



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA - CONTROL

CONTROL NO LINEAL BASADO EN PASIVIDAD PARA ALTO
DESEMPEÑO EN MOTORES DE INDUCCIÓN

T E S I S
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
DOCTOR EN INGENIERÍA

P R E S E N T A:
M.I. HOOVER MUJICA ORTEGA

T U T O R P R I N C I P A L
DR. GERARDO RENÉ ESPINOSA PÉREZ
Facultad de Ingeniería

C O M I T É T U T O R
DR. MARCO ANTONIO ARTEAGA PÉREZ
Instituto de Ingeniería
DR. JAIME ALBERTO MORENO PÉREZ
Facultad de Ingeniería

MÉXICO, CdMx, DICIEMBRE 2016



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: DR. MARCO ANTONIO ARTEAGA PÉREZ
Secretario: DR. JAIME ALBERTO MORENO PÉREZ
Vocal: DR. GERARDO RENÉ ESPINOSA PÉREZ
1^{er} Suplente: DR. RICARDO ÁLVAREZ SALAS
2^{do} Suplente: DR. SINUHÉ IMURIS BENÍTEZ ESCOBAR

Ciudad Universitaria, Posgrado en Ingeniería, Laboratorio de Control.
Ciudad de México.

Tutor de tesis:

DR. GERARDO RENÉ ESPINOSA PÉREZ

Agradecimientos

A la Universidad Nacional Autónoma de México por brindarme la oportunidad de formar parte de su comunidad.

A mi asesor de tesis, el Dr. Gerardo Espinosa, por el apoyo mostrado en todo momento, los siempre oportunos gestos de amistad brindados y la confianza depositada en mí.

A los Profesores e Investigadores del colegio de control de la UNAM, por compartir sus conocimientos, amistad y enseñanzas.

A todos los que trabajan en el laboratorio de control, colaboradores de servicio social, alumnos, amigos y a todos con los que compartí buenos momentos durante estos últimos cuatro años.

A la empresa Rockwell Automation por facilitarnos las herramientas y equipos necesarios para realizar los experimentos, en particular al Dr. Sinuhé Benítez, Xavier Riveroll y Paulino Mejía.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo y la beca nacional para estudios de posgrado que me otorgó.

Al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) por el apoyo a través del proyecto IN116516

Dedico este trabajo,

A mis padres Ángel y Luz, por el apoyo incondicional que siempre me han brindado, por sus enseñanzas, consejos y por ser para mí un ejemplo de vida.

A mis suegros Santos y Haydeé por su cariño y apoyo mostrado en todo momento.

A mis hermanos Angel y Brigitte, que siempre están conmigo y comparten mis alegrías.

A mi hermano Erick que, aunque ya no está con nosotros físicamente, está siempre en mi corazón.

A Fabianita mi hija, por ser la fuerza que me impulsa a seguir adelante y me motiva a ser cada vez mejor.

A Carlita mi esposa, por todo su amor, amistad y entrega, por compartir conmigo todos los momentos de mi vida, por su paciencia y apoyo incondicional.

Resumen

En los últimos años, se han hecho importantes contribuciones al diseño y construcción de convertidores de potencia, motores de inducción, sensores y otros dispositivos necesarios para el control de movimiento. Sin embargo, las estrategias de control llevan un rezago de al menos cuarenta años.

En esta tesis se propone una estrategia de control no lineal para motores de inducción que garantiza que el seguimiento de velocidad y norma de flujos magnéticos de rotor se alcanza de manera global y asintóticamente estable. Este esquema se diseña tomando en cuenta la dinámica eléctrica y mecánica del motor de inducción simultáneamente. Además, se diseñan dos sub-sistemas dinámicos necesarios para la implementación de la estrategia de control. El primero se encarga de estimar la velocidad y aceleración a partir de la posición medida, así como también de generar los perfiles de velocidad, aceleración y derivada de aceleración deseados. El segundo sub-sistema establece una política de elección de norma de flujos magnéticos de rotor deseados, con la cual es posible reducir las pérdidas de potencia eléctrica, incrementar el par generado o seguir alguna trayectoria deseada. Adicionalmente, se realiza una comparación del esquema de control propuesto con una solución de control comercial y se muestra experimentalmente que el esquema completo, que incluye a los dos sub-sistemas, alcanza alto desempeño y tiene un uso eficiente de energía.

Índice general

Índice de figuras	VII
Índice de tablas	IX
1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Antecedentes	2
1.3. Formulación del problema	5
1.4. Contribuciones	5
1.5. Estructura de la tesis	7
2. Motor de inducción trifásico	9
2.1. Modelo matemático del motor de inducción	9
2.2. Relación entre flujos magnéticos de rotor y par electromagnético	11
3. Propuesta de control para motores de inducción	13
3.1. PBC-IM - Clásico	14
3.1.1. Formulación del problema de control	14
3.1.2. Descripción de la estrategia de control	15
3.1.3. Propiedades de estabilidad del PBC-IM clásico	17
3.1.4. Evaluación experimental del PBC-IM clásico	18
3.2. PBC-IM - Alto desempeño	21
3.2.1. Formulación del problema de control	21
3.2.2. Descripción de la estrategia de control	23
3.2.3. Análisis de estabilidad del PBC-IM para alto desempeño	25
3.2.4. Evaluación experimental del PBC-IM para alto desempeño	27
3.2.4.1. Resultados en simulación numérica	28
3.2.4.2. Resultados en plataforma experimental	29
3.2.5. Comparación del PBC-IM con soluciones industriales	29
3.2.5.1. Experimento N°1 - Perfil trapezoidal	32
3.2.5.2. Experimento N°2 - Perfil sinusoidal	34
3.3. Discusión	36

4. Estimador de velocidad, aceleración y generador de perfiles deseados	39
4.1. Estimador-Diferenciador “sucio” de tercer orden compensado	40
4.2. Comparación de desempeño del estimador propuesto	41
4.2.1. Diferenciador basado en observador de alta ganancia	41
4.2.2. Diferenciador de Levant óptimo recursivo	41
4.3. Condiciones de evaluación y comparación de diferenciadores numéricos . .	42
4.4. Evaluación del PBC-IM con estimadores de velocidad y aceleración	43
4.5. Discusión	49
5. Política de elección de norma de flujos magnéticos de rotor	51
5.1. Pérdidas de potencia en el MI	51
5.2. EcoFlux - Reducción de pérdidas de potencia	53
5.3. MaxFlux - Incremento de par electromagnético	55
5.4. AnyFlux - Perfil de norma de flujos magnéticos externo	55
5.5. Evaluación numérica	55
5.5.1. Experimento 1 - Validación de reducción de consumo	55
5.5.2. Experimento 2 - Comparación de flujos nominales y EcoFlux	57
5.5.3. Experimento 3 - Validación en condiciones que exceden los valores nominales de par de carga	59
5.5.4. Experimento 4 - Validación MaxFlux - Incremento de par electro- magnético	62
5.6. Discusión	64
6. Conclusiones	67
Apéndices	69
A. Plataforma experimental	69
Referencias	75

Índice de figuras

3.1. Descomposición del MI en dos subsistemas pasivos	17
3.2. Perfil de seguimiento de velocidad	20
3.3. Resultados en simulación numérica	21
3.4. Esquema de control propuesto para la obtención de alto desempeño	22
3.5. Resultados en simulación numérica	28
3.6. Resultados en la plataforma experimental	30
3.7. Esquema de control FOC - PowerFlex 700S	31
3.8. Plataforma de captura de señales provenientes del PowerFlex 700S	31
3.9. Experimento N°1 - dSPACE-ControlDesk - Medición de corrientes y velocidad	32
3.10. Experimento N°1 - dSPACE-ControlDesk - Error de corrientes y velocidad	33
3.11. Experimento N°1 - Comparación de resultados - PowerFlex 700S y PBC-IM	33
3.12. Experimento N°2 - dSPACE-ControlDesk - Medición de corrientes y velocidad	34
3.13. Experimento N°2 - dSPACE-ControlDesk - Error de corrientes y velocidad	34
3.14. Experimento N°2 - Comparación de resultados - PowerFlex 700S y PBC-IM	35
3.15. Esquema de PBC-IM completo para la obtención de alto desempeño	37
4.1. Condiciones de evaluación del PBC	42
4.2. Comparación del error de velocidad (métrica)	44
4.3. Comparación del error de velocidad	45
4.4. Comparación de error de corriente de estator	46
4.5. Comparación de seguimiento de norma de flujos	47
4.6. Comparación del error de aceleración	48
4.7. Comparación de la acción de control	48
4.8. Comparación de estimador de par de carga	49
5.1. Experimento 1 - Referencias de normas de flujo de rotor.	56
5.2. Experimento 1 - Potencia eléctrica, mecánica y pérdidas de potencia.	56
5.3. Experimento 2 - Perfiles de norma de flujos de rotor	57
5.4. Experimento 2 - Seguimiento de velocidad angular de ambos escenarios	58
5.5. Experimento 2 - Comparación de norma de voltajes de estator	58
5.6. Experimento 2 - Comparación de norma de corrientes de estator	59

5.7. Experimento 2 - Comparación de pérdidas de potencia	59
5.8. Experimento 3 - Perfil de velocidad de rotor	60
5.9. Experimento 3 - Par de carga aplicado	60
5.10. Experimento 3 - Comparación de norma de flujos magnéticos	61
5.11. Experimento 3 - Voltajes de estator en ambas fases	61
5.12. Experimento 3 - Corrientes de estator en ambas fases	62
5.13. Experimento 3 - Potencias instantáneas	62
5.14. Experimento 4 - Comparación de norma de flujos magnéticos	63
5.15. Experimento 4 - Voltajes de estator en ambas fases	63
5.16. Experimento 4 - Corrientes de estator en ambas fases	64
5.17. Experimento 4 - Potencias instantáneas	64
A.1. Diagrama de bloques de la plataforma experimental	69
A.2. Plataforma experimental del motor de inducción	70
A.3. Curvas de desempeño típico del motor de inducción	71
A.4. Diagrama esquemático de la etapa de medición de corrientes	72
A.5. Diagrama esquemático de activación freno de partículas de polvo magnético	73
A.6. Diagrama esquemático de las fuentes de alimentación aisladas	73
A.7. Diseño de la tarjeta de acondicionamiento de señales	74
A.8. Diseño de la tarjeta de sensores de corriente	74

Índice de tablas

3.1. Parámetros del motor de inducción de 1 HP	19
3.2. Condiciones de la comparación entre controladores	30
A.1. Características del motor de inducción trifásico ZDNM3581T	70
A.2. Datos de desempeño del motor proporcionados por el fabricante	71

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Desde hace varias décadas atrás, se sabe que más del 50 % de la energía producida en el mundo es consumida principalmente por motores, de los cuales el motor de inducción (MI) es uno de los más utilizados debido a su relativo bajo costo, alto nivel de confiabilidad y robustez [Uddin y Nam, 2008].

En la actualidad, existe un renovado y creciente interés por mejorar las prestaciones y el desempeño de los MI, debido principalmente a que están siendo empleados en aplicaciones de alto desempeño como son los robots y vehículos eléctricos [Biswas, *et al.*, 2012]. Como prueba de ello, la empresa que fabrica vehículos eléctricos deportivos Tesla Motors, introdujo hace algunos años el modelo Roadster incorporando un MI [Biswas, *et al.*, 2012] y recientemente lanzó el *model S* que cuenta con un MI de tres fases, cuatro polos y 290 kW.

Paralelamente, los fabricantes de motores han dedicado grandes esfuerzos buscando perfeccionar los materiales, el diseño y la técnica de construcción de los MI tratando de mejorar su eficiencia [Peters, *et al.*, 2007]. Recientemente, los últimos desarrollos han demostrado que los rotores fabricados con cobre fundido a presión pueden aumentar la eficiencia de un motor de inducción en un 2.1 % [Malinowski, *et al.*, 2004]. Sin embargo, la eficiencia en un MI sigue dependiendo en gran medida de la estrategia de control, en especial cuando opera con cargas ligeras debido al desequilibrio que existe entre pérdidas de cobre y núcleo. Por lo tanto, la selección del nivel de flujo magnético apropiado es muy importante para asegurar que el MI funcione, en cualquier rango de operación, con la máxima eficiencia [Uddin y Nam, 2008].

En tal sentido, los sistemas de control de MI para alto desempeño representan un tópico de interés en la comunidad de ingeniería aplicada, debido a que las nuevas aplicaciones en las que este tipo de máquina rotatoria está involucrada, exigen alcanzar alto desempeño dinámico y la reducción del consumo de energía. Bajo el contexto actual, en esta tesis se entiende como alto desempeño a la capacidad que debe tener la estrategia de control para realizar seguimiento de trayectorias de velocidad y norma de flujos magnéticos de

rotor con perfiles que presentan grandes variaciones, evitando amplificar excesivamente el ruido, reduciendo pérdidas de potencia y siendo robusto ante perturbaciones de par de carga.

