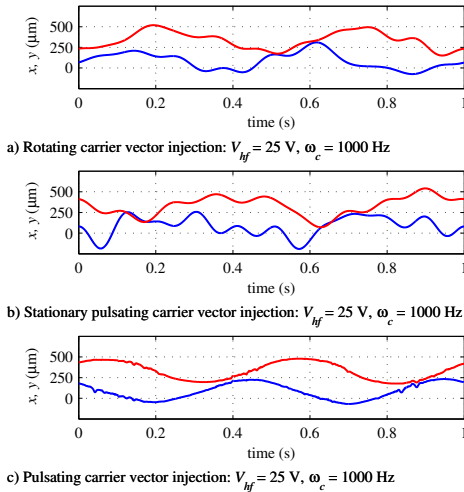


Fig. 13. Experimental results. Estimated position from isolated components after decoupling terms as indicated in the theoretical discussion.

proach.

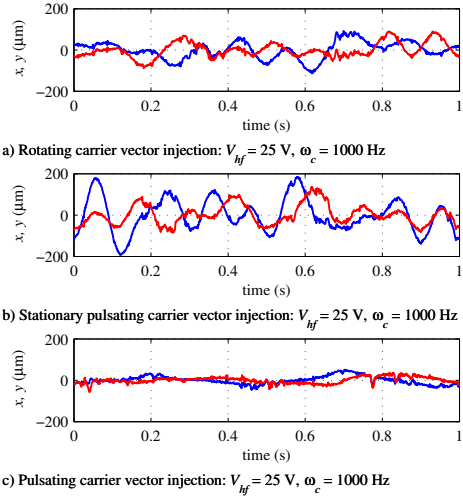


Fig. 14. Experimental results. Estimation error for the three different methods.

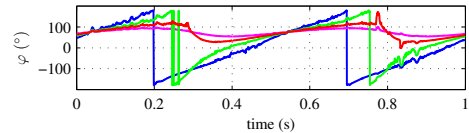


Fig. 15. Experimental results. Pulsating carrier minimum reluctance axis angle estimation in function on decoupling grade of stationary saliencies. (blue) 100%, (magenta) 25%, (green) 50%, (red) 0%. Angle estimation using arctan function and lpf filtering $bw = 100 \text{ Hz}$.

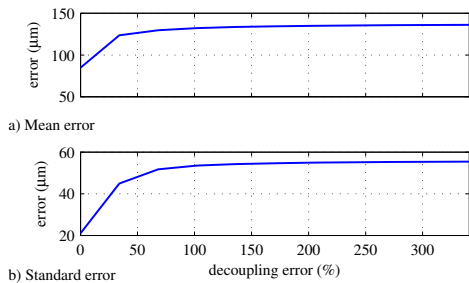


Fig. 16. Experimental results. Pulsating carrier estimation error due to miss decoupling of stationary saliencies in function of decoupling error in %. Base value for the normalization of decoupling error is the $I_{\Sigma R}$ current.

REFERENCES

- [1] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto, and D. G. Dorrell, *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*, Elsevier, Ed., 2005.
- [2] T. Tera, Y. Yamauchi, A. Chiba, T. Fukao, and M. Rahman, "Performances of bearingless and sensorless induction motor drive based on mutual inductances and rotor displacements estimation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 187 – 194, Feb. 2006.
- [3] H. Nian, Y. kang He, L. Huang, and H. Ying, "Sensorless operation of an inset pm bearingless motor implemented by the combination approach of mras and hf signal injection," in *Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on*, vol. 2, 21-23 June 2006, pp. 8163 – 8167.
- [4] H. Nian, Y. He, D. Chen, and L. Huang, "Self-sensing of the rotor position and displacement for an inset permanent magnet type bearingless motor," in *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, Oct. 2007, pp. 1508 – 1512.
- [5] J.-S. Yim, J.-H. Kim, S.-K. Sul, H.-J. Ahn, and D.-C. Han, "Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection method," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, vol. 1, 9-13 Feb. 2003, pp. 83 – 88 vol.1.
- [6] J.-S. Yim, S.-K. Sul, H.-J. Ahn, and D.-C. Han, "Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection with digital signal processing," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 2, 2004, pp. 1351 – 1354 vol.2.
- [7] M. Hofer and M. Schrödl, "Test bench for three phase permanent magnet biased radial ambbs with a sensorless control strategy based on inform method," in *11th International Symposium on Magnetic Bearings*. 11th International Symposium on Magnetic Bearings, Aug. 2008.
- [8] K. Matsuda, S. Kijimoto, and Y. Kanemitsu, "Self-sensing three-pole magnetic bearing using a kalman filter," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38; Issue 5; Part 2, pp. 1590 – 1594, Oct. 2006.
- [9] 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, no. 2, pp. 240–247, 1995.
- [10] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IAS'96*, San Diego, CA, USA, 1996, pp. 270–277.
- [11] J.-I. Ha and S.-K. Sul, "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 45–51, 1999.
- [12] F. Briz, M. W. Degner, P. García, and R. D. Lorenz, "Comparison of saliency-based sensorless control techniques for AC machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 4, pp. 1107–1115, 2004.
- [13] P. García, J. M. Guerrero, F. Briz, and D. Reigosa, "Sensorless control of three-pole active magnetic bearings using saliency-tracking based methods," in *IEEE Energy Conversion Congress and Expo (ECCE)*, IEEE. San José, CA: IEEE, Sep. 2009, pp. 3984 – 3991.
- [14] S.-L. Chen, S.-H. Chen, and S.-T. Yan, "Experimental validation of a current-controlled three-pole magnetic rotor-bearing system," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 99 – 112, Jan. 2005.
- [15] D. Novotny and T. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, ser. Monographs in Electrical and Electronic Engineering. Wisconsin, USA: Oxford University Press, 1996.
- [16] A. Beizama, J. Echeverría, M. Martínez-Iturralde, I. Egaña, and L. Fontan, "Comparison between pole-placement control and sliding mode control for 3-pole radial magnetic bearings," in *SPEEDAM 2008*, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008, pp. 1315–1320.

A.3. Control of Three-Pole Active Magnetic Bearings [82].

Control of Three-Pole Active Magnetic Bearings

Pablo García, Juan M. Guerrero, Fernando Briz, Islam El-Sayed, David Reigosa

University of Oviedo. Dept.of Elec., Computer & System Engineering

Gijón, 33204, Spain

Email: pgarcia@isa.uniovi.es, guerrero@isa.uniovi.es, fernando@isa.uniovi.es, islam@isa.uniovi.es, reigosa@isa.uniovi.es

Abstract—This paper analyzes the control of three-pole active magnetic bearings (3-p AMB). In systems requiring the use of AMB, there is a trade-off between the number of active coils and the easiness of the control. 3-p AMB uses the minimum number of coils for 2D position control, reducing the cost of actuators and sensors. However, control implementation is cumbersome compared to other configurations due to the coupling between the currents and the magnetic fields of each coil. Position control of 3-p AMB can be implemented using a cascade control scheme, with the inner current loops being controlled using methods similar to those used for vector control of AC machines. Furthermore, elimination of the position sensors is possible using position estimation methods originally developed for AC drives which use high frequency signal injection.

I. INTRODUCTION

Magnetic levitation and suspension systems have been adopted by industry in different applications during the last two decades [1]. In applications including a revolving part, conventional (mechanical) bearings are replaced by AMB providing magnetic levitation, which minimizes the friction losses in the shaft. This brings several important advantages, including a significant increase of the maximum velocity of rotation, friction losses reduction and active vibration suppression [1], [2].

Different designs of AMB exist, depending on the number of poles and their spatial distribution [3]. Additionally, some of them can include permanent magnets to obtain increased stability and/or to improve their efficiency [4], [5]. 3p-AMB allow the use of power electronics topologies and control methods commonly used in three-phase machine drives, providing advantages in terms of cost and reduced losses compared with topologies using four or more coils [3], [6]. However, special care about the control is required due to coupling between axes in electrical and magnetic circuits.

Control of AMB require a precise knowledge of the rotor shaft displacement, which can be either measured using position sensors or estimated from other variables. Eddy-current position sensors are often used [1]. While providing accurate and high bandwidth measurements, these sensors have some drawbacks, including relatively high cost, space requirements both for sensors and cabling, as well as periodic calibration and maintenance requirements, which make desirable their

This work was supported in part by the Research, Technological Development and Innovation Programs of the Spanish Ministry of Science and Education-ERDF under grant MEC-ENE2007-67842-C03-01.

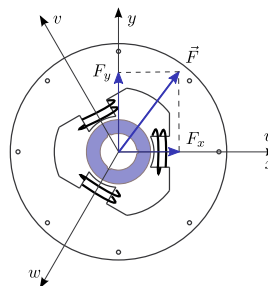


Fig. 1: Three phase magnetic bearing schematic showing force decomposition. Coils are wye connected.

suppression [2]. Operation without displacement sensors, commonly known as sensorless control, has been reported using different approaches [1], [2], [7], [8], [9], [10], [11], [12]. Within those methods, PWM carrier signal injection methods allow to estimate the rotor shaft displacement from measured electrical quantities -voltages and/or currents- without the addition of new hardware and overcoming the limitations of the observer-based techniques at low or zero speed. The present paper focuses on the PWM carrier injection group of techniques. A high frequency carrier signal voltage is added to the fundamental excitation voltage feeding the magnetic bearing coils, resulting in a high frequency flux which is modulated by the air-gap spatial distribution, which is a function of the rotor position. This high frequency flux will couple with the stator currents, which can be measured, allowing the estimation of shaft position.

The paper is organized as follows. First, a mathematical model of a 3-p AMB system is presented. Then, the control implementation using eddy-current sensors is analyzed. Finally, sensorless control is discussed.

II. SYSTEM DESCRIPTION

Fig. 1 shows the schematic representation of the three-phase magnetic bearing, which is realized by three coils shifted by 120° . The electrical parameters of the experimental system are listed in Table I.

A simple mathematical model can be developed neglecting leakage flux and saturation effects [6]. The magnetic circuit of

Coil turns	190
Coil layers	14
Coil diameter	1.45 mm
Nominal air gap (g_0)	1 mm
Stator diameter	226 mm
Rotor diameter	90 mm
Resistance	0.5 Ω
Inductance at 2500 Hz	1100 μ H
DC bus voltage	50 V
Switching frequency	10000 Hz
Carrier frequency	2500 Hz

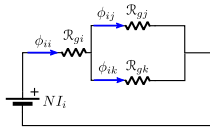


Fig. 2: Magnetic circuit

a wye connected three-phase magnetic bearing is shown in Fig. 2. Solving the circuit for the three phases and assuming that the air-gap area is the same for all the phases – $A_i = A_j = A_k = A$ –, the phase inductances can be obtained, resulting in (1).

$$\mathbf{L}_{uvw} = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_u g_v + g_v g_w + g_w g_u} \begin{bmatrix} g_v + g_w & -g_w & -g_v \\ -g_w & g_u + g_w & -g_u \\ -g_v & -g_u & g_u + g_v \end{bmatrix} \quad (1)$$

being N the number of turns of the coils, μ_0 the permeability of free space, and g_u , g_v and g_w the air-gap length at the three coil directions.

For the sake of simplicity, three phase electromagnetic systems are commonly described using a two-axis $-xy-$ representation, as shown in Fig. 1. The inductance matrix \mathbf{L}_{xy} can be then written in terms of the rotor position (2).

$$\mathbf{L}_{xy} = \frac{N^2 \mu_0 A}{\left(g_0^2 - \frac{x^2 + y^2}{4}\right)} \begin{bmatrix} g_0 + x/2 & -y/2 \\ -y/2 & g_0 - x/2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

where g_0 is the nominal air gap. Values of g_u , g_v and g_w can be obtained by evaluating (3) for $\theta = 0, 120^\circ, -120^\circ$, respectively.

$$g(\theta) = g_0 - (x \cos \theta + y \sin \theta) \quad (3)$$

A. Force-to-current relationship

The wye-connected three-pole magnetic bearing uses the minimum number of coils needed to provide active control. However, this arrangement results in a coupling both of the coil currents (4) and the flux densities (5) [6].

$$i_u + i_v + i_w = 0 \quad (4)$$

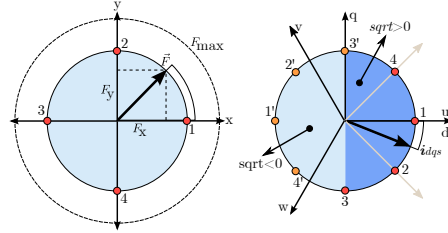


Fig. 3: Current vector generation from force command. a) Force vector, b) Current vector

$$B_u + B_v + B_w = 0 \quad (5)$$

Since coils can only produce a drawing force, independently of the flux direction (6), any force vector must be generated exclusively using force components in the positive directions of the u , v , and w axes, as seen in Fig. 1.

$$F_i = \frac{B_i^2}{2\mu_0} A \quad (6)$$

where $i = a, b, \text{ or } c$.

The currents needed to produce the required flux densities can be obtained using (7) assuming a constant air gap. This assumption can introduce some errors in the resulting force. A more detailed model including displacement information has been developed in [13].

$$i_i = \frac{2g_0 B_i}{N\mu_0} \quad (7)$$

The fact that only drawing force can be produced implies that there are two possible current vector references for each force vector command (8), (Fig. 3).

$$i_{dqs}^s = \frac{8g_0^2}{3AN^2\mu_0} \cdot \sqrt{\bar{F}_{xy}} \quad (8)$$

where \bar{F}_{xy} is the complex conjugate of the force vector F_{xy} .

B. Control of 3-p AMB

Control of a 3-p AMB is normally implemented using a cascade control scheme, as shown in Fig. 4. The inner loop is a current control loop.