Existen diversas técnicas de control para MI, sin embargo el Control Basado en Pasividad para motores de inducción (PBC-IM por sus siglas en inglés) es considerado como una de las tendencias más importantes a nivel mundial. Se han realizado grandes esfuerzos para solucionar, mediante esta metodología, problemas industriales de máquinas rotatorias como son el ahorro de energía, maximización de par, mejora en la respuesta dinámica, incremento de la vida útil, etc. Sin embargo, los resultados alcanzados hasta ahora no han tenido la trascendencia que se esperaba en el ámbito industrial, principalmente por las dificultades que presenta para su implementación y puesta en marcha; debido a que el algoritmo original carece de herramientas adicionales que fortalezcan sus características y potencialidades. Resulta importante entonces, cubrir las nuevas necesidades de control de movimiento para MI desarrollando una solución global, viable y de alto rendimiento; que logre respuestas dinámicas rápidas, precisas, eficientes y altamente confiables (robusta) con una metodología clara y sistemática.

1.2. Antecedentes

El modelo dinámico del MI es un sistema no lineal, multivariable, sub-actuado y del cual solo se dispone de la medición parcial de los estados. Estas dificultades mencionadas no han sido un impedimento para el diseño de controladores no lineales para el MI. Así, actualmente la técnica de control más aceptada en el ámbito industrial es el Control por Campo Orientado (FOC por sus siglas en inglés) [Hasse, 1969] [Blaschke, 1972] [Böcker y Mathapati, 2007], debido por un lado, al buen desempeño que puede alcanzar¹ y, por otro lado, a que tiene una estructura de control basada en lazos proporcionales-integrativos ampliamente estudiada [Leonhard, 2001]. Sin embargo y a pesar del éxito alcanzado con este esquema, es bien reconocida la necesidad de mejorar aún más el desempeño [Böcker y Mathapati, 2007], lo que se traduce en la necesidad de desarrollar técnicas de control más sofisticadas [Kerkman, *et al.*, 1999] que demuestren su capacidad para emplear al MI en aplicaciones más demandantes.

En tal sentido, para el control de MI resulta atractivo el uso del PBC, debido a que es una metodología de diseño de controladores no lineales que parte de un enfoque energético, ya que explota las propiedades naturales de disipatividad de energía de los sistemas a controlar [Ortega y Espinosa, 1991], al proponer esquemas de control que generan estructuras en lazo cerrado a las que les corresponden funciones de energía almacenada y disipada moldeadas adecuadamente. Su concepción se basa en argumentos de la mecánica clásica

¹Estudio realizado por el equipo de investigación y desarrollo de Rockwell Automation (Allen-Bradley Standard Drives Business 6400 W. Enterprise Dr. Mequon, Wisconsin, USA)

y mejora las propiedades de robustez del sistema, evitando la presencia de singularidades derivadas del hecho de eliminar no linealidades [Nicklasson, *et al.*, 1997].

Desde esta perspectiva, en [Espinosa y Ortega, 1994] se propuso un algoritmo de control por retroalimentación de salida globalmente asintóticamente estable para seguimiento de velocidad y regulación de la norma de flujo de rotor cuya principal característica es que no requiere la medición de flujos de rotor, sin embargo exhibe una tasa de convergencia del error en velocidad determinada únicamente por el mecanismo natural de amortiguamiento. En [Ortega, *et al.*, 1995] se mejora el desempeño del transitorio introduciendo un filtro lineal en el error de velocidad, inyectando así amortiguamiento en el lazo de control. En [Espinosa-Pérez y Ortega, 1995] se extiende este resultado mostrando que las propiedades de este enfoque son independientes del marco de referencia en el que se representan las variables del sistema, sin embargo al emplear el modelo del motor como un solo conjunto, requiere medir variables eléctricas de rotor para su implementación.

Así mismo, el problema de seguimiento de par electromagnético y flujos magnéticos se resolvió en [Espinosa-Pérez, *et al.*, 1997] donde el diseño del controlador se desarrolla en 2 etapas, la primera define una dinámica en lazo cerrado compatible con el modelo matemático, los flujos de rotor deseados y el par electromagnético; en la segunda etapa, propone un controlador dinámico no lineal por retroalimentación de salida que garantiza un comportamiento asintótico. Recientemente, en [Mujica y Espinosa-Pérez, 2014] se presenta un análisis del PBC orientado principalmente a evaluar el desempeño que puede alcanzar un motor de inducción con perfiles de velocidad altamente variables. Específicamente, se evalúa la facilidad que ofrece el controlador para su implementación y los procedimientos para mejorar su respuesta dinámica, estos últimos obtenidos como resultado de un análisis causa-raíz.

Por otro lado, [Peresada, *et al.*, 2000] propuso el desarrollo de un controlador de orden completo basado en campo orientado indirecto (IFOC por sus siglas en inglés), el procedimiento de diseño toma el enfoque de pasividad para el seguimiento de velocidad y flujo en presencia de un par de carga desconocido, mostrando que el desacoplamiento asintótico de las dinámicas mecánicas y eléctricas es posible sin términos de inyección de amortiguamiento no lineal.

Sin embargo, a pesar de la madurez alcanzada en el diseño de esquemas de control para el MI, aún existen tópicos que son motivo de estudio, por ejemplo:

- La operación en regímenes de mayor eficiencia, para el seguimiento de velocidad y norma de flujo magnético de rotor, buscando establecer la mejor sintonización de los controladores. Asimismo, hay una tendencia a buscar esquemas de control para mejorar el desempeño dinámico [Kumar, *et al.*, 2015].
- La identificación de los parámetros del modelo es muy compleja si no se tienen disponibles las mediciones de todos los estados, por lo que sigue siendo un problema teórico abierto.

- La formulación de nuevos esquemas de control *sensorless* en los cuales se asegure el seguimiento de la velocidad angular y se estime el flujo de rotor en lazo cerrado sin el deterioro del desempeño dinámico, ya que frecuentemente este se estima en lazo abierto [Bensiali, *et al.*, 2015].

Ahora bien, para implementar estas estrategias de control, existe la necesidad de calcular la velocidad y en algunos casos la aceleración a partir de la posición medida. Esto conlleva a requerir la estimación de la derivada temporal de una señal contaminada con ruido, producto de la medición o cuantización. Este es un problema ampliamente estudiado en los últimos años [Belanger, 1992], [Kelly, *et al.*, 1993], [Chitour, 2002], [Ibrir y Diop, 2004], [Su, *et al.*, 2006], [Mboup, *et al.*, 2007] y [Listmann y Zhao, 2013] entre otros. Para resolverlo, se han propuesto diferentes soluciones fundamentadas principalmente en filtros lineales limitados en frecuencia, buscando así evitar la amplificación de ruido presente en la señal, sin embargo esta técnica genera desfase a la salida. Otras propuestas de solución recurren al uso de algoritmos que emplean altas ganancias, que como se sabe, propician la aparición del fenómeno de *peaking*. No obstante, con el objetivo de atenuar el ruido amplificado, reducen las altas ganancias degradando con esto la estimación de la derivada. En ese sentido, se han propuesto métodos óptimos para la elección de las ganancias como los propuestos en [Levant, 2003] para un diferenciador con efectos discontinuos [Levant, 1998] y también en [Vasiljevic y Khalil, 2008] para el observador de alta ganancias (HGO por sus siglas en inglés), logrando así un compromiso adecuando entre la obtención de la derivada temporal y la amplificación de ruido. Desafortunadamente y aunque en las diferentes contribuciones se pueden encontrar bosquejos de su estudio, en ninguna de ellas se aborda de manera precisa el problema de desempeño del controlador donde se considere únicamente a la posición como variable mecánica medible.

Por otro lado, un aspecto muy importante en la operación y control de MI que requiere atención es el consumo de energía. En este sentido, se sabe que las pérdidas de potencia en los MI están dadas por la diferencia de potencia eléctrica y mecánica. Dichas pérdidas, se producen en los conductores de cobre presentes en los devanados de estator, por el efecto de histéresis, la existencia de corrientes parásitas de estator, así como las pérdidas por fricción y rozamiento con el aire existente entre el estator y rotor [Chapman, 2012]. El diseño y construcción de los MI ha mejorado progresivamente, logrando que en velocidad nominal constante estas pérdidas sean pequeñas, sin embargo cuando se requiere seguir trayectorias de velocidad diferentes del valor nominal, dichas pérdidas se incrementan significativamente. Una forma de mitigar dichas pérdidas de potencia, puede conseguirse por medio de la selección adecuada de la norma del flujos magnéticos de rotor.

En este sentido, existen diversos trabajos como el presentado en [Vedagarbha, *et al.*, 1997], donde se diseña un controlador no lineal que logra seguimiento exponencial sin singularidades y mejora la eficiencia de la máquina. Asimismo, en [Bodson, *et al.*, 1995] presenta un

algoritmo para seleccionar la referencia de flujos de rotor del MI considerando límites máximos de voltaje y corriente a velocidad constante. Por otro lado, en [Kumar, *et al.*, 2015] se presenta un análisis de como mejorar el desempeño dinámico de los sistemas de control del MI para optimizar la eficiencia utilizando un control basado en modelo. Sin embargo, en todos estos trabajos reportados anteriormente, la estrategia de control no es capaz de realizar seguimiento de velocidad y norma de flujos magnéticos de rotor con grandes tasas de variación en el perfil deseado.

1.3. Formulación del problema

El problema abordado en este trabajo de tesis, se plantea como sigue:

Considere el modelo dinámico del MI trifásico representado en un plano bifásico ortogonal: Bajo la acción de un PBC-IM, establezca condiciones de implementación de tal manera que, alcanzando altos desempeños dinámicos permita el seguimiento simultaneo de velocidad y norma de flujos magnéticos de rotor. Asimismo, diseñe sistemas dinámicos para la obtención de las variables requeridas para la implementación del esquema de control y muestre experimentalmente que el esquema completo alcanza alto desempeño dinámico y un eficiente uso energético.

Esta formulación del problema está soportada sobre las siguientes hipótesis.

- El PBC es una metodología sistemática útil para resolver problemas de control en sistemas con estructura física.
- Los controladores basados en enfoques energéticos pueden establecer políticas eficientes de uso de energía para máquinas rotatorias si se complementan con métodos adecuados de elección de norma de flujos magnéticos de rotor.
- Las soluciones de control propuestas desde la perspectiva basada en pasividad tienen alto desempeño y pueden ser verificables experimentalmente.

1.4. Contribuciones

Las contribuciones de esta tesis involucran resultados de diseño de controladores no lineales, análisis de estabilidad, diseño de estimadores, elección de trayectorias que mejoran la eficiencia energética y evaluaciones experimentales. A continuación se describe cada una de ellas.

- Se modificó una ley de control basada en pasividad, que considera al modelo completo del MI sin requerir de la medición de flujos magnéticos de rotor, que logra el seguimiento de velocidad y norma de flujos magnéticos de rotor partiendo de la medición de corrientes de estator, velocidad y aceleración del rotor; con lo cual asegura que para ambos objetivos de control, el error de seguimiento sea un punto de equilibrio global y asintóticamente estable. Este resultado permitió una mejor selección de los términos de inyección de amortiguamiento, con lo cual se evita la amplificación excesiva de ruido en la ley de control.
- Como consecuencia del análisis de estabilidad del PBC-IM para alto desempeño, se propuso una modificación en la ecuación que describe a la dinámica de los flujos de rotor deseados, con lo cual no solo se simplifica el análisis de estabilidad, sino que además se logra reducir el error eléctrico significativamente, mejorando así el desempeño general del controlador evaluado la plataforma experimental.
- Se realizó una evaluación de desempeño del PBC-IM clásico por medio de la plataforma experimental, para lo cual se respetaron las consideraciones impuestas sobre los parámetros del controlador tomadas de la literatura [Espinosa-Pérez, *et al.*, 1996] y [Cecati y Rotondale, 1999], las cuales garantizan estabilidad asintótica. El resultado del experimento reveló que cuando se imponen comportamientos deseados que exigen cambios drásticos en el perfil de velocidad, se reduce significativamente el desempeño. Esto también ocurre cuando se opera al MI en velocidades cercanas a cero.
- Se realizó una comparación preliminar del desempeño obtenido por el controlador propuesto en esta tesis comparado con el variador de frecuencia comercial PowerFlex 700S, el cual implementa el FOC. El resultado mostró que el PBC-IM logra realizar un mejor seguimiento de velocidad y permite también hacer seguimiento de norma de flujos magnéticos de rotor, mientras que el PowerFlex 700S permite seguimiento de velocidad y únicamente regulación de norma de flujos magnéticos. Adicionalmente se pudo conjeturar que, el costo computacional requerido para implementar el PBC-IM es menor porque debe resolver un menor número de ecuaciones, mientras que el FOC, establece una sintonización no adecuada para todos los puntos de operación e incluye 2 reguladores PI, 4 compensadores *Lead Lag*, filtros de rechazo de bandas, compensadores de fricción e inercia, saturadores de señales, adaptadores de inercia, etc.
- Se propuso un esquema de estimación conformado por cinco ecuaciones diferenciales, que permite obtener la velocidad y aceleración a partir de la posición de rotor medida por un codificador incremental. Este esquema evita la excesiva amplificación de ruido y además permite obtener la primera y segunda derivada del perfil de velocidad

deseado. Estas dos últimas señales se emplean para compensar el desfase que induce el estimador.

- Se mostró experimentalmente, que el método de estimación propuesto en esta tesis permite obtener un mejor desempeño dinámico del conjunto estimador-PCB-IM en comparación con el HGO y el diferenciador de Levant.
- Se propuso una política de elección de la norma de flujos magnéticos de rotor para operar en conjunto con el PBC-IM, con los siguientes propósitos: reducir las pérdidas de potencia en los devanados de estator (EcoFlux), incrementar el par electromagnético generado (MaxFlux), imponer trayectorias en la norma de flujos magnéticos que correspondan a una señal externa (AnyFlux) y calcular la primera y segunda derivada de la señal de referencia obtenida. Los resultados muestran que implementando la política de reducción de pérdidas de potencia se mejora la eficiencia del MI en un 17.74 % para el perfil de velocidad y par de carga evaluados.
- Se diseñó y construyó la plataforma experimental para MI del Laboratorio de Control de la UNAM, misma que sirvió para verificar los resultados.

1.5. Estructura de la tesis

La presente tesis está organizada en seis capítulos y el contenido de cada uno de ellos se describe a continuación:

En el **Capítulo 2**, se presentan las consideraciones por las cuales se obtiene el modelo matemático del MI representado en un marco de referencia bifásico fijo al estator, el cual comprende cinco ecuaciones diferenciales no lineales. Se presentan también algunas propiedades del modelo que son utilizadas para la formulación de la estrategia de control así como los parámetros y características de la máquina en estudio.

El **Capítulo 3**, está dedicado a la formulación del PBC-IM para alto desempeño, se describen las suposiciones consideradas para el diseño del controlador así como también el análisis de estabilidad. Adicionalmente, se presentan resultados de la evaluación en simulación numérica y en la plataforma experimental donde se hace énfasis en el desempeño alcanzado para el seguimiento de velocidad y norma de flujos magnéticos de rotor. El capítulo termina con una comparación de la estrategia de control propuesto con soluciones industriales.

En el **Capítulo 4**, se presenta una propuesta de estimador de velocidad y aceleración que opera a partir de la medición de posición, que a la vez también genera los perfiles de velocidad, aceleración y derivada de aceleración deseados. Para ilustrar la efectividad

de este método, se presenta la comparación del estimador propuesto con el HGO y el diferenciador de Levant cuando se implementan en conjunto con el PBC-IM.

El **Capítulo 5**, describe las pérdidas de potencia que existen en la conversión de energía eléctrica a mecánica realizada por el MI. Se propone una política de elección de norma de flujos magnéticos de rotor, que permite: reducir las pérdidas, incrementar el par electromagnéticos, seguir una referencia externa y calcular la primera y segunda derivada de la norma de flujos magnéticos deseada. Al finalizar este capítulo se presenta, mediante cuatro experimentos, el desempeño alcanzado por el PBC-IM cuando se aplica dicha política.

Finalmente, en el **Capítulo 6** se presentan las conclusiones de la tesis y en el **Apéndice A** se describe a la plataforma experimental y los diagramas y diseños electrónicos desarrollados.

Capítulo 2

Motor de inducción trifásico

2.1. Modelo matemático del motor de inducción

Se considera el modelo del MI trifásico de múltiples pares de polos tipo jaula de ardilla, representado en un plano bifásico ortogonal equivalente por medio de la transformación Blondel-Park (BP) [Blondel, *et al.*, 1913], [Park, 1929]. Adicionalmente, se considera también que las fases son simétricas y además están distribuidas sinusoidalmente. La principal ventaja de este marco de referencia es que se evita la dependencia explícita de la posición del rotor, lo que simplifica en gran medida el análisis del sistema [Liu, *et al.*, 1989]. Esta representación es conocida también como modelo *ab* [Seely, 1962], [Meisel, 1984], modelo de Stanley [Krishnan, 2001] o modelo en el marco de referencia fijo al estator [Krause, *et al.*, 2002].

Por otro lado, se supone también que existe una relación lineal entre los flujos magnéticos y las corrientes, que la permeabilidad magnética en los núcleos laminados es infinita, despreciando los efectos en las ranuras, las pérdidas en el hierro y devanados. De la aplicación de la Ley de Gauss y la Ley de Ampere [Meisel, 1984] se tiene que

$$\begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_{sr} I_2 \\ L_{sr} I_2 & L_r I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

donde $\psi \triangleq [\psi_s^T, \psi_r^T]^T \in \mathbb{R}^4$ es el vector de encadenamientos de flujos, $I \triangleq [I_s^T, I_r^T]^T \in \mathbb{R}^4$ el vector de corrientes, $L_s, L_r, L_{sr} > 0$ son las inductancias en estator, rotor y mutua respectivamente y la matriz identidad $I_2 \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$.

A partir de la ecuación (2.1) es posible obtener una representación no lineal de la dinámica del MI empleando las corrientes de estator y los flujos del rotor como variables de estado eléctricas del sistema [Espinosa y Ortega, 1994]. Este modelo es conocido en la

literatura como el *modelo ab*, está dado por

$$\dot{I}_s = -\gamma I_s + \left(\frac{L_{sr}R_r}{\sigma L_r^2} \right) \psi_r - \left(\frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \right) \omega \mathcal{J} \psi_r + \frac{U_s}{\sigma} \quad (2.2a)$$

$$\dot{\psi}_r = - \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \psi_r + (n_p \omega \mathcal{J}) \psi_r + \left(\frac{R_r L_{sr}}{L_r} \right) I_s \quad (2.2b)$$

$$\dot{\omega} = \left(\frac{1}{J} \right) \underbrace{\frac{n_p L_{sr}}{L_r} I_s^T \mathcal{J} \psi_r}_{\tau_e} - \left(\frac{B}{J} \right) \omega - \frac{\tau_L}{J} \quad (2.2c)$$

donde τ_e es el par mecánico de origen eléctrico, ω la velocidad en el eje del motor, $R_s, R_r > 0$ las resistencias en estator y rotor respectivamente, n_p el número de par de polos, $J > 0$ el momento de inercia del rotor, $B \geq 0$ el coeficiente de amortiguamiento mecánico o fricción viscosa, τ_L el par de carga externo aplicado al eje del rotor y $U_s \in \mathbb{R}^2$ los voltajes de estator, $\bar{\sigma} = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r}$ el coeficiente de dispersión o coeficiente de Blondel con $\sigma = L_s \bar{\sigma}$, mientras que

$$\sigma = \left(L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r} \right), \quad \gamma = \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{\sigma L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma} \right), \quad \mathcal{J} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -\mathcal{J}^T.$$

Finalmente se representa al modelo (2.2) en forma matricial, como

$$\mathcal{D} \dot{x} + \mathcal{C}(x)x + \mathcal{R}x = \mathcal{Q} \quad (2.3)$$

donde el vector de estados $x \triangleq [I_s^T, \psi_r^T, \omega]^T \in \mathbb{R}^5$ está compuesto por las corrientes de estator $I_s \in \mathbb{R}^2$, los flujos magnéticos de rotor $\psi_r \in \mathbb{R}^2$ y la velocidad del rotor $\omega \in \mathbb{R}$, siendo

$$\mathcal{D} \triangleq \begin{bmatrix} \sigma L_r I_2 & 0 & 0 \\ 0 & I_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_r J \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\mathcal{C}(x) \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 & n_p L_{sr} \mathcal{J} \psi_r \\ 0 & -n_p \omega \mathcal{J} & 0 \\ -n_p L_{sr} \psi_r^T \mathcal{J}^T & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{R} \triangleq \begin{bmatrix} L_r \sigma \gamma I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & 0 \\ -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & \frac{R_r}{L_r} I_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_r B \end{bmatrix}, \quad \mathcal{Q} \triangleq \begin{bmatrix} L_r U_s \\ 0 \\ -L_r \tau_L \end{bmatrix}$$

Esta última representación del modelo matemático del MI permite explorar propiedades importantes para el diseño de estrategias de control como son: Las matrices \mathcal{D} y \mathcal{R} son simétricas, positivas definidas y bajo ciertas condiciones estrictamente positivas, mientras que la matriz \mathcal{C} es anti-simétrica, es decir $x^T \mathcal{C}(x)x = 0$, para mayor detalle de estas propiedades puede consultarse a [Ortega, *et al.*, 1998]. Los subíndices $(\cdot)_s$ y $(\cdot)_r$ son usados para denotar variables de estator y rotor respectivamente.

2.2. Relación entre flujos magnéticos de rotor y par electromagnético

La dinámica de los flujos magnéticos de rotor depende de la velocidad de la flecha del motor (ω) y las corrientes de estator (I_s) como se observa en la ecuación (2.2b), sin embargo es posible establecer una relación equivalente de la dinámica de los flujos magnéticos de rotor en términos de la velocidad de rotor (ω), el par electromagnético generado (τ_e), la norma euclidiana de flujos magnéticos de rotor (β) y la primera derivada de esta última ($\dot{\beta}$). El propósito de reescribir el comportamiento de los flujos magnéticos de rotor, es el de establecer un nexo explícito entre la dinámica eléctrica y mecánica mostradas en las ecuaciones (2.2a) y (2.2c) respectivamente. Por otro lado, la inclusión de la norma de flujos magnéticos y su derivada permite modificar, independientemente de la velocidad de rotor (ω) y par de carga (τ_L), la amplitud de los flujos magnéticos de rotor. Ambos objetivos son de interés al momento de desarrollar estrategias de control para el MI.

Para describir esta relación, considere que los flujos magnéticos de rotor, desde una perspectiva física, están dados por la expresión

$$\psi_r = \beta \begin{bmatrix} \cos(\rho) \\ \sin(\rho) \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

donde

$$\rho = \arctan\left(\frac{\psi_{r2}}{\psi_{r1}}\right) \quad (2.6)$$

corresponde a la posición angular y $\beta = \|\psi_r\| \triangleq \sqrt{\psi_{r1}^2 + \psi_{r2}^2} > 0$ es la norma euclideana variante en el tiempo del vector de flujos de rotor.

Para obtener la velocidad angular del vector de flujos de rotor, es necesario derivar la ecuación (2.6), por lo tanto

$$\dot{\rho} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\psi_{r2}}{\psi_{r1}}\right)^2} \frac{\dot{\psi}_{r2}\psi_{r1} - \dot{\psi}_{r1}\psi_{r2}}{\psi_{r1}^2} = \frac{1}{\beta^2} \dot{\psi}_r^T \mathcal{J} \psi_r = -\frac{1}{\beta^2} \psi_r^T \mathcal{J} \dot{\psi}_r. \quad (2.7)$$

Ahora bien, tomando del modelo matemático del MI la expresión de $\dot{\psi}_r$ descrita en la ecuación (2.2b) y aplicándola a (2.7), se tiene

$$\begin{aligned} \dot{\rho} &= -\frac{1}{\beta^2} \psi_r^T \mathcal{J} \left[-\frac{R_r}{L_r} \psi_r + n_p \omega \mathcal{J} \psi_r + \frac{R_r L_{sr}}{L_r} I_s \right] \\ &= n_p \omega - \frac{R_r L_{sr}}{L_r \beta^2} \psi_r^T \mathcal{J} I_s. \end{aligned}$$

Dado que el par electromagnético generado es $\tau_e = -\frac{n_p L_{sr}}{L_r} \psi_r^T \mathcal{J} I_s$, se tiene la expresión que describe la velocidad angular del flujo magnético del rotor como sigue

$$\dot{\rho} = n_p \omega + \frac{R_r}{n_p \beta^2} \tau_e. \quad (2.8)$$

Por otro lado, si se deriva la ecuación (2.5) se tiene

$$\dot{\psi}_r = \dot{\rho} \mathcal{J} \psi_r + \dot{\beta} \begin{bmatrix} \cos(\rho) \\ \sin(\rho) \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Si en esta última ecuación se aplica las expresiones descritas en (2.9) y (2.5), entonces los flujos magnéticos de rotor están expresados, de forma equivalente, por

$$\dot{\psi}_r = \left[n_p \omega + \frac{R_r}{n_p \beta^2} \tau_e \right] \mathcal{J} \psi_r + \frac{\dot{\beta}}{\beta} \psi_r. \quad (2.10)$$

Esta relación entre los flujos magnéticos de rotor y el par electromagnético generado, es de gran importancia al momento de establecer la norma de flujos magnéticos de rotor deseado, la cual determina el grado de magnetización que se impondrá al MI. Como se explicará más adelante, se explota esta relación para reducir las pérdidas de potencia en los devanados de estator al momento de hacer control, con lo cual es posible mejorar la eficiencia del motor independientemente del régimen de velocidad y par de carga deseados.