1) *Current control*: Two PI regulators are normally used for current control, similarly to the current control of vector controlled AC drives. The references for the current regulators are obtained from the real and imaginary components of equation (8). From (8), two solutions can be found giving the same coil current magnitudes in opposite directions. In order to minimize current transient, a minimum current vector angle variation criteria should be used in order to select the current command. An experimental comparison of the results obtained when the same force command is translated to a current vector command using either only the positive solution of (8) or using the proposed strategy are shown in Fig 5.

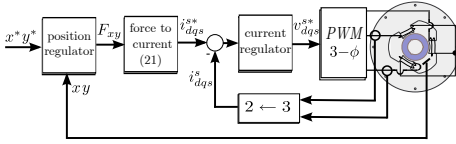


Fig. 4: Cascade control of the magnetic bearing.

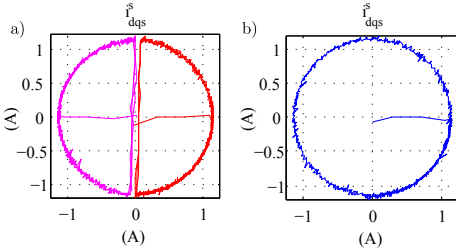


Fig. 5: Current vector for force command $[F] = 20\text{N}$ and phase $= [0, 360] \text{deg}$, using a) positive solution from (8), and b) minimum current vector angle variation criteria.

One limitation of the method above is that it does not take into account the nonlinear effects of the rotor displacement on the force to current translation, which will be ultimately addressed by the position controller. A simpler tuning process of the position controller can be achieved by incorporating a complete model [13]. Comparison results for position control are shown in Fig. 6. As it can be seen, similar results are obtained.

2) *Position control*: Different solutions have been proposed for the position control. In [13] linear techniques using feedback linearization and pole placement, as well as robust control using a sliding mode controller (SMC) are analyzed and compared. It is concluded in that work that similar results are obtained with both techniques, although SMC is, as expected, more robust to parameter variation and unmodelled dynamics. In the work presented in this paper, a linear approach has been used. A PID regulator has been chosen as the position controller.

III. DISPLACEMENT ESTIMATION USING HIGH FREQUENCY SIGNAL INJECTION

Knowledge of the rotor position is needed for the implementation of the position control described in section II-B2. Though position sensors can be used to obtain direct measurements, estimation of the position from electrical quantities - commonly known as sensorless control- is also possible and enormously appealing due to cost and reliability issues. Since the inductance matrix shown in (2) is a function of the x and y axis displacement of the rotor shaft, it can be used for position estimation purposes. Estimation of the matrix coefficients could be performed using the stator coil voltages (commanded) and currents (measured) which result from the

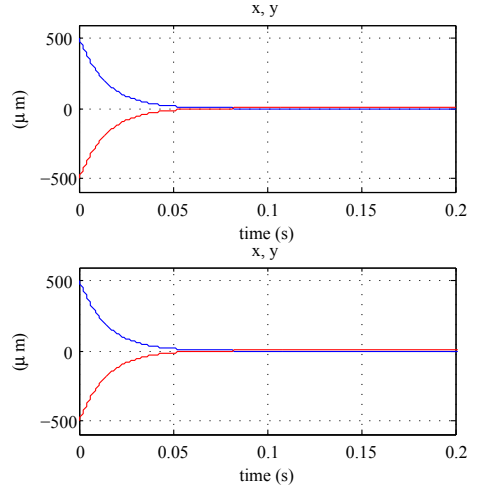


Fig. 6: Position control comparison with the proposed strategies for the current controller. a) Position control using complete model [13] and b) simple model, for current reference generation (8).

normal operation of the 3-p AMB. However, such signals do not provide the persistent excitation required for high bandwidth position estimation.

Persistent excitation can be obtained superimposing some form of high frequency signal to the fundamental excitation commanded by the position controller. Such approaches have already been reported in the literature. In [9], [10], a high frequency signal injection based on a pulsating carrier signal [14] is applied to a single axis AMB. In [11], an intermittent signal injection technique (INFORM [15]) is applied to a permanent magnet biased radial AMB. In this paper, a rotating high frequency voltage will be used (9).

$$\begin{bmatrix} v_{dshf}^s \\ v_{qshf}^s \end{bmatrix} = V_{hf} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

where V_{hf} and ω_c are the magnitude and the frequency of the high frequency (*h_f*) signal.

If the rotor shaft of the three-phase magnetic bearing is centered, injection of a balanced set of voltages will create a symmetrical flux distribution making the induced phase currents also being balanced. However, if the rotor center is displaced from the stator center, the air gap will not be the same for all the three poles, creating an asymmetry - saliency-, which results in an imbalance in the flux distribution. In order to get a persistent excitation to track these imbalances without interfering in the normal operation of the AMB, a high frequency voltage signal -carrier voltage signal- can be superimposed to the fundamental excitation [9], [10], [11], [14]. The coupling of this signal with the position dependent saliencies will give rise to components in the stator current

vector that can be tracked to estimate the displacement of the rotor shaft.

Though the inductance model discussed in the previous section –(1)-(2)– was initially derived for fundamental excitation, it can also be used for the analysis of a high frequency rotating voltage (9). However, due to the high frequency of the signal injected, the inductive terms will dominate the response, making possible to neglect the stator resistance voltage drop. The relation between the magnetic flux and the voltage can be approximated by (10) in this case.

$$\lambda_{hf} \simeq \int v_{dqshf}^s dt = \mathbf{L}_{xy} i_{dqshf}^s \quad (10)$$

By substituting (9) in (10), the current vector i_{dqshf}^s can be obtained and, after algebraic manipulation, it can be represented as (11).

$$i_{dqshpf}^s = \frac{V_{hf}}{A\mu_0 N^2 \omega_c} \cdot \left(g_0 e^{j(\omega_c t - \pi/2)} + \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{2} e^{j(-\omega_c t - \varphi + \pi/2)} \right) \quad (11)$$

where $\varphi = \arctan(y/x)$.

Finally, by using the following relations $\Sigma \mathcal{R} = \frac{g_0}{A\mu_0 N^2}$ and $\Delta \mathcal{R} = \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{2A\mu_0 N^2}$, (12) can be obtained

$$i_{dqshpf}^s = \frac{V_{hf}}{\omega_c} \left(\Sigma \mathcal{R} e^{j(\omega_c t - \pi/2)} + \Delta \mathcal{R} e^{j(-\omega_c t - \varphi + \pi/2)} \right) \quad (12)$$

Two components can be distinguished in (12). The first one is a positive sequence component, i.e. it rotates in the same direction as the high frequency voltage excitation causing it. The amplitude of this component is proportional to the nominal air gap. The second term is a negative sequence component rotating in the opposite direction to the high frequency voltage excitation. The magnitude of the negative sequence component depends on the distance from the rotor center to the stator center and its phase is modulated by the direction of the rotor displacement relative to the stator windings coordinates. By transforming the negative sequence current carrier component to a negative synchronous reference frame, equations (13) and (14) can be used to estimate the rotor position.

$$x = \frac{2A\mu_0 N^2 \omega_c}{V_{hf}} \cdot |i_{dqshpf}^{nc}| \cdot \cos(\pi/2 - \text{angle}(i_{dqshpf}^{nc})) \quad (13)$$

$$y = \frac{2A\mu_0 N^2 \omega_c}{V_{hf}} \cdot |i_{dqshpf}^{nc}| \cdot \sin(\pi/2 - \text{angle}(i_{dqshpf}^{nc})) \quad (14)$$

A. Sensorless control implementation

The signal processing used for the implementation of the proposed method is shown in Fig. 7. Two phase currents are measured, being used both for current control and position estimation. The fundamental current providing magnetic levitation is separated from high frequency components containing the rotor position information using synchronous filtering [16].

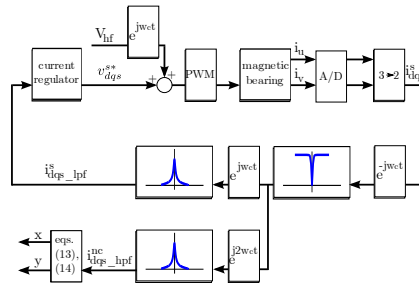


Fig. 7: Digital signal processing for displacement estimation using the negative sequence carrier signal current.

The filtering works as follow. First, the positive sequence current is removed from the overall current using a 2nd order Butterworth high-pass filter centered at the carrier frequency with 1Hz bandwidth. The remaining current is separated into a fundamental component, used for current control, and a negative sequence component used for displacement estimation, using two synchronous low-pass first order filters with 100Hz bandwidth. Control of the rotor displacement can be then obtained through two different approaches: 1) using expressions (13), (14) and 2) minimize the level of negative current in order to keep the rotor centered. An advantage of using 2) over 1) is that dependency on bearing electrical parameters is mitigated. However, if this last approach is used, absolute displacement control is not possible. It is noted that this is not a serious inconvenience in practice, since reference tracking is not normally a requirement for shaft position control of AMB –i.e. position reference is always equal to zero–.

IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

Experiments have been carried out to evaluate the proposed method. The experimental setup parameters are given in Table I, and a picture of magnetic bearing is shown in Fig. 8. Bandwidth of the sensorless estimation was tuned at 100Hz. The signals tracked after digital filtering for the negative sequence current and corresponding frequency analysis are shown in Fig. 9. Finally, initial position estimation with the machine mechanically locked at several different positions has been carried out. As shown in Fig. 10, high estimation accuracy is achieved.

V. CONCLUSIONS

This paper studies the control of 3-p AMB, including position and current control, as well as the estimation of the rotor shaft displacement using a high frequency carrier signal voltage injection. Analytical models –low and high frequency models– have been developed both for control and estimation goals. The signal processing needed for the rotor position estimation has also been explained. Experiments have been presented to confirm the viability of the proposed method.

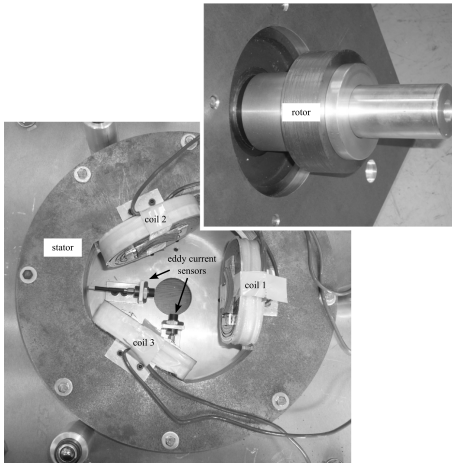


Fig. 8: Experimental setup. Three-coil arrangement used of the radial magnetic bearing showing the x, y eddy current position sensors used for validation. Top-right:rotor.

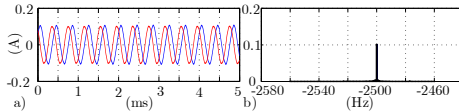


Fig. 9: Experimental measurements of the carrier signals after filtering. a) carrier components, b) spectral analysis. $V_{hf} = 0.2p.u.$, $\omega_c = 2500Hz$, filters' bandwidth=100Hz.

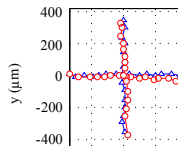


Fig. 10: Experimental measurement of the rotor position. Real position (Δ), estimation (\circ), $\omega_c = 2500Hz$, $V_{hf} = 0.2p.u.$ No load operation.

REFERENCES

[1] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto, and D. G. Dorrell, *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*, Elsevier, Ed., 2005.
 [2] T. Tera, Y. Yamauchi, A. Chiba, T. Fukao, and M. Rahman, "Performances of bearingless and sensorless induction motor drive based on mutual inductances and rotor displacements estimation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 187 – 194, Feb. 2006.
 [3] M.-L. Chen and C.-T. Hsu, "Optimal design of a three-pole active magnetic bearing," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 5, pp. 3458 – 3466, Sep. 2006.
 [4] S. Mukhopadhyay, T. Ohji, M. Iwahara, and S. Yamada, "Modeling and control of a new horizontal-shaft hybrid-type magnetic bearing," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 47; Issue 1, pp. 100 – 108, Feb. 2000.

[5] J. Amemiya, A. Chiba, D. Dorrell, and T. Fukao, "Basic characteristics of a consequent-pole-type bearingless motor," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41; Issue 1; Part 1, pp. 82 – 89, Jan. 2005.
 [6] S.-L. Chen, S.-H. Chen, and S.-T. Yan, "Experimental validation of a current-controlled three-pole magnetic rotor-bearing system," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 99 – 112, Jan. 2005.
 [7] H. Nian, Y. kang He, L. Huang, and H. Ying, "Sensorless operation of an inset pm bearingless motor implemented by the combination approach of mras and hf signal injection," in *Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on*, vol. 2, 21-23 June 2006, pp. 8163 – 8167.
 [8] H. Nian, Y. He, D. Chen, and L. Huang, "Self-sensing of the rotor position and displacement for an inset permanent magnet type bearingless motor," in *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, Oct. 2007, pp. 1508 – 1512.
 [9] J.-S. Yim, J.-H. Kim, S.-K. Sul, H.-J. Ahn, and D.-C. Han, "Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection method," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, vol. 1, 9-13 Feb. 2003, pp. 83 – 88 vol.1.
 [10] J.-S. Yim, S.-K. Sul, H.-J. Ahn, and D.-C. Han, "Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection with digital signal processing," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 2, 2004, pp. 1351 – 1354 vol.2.
 [11] M. Hofer and M. Schrödl, "Test bench for three phase permanent magnet biased radial amb's with a sensorless control strategy based on inform method," in *11th International Symposium on Magnetic Bearings*. 11th International Symposium on Magnetic Bearings, Aug. 2008.
 [12] K. Matsuda, S. Kijimoto, and Y. Kanemitsu, "Self-sensing three-pole magnetic bearing using a kalman filter," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38; Issue 5; Part 2, pp. 1590 – 1594, Oct. 2006.
 [13] A. Beizama, J. Echeverria, M. Martinez-Iturralde, I. Egaña, and L. Fontan, "Comparison between pole-placement control and sliding mode control for 3-pole radial magnetic bearings," in *SPEEDAM 2008, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2008, pp. 1315–1320.
 [14] J.-I. Ha and S.-K. Sul, "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 45–51, 1999.
 [15] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IAS'96*, San Diego, CA, USA, 1996, pp. 270–277.
 [16] D. Raca, P. García, D. Reigosa, F. Briz, and R. Lorenz, "Carrier signal selection for sensorless control of pm synchronous machines at zero and very low speeds," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, Oct. 2008, pp. 1 – 8.