Capítulo 3

Propuesta de control para motores de inducción

Este capítulo está dedicado a la formulación del Controlador Basado en Pasividad (PBC por sus siglas en inglés) para alto desempeño en motores de inducción considerado en esta tesis.

Primeramente, se presenta al PBC para motores de inducción (PBC-IM) clásico propuesto en [Ortega, *et al.*, 1995]. Este controlador garantiza que el error de seguimiento de velocidad y el error de regulación de norma de flujos magnéticos de rotor converjan a cero global y asintóticamente. Sin embargo, la metodología seguida para la formulación de dicho controlador requiere reescribir el modelo del MI separando la dinámica eléctrica y mecánica con el fin de evitar la aparición explícita de los flujos de rotor magnéticos medidos en la ley de control, que como se sabe no están disponibles para medición. Como consecuencia de dicha separación de dinámicas en el modelo del MI, se obtiene una ley de control que impone valores de ganancias del controlador que pueden, a pesar de respetar las condiciones de estabilidad, lograr reducir significativamente el desempeño de la estrategia de control. Esto último será ilustrado en los experimentos presentados al final de la sub-sección donde se describe al PBC-IM clásico.

Seguidamente, se presenta la propuesta de PBC-IM para alto desempeño, la cual requiere de algunas restricciones adicionales, en comparación al PBC-IM clásico, como son la medición de aceleración angular del eje de rotor y el conocimiento de la norma de flujos magnéticos de rotor deseada con sus respectivas primera y segunda derivada. Esta propuesta logra alcanzar alto desempeño, como se ilustrará posteriormente en la simulación numérica y en los experimentos realizados con el motor, además garantiza que el error de seguimiento de velocidad angular del rotor y el error de seguimiento de la norma de flujos magnéticos de rotor converjan al origen global y asintóticamente. Para tal efecto, esta propuesta formula la ley de control considerando al MI como un solo conjunto, es decir involucra la dinámica eléctrica y mecánica simultáneamente y no requiere de la medición de flujos magnéticos de rotor. Adicionalmente, presenta ventajas comparativas

en la selección de las ganancias, imponiendo condiciones menos conservadoras y además evitando la amplificación de ruido incluido en las mediciones.

Finalmente, luego de presentar el análisis de estabilidad del PBC-IM propuesto, se ilustra el alto desempeño logrado por el controlador en una evaluación experimental, donde se someterá al MI a perfiles de seguimiento de velocidad y norma de flujos magnéticos abruptos. Adicionalmente, es comparado el desempeño del controlador propuesto con un variador de frecuencia comercial, el cual implementa el control por campo orientado (FOC por sus siglas en inglés) que es ampliamente utilizado en la industria, dicha comparación se realiza bajo condiciones de operación similares.

3.1. PBC-IM - Clásico

3.1.1. Formulación del problema de control

Partiendo del modelo completo del MI descrito en (2.2) y considerando que la dinámica eléctrica puede ser representada de manera matricial como

$$\begin{aligned}
 & \underbrace{\begin{bmatrix} L_r \sigma I_2 & 0 \\ 0 & I_2 \end{bmatrix}}_{\mathcal{D}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{\psi}_r \end{bmatrix}}_{\dot{x}_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & n_p L_{sr} \mathcal{J} \omega \\ -n_p L_{sr} \mathcal{J}^T \omega & -n_p \mathcal{J} \omega \end{bmatrix}}_{\mathcal{C}_e(\omega)} \underbrace{\begin{bmatrix} I_s \\ \psi_r \end{bmatrix}}_{x_e} \\
 & + \underbrace{\begin{bmatrix} L_r \sigma \gamma I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 \\ -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 + n_p L_{sr} \mathcal{J}^T \omega & \frac{R_r}{L_r} I_2 \end{bmatrix}}_{\mathcal{R}_e(\omega)} \underbrace{\begin{bmatrix} I_s \\ \psi_r \end{bmatrix}}_{x_e} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_r U_s \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathcal{Q}_e}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

se tiene que el modelo de la dinámica eléctrica y mecánica puede escribirse respectivamente como

$$\mathcal{D}_e \dot{x}_e + \mathcal{C}_e(\omega) x_e + \mathcal{R}_e(\omega) x_e = \mathcal{Q}_e \tag{3.2}$$

$$J \dot{\omega} + B \omega = \tau_e - \tau_L. \tag{3.3}$$

Esta representación compacta permitirá presentar de una manera más sencilla, como se verá adelante, tanto la estructura como las propiedades de estabilidad del PBC-IM clásico.

El problema de PBC-IM clásico se formula como:

Considere el modelo del MI, donde se separa la dinámica eléctrica y mecánica, descrito en (3.2-3.3) y suponga que

A.1 *Se dispone de medición de corrientes de estator I_s y velocidad del rotor ω .*

A.2 *Todos los parámetros del modelo son conocidos.*

A.3 *El par de carga τ_L es una función conocida suave y acotada con primera derivada también acotada.*

A.4 La velocidad deseada del rotor $\omega_d(t)$ es una función acotada y dos veces diferenciable, con primera y segunda derivada acotadas.

A.5 La norma del flujo magnético de rotor deseado $\|\psi_{rd}\|$ es una constante positiva.

Bajo estas condiciones, se diseña una ley de control por retroalimentación de salida de la forma $U_s = U_s(I_s, \omega)$ tal que se garantice seguimiento asintótico global de velocidad y regulación de la norma del flujo de rotor, es decir

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\omega - \omega_d| = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \|\|\psi_r\| - \|\psi_{rd}\|\| = 0,$$

con todas las señales internas acotadas.

3.1.2. Descripción de la estrategia de control

Siguiendo la metodología fundamentada en la propiedad de pasividad del modelo del MI, para establecer la estructura del controlador se define el error de estados eléctricos como

$$e_e = \begin{bmatrix} e_I \\ e_\psi \end{bmatrix} = x_e - x_{ed}, \quad x_{ed} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Expresando la dinámica eléctrica del motor (3.2) en términos del error (3.4), se tiene que

$$\mathcal{D}_e \dot{e}_e + \mathcal{C}_e(\omega) e_e + \mathcal{R}_e(\omega) e_e = \Phi_{ei} \quad (3.5)$$

con

$$\Phi_{ei} = \begin{bmatrix} \Phi_{e1} \\ \Phi_{e2} \end{bmatrix} = \mathcal{Q}_e - \{\mathcal{D}_e \dot{x}_{ed} + \mathcal{C}_e(\omega) x_{ed} + \mathcal{R}_e(\omega) x_{ed}\} \quad (3.6)$$

donde $\Phi_{ei} \in \mathbb{R}^2$, $i = 1, 2$.

Para el diseño de la ley de control se considera, primero, el término derecho de las dos primeras filas de la ecuación matricial (3.6), los cuales se escriben como

$$\begin{aligned} \Phi_{e1} = L_r U_s - & \left(L_r \sigma \dot{I}_{sd} + n_p L_{sr} \mathcal{J} \omega \psi_{rd} + \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r} + L_s R_s \right) I_{sd} \right) \\ & + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \psi_{rd}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

De esta expresión, si se considera la estructura para los voltajes de control dada por

$$\begin{aligned} U_s = \sigma \dot{I}_{sd} + \frac{n_p L_{sr}}{L_r} \mathcal{J} \omega \psi_{rd} + & \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r^2} + R_s \right) I_{sd} \\ & - \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} \psi_{rd} - K_e(\omega) e_I, \end{aligned} \quad (3.8)$$

donde se incluye un término de amortiguamiento $K_e(\omega)$ en el error de corrientes, entonces se obtiene que

$$\Phi_{e1} = -K_e(\omega)e_I. \quad (3.9)$$

Es importante destacar que la dependencia de esta ganancia respecto a ω se requiere para garantizar la convergencia de los errores (3.4) a cero. De hecho, la expresión precisa para ella es

$$K_e(\omega) = \frac{L_{sr}^2 n_p^2 \omega^2}{4\varepsilon}; \quad 0 < \varepsilon < R_r. \quad (3.10)$$

Una vez definida la estructura del controlador, se procede a definir las diferentes variables involucradas en esta política de control. Para esto, se consideran las dos segundas filas de la ecuación matricial (3.6) dadas por

$$\Phi_{e2} = 0 - \left\{ \dot{\psi}_{rd} - n_p \omega \mathcal{J} \psi_{rd} - \frac{R_r L_{sr}}{L_r} I_2 I_{sd} + \frac{R_r}{L_r} I_2 \psi_{rd} \right\}. \quad (3.11)$$

Si se propone para las corrientes deseadas de estator la expresión dada por

$$I_{sd} = \frac{L_r}{R_r L_{sr}} \left(\dot{\psi}_{rd} - n_p \omega \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \right) \quad (3.12)$$

mientras que los flujos de rotor deseados se obtienen como solución del sistema dinámico

$$\dot{\psi}_{rd} = \left(n_p \omega + \frac{R_r}{n_p \|\psi_{rd}\|^2} \tau_d \right) \mathcal{J} \psi_{rd}; \quad \psi_{rd}(0) = \begin{bmatrix} \|\psi_{rd}\| \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

entonces se obtiene, por un lado, que $\Phi_{e2} = 0$ y, por otro lado, que

$$I_{sd} = \frac{L_r}{L_{sr} n_p \|\psi_r\|^2} \tau_d \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{1}{L_{sr}} \psi_{rd}. \quad (3.14)$$

La última variable que requiere ser definida es el par mecánico de origen eléctrico deseado τ_d . Para esto, se define el error de velocidad $e_\omega = \omega - \omega_d$ y se expresa la dinámica mecánica (3.3) en términos de esta variable como

$$J\dot{e}_\omega + B e_\omega = \tau_e - \tau_L - J\dot{\omega}_d - B\omega_d.$$

Si se define

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + B\omega_d + \tau_L - z, \quad (3.15)$$

donde z el error de velocidad filtrado, dado como la salida del filtro lineal

$$\dot{z} = -az + b e_\omega, \quad a, b > 0, \quad z(0) = e_\omega(0), \quad (3.16)$$

entonces la dinámica del error de velocidad se escribe como

$$J\dot{e}_\omega + B e_\omega = \tau_e - \tau_d - z. \quad (3.17)$$

Antes de establecer las propiedades de estabilidad del controlador propuesto, es importante reconocer algunas de sus características, específicamente:

- La ley de control (3.8) requiere para su implementación tanto las derivadas de I_{sd} dada por

$$\dot{I}_{sd} = \frac{L_r}{L_{sr}n_p \|\psi_{rd}\|^2} \left(\tau_d \mathcal{J} \dot{\psi}_{rd} + \dot{\tau}_d \mathcal{J} \psi_{rd} \right) + \frac{1}{L_{sr}} \dot{\psi}_{rd}, \quad (3.18)$$

como de τ_d , que se escribe como

$$\dot{\tau}_d = J\ddot{\omega}_d + B\dot{\omega}_d + \dot{\tau}_L - \dot{z} \quad (3.19)$$

- La necesidad de incluir el filtro (3.16) se desprende de las derivadas mencionadas en el punto anterior, ya que si se hiciera depender al par deseado τ_d directamente del error de velocidad e_ω , entonces al calcular $\dot{\tau}_d$ se tendría que utilizar la medición de aceleración para implementar el controlador propuesto [Ortega, *et al.*, 1995].
- De la ecuación (3.17) es fácil reconocer que si $\tau_e \rightarrow \tau_d$ y $z \rightarrow 0$, entonces e_ω tenderá a cero. Esta propiedad establece de hecho, la estructura de la prueba de estabilidad del esquema en lazo cerrado.

3.1.3. Propiedades de estabilidad del PBC-IM clásico

Para establecer las propiedades de estabilidad del esquema de control considerado, un hecho fundamental [Espinosa y Ortega, 1994] es que el modelo (3.2-3.3) se puede representar como la interconexión de dos subsistemas pasivos (vea Figura 3.1), uno eléctrico (Σ_e), que es pasivo desde la entrada $[U_s, -\omega]^T$ hasta la salida $[I_s, \tau_e]^T$, y otro mecánico (Σ_m), que es pasivo desde la entrada $(\tau_e - \tau_L)$ hasta la salida ω .

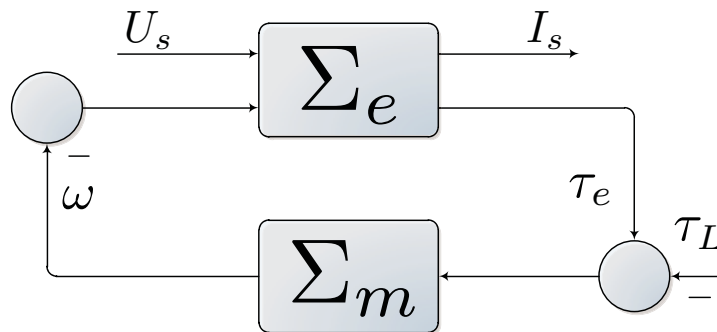


Figura 3.1. Descomposición del MI en dos subsistemas pasivos

A partir de esta estructura, se puede demostrar que la ley de control (3.8) establece un lazo de retroalimentación para Σ_e que convierte su naturaleza pasiva en estrictamente pasiva a la salida, sujeto a una “perturbación” pasiva dada por el sistema Σ_m . Para

demostrar esto, se considera la función *tipo*¹ energía

$$\bar{H}_e = \frac{1}{2} e_e^T \mathcal{D}_e e_e \quad (3.20)$$

cuya derivada en el tiempo, evaluada a lo largo de las trayectorias de la dinámica del error (3.23) y considerando la definición de la ley de control (3.8), es

$$\dot{\bar{H}}_e = -e_e^T \bar{\mathcal{R}}_e(\omega) e_e, \quad (3.21)$$

debido a la estructura anti-simétrica de $\mathcal{C}_e(\omega)$ y en donde

$$\bar{\mathcal{R}}_e(\omega) = \begin{bmatrix} (L_r \sigma \gamma + K_e(\omega)) I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 - \frac{1}{2} n_p L_{sr} \mathcal{J}^T \omega \\ -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 + \frac{1}{2} n_p L_{sr} \mathcal{J}^T \omega & \frac{R_r}{L_r} I_2 \end{bmatrix}.$$

Si se considera la expresión (3.10), entonces se prueba que $\bar{\mathcal{R}}_e(\omega)$ es una matriz definida positiva y por lo tanto que el error eléctrico e_e tiende exponencialmente a cero para toda velocidad de rotor acotada, es decir $e_e = 0$ es un punto de equilibrio Globalmente Exponencialmente Estable (GES por sus siglas en inglés).

Este resultado se complementa explotando la estructura de la dinámica del error de velocidad dada por (3.16) y (3.17). De ella, se puede obtener un mapa que es Entrada/Estado Estable (ISS por sus siglas en inglés) desde e_e hasta e_ω , por lo que se tiene la interconexión de un sistema GES con uno ISS. La prueba se concluye aplicando argumentos de sistemas pasivos interconectados para demostrar que e_ω tiende a cero asintóticamente [Ortega, *et al.*, 1995].

3.1.4. Evaluación experimental del PBC-IM clásico

Para evaluar experimentalmente² al PBC-IM clásico se propuso un perfil que demanda grandes variaciones de velocidad incluyendo el cambio de sentido de giro, estas condiciones son poco habituales en este tipo de máquinas rotatorias, sin embargo, sirven para ilustrar el desempeño de la estrategia de control. El perfil de velocidad impuesto obliga al MI a acelerar desde el estado de reposo hasta la velocidad nominal (182.64 rad/s) en tan solo un segundo para que en el tiempo $t = 2$ s desacelere hasta invertir el sentido de giro y nuevamente acelerar, alcanzando la velocidad nominal. Posteriormente, se repite la secuencia anterior con mayor aceleración pero alcanzando velocidades menores, para finalmente permanecer detenido hasta que termina el experimento. El tiempo de simulación fue $t = 13.1072$ s y se utilizó el método de solución numérica *ODE45* (con periodo de integración $t_i = 0.0001$ s).

¹El término *tipo* se utiliza porque esta función no cumple con las condiciones formales para calificar como función de energía. Sin embargo comparte estructura con la función de energía de Σ_e dada por $H_e = \frac{1}{2} x_e^T \mathcal{D}_e x_e$.

²Esta evaluación se realizó en la plataforma experimental para motores de inducción del laboratorio de control de la Universidad Nacional Autónoma de México, para mayores detalles sobre su estructura véa el Apéndice A

Respecto a la sintonización del controlador, se consideraron para determinar la ganancia del lazo de velocidad, los parámetros del sistema dinámico (3.16) (debido a que la estructura del controlador se asemeja a un sistema en cascada, por lo que la ganancia del lazo interno o de corrientes debe ser aproximadamente diez veces mayor que la del lazo de velocidad), $\|\psi_{rd}\| = 0.485$ Wb, $a = 750$, $b = 500$ y $\varepsilon = 1$. Esta selección de ganancias está inspirada en las sintonizaciones reportadas en la literatura relacionada con el PBC-MI clásico (vea por ejemplo [Espinosa-Pérez, *et al.*, 1995], [Espinosa-Pérez, *et al.*, 1996], [Cecati y Rotondale, 1999] o [Avila, 2009]).

Se presentan a continuación las características físicas y los parámetros del modelo con los cuales se realizará la propuesta de control y las evaluaciones de desempeño a lo largo de esta tesis.

Parámetro	Magnitud
Par de polos	$n_p = 2$
Resistencia de estator	$R_s = 2.516 \Omega$
Resistencia de rotor	$R_r = 1.9461 \Omega$
Inductancia de estator	$L_s = 0.2340$ mH
Inductancia de rotor	$L_r = 0.2302$ mH
Inductancia mutua	$L_{sr} = 0.2226$ mH
Fricción viscosa	$B = 1.1 \times 10^{-4}$ N·m·s/rad
Coefficiente momento de inercia	$J = 6.04675 \times 10^{-3}$ kg·m ²
Norma de flujos magnéticos nominales	$\beta = 0.78$ Wb

Tabla 3.1. Parámetros del motor de inducción de 1 HP

En la Tabla 3.1, se muestran los parámetros del modelo matemático del MI obtenidos mediante pruebas dinámicas y estáticas realizadas en [Torres, 1999] y [Guerrero, 2000], posteriormente fueron ajustados apropiadamente de acuerdo a la evaluación experimental en la plataforma con que se cuenta. Por lo tanto, se considera que es un motor alimentado en terminales de estator por $220 V_{RMS}$ a una frecuencia nominal de 60 Hz, con velocidad nominal de 180.46 rad/s a 4.12 Nm de par nominal. Bajo estas condiciones de operación, el MI permite alcanzar una potencia mecánica nominal de 1 HP a plena carga.

En la Figura 3.2 se observa el seguimiento de velocidad del PBC-IM clásico, donde se exhibe una reducción del desempeño; en particular cuando se exigen cambios drásticos en el perfil de velocidad y cuando opera en las cercanías de velocidad cero. Esta situación se evidencia claramente en la Figura 3.3(c), donde se presenta el error de seguimiento de velocidad logrado por el controlador. En esta última gráfica, se verifica que el rango del error de velocidad corresponde al 12.46 % de la velocidad nominal.

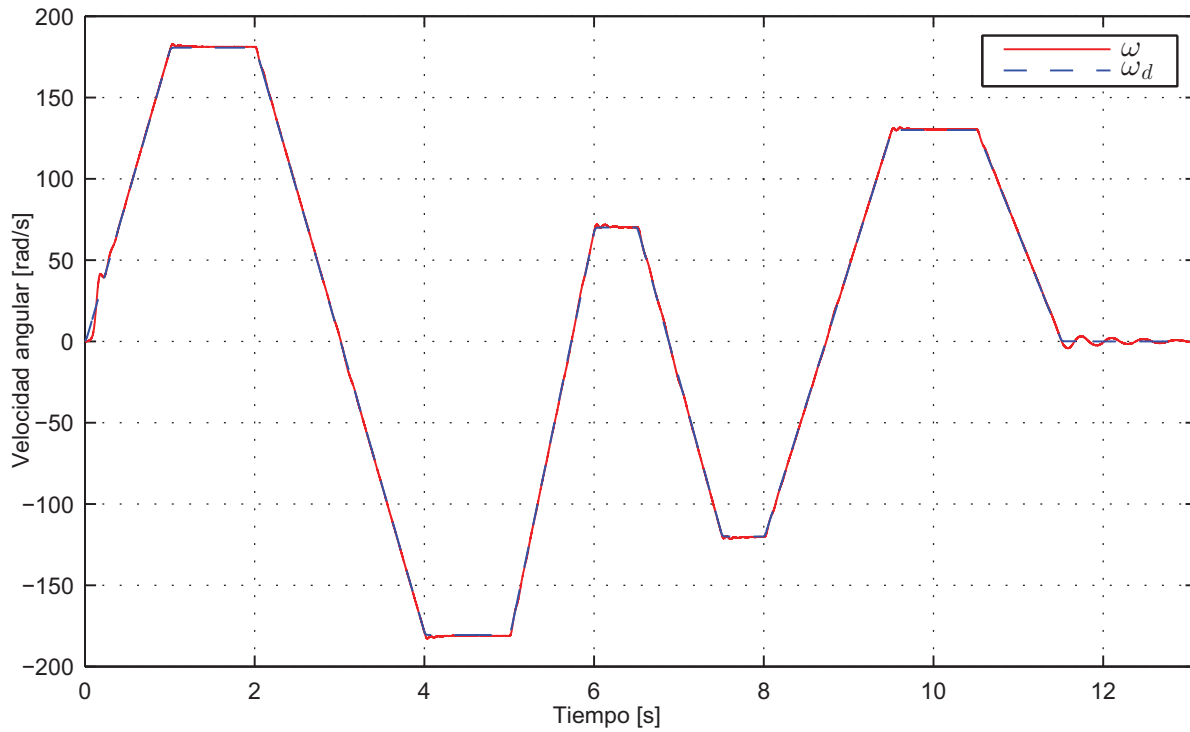


Figura 3.2. Perfil de seguimiento de velocidad

Respecto a los voltajes de control, se muestra en la Figura 3.3(a) la señal generada en la fase a del motor. En ella se observa que el PBC-IM clásico exige voltajes de control con amplitudes superiores al valor del bus de CD del rectificador-inversor, el cual está limitado a 311 V, lo que implica que el controlador entra en un régimen de saturación. Sin embargo, el contenido frecuencial de la señal de control U_{sa} se encuentra dentro de márgenes aceptables de acuerdo a la norma IEC 60034-17¹ reportada en [WEG, 2010]. Los resultados obtenidos para las corrientes de estator presentan un escenario similar al de los voltajes de control, como se muestra en la Figura 3.3(b), los cuales exceden los valores nominales de la máquina.

En relación al par de carga, en la Figura 3.3(d) se muestra el error de posición; es claro que el valor esperado para esta variable es cercano a cero, debido a que la máquina solo está recibiendo el efecto de la inercia de la flecha y el codificador.

Cabe destacar que la elección de los parámetros del controlador fueron elegidos respetando las condiciones de estabilidad, sin embargo, de los resultados experimentales se muestra que hace falta una política de sintonía para el filtro descrito en (3.16). Mientras que en [Ortega, *et al.*, 1995] consideran $a = 80$ y $b = 10$, en [Espinosa-Pérez, *et al.*, 1996]

¹En esta norma se estudia el aumento de las pérdidas de potencia del motor (operando con valores nominales de par y velocidad) debidas al uso de convertidores de potencia que generan frecuencias armónicas sumadas a la frecuencia fundamental.