A.4. Impact of Saturation and Current Command Selection on the Performance of Sensorless Controlled Three-Pole Active Magnetic Bearings [74].

Impact of Saturation and Current Command Selection on the Performance of Sensorless Controlled Three-Pole Active Magnetic Bearings

Pablo García, Juan M. Guerrero, Islam El-Sayed, Fernando Briz and David Reigosa
University of Oviedo.

Dept. of Elec., Computer & System Engineering
Gijón, 33204, Spain

e-mail: pgarcia@isa.uniovi.es, guerrero@isa.uniovi.es, islam@isa.uniovi.es
fernando@isa.uniovi.es, reigosa@isa.uniovi.es

Abstract—This paper analyzes two types of effects caused by the fundamental current in saliency-tracking based techniques for sensorless control of three-pole active magnetic bearings: saturation and insufficient spectral separation of the fundamental current command during transients. Injection of a high frequency signal superimposed to the fundamental excitation providing active control, allows the measurement of changes in the air gap, from which an estimation of the rotor position can be obtained. Interference of the fundamental current, needed to operate the magnetic bearing, with the high frequency current can occur through two mechanisms: 1) saturation and 2) high frequency harmonics caused by fast transients of the fundamental current. Both phenomena can interfere with the sensorless control resulting in a decrease of its performance. The effects caused by the fundamental current on the negative sequence high frequency current, used as position estimation signal, are studied and a decoupling mechanism is proposed. An analysis of high frequency leakage flux is presented and a simple analytical model is developed for describing the aforementioned phenomena. Finite element analysis (FEA) of the magnetic bearing under fundamental excitation as well as experimental verification are used to validate the analytical findings.

I. INTRODUCTION

Industrial applications requiring very high rotation velocities, reduced friction losses or active vibration suppression are natural candidates for the replacement of mechanical bearings by active magnetic bearings (AMB) providing magnetic levitation [1], [2]. In AMB systems, the rotor shaft displacement must be measured or estimated. It is often measured using eddy-current sensors, which can be arranged in different configurations [1]. While providing accurate and high bandwidth measurements, these sensors have some drawbacks, including relatively high cost, space requirements both for sensors and cabling, as well as periodic calibration and maintenance requirements, which make desirable their suppression [2]. Operation without displacement sensors, commonly known as sensorless control, has been reported using different ap-

proaches [1], [2]–[7], [8]. Within these methods, PWM carrier signal injection allows to estimate the rotor shaft displacement without the addition of new hardware and overcoming the limitations at low or zero speed of the observer-based techniques. The present paper focuses on PWM group of techniques. A high frequency carrier signal voltage is added to the fundamental excitation voltage feeding the magnetic bearing coils, resulting in a high frequency flux that depends on the air-gap spatial distribution, which is function of the rotor position. This high frequency flux will couple with the stator currents, which can be measured, allowing the shaft position to be estimated.

When applied to three-phase magnetic bearings, the techniques investigated in this paper share the same physical principles of those used in saliency-tracking based sensorless methods for AC machines [9]–[12]. However, some significant differences exist in the high frequency model and in the position estimation process [13]. The proposed paper extends the work presented in [13] by taking into account saturation induced saliencies and the impact of current command on the position estimation. Decoupling methods to overcome these problems will also be discussed.

The paper is organized as follows. The mathematical model for the carrier signal (high frequency) of a three-phase magnetic bearing is first presented. Following, a current vector generation technique minimizing current transients interferences is introduced. Then, saturation effects are incorporated in the model and validated using FEA. Finally, the paper studies the effect of the leakage transient inductance on the estimation signal. Simulation and experimental results are included to support the discussion.

II. SYSTEM DESCRIPTION

Fig. 1 shows the schematic representation of a three-phase magnetic bearing. It can be observed that it is formed by three coils shifted by 120° . The electrical parameters of the experimental system are listed in Table I. A simple mathematical model can be developed neglecting leakage flux and saturation

This work was supported in part by the Research, Technological Development and Innovation Programs of the Spanish Ministry of Science and Education-ERDF under grant MEC-ENE2007-67842-C03-01.

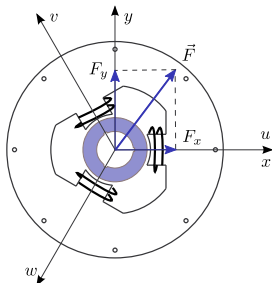


Fig. 1. Three phase magnetic bearing schematic. Coils are wye connected.

TABLE I
MAGNETIC BEARING PARAMETERS.

Nominal air gap (g_0)	1 mm
Pole area (A)	$1.241 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$
Stator/Rotor	laminated elec. steel M600-50A
Coil turns (N)	190
Resistance	0.6Ω
Inductance at 2500 Hz	$2415 \mu\text{H}$
DC bus voltage	100 V
Carrier frequency	2500 Hz

effects [14]. The magnetic circuit of a wye connected three-phase magnetic bearing (Fig. 2) is shown in Fig. 3. Solving the circuit for the three phases and assuming that the air-gap area is the same for all the phases – $A_i = A_j = A_k = A$ –, the phase inductances can be obtained, resulting in (1).

$$\mathbf{L}_{uvw} = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_u g_v + g_v g_w + g_w g_u} \begin{bmatrix} g_v + g_w & -g_w & -g_v \\ -g_w & g_u + g_w & -g_u \\ -g_v & -g_u & g_u + g_v \end{bmatrix} \quad (1)$$

For the sake of simplicity, three phase electromagnetic systems are commonly described using a two-axis $-xy-$ representation, as shown in Fig. 1. The inductance matrix \mathbf{L}_{xy} can be then represented in terms of the rotor position (2).

$$\mathbf{L}_{xy} = \frac{N^2 \mu_0 A}{\left(g_0^2 - \frac{x^2 + y^2}{4}\right)} \begin{bmatrix} g_0 + x/2 & -y/2 \\ -y/2 & g_0 - x/2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

where g_0 is the nominal air gap. Values of g_u , g_v and g_w can be obtained by evaluating (3) for $\theta = 0, 120^\circ, -120^\circ$, respectively.

$$g(\theta) = g_0 - (x \cos \theta + y \sin \theta) \quad (3)$$

III. HIGH FREQUENCY SIGNAL INJECTION

If the rotor shaft of the three-phase magnetic bearing is centered, injection of a balanced set of voltages will create a symmetrical flux distribution making the circulating phase currents also being balanced. However, if the rotor center

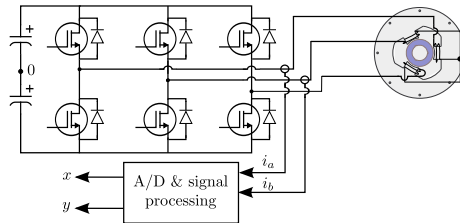


Fig. 2. Connection diagram of the 3 pole magnetic bearing.

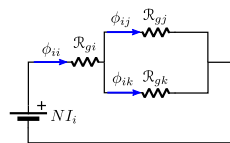


Fig. 3. Magnetic circuit of a wye connected three-phase magnetic bearing.

is displaced from the stator center, the air gap will not be constant, creating an asymmetry –saliency–, which results in an imbalance in the flux distribution, and consequently in the phase currents. In order to get a persistent excitation to track these imbalances, a high frequency voltage signal – carrier voltage signal – can be superimposed to the fundamental excitation [5]–[7], [11]. Coupling of this signal with the position dependent saliencies will give rise to components in the stator current vector that can be tracked to estimate the displacement of the rotor shaft.

The inductance model discussed in the previous section (equations (1)-(2)), initially proposed for fundamental excitation, can also be used for the analysis of the machine response when a high frequency rotating voltage excitation (4) is injected. Neglecting the stator resistance voltage drop, the relation between the magnetic flux and the voltage can be approximated by (5).

$$\begin{bmatrix} v_{dshf}^s \\ v_{qshf}^s \end{bmatrix} = V_{hf} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\lambda_{hf} \simeq \int v_{dqshf}^s = \mathbf{L}_{xy} i_{dqshf}^s \quad (5)$$

By substituting (4) in (5), the high frequency rotating current vector i_{dqshf}^s can be obtained (6).

$$i_{dqshf}^s = \mathbf{L}_{xy}^{-1} \frac{V_{hf}}{\omega_c} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix} = \frac{V_{hf}}{A \mu_0 N^2 \omega_c} \begin{bmatrix} g_0 + x/2 & -y/2 \\ -y/2 & g_0 - x/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

After algebraic manipulation, it can be represented as (7).

$$i_{dqshpf}^s = \frac{V_{hf}}{A\mu_0 N^2 \omega_c} \cdot \left(g_0 e^{j(\omega_c t - \pi/2)} + \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{2} e^{j(-\omega_c t - \varphi + \pi/2)} \right) \quad (7)$$

where $\varphi = \arctan(y/x)$.

Finally, by using the definitions $\Sigma\mathcal{R} = \frac{g_0}{A\mu_0 N^2}$ and $\Delta\mathcal{R} = \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{2A\mu_0 N^2}$, it can be simplified to (8).

$$i_{dqshpf}^s = \frac{V_{hf}}{\omega_c} \left(\Sigma\mathcal{R} e^{j(\omega_c t - \pi/2)} + \Delta\mathcal{R} e^{j(-\omega_c t - \varphi + \pi/2)} \right) \quad (8)$$

Two components can be distinguished in (8). The first one is a positive sequence component, i.e. it rotates in the same direction as the high frequency voltage excitation causing it. The amplitude of this component is proportional to the nominal air gap. The second term is a negative sequence component rotating in the opposite direction to the high frequency voltage excitation. The magnitude of the negative sequence component depends on the distance from the rotor center to the stator center displacement relative to the stator windings coordinates. Transforming the negative sequence current carrier component to a negative synchronous reference frame, (9) and (10), allows to estimate the rotor position.

$$x = \frac{2A\mu_0 N^2 \omega_c}{V_{hf}} \cdot |i_{dqshpf}^{nc}| \cdot \cos(\pi/2 - \text{angle}(i_{dqshpf}^{nc})) \quad (9)$$

$$y = \frac{2A\mu_0 N^2 \omega_c}{V_{hf}} \cdot |i_{dqshpf}^{nc}| \cdot \sin(\pi/2 - \text{angle}(i_{dqshpf}^{nc})) \quad (10)$$

IV. INTERFERENCE OF FUNDAMENTAL CURRENT WITH THE HIGH FREQUENCY CURRENT

A. Fundamental current transients

Position control of the active magnetic bearing needs the fundamental current for the normal operation. The current vector reference is obtained from the force command dictated by the position regulator. The fact that only drawing force can be produced implies that there are two possible current vector references for each force vector command (11), (Fig. 4).

$$i_{dqs}^s = \pm \frac{8g_0^2}{3AN^2\mu_0} \sqrt{F_{xy}'} \quad (11)$$

being F_{xy}' the complex conjugate of F_{xy} .

From Fig. 4 it is easily perceived that changing the current reference from 3 to 3' will cause a high current transient. This transient creates negative high frequency components, as shown in Fig. 5. It must be noted that there was not carrier signal injection during this experiment and any current component different from zero would mean a disturbance during the estimation process. Therefore, that transient can greatly interfere with sensorless operation if the high frequency components created are large enough and are not

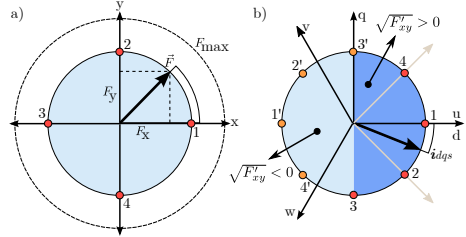


Fig. 4. Current vector generation from force command. a) force vector, b) current vector.

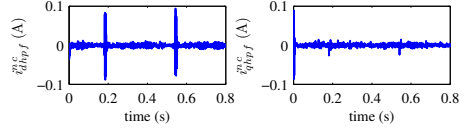


Fig. 5. Experimental results. Negative carrier current components distortion in the negative reference frame for a force command of $|F| = 20N$ and phase = $[0^\circ, 360^\circ]$. No carrier signal injection.

properly decoupled. Two options exist to prevent from this to happen: 1) decoupling the high frequency components using a fundamental current observer [15] and 2) avoiding the high current transient by adequate selection between the two possible solutions. As observed in Fig. 4 b), there are two equivalent current references for the same force command. These two options, allow to implement the following algorithm: once a force command has been computed, a minimum current vector angle variation criteria is used in order to select the current command. As a result, both directions of each coil current are used to inject the current commands. A comparison for sensorless operation using these two different strategies is shown in Fig. 6. The first column of experimental results in Fig. 6 show that fundamental current transients can not be completely filtered in the high frequency region if only one solution for the force command is chosen. This problem is mitigated using the proposed command selection, as can be seen in the second column of Fig. 6 .

It is worth noting that another option for the injection of the carrier signal exists. As it can be seen in Fig. 5, the transient current appears only in the d-axis. Therefore, it is possible to inject an amplitude modulated signal in the q-axis without compromising the estimation method. However, as reported in [16], pulsating carrier signal injection have some drawbacks in terms on signal to noise ratio, signal processing burden and sensitivity when compared with rotating carrier signal injection. For that reason, only the latter is considered hereafter.

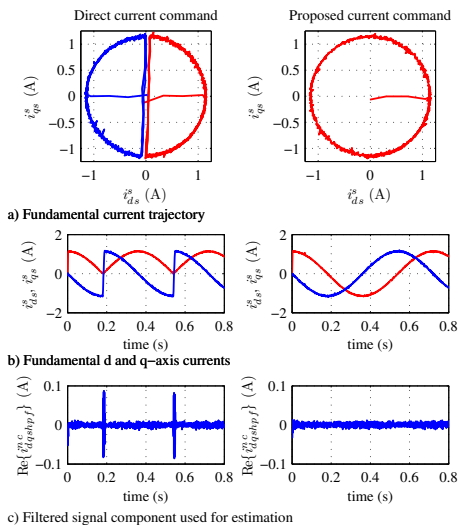


Fig. 6. Experimental results. a) Current vector for a rotating force command $[F] = 20\text{N}$ and phase $= [0^\circ, 360^\circ]$. b) fundamental current components and, c) negative carrier signal components. Left column: experiments are for the case without minimum phase distortion current command. Right column: using the proposed current command selection.

B. Saturation effects

Saturation effects in the control of magnetic bearings have been already reported [17], [18]. The analysis is here extended to study the impact on carrier based sensorless techniques. Saturation effects can be modeled by modifying (8) in the negative synchronous reference frame to include saturation related terms. The new model is shown in (12) where saturation effects are modeled as an unbalanced increase of the air gap.

$$i_{dqshpf}^{nc} = \frac{V_{hf}}{\omega_c} \cdot \Delta \mathcal{R}^{sat} \cdot e^{j(\pi/2 - \varphi - \Delta\varphi)} \quad (12)$$

being

$$\Delta \mathcal{R}^{sat} = \frac{\sqrt{(x + \Delta x)^2 + (y + \Delta y)^2}}{2A\mu_0 N^2}$$

Saturation effects has been first analyzed by means of FEA. A fundamental continuous current has been injected in the u phase coil, with the rotor held at the stator center, and measurements for the magnetic field and flux intensity have been made. By using these values combined with bearing parameters, such as the coil area and the coil turns, the phase inductances have been obtained. Figs. 7 and 8 show the phase inductances and mean and differential inductances, calculated as $\Sigma L = (L_d + L_q)/2$ and $\Delta L = (L_d - L_q)/2$ respectively,

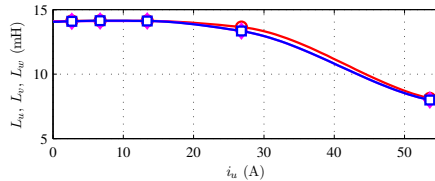


Fig. 7. FEA. Phase inductances as a function of phase u current.

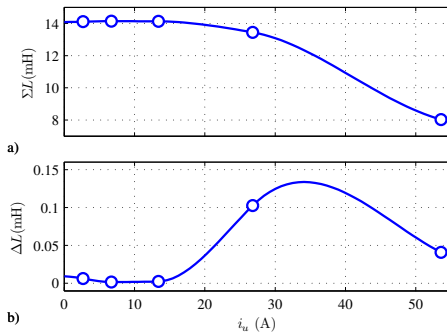


Fig. 8. FEA. Mean and differential inductance as a function of phase u current.

as a function of fundamental current. As expected, increasing fundamental current decrease inductances values due to saturation effects. It is also worth noting that both mean and differential inductance change their values, so they will affect both the positive and negative high frequency currents during sensorless operation.

The effects of that variation on sensorless estimation have been predicted by computing the inductance matrix when a high frequency rotating carrier signal is injected. Fig. 9 shows how estimation errors increase with increasing load. Despite these results are a particular case and can not be generalized to other machine designs, as they depend on geometrical and electrical parameters, a similar behavior is expected and the previous discussion can be used to measure saturation impact on carrier based sensorless techniques.

To corroborate FEA analysis, the saturation effects have also been experimentally measured. The experimental setup has been modified by changing the magnetic bearing electrical connection as shown in Fig. 10. The proposed circuit, use two inverter legs to drive a coil, in the form of a H-bridge connection. Circulating current in this coil, as well as induced voltages in the two remaining open coils are measured. A continuous current level is imposed on the active coil and a high frequency signal is superimposed on it. The continuous

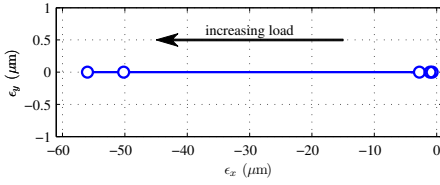


Fig. 9. FEA. Position estimation error under load conditions. $V_c = 10$ V, $\omega_c = 2500$ Hz.

current changes the flux level on the three coils and the induced inductance change is measured using the high frequency signal. With the rotor held at a fixed position, any change in the high frequency inductance can be associated with saturation effects. The developed procedure allows to identify the sources of saturation and their interference with the high frequency currents.

In order to measure the inductance values, the new electrical-magnetic circuit must be analyzed. The circuit in Fig. 10 can be described by equations (13)–(15):

$$v_u = R_{uu}i_u + L_{uu}\frac{di_u}{dt} \quad (13)$$

$$v_v = L_{uv}\frac{di_u}{dt} \quad (14)$$

$$v_w = L_{uw}\frac{di_u}{dt} \quad (15)$$

Due to the fact that saturation effects affecting sensorless operation must be measured at the carrier frequency, the expressions (13)–(15) can be simplified for a high frequency rotating carrier signal at steady state (16)–(18).

$$v_u = z_{uu}i_u, \text{ where } z_{uu} = R_{uu} + j\omega_c L_{uu} \quad (16)$$

$$v_v = z_{uv}i_u, \text{ where } z_{uv} = j\omega_c L_{uv} \quad (17)$$

$$v_w = z_{uw}i_u, \text{ where } z_{uw} = j\omega_c L_{uw} \quad (18)$$

By using those expressions, the inductance values can be obtained by measuring the voltages at each coil and the current of the excited coil. Experimental results for testing the proposed method are shown in Fig. 11. Fig. 11 a) shows the applied voltage 11 b) the circulating current at the u phase, and Fig. 11 c) depicts the voltage response in the opened coils at phases v, w . The measured inductances, obtained after repeating the experiments for different levels of fundamental current, are shown at Fig. 12. For the obtained results, it is clear the influence of saturation induced saliencies and its impact in the sensorless operation, so making necessary a decoupling mechanism.

C. Decoupling of saturation effects

Induced saliencies are commonly decoupled in sensorless control of AC machines using a look-up table [19], spatial profiling [20] or neural networks techniques [21]. Using the measurement process proposed before, a look-up table using

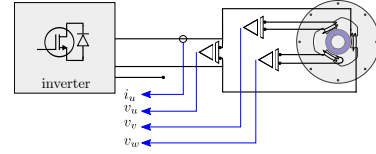


Fig. 10. Proposed circuit for the experimental measurement of saturation effects. Four sensors are used, three differential voltage probes, one for each coil, and one current sensor for the active coil.

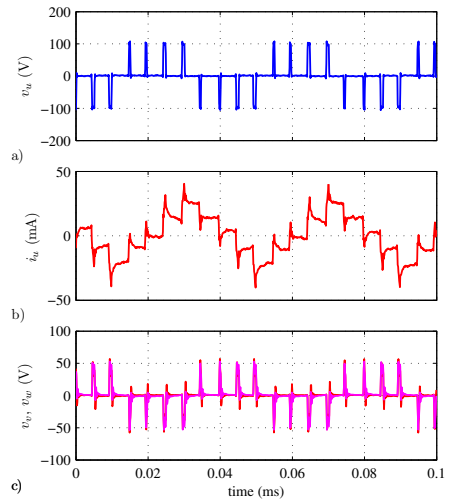


Fig. 11. Experimental results. a) and b) applied voltage for the excited coil and circulating current at u phase, respectively, c) induced voltages in coils v and w . $i_u = 0$ A, $\omega_c = 2500$ Hz.

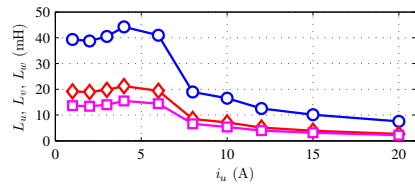


Fig. 12. Experimental measurement of high frequency inductances values with different level of fundamental current. Rotor is kept at the same position. Excited coil is at u phase, $\omega_c = 2500$ Hz.

the information shown in Fig 9 can be built. The information is incorporated in expression (12). This allows to decouple saturation effects. It must be recalled that, although saturation induced saliencies will depend on the rotor position, it would be only necessary to analyze the saturation behavior with the rotor in the stator center if a control strategy based on disturbance rejection is used, instead of reference tracking approach [13].

V. HIGH FREQUENCY LEAKAGE INDUCTANCE

As it was stated, both main fundamental and high frequency flux have been assumed to be completely mutual, being the leakage flux almost negligible. This has also been reported in [18] and by FEA in [13]. However, that extent has not been experimentally verified in our experimental setup. For this reason, the following experiments have been carried out. Using the configuration shown in Fig. 10 and removing the rotor, the high frequency induced flux in the open coils has been inferred by measuring the induced voltage. The applied and induced voltages for three different carrier frequencies is shown in Fig. 13. It is well known that measuring voltages injected by an inverter could lead to measurement errors due to noise coupling in the voltages probes. In order to decouple possible noise influence in the voltage measurement, induced currents have also been measured by short circuiting the coils of v and w phases. This is shown in Fig. 14. From these two experiments, it is clear that a noticeable amount of high frequency flux is closing the air gap among the coils, even with the rotor removed, inducing high frequency voltages/currents in the open/short circuited coils. This result indicates that leakage flux can potentially exist when the rotor is present. In order to measure possible saturation effects or/and other effects created by fundamental current, inductance values for different levels of fundamental current have also been measured as shown in Fig. 15. From this experiment, it can be concluded that the flux is neither saturating the increased air gap nor affecting the coil effective area and, thus, there is not influence on the inductances values.

Previous experiments with the rotor removed allow to determine that the existing reluctance for the leakage flux path is able to affect the flux distribution. Due to that reluctance will be parallel connected with the rotor reluctance once it is present, it can potentially have an impact on the magnetic circuit. This still must be validated with the rotor placed in the machine. As indicated before, the circuit in Fig. 10 can be described by equations (13)–(15). We can define u_L as (19). In the case there is not leakage flux, u_L will equal zero.

$$u_L = v_u - R_u \dot{i}_u + v_v + v_w \quad (19)$$

However, if leakage flux exists at some extent, u_L will not longer be zero and its value will depend on the level of leakage flux. The induced voltages, measured at three different carrier frequencies, are shown at Fig. 16. As clearly shown, there are induced voltages in the open coils. If the analysis is restricted at the carrier signal frequency, results for the experimental evaluation of expression (19) are shown in

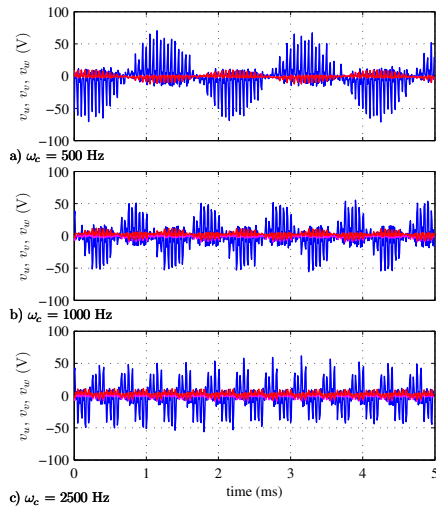


Fig. 13. Experimental measurement of the leakage transient voltage. Experiment has been done by removing the rotor and measuring the induced voltages in the two coils which are not driving current. Excited coil is at u phase, $\omega_c = 2500$ Hz.

Fig. 17. This results has been obtained by adding the high frequency voltage components of the injected high frequency signal at the analyzed carrier frequencies in phases u, v, w and after decoupling the contribution of the resistance term ($R_u \dot{i}_u$) at phase u . From this experiment it can be concluded that leakage flux exists, being a noticeable value when compared with the main flux. It is also worth noticing the dependency of the leakage flux on carrier frequency. As expected, leakage flux increases with higher frequencies.

The presence of high frequency leakage flux and its effects on sensorless displacement estimation requires to measure its dependency on the rotor position. For this reason, modulation of the leakage voltage with the rotor position has also been measured by manually positioning the rotor at three different positions along the x axis. Position -1 accounts for maximum g_u , 0 for centered rotor and 1 for minimum g_u . Results at three different carrier frequencies are shown in Figs. 18 and 19 for absolute values and normalized ones with respect to the injected voltage, to decouple any dependency on the injected voltage. Results indicate that leakage flux is affected by the rotor position and, thus, it should be considered in an extended high frequency model of the magnetic bearing.

To be consistent with the experimental results, a simple mathematical model to capture the transient leakage inductance is proposed here. The position modulation seen on the leakage flux is assumed to be only affected by the air gap

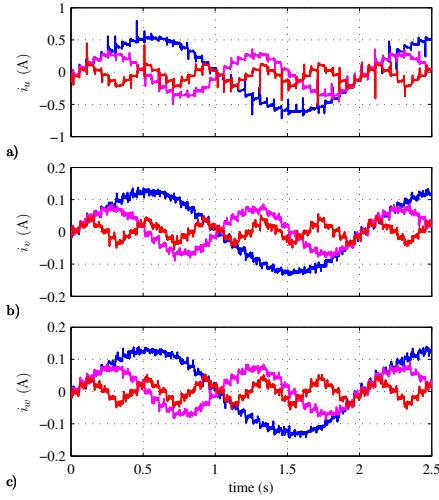


Fig. 14. Experimental measurement of the leakage transient current. Experiment has been done by removing the rotor and measuring the induced currents in the two short circuited coils which are not connected to the inverter. Excited coil is at u phase. a), b) and c) currents at u , v , w phases respectively.