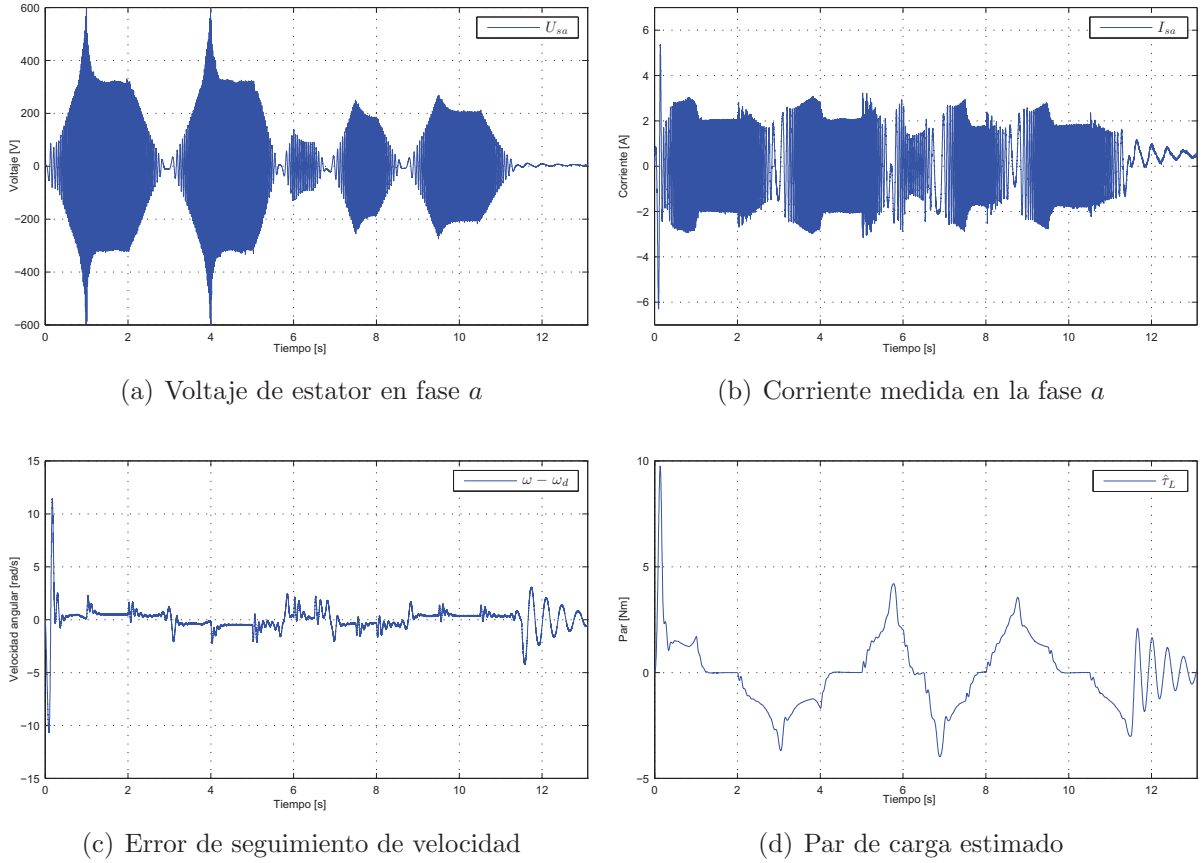


Figura 3.3. Resultados en simulación numérica

se asigna $a = 20$ y $b = 10$, en [Nicklasson, *et al.*, 1997] estos valores son $a = 1000$ y $b = 320$, en [Cecati y Rotondale, 1999] se utiliza $a = 100$ y $b = 29$ y en [Avila, 2009] se elige $a = 0.5$ y $b = 5$. La consecuencia de poder elegir estos parámetros solo cumpliendo con que sean positivos, redundante en la obtención de bajo desempeño.

3.2. PBC-IM - Alto desempeño

En esta sección se detalla la formulación del PBC-IM para alto desempeño acompañado del análisis de estabilidad, se ilustra el desempeño sobre una plataforma experimental y se compara con el FOC implementado en un variador de frecuencia comercial.

3.2.1. Formulación del problema de control

Se propone un esquema de control no lineal basado en pasividad para alto desempeño en motores de inducción para el seguimiento de velocidad y norma de flujos magnéticos de rotor descrito en detalle en [Mujica, *et al.*, 2014], es decir, el $\lim_{t \rightarrow \infty} |\omega - \omega_d| = 0$ y $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\psi_r\| - \|\psi_{rd}\| = 0$, donde ω_d es la velocidad de rotor deseada y $\beta \triangleq \|\psi_{rd}\|$

la norma de flujos magnéticos de rotor deseada. Dicho controlador es representado esquemáticamente en la Figura 3.15, donde es importante mencionar que la formulación y el análisis de estabilidad del controlador involucra únicamente al bloque denominado PBC-IM. La estrategia de control es generada a partir del modelo del MI descrito en (2.2) bajo las siguientes suposiciones:

- S.1 Se dispone de medición de las señales de corrientes de estator I_s , velocidad ω y aceleración del rotor $\dot{\omega}$. Los flujos magnéticos de rotor no están disponibles para medición.
- S.2 Todos los parámetros del modelo son conocidos y constantes.
- S.3 El par de carga τ_L es una función conocida, suave y acotada con primera derivada también acotada.
- S.4 La velocidad de rotor deseada ω_d es una función conocida, acotada y dos veces diferenciable.
- S.5 La norma de flujo magnético de rotor deseado β es una función conocida, estrictamente positiva, suave y con primera y segunda derivada acotada.

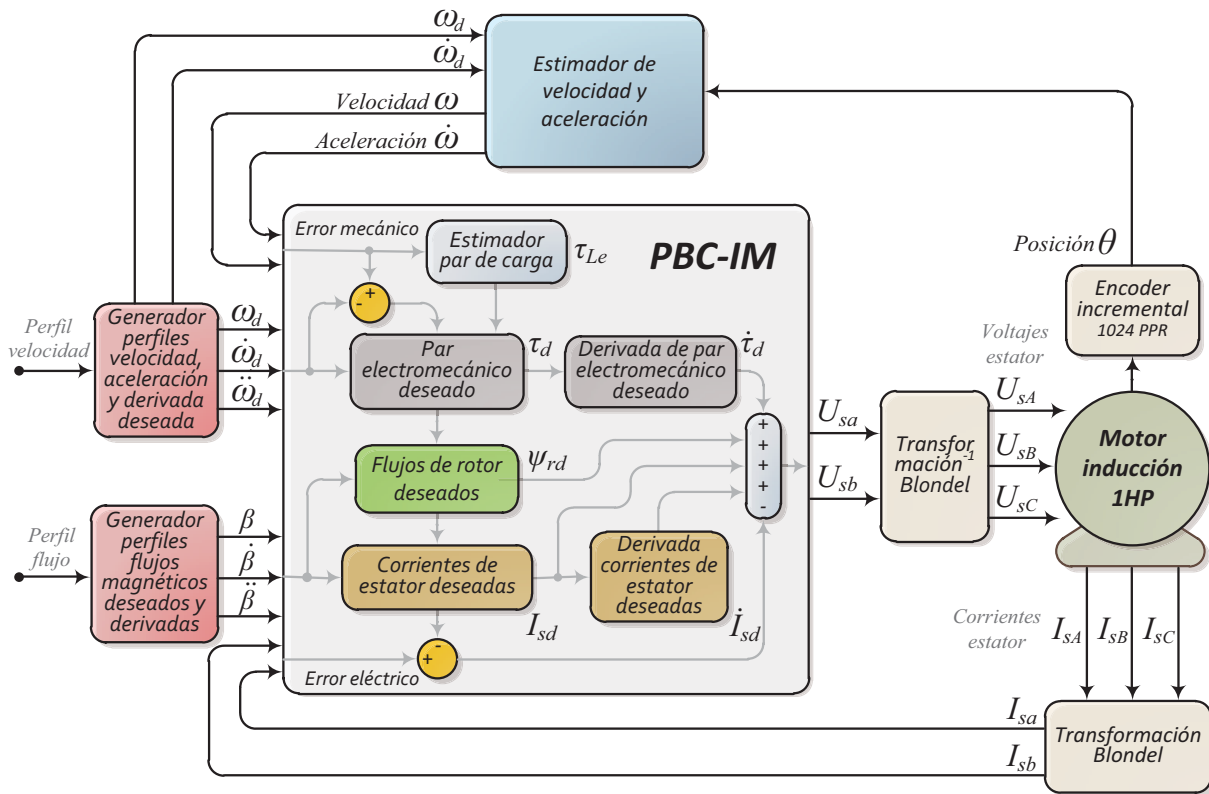


Figura 3.4. Esquema de control propuesto para la obtención de alto desempeño

3.2.2. Descripción de la estrategia de control

Considerando al modelo completo del MI, podemos establecer la estructura del controlador como un único sistema, para tal efecto se define el error de estados y su dinámica como

$$e = \begin{bmatrix} e_{I_s} \\ e_{\psi_r} \\ e_{\omega} \end{bmatrix} = x - x_d \implies \dot{e} = \begin{bmatrix} \dot{e}_{I_s} \\ \dot{e}_{\psi_r} \\ \dot{e}_{\omega} \end{bmatrix} = \dot{x} - \dot{x}_d \quad (3.22)$$

donde el vector de estados $x \triangleq [I_s^T, \psi_r^T, \omega]^T \in \mathbb{R}^5$ está compuesto por las corrientes de estator $I_s \in \mathbb{R}^2$, los flujos de rotor $\psi_r \in \mathbb{R}^2$ y la velocidad del rotor $\omega \in \mathbb{R}$. Consecuentemente, el vector de estados deseados $x_d \triangleq [I_{sd}^T, \psi_{rd}^T, \omega_d]^T \in \mathbb{R}^5$, está compuesto por las corrientes de estator deseadas $I_{sd} \in \mathbb{R}^2$, los flujos de rotor deseado $\psi_{rd} \in \mathbb{R}^2$ y la velocidad del rotor deseada $\omega_d \in \mathbb{R}$.

Ahora bien, se expresa el modelo matemático del MI descrito en la ecuación (2.2) en términos del error (3.22) en forma matricial, con lo que se obtiene

$$\mathcal{D}\dot{e} + \mathcal{C}_{(\omega, \psi_r)}e + \mathcal{C}_{(e_{\omega}, e_{\psi_r})}x_d + \mathcal{R}e = \Phi \quad (3.23)$$

con

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \end{bmatrix} = \mathcal{Q} - \{\mathcal{D}\dot{x}_d + \mathcal{C}_{(\omega_d, \psi_{rd})}x_d + \mathcal{R}x_d\} \quad (3.24)$$

donde $\Phi_i \in \mathbb{R}^2$, $i = 1, 2$ y

$$\mathcal{D} \triangleq \begin{bmatrix} \sigma L_r I_2 & 0 & 0 \\ 0 & I_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_r J \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

$$\mathcal{C}_{(\omega, \psi_r)} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 & n_p L_{sr} \mathcal{J} \psi_r \\ 0 & -n_p \omega \mathcal{J} & 0 \\ -n_p L_{sr} \psi_r^T \mathcal{J}^T & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\mathcal{C}_{(\omega_d, \psi_{rd})} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 & n_p L_{sr} \mathcal{J} \psi_{rd} \\ 0 & -n_p \omega_d \mathcal{J} & 0 \\ -n_p L_{sr} \psi_{rd}^T \mathcal{J}^T & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

$$\mathcal{C}_{(e_{\omega}, e_{\psi_r})} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 & n_p L_{sr} \mathcal{J} e_{\psi_r} \\ 0 & -n_p e_{\omega} \mathcal{J} & 0 \\ -n_p L_{sr} e_{\psi_r}^T \mathcal{J}^T & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

$$\mathcal{R} \triangleq \begin{bmatrix} L_r \sigma \gamma I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & 0 \\ -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & \frac{R_r}{L_r} I_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_r B \end{bmatrix}, \quad \mathcal{Q} \triangleq \begin{bmatrix} L_r U_s \\ 0 \\ -L_r \tau_L \end{bmatrix}.$$

Para el diseño de la ley de control se considera, primero, el término derecho de las dos primeras filas de la ecuación matricial (3.24), los cuales se escriben como

$$\begin{aligned} \Phi_1 = L_r U_s - \left\{ L_r \sigma \dot{I}_{sd} + n_p L_{sr} \mathcal{J} \omega_d \psi_{rd} + \frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r} I_{sd} \right. \\ \left. + L_s R_s I_{sd} + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \psi_{rd} \right\}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

De esta última expresión, se obtiene la estructura de la ley de control para los voltajes de estator dada por

$$\begin{aligned} U_s = \sigma \dot{I}_{sd} + \frac{n_p L_{sr}}{L_r} \mathcal{J} \omega_d \psi_{rd} + \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r^2} + R_s \right) I_{sd} \\ - \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} \psi_{rd} - K_{I_s} e_{I_s}, \end{aligned} \quad (3.30)$$

donde se incluye un término de amortiguamiento K_{I_s} en el error de corrientes, entonces aplicando la ecuación (3.30) en (3.29) se obtiene que

$$\Phi_1 = -K_{I_s} e_{I_s}. \quad (3.31)$$

Es importante destacar que el valor de esta ganancia K_{I_s} será diseñada posteriormente para garantizar propiedades de estabilidad.