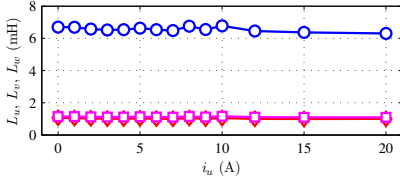


Fig. 15. Experimental measurement of the leakage transient inductance. Experiment has been done by removing the rotor and measuring the induced voltages in the two coils which are not driving current. Excited coil is at u phase, $\omega_c = 2500$ Hz.

at the coil creating it. Therefore, the leakage flux inductance matrix terms outside the diagonal are zero and the diagonal terms are proportional to $1/g_i$, being i the excited coil. The proposed model is given at (20).

$$\mathbf{L}_{uvw} = K_{leakage} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{g_u} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{g_v} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{g_w} \end{bmatrix} \quad (20)$$

where $K_{leakage} = f(N, \mu_0, A_{leakage})$ and $A_{leakage}$ is the area crossed by the leakage flux.

Transforming (20) to dqs coordinates and applying the (5) to the high frequency flux, allows to obtain the high frequency

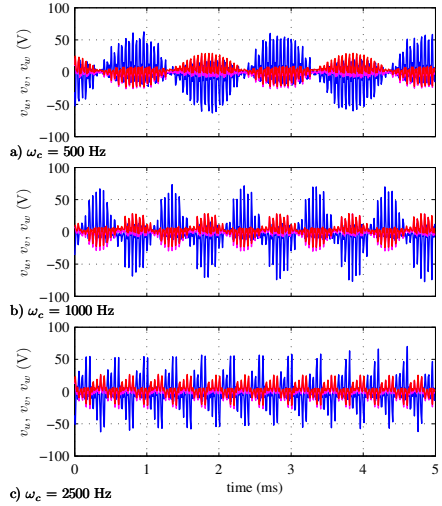


Fig. 16. Experimental measurement of the leakage transient inductance. Experiment has been done by measuring the induced voltages in the two coils which are not connected to the inverter. Excited coil is at u phase. Three different carrier frequencies are used: $\omega_c = 500$, $\omega_c = 1000$ and $\omega_c = 2500$ Hz.

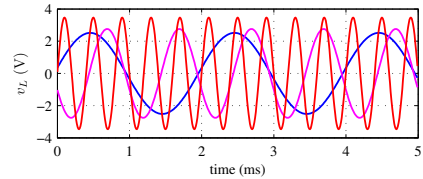


Fig. 17. Experimental measurement of the leakage transient voltage. Experiment has been done by measuring the induced voltages in the two coils which are not connected to the inverter at the carrier frequencies. Excited coil is at u phase. Three different carrier frequencies are used: $\omega_c = 500$, $\omega_c = 1000$ and $\omega_c = 2500$ Hz.

carrier current induced by the leakage flux as (21), which have the same form that the current induced by the main flux.

$$i_{dqshf}^s = \mathbf{L}_{xy}^{-1} \frac{V_{hf}}{\omega_c} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix} = \frac{V_{hf}}{\omega_c K_{leakage}} \begin{bmatrix} g_0 - x/2 & y/2 \\ y/2 & g_0 + x/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (21)$$

VI. CONCLUSIONS

This paper studies the impact of the current command selection, saturation effects and leakage flux on the estima-

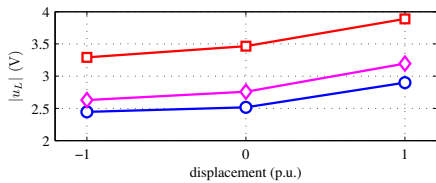


Fig. 18. Experimental measurement of the position modulation of the leakage transient voltage. Experiment has been done by measuring the induced voltages in the two coils which are not connected to the inverter at the carrier frequencies. Excited coil is at u phase. Three different carrier frequencies are used: $\omega_c = 500$ (o), $\omega_c = 1000$ (\diamond), and $\omega_c = 2500$ (\square), Hz.

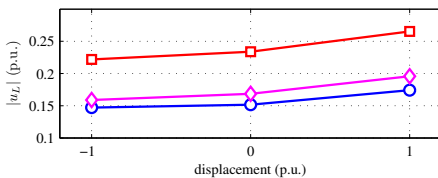


Fig. 19. Experimental measurement of the position modulation of the leakage transient voltage. Results are normalized with respect to the injected carrier voltage magnitude. Experiment has been done by measuring the induced voltages in the two coils which are not connected to the inverter at the carrier frequencies. Excited coil is at u phase. Three different carrier frequencies are used: $\omega_c = 500$ (o), $\omega_c = 1000$ (\diamond), and $\omega_c = 2500$ (\square), Hz.

tion of the rotor shaft displacement in three phase magnetic bearings using a high frequency carrier signal voltage. Analytical derivations of a model including these effects has been presented. FEA and experimental results have been used to corroborate the analytical model. Detailed explanation for the measurement of saturation effects has been given. The proposed procedure allows to quantify the impact of saturation induced saliencies on carrier based sensorless techniques. Selection of current command following a minimum phase distortion strategy that allows to greatly reduce fundamental current transients effects on the estimation signal, has been presented. The presence of leakage flux has been studied and its carrier frequency dependency as well as rotor position modulation has been measured. The importance of the leakage flux in sensorless position estimation, generally neglected in the literature, has been discussed and a modified high frequency model including it has been proposed.

REFERENCES

[1] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto, and D. G. Dorrell, *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*, Elsevier, Ed., 2005.
 [2] T. Tera, Y. Yamauchi, A. Chiba, T. Fukao, and M. Rahman, "Performances of bearingless and sensorless induction motor drive based on mutual inductances and rotor displacements estimation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 187 – 194, Feb. 2006.

[3] H. Nian, Y. kang He, L. Huang, and H. Ying, "Sensorless operation of an inset pm bearingless motor implemented by the combination approach of mras and hf signal injection," in *Intelligent Control and Automation, 2006. WICIA 2006. The Sixth World Congress on*, vol. 2, 21-23 June 2006, pp. 8163 – 8167.
 [4] H. Nian, Y. He, D. Chen, and L. Huang, "Self-sensing of the rotor position and displacement for an inset permanent magnet type bearingless motor," in *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, Oct. 2007, pp. 1508 – 1512.
 [5] J.-S. Yim, J.-H. Kim, S.-K. Sul, H.-J. Ahn, and D.-C. Han, "Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection method," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, vol. 1, 9-13 Feb. 2003, pp. 83 – 88 vol.1.
 [6] J.-S. Yim, S.-K. Sul, H.-J. Ahn, and D.-C. Han, "Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection with digital signal processing," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 2, 2004, pp. 1351 – 1354 vol.2.
 [7] M. Hofer and M. Schrödl, "Test bench for three phase permanent magnet biased radial ambbs with a sensorless control strategy based on inform method," in *11th International Symposium on Magnetic Bearings. 11th International Symposium on Magnetic Bearings*, Aug. 2008.
 [8] K. Matsuda, S. Kijimoto, and Y. Kanemitsu, "Self-sensing three-pole magnetic bearing using a kalman filter," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38;Issue 5; Part 2, pp. 1590 – 1594, Oct. 2006.
 [9] 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, no. 2, pp. 240-247, 1995.
 [10] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IAS'96*, San Diego, CA, USA, 1996, pp. 270-277.
 [11] J.-I. Ha and S.-K. Sul, "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 45-51, 1999.
 [12] F. Briz, M. W. Degner, P. García, and R. D. Lorenz, "Comparison of saliency-based sensorless control techniques for AC machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 4, pp. 1107-1115, 2004.
 [13] P. García, J. M. Guerrero, F. Briz, and D. Reigosa, "Sensorless control of three-pole active magnetic bearings using saliency-tracking based methods," in *IEEE Energy Conversion Congress and Expo (ECCE), IEEE*. San José, CA: IEEE, Sep. 2009, pp. 3984 – 3991.
 [14] S.-L. Chen, S.-H. Chen, and S.-T. Yan, "Experimental validation of a current-controlled three-pole magnetic rotor-bearing system," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 99 – 112, Jan. 2005.
 [15] 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, no. 5, pp. 1360-1368, Oct. 2000. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/login.jsp?url=http://ieeexplore.org-203>
 [16] P. García, J. M. Guerrero, I. El-Sayed, F. Briz, and D. Reigosa, "Carrier signal injection alternatives for sensorless control of active magnetic bearings," in *SLED 2010*, Padova, Italy, July 2010.
 [17] M. Antila, "Electromechanical properties of radial active magnetic bearings," Ph.D. dissertation, Helsinki University of Technology, Nov. 1998.
 [18] M. D. Noh and E. H. Maslen, "Self-sensing magnetic bearings driven by a switching power amplifier," University of Virginia, Tech. Rep., Jan. 1996.
 [19] F. Briz, M. W. Degner, P. García, and J. M. Guerrero, "Rotor position estimation of AC machines using the zero-sequence carrier-signal voltage," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1637-1646.
 [20] N. Teske, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, "Suppression of saturation saliency effects for the sensorless position control of induction motor drives under loaded conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1142-1150, 2000.
 [21] P. García, F. Briz, D. Raca, and R. D. Lorenz, "Saliency-tracking-based sensorless control of ac machines using structured neural networks," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 1, pp. 77 – 86, Jan.-feb. 2007.

A.5. Impact of Saturation, Current Command Selection, and Leakage Flux on the Performance of Sensorless-Controlled Three-Pole Active Magnetic Bearings [58].

Impact of Saturation, Current Command Selection, and Leakage Flux on the Performance of Sensorless-Controlled Three-Pole Active Magnetic Bearings

Pablo García, *Member, IEEE*, Juan M. Guerrero, *Member, IEEE*, Islam El-Sayed Mahmoud, Fernando Briz, *Senior Member, IEEE*, and David Díaz Reigosa, *Member, IEEE*

Abstract—This paper analyzes two types of effects caused by the fundamental current in saliency-tracking-based techniques for sensorless control of three-pole active magnetic bearings, i.e., saturation and insufficient spectral separation of the fundamental current command during transients. Injection of a high-frequency signal superimposed to the fundamental excitation providing active control allows the measurement of changes in the air gap, from which an estimation of the rotor position can be obtained. Interference of the fundamental current, which is needed to operate the magnetic bearing, with the high-frequency current can occur through two mechanisms: 1) saturation; and 2) high-frequency harmonics caused by fast transients of the fundamental current. Both phenomena can interfere with the sensorless control resulting in a decrease in its performance. The effects caused by the fundamental current on the negative-sequence high-frequency current, used as a position estimation signal, are studied, and a decoupling mechanism is proposed. An analysis of high-frequency leakage flux is presented, and a simple analytical model is developed for describing the aforementioned phenomena. Finite-element analysis of the magnetic bearing under fundamental excitation, as well as experimental verification, is used to validate the analytical findings.

Index Terms—Active magnetic bearings, kinetic energy storage, saliency tracking, sensorless control.

I. INTRODUCTION

INDUSTRIAL applications requiring very high rotation velocities, reduced friction losses, or active vibration suppression are natural candidates for the replacement of

mechanical bearings by active magnetic bearings (AMBs) providing magnetic levitation [1], [2]. In AMB systems, the rotor shaft displacement must be measured or estimated. It is often measured using eddy-current sensors, which can be arranged in different configurations [1]. While providing accurate and high-bandwidth measurements, these sensors have some drawbacks, including relatively high cost, space requirements both for sensors and cabling, and periodic calibration and maintenance requirements, which make their elimination desirable [2]. Operation without displacement sensors, commonly known as sensorless control, has been reported using different approaches [1]–[8]. Within these methods, pulsewidth-modulation (PWM) carrier-signal injection allows estimating the rotor shaft displacement without the addition of new hardware and overcoming the limitations at low or zero speed of the observer-based techniques. This paper focuses on the PWM group of techniques. A high-frequency carrier-signal voltage is added to the fundamental excitation voltage feeding the magnetic bearing coils, resulting in a high-frequency flux that depends on the air-gap spatial distribution, which is a function of rotor position. This high-frequency flux will couple with the stator currents, which can be measured, allowing the shaft position to be estimated.

When applied to three-phase magnetic bearings, the techniques investigated in this paper share the same physical principles of those used in saliency-tracking-based sensorless methods for ac machines [9]–[12]. However, some significant differences exist in the high-frequency model and in the position estimation process [13]. The proposed paper extends the work presented in [13] by taking into account saturation-induced saliencies and the impact of current command on the position estimation. Decoupling methods to overcome these problems will also be discussed.

This paper is organized as follows: The mathematical model for the carrier signal (high frequency) of a three-phase magnetic bearing is first presented. A current vector generation technique minimizing current-transient interferences is then introduced. Then, saturation effects are incorporated in the model and validated using finite-element analysis (FEA). Finally, this paper studies the effect of the leakage transient inductance on the estimation signal. Simulation and experimental results are included to support the discussion.

Manuscript received October 17, 2010; revised January 24, 2011; accepted February 7, 2011. Date of publication May 12, 2011; date of current version July 20, 2011. Paper 2010-IDC-400.R1, presented at the 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, September 12–16, and approved for publication in the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS by the Industrial Drives Committee of the IEEE Industry Applications Society. This work was supported in part by the Research, Technological Development, and Innovation Programs of the Spanish Ministry of Science and Innovation under Grant ERDF MEC-ENE2007-67842-C03-01 and Grant RUE CSD2009-00046.

The authors are with the Department of Electrical, Computer, and System Engineering, University of Oviedo, 33204 Gijón, Spain (e-mail: pgarcia@isa.uniovi.es; guerrero@isa.uniovi.es; islam@isa.uniovi.es; fernando@isa.uniovi.es; reigosa@isa.uniovi.es).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TIA.2011.2153814

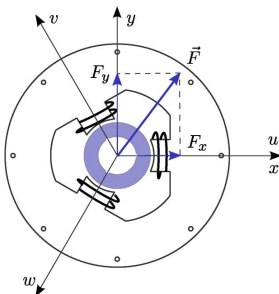


Fig. 1. Three-phase magnetic bearing schematic. Coils are wye connected.

TABLE I
MAGNETIC BEARING PARAMETERS

Nominal air gap (g_0)	1 mm
Pole area (A)	$1.241 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$
Stator/Rotor	laminated elec. steel M600-50A
Coil turns (N)	190
Resistance	0.6Ω
Inductance at 2500 Hz	$2415 \mu\text{H}$
DC bus voltage	100 V
Carrier frequency (ω_c)	2500 Hz

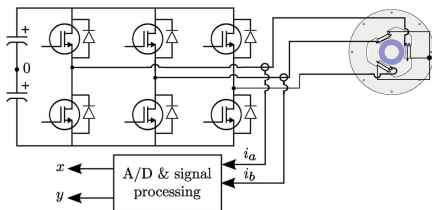


Fig. 2. Connection diagram of the three-pole magnetic bearing.

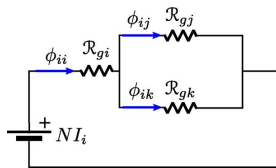


Fig. 3. Magnetic circuit of a wye-connected three-phase magnetic bearing.

II. SYSTEM DESCRIPTION

Fig. 1 shows the schematic representation of a three-phase magnetic bearing. It can be observed that it is formed by three coils shifted by 120° . The electrical parameters of the experimental system are listed in Table I. A simple mathematical model can be developed, neglecting leakage flux and saturation effects [14]. The magnetic circuit of a wye-connected three-phase magnetic bearing (see Fig. 2) is shown in Fig. 3. Solving the circuit for the three phases and assuming that the air-gap

area is the same for all the phases, $A_i = A_j = A_k = A$, and with air gaps at phases u, v , and w , being g_u, g_v , and g_w , respectively, the phase inductance matrix L_{uvw} can be obtained as

$$\mathbf{L}_{uvw} = \frac{N^2 \mu_0 A}{g_u g_v + g_v g_w + g_w g_u} \begin{bmatrix} g_v + g_w & -g_w & -g_v \\ -g_w & g_u + g_w & -g_u \\ -g_v & -g_u & g_u + g_v \end{bmatrix}. \quad (1)$$

For the sake of simplicity, three-phase electromagnetic systems are commonly described using a two-axis representation, as shown in Fig. 1. Commonly, these two axes are labeled as α and β or d_s and q_s . For the case of magnetic bearings, changes in the inductance matrix are due to different rotor positions that we measure or estimate in Cartesian coordinates. Therefore, the xy notation is instead used. The inductance matrix can be then represented in terms of the rotor position, i.e.,

$$\mathbf{L}_{xy} = \frac{N^2 \mu_0 A}{\left(g_0^2 - \frac{x^2 + y^2}{4}\right)} \begin{bmatrix} g_0 + x/2 & -y/2 \\ -y/2 & g_0 - x/2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

where g_0 is the nominal air gap. Values of g_u, g_v , and g_w can be obtained by evaluating (3) for $\theta = 0^\circ, 120^\circ$, and -120° , respectively, i.e.,

$$g(\theta) = g_0 - (x \cos \theta + y \sin \theta). \quad (3)$$

III. HIGH-FREQUENCY SIGNAL INJECTION

If the rotor shaft of the three-phase magnetic bearing is centered, the injection of a balanced set of voltages will create a symmetrical flux distribution making the circulating phase currents also being balanced. However, if the rotor center is displaced from the stator center, the air gap will not be constant, creating an asymmetry (saliency), which results in an imbalance in the flux distribution and, consequently, in the phase currents. In order to get a persistent excitation to track these imbalances, a high-frequency (hf) voltage signal (carrier voltage signal) can be superimposed to the fundamental excitation [5]–[7], [11]. The coupling of this signal with the position-dependent saliencies will give rise to components in the stator current vector that can be tracked to estimate the displacement of the rotor shaft.

The inductance model discussed in the previous section [see (1) and (2)], initially proposed for fundamental excitation, can be also used for the analysis of the machine response when a high-frequency rotating voltage excitation [see (4)] is injected. Neglecting the stator resistance voltage drop, the relation between the magnetic flux and the voltage can be approximated by (5). The high-frequency variable names used are defined in Table II, i.e.,

$$\begin{bmatrix} v_{dshf}^s \\ v_{qshf}^s \end{bmatrix} = V_{hf} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\lambda_{hf} \simeq \int v_{dqshf}^s = \mathbf{L}_{xy} i_{dqshf}^s. \quad (5)$$

TABLE II
 NOMENCLATURE FOR HIGH-FREQUENCY (hf) VARIABLES

V_{hf}	carrier signal hf voltage magnitude
z_{dshf}^s	d_s -axis hf component in the stator ref. frame for variable z
z_{qshf}^s	q_s -axis hf component in the stator ref. frame for variable z
i_{dqshpf}^{nc}	isolated hf current vector in the negative carrier ref. frame

By substituting (4) in (5), the high-frequency rotating current vector i_{dqshf}^s can be obtained as

$$\begin{aligned} i_{dqshf}^s &= \mathbf{I}_{xy}^{-1} \frac{V_{hf}}{\omega_c} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix} \\ &= \frac{V_{hf}}{A\mu_0 N^2 \omega_c} \begin{bmatrix} g_0 + x/2 & -y/2 \\ -y/2 & g_0 - x/2 \end{bmatrix} \\ &\quad \times \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

After algebraic manipulation, it can be represented as

$$\begin{aligned} i_{dqshpf}^s &= \frac{V_{hf}}{A\mu_0 N^2 \omega_c} \\ &\quad \cdot \left(g_0 e^{j(\omega_c t - \pi/2)} + \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{2} e^{j(-\omega_c t - \varphi + \pi/2)} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

where $\varphi = \arctan(y/x)$.

Finally, by using definitions $\Sigma\mathcal{R} = g_0/A\mu_0 N^2$ and $\Delta\mathcal{R} = (\sqrt{x^2 + y^2})/(2A\mu_0 N^2)$, it can be simplified to

$$i_{dqshpf}^s = \frac{V_{hf}}{\omega_c} \left(\Sigma\mathcal{R} e^{j(\omega_c t - \pi/2)} + \Delta\mathcal{R} e^{j(-\omega_c t - \varphi + \pi/2)} \right). \quad (8)$$

Two components can be distinguished in (8). The first one is a positive-sequence component, i.e., it rotates in the same direction as the high-frequency voltage excitation causing it. The amplitude of this component is proportional to the nominal air gap. The second term is a negative-sequence component rotating in the opposite direction to the high-frequency voltage excitation. The magnitude of the negative-sequence component depends on the distance from the rotor center to the stator center, and its phase is modulated by the direction of the rotor-center displacement relative to the stator windings' coordinates. Transforming the negative-sequence current carrier component to a negative synchronous reference frame allows estimating the rotor position, i.e.,

$$\begin{aligned} x &= \frac{2A\mu_0 N^2 \omega_c}{V_{hf}} \cdot |i_{dqshpf}^{nc}| \\ &\quad \cdot \cos(\pi/2 - \text{angle}(i_{dqshpf}^{nc})) \\ y &= \frac{2A\mu_0 N^2 \omega_c}{V_{hf}} \cdot |i_{dqshpf}^{nc}| \\ &\quad \cdot \sin(\pi/2 - \text{angle}(i_{dqshpf}^{nc})). \end{aligned} \quad (9)$$

IV. INTERFERENCE OF FUNDAMENTAL CURRENT WITH THE HIGH-FREQUENCY CURRENT

A. Fundamental Current Transients

The position control of the AMB needs the fundamental current for the normal operation. The current vector reference

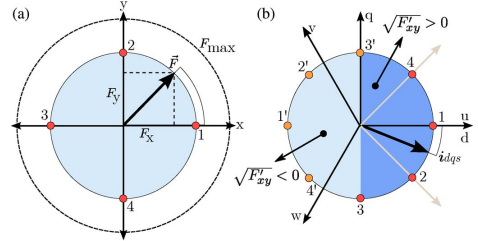


Fig. 4. Current vector generation from force command. (a) Force and (b) current vectors.

- (6) is obtained from the force command dictated by the position regulator. The fact that only drawing force can be produced implies that there are two possible current vector references for each force vector command (see Fig. 4), i.e.,

$$i_{dqs}^s = \pm \frac{8g_0^2}{3AN^2\mu_0} \sqrt{F'_{xy}} \quad (11)$$

where F'_{xy} is the complex conjugate of F_{xy} .

The analysis for the current command selection is performed by assuming that, during the normal operation of the magnetic bearing, the forces resulting from mechanical unbalances during rotation must be compensated, and thus, in a general case, a rotating force vector must be generated. Fig. 4(a) shows the desired force vector command, following the $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1$ trajectory, whereas Fig. 4(b) shows the corresponding current vectors for that force trajectory. It must be noted that the current positions in Fig. 4(b) marked as ' are equivalent to those with the same number without ' from the point of view of force generation. From Fig. 4, it is easily perceived that changing the current reference from 3 to 3' will cause a high-current transient (commutation of two power switches is needed, i.e., $u, v, \bar{w} \rightarrow u, \bar{v}, w$). This transient creates negative high-frequency components, as shown in Fig. 5. It must be noted that there was no carrier-signal injection during this experiment and any current component different from zero would mean a disturbance during the estimation process. Therefore, that transient can greatly interfere with sensorless operation if the high-frequency components created are large enough and are not properly decoupled. Two options exist to prevent this from happening: 1) decoupling the high-frequency components using a fundamental current observer [15]; and 2) avoiding the high-current transient by adequate selection between the two possible solutions. As observed in Fig. 4(b), there are two equivalent current references for the same force command. These two options allow implementing the following algorithm: once a force command has been computed, a minimum current vector angle criteria is used in order to select the current command. As a result, both directions of each coil current are used to inject the current commands. A comparison for sensorless operation using these two different strategies is shown in Fig. 6. The first column in Fig. 6 shows that fundamental current transients cannot be completely filtered in the high-frequency region if only one solution for the force

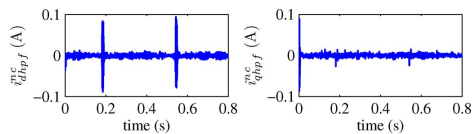


Fig. 5. Experimental results. Negative carrier current components' distortion in the negative reference frame for a force command of $|F| = 20$ N and phase = $[0^\circ, 360^\circ]$. No carrier-signal injection.

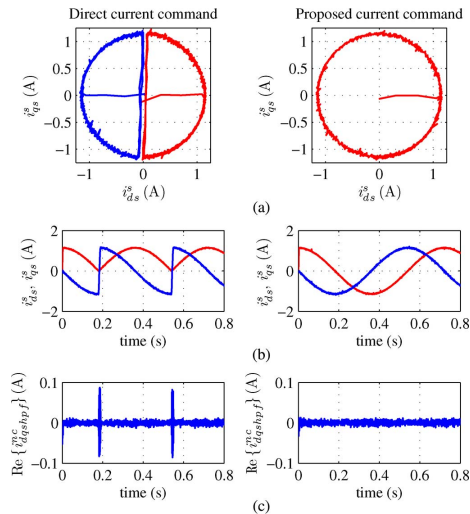


Fig. 6. Experimental results. (a) Current vector for a rotating force command $|F| = 20$ N and phase = $[0^\circ, 360^\circ]$, (b) fundamental current components, and (c) negative carrier signal components. (Left column) Experiments are for the case without minimum phase distortion current command. (Right column) Using the proposed current command selection.

command is chosen. This problem is mitigated using the proposed command selection, as shown in the second column in Fig. 6.

It is worth noting that another option for the injection of the carrier signal exists. As shown in Fig. 5, the transient current mainly affects the d -axis. Therefore, it is possible to inject an amplitude-modulated signal in the q -axis without compromising the estimation method. However, as reported in [16], pulsating carrier-signal injection has some drawbacks in terms of signal-to-noise ratio, signal processing burden, and sensitivity when compared with rotating carrier-signal injection. For that reason, only the latter is considered hereafter.

B. Saturation Effects

Saturation effects in the control of magnetic bearings have been already reported [17], [18]. The analysis is here extended to study their impact on carrier-based sensorless techniques. Saturation effects can be modeled by modifying (8) in the

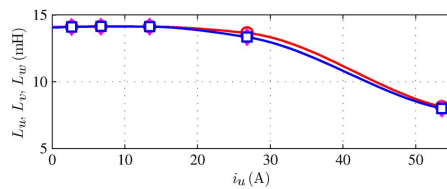


Fig. 7. FEA. Phase inductances as a function of phase u current.

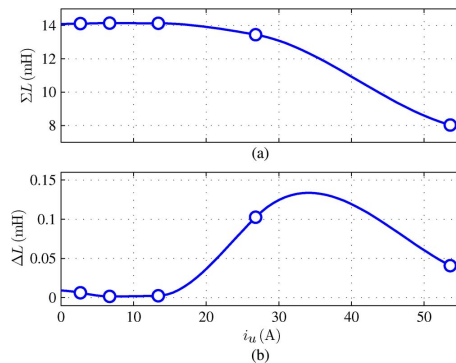


Fig. 8. FEA. Mean and differential inductances as a function of phase u current.

negative synchronous reference frame to include saturation-related terms. The new model is shown by (12) where saturation effects are modeled as an unbalanced increase in the air gap, i.e.,

$$i_{dqshpf}^{nc} = \frac{V_{hf}}{\omega_c} \cdot \Delta \mathcal{R}^{sat} \cdot e^{j(\pi/2 - \varphi - \Delta\varphi)} \quad (12)$$

where

$$\Delta \mathcal{R}^{sat} = \frac{\sqrt{(x + \Delta x)^2 + (y + \Delta y)^2}}{2A\mu_0 N^2}.$$

Saturation effects has been first analyzed by means of the FEA. A fundamental continuous current has been injected in the u phase coil, with the rotor held at the stator center, and measurements for the magnetic field and flux intensity have been made. By using these values combined with bearing parameters, such as the coil area and the coil turns, the phase inductances have been obtained. Figs. 7 and 8 show the phase inductances and mean and differential inductances, calculated as $\Sigma L = (L_d + L_q)/2$ and $\Delta L = (L_d - L_q)/2$, respectively, as a function of fundamental current. As expected, increasing fundamental current decrease inductance values due to saturation effects. It is also worth noting that both the mean and differential inductances change their values; thus, they will affect both the positive and negative high-frequency currents during sensorless operation.