Ahora, se procede a definir las expresiones necesarias para la implementación de la ley de control. Para esto, se consideran las dos segundas filas de la ecuación matricial (3.24) dadas por

$$\Phi_2 = 0 - \left\{ \dot{\psi}_{rd} - n_p \omega_d \mathcal{J} \psi_{rd} - \frac{R_r L_{sr}}{L_r} I_2 I_{sd} + \frac{R_r}{L_r} I_2 \psi_{rd} \right\}, \quad (3.32)$$

de donde se tiene que

$$I_{sd} = \frac{L_r}{R_r L_{sr}} \left(\dot{\psi}_{rd} - n_p \omega_d \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \right), \quad (3.33)$$

mientras que los flujos de rotor deseados variantes en el tiempo se obtienen empleando la propiedad descrita en (2.10) y como solución del sistema dinámico

$$\dot{\psi}_{rd} = \left[n_p \omega_d + \frac{R_r}{n_p \beta^2} \tau_d \right] \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{\dot{\beta}}{\beta} \psi_{rd}, \quad \psi_{rd}(0) = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

Gracias a esta última expresión se obtiene, por un lado, que $\Phi_2 = 0$ y, por otro lado, que las corrientes deseadas de estator se definen como

$$I_{sd} = \frac{L_r}{L_{sr} n_p \beta^2} \tau_d \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{1}{L_{sr}} \psi_{rd} + \frac{L_r}{R_r L_{sr}} \frac{\dot{\beta}}{\beta} \psi_{rd}, \quad (3.35)$$

Es importante notar que las corrientes de estator deseadas (I_{sd}) ahora dependen del par electromagnético deseado τ_d . Por lo tanto, se define esta última función partiendo de la ecuación Φ_3 , descrita en (3.24) como

$$\Phi_3 = -L_r \tau_L - L_r J \dot{\omega}_d + L_r \underbrace{\left(\frac{n_p L_{sr}}{L_r} \psi_{rd}^T \mathcal{J}^T I_{sd} \right)}_{\tau_d} - L_r B \omega_d$$

donde se tiene que $\Phi_3 = -K_\omega e_\omega$ si

$$\tau_d = J \dot{\omega}_d + B \omega_d + \tau_L - K_\omega e_\omega, \quad (3.36)$$

Ahora bien, la ley de control (3.8) requiere para su implementación de la derivada temporal de I_{sd} , esta se propone analíticamente como

$$\begin{aligned} \dot{I}_{sd} = & \frac{L_r}{L_{sr} n_p} \left[\left(\frac{\dot{\tau}_d}{\beta^2} - \frac{2\tau_d \dot{\beta}}{\beta^3} \right) \mathcal{J} \psi_{rd} + \left(\frac{\tau_d}{\beta^2} \right) \mathcal{J} \dot{\psi}_{rd} \right] \\ & + \frac{L_r}{R_r L_{sr}} \left[\left(\frac{\ddot{\beta} \beta - \dot{\beta}^2}{\beta^2} \right) \psi_{rd} + \left(\frac{\dot{\beta}}{\beta} \right) \dot{\psi}_{rd} \right] + \frac{\dot{\psi}_{rd}}{L_{sr}}, \end{aligned} \quad (3.37)$$

así también y por consiguiente la derivada de τ_d

$$\dot{\tau}_d = J \ddot{\omega}_d + B \dot{\omega}_d - \dot{\tau}_L - K_\omega \dot{e}_\omega. \quad (3.38)$$

3.2.3. Análisis de estabilidad del PBC-IM para alto desempeño

A continuación se establecen las propiedades de estabilidad del esquema de control en lazo cerrado por retroalimentación de salida.

Proposición 1.- *Considere al sistema no lineal sub-actuado (2.2) interconectado en lazo cerrado con el PBC-IM formulado, tomando en cuenta las suposiciones S.1 a S.5 y descrito en (3.30), (3.34), (3.35) y (3.36). Bajo estas condiciones, existen unas ganancias K_{I_s} y K_w apropiadas que logran que el origen $e = [e_{I_s}^T, e_{\psi_r}^T, e_\omega]^T = 0 \in \mathbb{R}^5$ sea un punto de equilibrio global y asintóticamente estable (GAS por sus siglas en inglés).*

Prueba.- Tomando la función cuadrática positiva definida *tipo energía*

$$\bar{H} = \frac{1}{2} e^T \mathcal{D} e > 0, \quad (3.39)$$

que satisface

$$c_1 \|e\|^2 \leq \bar{H} \leq c_2 \|e\|^2 \quad (3.40)$$

$$\frac{\partial \bar{H}}{\partial t} + \frac{\partial \bar{H}}{\partial e} f(t, e) \leq -c_3 \|e\|^2 \quad (3.41)$$

$$\left\| \frac{\partial \bar{H}}{\partial e} \right\| \leq c_4 \|e\|, \quad (3.42)$$

para todo $(t, e) \in [0, \infty) \times \mathbf{D}$ y para ciertas constantes positivas c_1, c_2, c_3 y c_4 .

Se puede mostrar por medio del Lema 4.3, descrito en [Khalil, 2002] para funciones cuadráticas positivas definidas, que

$$\frac{1}{2} \lambda_{\min}(\mathcal{D}) \|e\|^2 \leq \bar{H} \leq \frac{1}{2} \lambda_{\max}(\mathcal{D}) \|e\|^2, \quad (3.43)$$

por tanto, si se considera la definición de la matriz \mathcal{D} obtenemos

$$\frac{1}{2} J L_r \|e\|^2 \leq \frac{1}{2} \bar{H} \leq \frac{1}{2} \|e\|^2, \quad (3.44)$$

donde $c_1 = \frac{J L_r}{2}$ y $c_2 = 0.5$; con lo cual se verifica la condición (3.40).

Por otro lado, tomando la función cuadrática positiva definida (3.39), cuya derivada en el tiempo, evaluada a lo largo de las trayectorias de la dinámica del error (3.23) es

$$\dot{\bar{H}} = - \underbrace{e^T \mathcal{C}(\omega, \psi_r) e}_0 - e^T \mathcal{C}(e_\omega, e_{\psi_r}) x_d - e^T \bar{\mathcal{R}}(K_{I_s}, K_\omega) e, \quad (3.45)$$

donde es claro ver que el valor del primer término del lado derecho de la ecuación se debe a la estructura anti-simétrica de la matriz $\mathcal{C}(\omega, \psi_r)$ y la matriz de términos disipativos $\bar{\mathcal{R}}(K_{I_s}, K_\omega)$, en la cual se incluyen los términos de corrección K_{I_s} y K_ω , está dada por

$$\bar{\mathcal{R}}(K_{I_s}, K_\omega) = \begin{bmatrix} (L_r \sigma \gamma + K_{I_s}) I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & 0 \\ -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & \frac{R_r}{L_r} I_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_r B + K_\omega \end{bmatrix}, \quad (3.46)$$

A continuación, con el objetivo de mejorar las propiedades de convergencia del PBC-IM, se le extrae a la matriz $\mathcal{C}(e_\omega, e_{\psi_r})$, descrita en (3.28), el término $-n_p e_\omega \mathcal{J}$ y este es incorporado a la matriz $\mathcal{C}(\omega_d, \psi_{rd})$, descrita en (3.27), con lo cual el diseño del controlador cambia y la dinámica de los flujos de rotor deseados se reescribe como

$$\dot{\psi}_{rd} = \left[n_p \omega + \frac{R_r}{n_p \beta^2} \tau_d \right] \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{\dot{\beta}}{\beta} \psi_{rd}, \quad \psi_{rd}(0) = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.47)$$

donde es importante notar que la ecuación (3.47) ahora depende de ω y no de ω_d . Esto implica que la derivada temporal de la función candidata de Lyapunov (3.45) se reescribe como

$$\dot{\bar{H}} = - \underbrace{e^T \mathcal{C}(\omega, \psi_r) e}_0 - e^T \mathcal{C}(0, e_{\psi_r}) x_d - e^T \bar{\mathcal{R}}(K_{I_s}, K_\omega) e, \quad (3.48)$$

donde

$$\mathcal{C}(0, e_{\psi_r}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & n_p L_{sr} \mathcal{J} e_{\psi_r} \\ 0 & 0 & 0 \\ -n_p L_{sr} e_{\psi_r}^T \mathcal{J}^T & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Ahora bien, con el objetivo de garantizar que $\dot{\bar{H}}$ sea estrictamente negativa, se busca una representación equivalente del término $-e^T \mathcal{C}(0, e_{\psi_r}) x_d$, empleando propiedades de matrices, tal que

$$-e^T \mathcal{C}(0, e_{\psi_r}) x_d = -e^T \bar{\mathcal{C}}(\omega_d, I_{sd}) e \quad (3.50)$$

donde

$$\bar{\mathcal{C}}(\omega_d, I_{sd}) = \begin{bmatrix} 0 & n_p L_{sr} \mathcal{J} \omega_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -n_p L_{sr} I_{sd}^T \mathcal{J}^T & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.51)$$

con lo cual, se obtiene una forma cuadrática en $e^T \bar{\mathcal{C}}(\omega_d, I_{sd}) e$. Por lo tanto la derivada de la función tipo energía resultante es

$$\dot{\bar{H}} = \underbrace{-e^T \mathcal{C}(\omega, \psi_r) e}_0 - e^T (\bar{\mathcal{R}}(K_{I_s}, K_\omega) + \bar{\mathcal{C}}(\omega_d, I_{sd})) e, \quad (3.52)$$

donde si se consideran las ganancias

$$K_{I_s} > \frac{n_p^2 ((R_s L_r^2 L_{sr}^2 + R_r L_{sr}^4) \|I_{sd}\|^2 + \omega_d^2 L_{sr}^2 (B L_r^2 + K_w L_r)) - 4 R_r R_s L_r (B L_r + K_w)}{-n_p^2 L_r L_{sr}^2 \|I_{sd}\|^2 + 4 R_r (K_w + B L_r)} \quad (3.53)$$

$$K_\omega > \frac{L_r L_{sr}^2 n_p^2 \|I_{sd}\|^2 - L_r 4 B R_r}{4 R_r} + \frac{L_{sr}^4 n_p^2 \|I_{sd}\|^2}{4 L_r R_s} \quad (3.54)$$

se verifica (aplicando el Complemento de Schur, por ejemplo) que $(\bar{\mathcal{R}}(K_{I_s}, K_\omega) + \bar{\mathcal{C}}(\omega_d, I_{sd}))$ es una matriz definida positiva. Por lo tanto, de la aplicación de argumentos estándares, se verifica que el punto de equilibrio converge al origen de forma global y asintóticamente.

3.2.4. Evaluación experimental del PBC-IM para alto desempeño

La evaluación del esquema de control propuesto se realiza en dos etapas, la primera es una simulación numérica que tiene por objetivo principal verificar el correcto seguimiento de la norma de flujos magnéticos de rotor. La segunda es una evaluación en la plataforma experimental¹, donde se evaluará al PBC-IM para alto desempeño en circunstancias donde el ruido en la medición está presente.

¹Esta evaluación se realizó en la plataforma experimental para motores de inducción del laboratorio de control de la Universidad Nacional Autónoma de México, para mayores detalles sobre su estructura véa el Apéndice A

Se eligieron las mismas condiciones en los parámetros del controlador para ambas evaluaciones, es decir, los perfiles de velocidad y flujos magnéticos deseados son los mismos. Se implementó como ganancia eléctrica (K_{I_s}) la función presentada en (3.53) que genera, en operación normal y considerando los parámetros para el MI como se muestran en la Tabla 3.1, valores máximos y mínimos de 120 y 30 respectivamente. Como ganancia mecánica (K_ω) la función presentada en (3.54) que tiene valores máximos y mínimos de 1.5 y 0.1 respectivamente.

3.2.4.1. Resultados en simulación numérica

El propósito de esta evaluación es ilustrar el desempeño del PBC en seguimiento de velocidad y norma de flujos magnéticos de rotor, ya que esta última solo es verificable en simulación por la imposibilidad de medición.