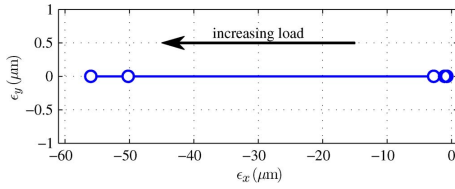


Fig. 9. FEA. Position estimation error under load conditions. $V_{hf} = 10$ V and $\omega_c = 2500$ Hz.

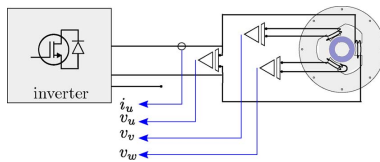


Fig. 10. Proposed circuit for the experimental measurement of saturation effects. Four sensors are used: three differential voltage probes, i.e., one for each coil, and one current sensor for the active coil.

The effects of that variation on sensorless estimation have been predicted by computing the inductance matrix when a high-frequency rotating carrier signal is injected. Fig. 9 shows how estimation errors increase with increasing load. For the sake of simplicity, the estimation error is shown using a fundamental current vector aligned with the x -axis. For any other orientation, errors would also accordingly change. Despite these, results are a particular case and cannot be generalized to other machine designs; as they depend on geometrical and electrical parameters, a similar behavior is generally expected, and the previous discussion can be used to measure saturation impact on carrier-based sensorless techniques.

To corroborate the FEA, the saturation effects have been also experimentally measured. The experimental setup has been modified by changing the magnetic bearing electrical connection, as shown in Fig. 10. The proposed circuit uses two inverter legs to drive a coil, in the form of an H-bridge connection. The circulating current in this coil and the induced voltages in the two remaining open coils are measured using a current probe and isolated differential voltage probes, respectively, as shown in Fig. 10. A continuous current level is imposed on the active coil, and a high-frequency signal is superimposed on it. The continuous current changes the flux level on the three coils, and the induced inductance change is measured using the high-frequency signal. With the rotor held at a fixed position, any change in the high-frequency inductance can be associated with saturation effects. The developed procedure allows identifying the sources of saturation and their interference with the high-frequency currents. As any change in the high-frequency inductances will affect the high-frequency currents and, therefore, the position estimation, it will be necessary to measure the variation of the high-frequency model parameters produced by the fundamental current level.

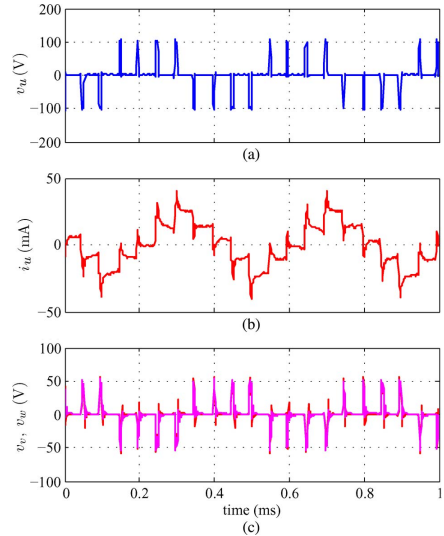


Fig. 11. Experimental results. [(a) and (b)] Applied voltage for the excited coil and circulating current at the u phase, respectively. (c) Induced voltages in coils v and w . $i_u = 0$ A, and $\omega_c = 2500$ Hz.

In order to measure the inductance values, the new electrical–magnetic circuit must be analyzed. The circuit in Fig. 10 can be described by

$$v_u = R_u i_u + L_{uu} \frac{di_u}{dt} \quad (13)$$

$$v_v = L_{uv} \frac{di_u}{dt} \quad (14)$$

$$v_w = L_{uw} \frac{di_u}{dt}. \quad (15)$$

Due to the fact that saturation effects affecting sensorless operation must be measured at the carrier frequency, expressions (13)–(15) can be simplified for a high-frequency rotating carrier signal in the steady state, i.e.,

$$v_u = z_u i_u, \text{ where } z_u = R_u + j\omega_c L_{uu} \quad (16)$$

$$v_v = z_{uv} i_u, \text{ where } z_{uv} = j\omega_c L_{uv} \quad (17)$$

$$v_w = z_{uw} i_u, \text{ where } z_{uw} = j\omega_c L_{uw}. \quad (18)$$

By using those expressions, the inductance values can be obtained by measuring the voltages at each coil and the current of the excited coil. Experimental results for testing the proposed method are shown in Fig. 11. Fig. 11(a) and (b) shows the applied voltage and the circulating current at the u phase, respectively, and Fig. 11(c) depicts the voltage response in the opened coils at phases v and w . The measured inductances, obtained after repeating the experiments for different levels of fundamental current, are shown in Fig. 12. The previous results showing the influence of saturation-induced saliencies and its

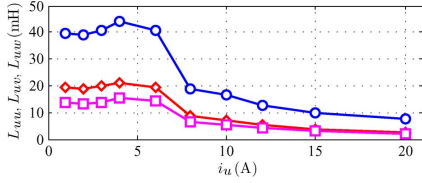


Fig. 12. Experimental measurement of high-frequency inductance values for different levels of fundamental current at the u phase (i_u). Inductances measured using expressions (16)–(18). The rotor is kept at the same position. $V_{\text{hf}} = 10$ V, and $\omega_c = 2500$ Hz.

impact in the sensorless operation make clear the necessity of a decoupling mechanism.

C. Decoupling of Saturation Effects

Induced saliencies are commonly decoupled in sensorless control of ac machines using a look-up table [19], spatial profiling [20], or neural-network techniques [21]. Using the measurement process proposed before, a look-up table using the information shown in Fig. 9 can be built. The information is incorporated in expression (12). This allows decoupling saturation effects. It must be recalled that, although saturation-induced saliencies will depend on the rotor position, it would be only necessary to analyze the saturation behavior with the rotor in the stator center if a control strategy based on disturbance rejection is used, instead of the reference tracking approach [13].

V. HIGH-FREQUENCY LEAKAGE INDUCTANCE

As it was stated, both main fundamental and high-frequency fluxes have been assumed to be completely mutual, making the leakage flux almost negligible. This has been also reported in [18] and by the FEA in [13]. However, that extent has not been experimentally verified in our experimental setup. For this reason, the following experiments have been carried out. Using the configuration shown in Fig. 10 and removing the rotor, the high-frequency induced flux in the open coils has been inferred by measuring the induced voltage. The applied and induced voltages for three different carrier frequencies are shown in Fig. 13. It is well known that measuring voltages injected by an inverter could lead to measurement errors due to noise coupling in the voltages probes. In order to decouple possible noise influence in the voltage measurement, induced currents have been also measured by short circuiting the coils of v and w phases. This is shown in Fig. 14. From these two experiments, it is clear that a noticeable amount of high-frequency flux is closing the air gap between the coils, even with the rotor removed, inducing high-frequency voltages/currents in the open/short-circuited coils. This result indicates that the leakage flux can potentially affect the high-frequency flux path when the rotor is present. Therefore, the assumption that all the high-frequency flux is following a main-flux path is not completely accurate. In order to measure possible saturation effects or/and other effects created by the fundamental current, inductance values for different levels of fundamental current have been also

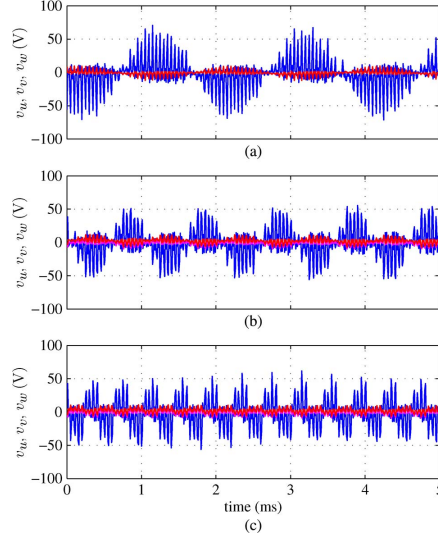


Fig. 13. Experimental measurement of the leakage transient voltage. The experiment has been done by removing the rotor and measuring the induced voltages in the two coils that are not driving current. The excited coil is at the u phase.

measured, as shown in Fig. 15. From this experiment, it can be concluded that the flux is neither saturating the increased air gap nor affecting the coil effective area and, thus, there is no influence on the inductances values.

Previous experiments with the rotor removed allow determining that the existing reluctance for the leakage-flux path, the inductance value of which is about 10% of the main-flux path inductance (see Figs. 12 and 15), can affect the flux distribution. That reluctance, parallel connected with the rotor reluctance once the rotor is present, can potentially have an impact on the magnetic circuit. If an ideal main-flux distribution exist in the circuit shown in Fig. 10, i.e., (13)–(15), the high-frequency flux created at coil u should be equally shared between coils v and w ($\lambda_{\text{hf}}^u = \lambda_{\text{hf}}^v + \lambda_{\text{hf}}^w$). By defining u_L as (19), in the case where there is no leakage flux, u_L will be equal to zero, i.e.,

$$u_L = v_u - R_u i_u + v_v + v_w. \quad (19)$$

However, if the leakage flux exits to some extent, i.e., $\lambda_{\text{hf}}^u \neq \lambda_{\text{hf}}^v + \lambda_{\text{hf}}^w$, u_L will no longer be zero, and its value will depend on the level of leakage flux. The induced voltages, measured at three different carrier frequencies, are shown in Fig. 16. As clearly shown, there are induced voltages in the open coils. Restricting the analysis to the carrier-signal frequency, the experimental results evaluating expression (19) are shown in Fig. 17. This results has been obtained by adding the high-frequency voltage components of the injected high-frequency signal at different carrier frequencies in phases u , v , and w and after decoupling the contribution of the resistance term $R_u i_u$

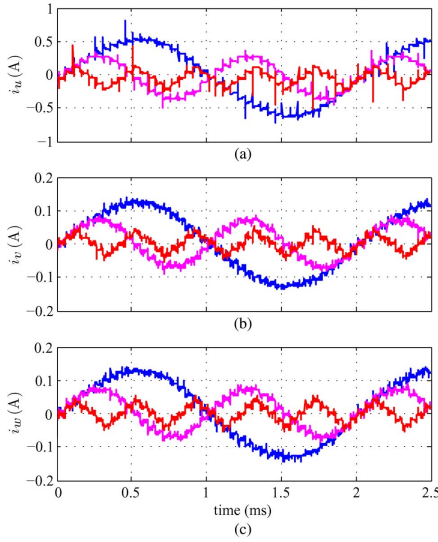


Fig. 14. Experimental measurement of the leakage transient current. The experiment has been done by removing the rotor and measuring the induced currents in the two short-circuited coils that are not connected to the inverter. The excited coil is at the u phase. [(a), (b), and (c)] Currents at the u , v , and w phases, respectively.

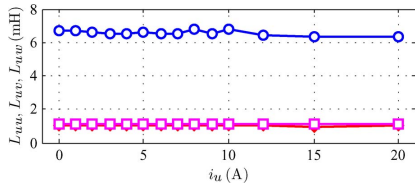


Fig. 15. Experimental measurement of the mutual transient inductance for different levels of fundamental current at the u phase (i_u) when the rotor is removed. Inductances measured using expressions (16)–(18). The experiment has been done by measuring the circulating current at phase u and the induced voltages in the two coils that are not driving current. $V_{ht} = 10$ V, and $\omega_c = 2500$ Hz.

at phase u . This experiment demonstrates that the leakage flux exits, being a noticeable value when compared with the main flux. From Fig. 17, the dependence of the leakage flux on the carrier frequency is clearly perceived. As expected, the leakage flux increases at higher frequencies.

The presence of high-frequency leakage flux and its effects on sensorless displacement estimation require measuring its dependence on the rotor position. For this reason, the modulation of the leakage voltage with the rotor position has been also measured by manually positioning the rotor at three different positions along the x -axis. Position -1 accounts for maximum g_u , 0 for centered rotor, and 1 for minimum g_u . Results at three different carrier frequencies are shown in Figs. 18 and 19 for absolute values and normalized values with respect to the

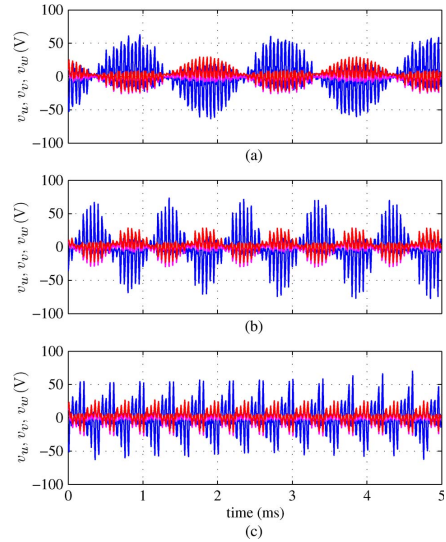


Fig. 16. Experimental measurement of the leakage transient inductance. The experiment has been done by measuring the induced voltages in the two coils that are not connected to the inverter. The excited coil is at the u phase. Three different carrier frequencies are used, i.e., $\omega_c = 500$, $\omega_c = 1000$, and $\omega_c = 2500$ Hz.

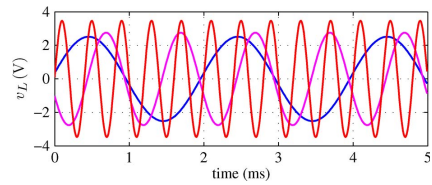


Fig. 17. Experimental measurement of the leakage transient voltage. The experiment has been done by measuring the induced voltages in the two coils that are not connected to the inverter at the carrier frequencies. Only the main high-frequency component is shown. The excited coil is at the u phase. Three different carrier frequencies are used, i.e., $\omega_c = 500$, $\omega_c = 1000$, and $\omega_c = 2500$ Hz.

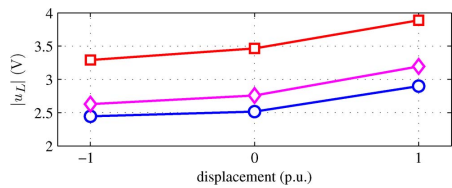


Fig. 18. Experimental measurement of the position modulation of the leakage transient voltage. The experiment has been done by measuring the induced voltages in the two coils that are not connected to the inverter at the carrier frequencies. The excited coil is at the u phase. Three different carrier frequencies are used, i.e., (o) $\omega_c = 500$, (\diamond) $\omega_c = 1000$, and (\square) $\omega_c = 2500$ Hz.

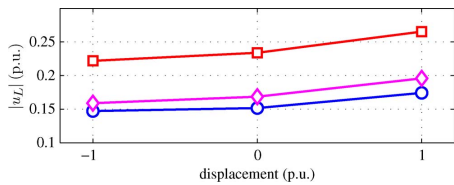


Fig. 19. Experimental measurement of the position modulation of the leakage transient voltage. Results are normalized with respect to the injected carrier voltage magnitude. The experiment has been done by measuring the induced voltages in the two coils that are not connected to the inverter at the carrier frequencies. The excited coil is at the u phase. Three different carrier frequencies are used, i.e., (\circ) $\omega_c = 500$, (\diamond) $\omega_c = 1000$, and (\square) $\omega_c = 2500$ Hz.

injected voltage to decouple any dependence on the injected voltage. Results indicate that the leakage flux is affected by the rotor position and, thus, it should be considered in an extended high frequency model of the magnetic bearing.

To be consistent with the experimental results, a simple mathematical model to capture the transient leakage inductance is proposed here. The position modulation seen on the leakage flux is assumed to be only affected by the air gap at the coil creating it. Therefore, the leakage-flux inductance matrix terms outside the diagonal are zero, and the diagonal terms are proportional to $1/g_i$, where i is the excited coil. The proposed model is given by

$$\mathbf{L}_{uvw} = K_{\text{leakage}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{g_u} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{g_v} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{g_w} \end{bmatrix} \quad (20)$$

where $K_{\text{leakage}} = f(N, \mu_0, A_{\text{leakage}})$ and A_{leakage} is the area crossed by the leakage flux.

Transforming (20) to dqs coordinates and applying (5) to the high-frequency flux allow obtaining the high-frequency carrier current induced by the leakage flux i_{dqshfL}^s as (21), which have the same form as the current induced by the main flux, i.e.,

$$\begin{aligned} i_{dqshfL}^s &= \mathbf{L}_{xy}^{-1} \frac{u_L}{\omega_c} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix} \\ &= \frac{u_L}{\omega_c K_{\text{leakage}}} \begin{bmatrix} g_0 - x/2 & y/2 \\ y/2 & g_0 + x/2 \end{bmatrix} \\ &\quad \times \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (21)$$

Finally, in order to compensate for the high-frequency leakage-flux contribution, the leakage-flux high-frequency current i_{dqshfL}^s must be subtracted from the total high-frequency current i_{dqshf}^s , leading to expression (22), where i_{dqshfC}^s is the compensated high-frequency current, i.e.,

$$i_{dqshfC}^s = i_{dqshf}^s - i_{dqshfL}^s. \quad (22)$$

It must be noted that, due to the fact that the expressions for the main-flux high-frequency current and the leakage-flux high-frequency current [see (6) and (22), respectively] have the same form, the errors in the rotor displacement estimation will consist in an offset. This is shown in Fig. 20. As predicted in

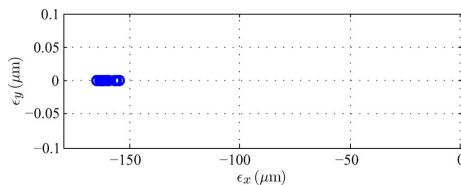


Fig. 20. Experimental results. Position estimation error induced by the leakage flux. The position error has been calculated from the leakage inductances values shown in Fig. 15.

the discussion, estimation errors are mostly an offset, barely affected by the fundamental current level.

VI. CONCLUSION

This paper has studied the impact of the current command selection, saturation effects, and leakage flux on the estimation of the rotor shaft displacement in three-phase magnetic bearings using a high-frequency carrier-signal voltage. Analytical derivations of a model including these effects have been presented. FEA and experimental results have been used to corroborate the analytical model. A detailed explanation for the measurement of saturation effects has been given. The proposed procedure allows quantifying the impact of saturation-induced saliencies on carrier-based sensorless techniques. The selection of current command following a minimum phase distortion strategy that allows greatly reducing the fundamental current transients effects on the estimation signal has been presented. The presence of leakage flux has been studied, and its carrier frequency dependence, as well as the rotor position modulation, has been measured. The importance of the leakage flux in sensorless position estimation, generally neglected in the literature, has been discussed, and a modified high-frequency model including it has been proposed.

REFERENCES

- [1] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto, and D. G. Dorrell, *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier, 2005.
- [2] T. Tera, Y. Yamauchi, A. Chiba, T. Fukao, and M. Rahman, "Performances of bearingless and sensorless induction motor drive based on mutual inductances and rotor displacements estimation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 187–194, Feb. 2006.
- [3] H. Nian, Y. He, L. Huang, and H. Ying, "Sensorless operation of an inset pm bearingless motor implemented by the combination approach of mras and hf signal injection," in *Proc. 6th WCICA*, Jun. 21–23, 2006, vol. 2, pp. 8163–8167.
- [4] H. Nian, Y. He, D. Chen, and L. Huang, "Self-sensing of the rotor position and displacement for an inset permanent magnet type bearingless motor," in *Proc. ICEMS*, Oct. 2007, pp. 1508–1512.
- [5] J.-S. Yim, J.-H. Kim, S.-K. Sul, H.-J. Ahn, and D.-C. Han, "Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection method," in *Proc. 18th Annu. IEEE APEC*, Feb. 9–13, 2003, vol. 1, pp. 83–88.
- [6] J.-S. Yim, S.-K. Sul, H.-J. Ahn, and D.-C. Han, "Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection with digital signal processing," in *Proc. 19th IEEE APEC*, 2004, vol. 2, pp. 1351–1354.
- [7] M. Hofer and M. Schrödl, "Test bench for three phase permanent magnet biased radial ambs with a sensorless control strategy based on INFORM method," in *Proc. 11th Int. Symp. Magn. Bearings*, Aug. 2008, p. 832.

[8] K. Matsuda, S. Kijimoto, and Y. Kanemitsu, "Self-sensing three-pole magnetic bearing using a Kalman filter," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, pt. 2, no. 5, pp. 1590–1594, Oct. 2006.

[9] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pp. 240–247, Mar./Apr. 1995.

[10] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method," in *Proc. Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, San Diego, CA, 1996, pp. 270–277.

[11] J.-I. Ha and S.-K. Sul, "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, pp. 45–51, Jan./Feb. 1999.

[12] F. Briz, M. W. Degner, P. García, and R. D. Lorenz, "Comparison of saliency-based sensorless control techniques for AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 4, pp. 1107–1115, Jul./Aug. 2004.

[13] P. García, J. M. Guerrero, F. Briz, and D. Reigosa, "Sensorless control of three-pole active magnetic bearings using saliency-tracking based methods," in *Proc. IEEE ECCE*, San José, CA, Sep. 2009, pp. 3984–3991.

[14] S.-L. Chen, S.-H. Chen, and S.-T. Yan, "Experimental validation of a current-controlled three-pole magnetic rotor-bearing system," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 1, pp. 99–112, Jan. 2005.

[15] F. Briz, A. Diez, and M. Degner (2000, Oct.). Dynamic operation of carrier-signal-injection-based sensorless direct field-oriented AC drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.* [Online], 36(5), pp. 1360–1368. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/login.jsp?url=http://ieeexplore.ieee.org>

[16] P. García, J. M. Guerrero, I. El-Sayed, F. Briz, and D. Reigosa, "Carrier signal injection alternatives for sensorless control of active magnetic bearings," in *Proc. SLED*, Padova, Italy, Jul. 2010, pp. 78–85.

[17] M. Antila, "Electromechanical properties of radial active magnetic bearings," Ph.D. dissertation, Helsinki Univ. Technol., Espoo, Finland, Nov., 1998.

[18] M. D. Noh and E. H. Maslen, "Self-sensing magnetic bearings driven by a switching power amplifier," Univ. Virginia, Charlottesville, VA, Jan. 1996.

[19] F. Briz, M. W. Degner, P. García, and J. M. Guerrero, "Rotor position estimation of AC machines using the zero-sequence carrier-signal voltage," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 6, pp. 1637–1646, Nov./Dec. 2005.

[20] N. Teske, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, "Suppression of saturation saliency effects for the sensorless position control of induction motor drives under loaded conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1142–1150, Oct. 2000.

[21] P. García, F. Briz, D. Raca, and R. D. Lorenz, "Saliency-tracking-based sensorless control of ac machines using structured neural networks," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 1, pp. 77–86, Jan./Feb. 2007.



Pablo García (S'01–A'06–M'09) received the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering and control from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2001 and 2006, respectively.

In 2004, he was a Visitor Scholar with Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium, University of Madison-Wisconsin, Madison. He is currently an Associate Professor with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo. His research interest includes alternating-current (ac) drives, sensorless control, ac machines diagnostics, magnetic bearings and signal processing.

Dr. García was a recipient of a fellowship of the Personnel Research Training Program funded by the Spanish Ministry of Education from 2002 to 2006. He was also a recipient of the 2005 IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS Third Place Prize Paper Award and of two IEEE Industry Applications Society Conference prize paper awards in 2006 and 2010, respectively.



Juan M. Guerrero (S'00–A'01–M'04) received the M.E. degree in industrial engineering and the Ph.D. degree in electrical and electronic engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 1998 and 2003, respectively.

Since 1999, he has been occupying different teaching and research positions with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo, where he is currently a Professor. From February to October 2002, he was a Visiting Scholar with the University of Wisconsin, Madison. From June to December 2007, he was a Visiting Professor with Tennessee Technological University, Cookeville. His research interests include parallel-connected motors fed by one inverter, sensorless control of induction motors, control systems, and digital signal processing.

Dr. Guerrero was a recipient of the Special Honorary Mention award from the College of Industrial Engineers of Asturias and León, Spain, for his M.E. thesis in 1999, the IEEE Industry Applications Society Conference First Prize Paper Award in 2003, and the University of Oviedo Outstanding Ph.D. Thesis Award in 2004.



Islam El-Sayed Mahmoud was born in Zagazig, Egypt, in 1984. He received the B.Sc. degree in electrical engineering from Zagazig University, Zagazig, in 2006. He has been working toward the Ph.D. degree in the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo, Gijón, Spain, since 2008.

From 2006 to 2008, he was a Firmware Developer with the Modern Technology Supply and Engineering Company, Cairo, Egypt. From 2007 to 2008, he was a Database Developer with the management information system in Zagazig University. His ongoing research is on sensorless control of active magnetic bearings.



Fernando Briz (A'96–M'99–SM'06) received the M.S. and Ph.D. degrees from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 1990 and 1996, respectively.

From June 1996 to March 1997, he was a Visiting Researcher with the University of Wisconsin, Madison. He is currently an Associate Professor with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo. His topics of interest include control systems, power converters and alternating-current (ac) drives, sensorless control of ac drives, magnetic levitation, diagnostics, and digital signal processing.

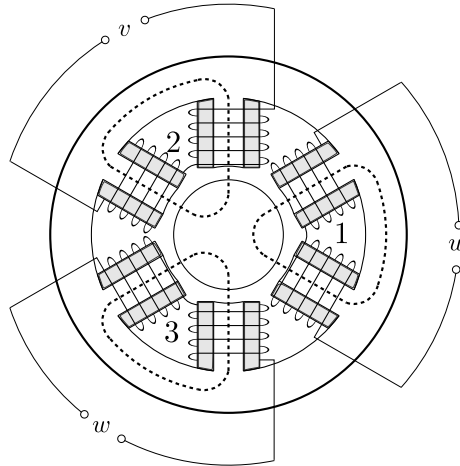
Dr. Briz was a recipient of the 2005 IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS Third Place Prize Paper Award and of four IEEE Industry Applications Society Conference prize paper awards in 1997, 2003, 2007 and 2009, respectively.



David Díaz Reigosa (S'03–M'07) was born in Spain 1979. He received the M.E. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2003 and 2007, respectively.

In 2007, he was a Visitor Scholar with Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium, University of Wisconsin, Madison. He is currently an Associated Professor with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo. His research interests include sensorless control of induction motors, permanent-magnet synchronous motors, and digital signal processing.

Dr. Reigosa was a recipient of a fellowship of the Personnel Research Training Program funded by Regional Ministry of Education and Science of the Principality of Asturias. He is also a recipient of the IEEE Industry Applications Society Conference prize award in 2007.



The development of technology to serve human life is never finished. Industrial applications are developed to have accepted performance with the development of life. In most of industrial applications, there are lot of energy losses because of the friction between fixed and moving parts using conventional bearings. This friction limits the speed and the precision, and requires periodic lubrication. However, high speed and high precision are fundamental requirements in many applications. These requirements and the need to reduce contaminants, encourage researchers to investigate the use of Active Magnetic Bearings as an alternative solution.

El desarrollo de la tecnología al servicio del ser humano nunca se termina. Se desarrollan aplicaciones industriales compatibles con la sostenibilidad de nuestro entorno. En muchas aplicaciones industriales, se pierde energía debido a la fricción entre las partes fijas y las móviles, cuya unión se realiza mediante cojinetes convencionales. Esta fricción limita la velocidad y la precisión del movimiento relativo, además de precisar de lubricación periódica. Sin embargo, alta velocidad y alta precisión son requisitos fundamentales en muchas de las aplicaciones. Estos requisitos, además de la necesidad de reducir los contaminantes, han llevado a la búsqueda de alternativas. Los sistemas basados en el uso de cojinetes magnéticos cumplen estos requisitos.