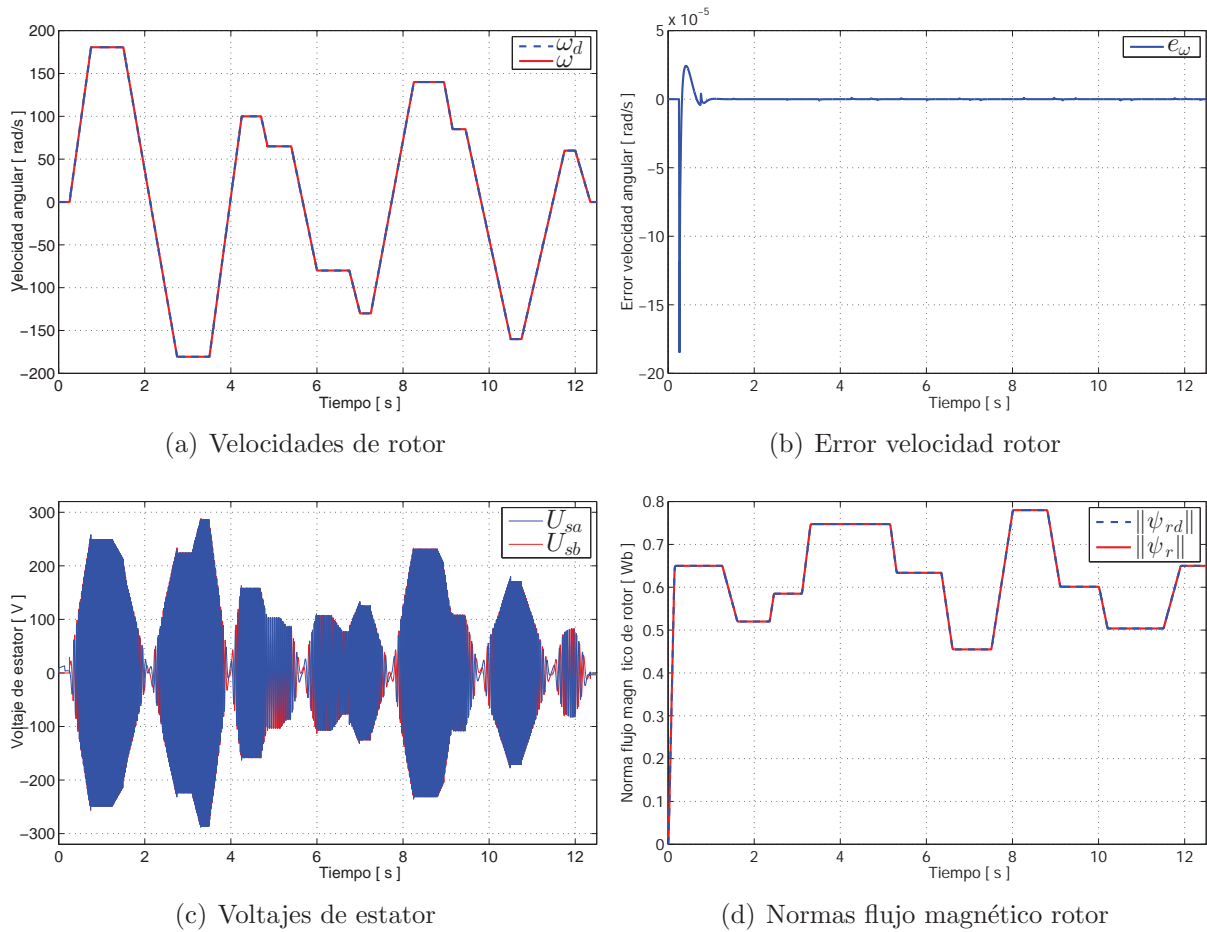


Figura 3.5. Resultados en simulación numérica

En la Figura 3.5(a) se muestra el seguimiento de velocidad de rotor, donde se compara la velocidad deseada (ω_d) y la velocidad medida (ω). La Figura 3.5(b) corrobora el buen desempeño del PBC-IM mostrando el error de velocidad (e_ω).

En la Figura 3.5(c) se observa que no se exceden los valores máximos de voltaje de estator, esto refleja que se alcanzan los dos objetivos de control simultáneamente sin acercarse a los límites de operación de la máquina. El seguimiento de norma de flujos magnéticos es satisfactorio como se muestra en la Figura 3.5(d). Cabe destacar que la norma de flujos magnéticos deseada (β) es una función variante en el tiempo que se elige con valores cercanos a cero en los primeros segundos, con el objetivo de evitar generar voltajes y corrientes de estator elevados en el arranque.

3.2.4.2. Resultados en plataforma experimental

El correcto seguimiento de velocidad del PBC-IM para alto desempeño se muestra en las Figuras 4.8(a) y 4.8(b). En esta última, se puede notar que el error de velocidad máximo alcanzó el 0.16 % de la velocidad nominal. Si se considera el ruido en la medición y la cuantización de la señal de posición proveniente del codificador incremental, se comprueba que el esquema de control alcanza alto desempeño. Esto se debe en cierta medida a que se inyectan términos de corrección en velocidad, gracias a la modificación que se hizo en la ecuación que describe a los flujos de rotor deseado (3.47), donde ahora aparece explícitamente la velocidad medida, mejorando así la tasa de convergencia del error al origen. Dicha modificación fue motivada por las características de la derivada temporal de la función candidata de Lyapunov mostrada en (3.52).

En las Figuras 4.8(c) y 3.6(d) se puede apreciar un comportamiento similar, en comparación con la evaluación en simulación numérica, de la amplitud y forma de las señales de voltaje y corriente de estator; sin embargo, es posible notar de estas últimas dos figuras la presencia de ruido de medición. Por lo tanto, despreciando el ruido presente en las señales, podemos afirmar que al igual que en simulación, se alcanzan los dos objetivos de control satisfactoriamente y además se logra alto desempeño en la estrategia de control.

3.2.5. Comparación del PBC-IM con soluciones industriales

En esta sección, se presenta la comparación preliminar entre el PBC-IM y el FOC implementado en una solución industrial. El objetivo principal de esta evaluación es identificar carencias y oportunidades de mejora del esquema de control propuesto en esta investigación, por lo tanto, no pretende ser esta una comparación definitiva y únicamente busca ilustrar ciertas cualidades de ambas estrategias de control. Para esta comparación se empleó el variador de frecuencia PowerFlex 700S de la marca Allen Bradley. Para tal fin se emplearon herramientas de software como: Motion Analyzer, RsLinX Classic Gateway, SoftLogix, DriveObserver, RsLogix 5000 (véa Figura 3.8) y DriveExecutive (véa Figura 3.7); estos dos últimos programas se emplearon para configurar al FOC y capturar las señales provenientes del PowerFlex 700S. Todas estas herramientas de software fueron desarrolladas por la empresa Rockwell Automation.

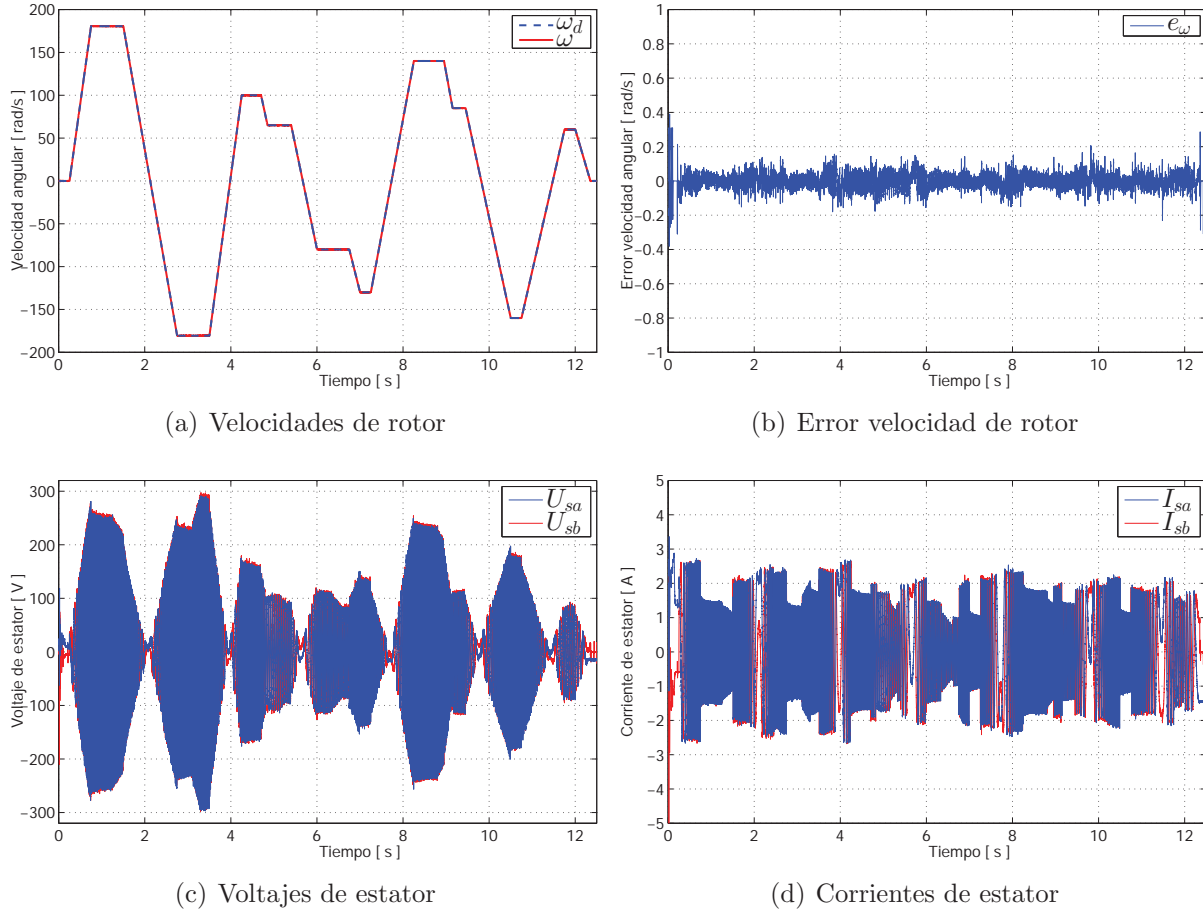


Figura 3.6. Resultados en la plataforma experimental

Parámetros	PF700S	PBC-IM	PBC-IM _{V3}
90 Speed Reg Bandwidth	200 R/S	0.1 ms	0.1 ms
146 FW Tasktime sel	0.5/2/8 ms	0.1 ms	0.1 ms
81 Spd Reg P Gain	35.5135	2	1.5
82 Spd Reg I Gain	1775.68	45	45
Método diferenciación	Unknown	Dirty first order	Dirty second order
Frecuencia PWM	4 kHz	10.8 kHz	10.8 kHz
Par de carga	0 Nm		
Codificador incremental	1024 PPR		
Tiempo de evaluación	12.5 s		

Tabla 3.2. Condiciones de la comparación entre controladores

Las condiciones de evaluación de los dos controladores se presentan en la Tabla 3.2. Para comparar el desempeño obtenido, se operó a ambas estrategias de control bajo las

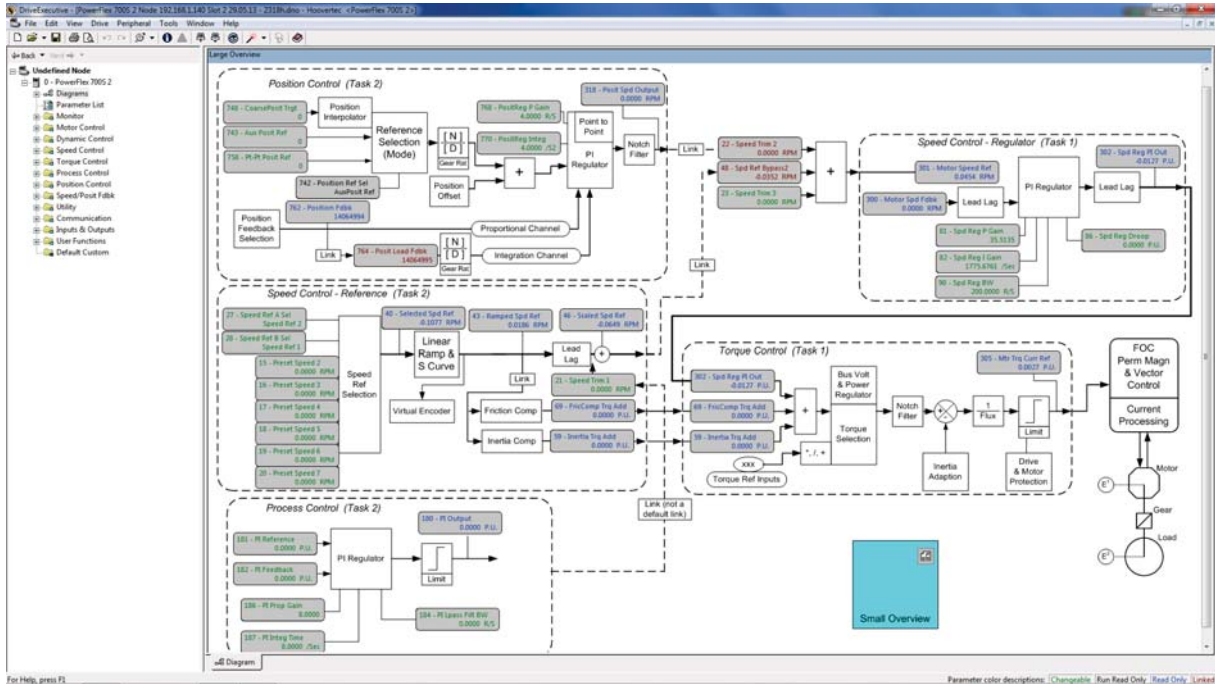


Figura 3.7. Esquema de control FOC - PowerFlex 700S

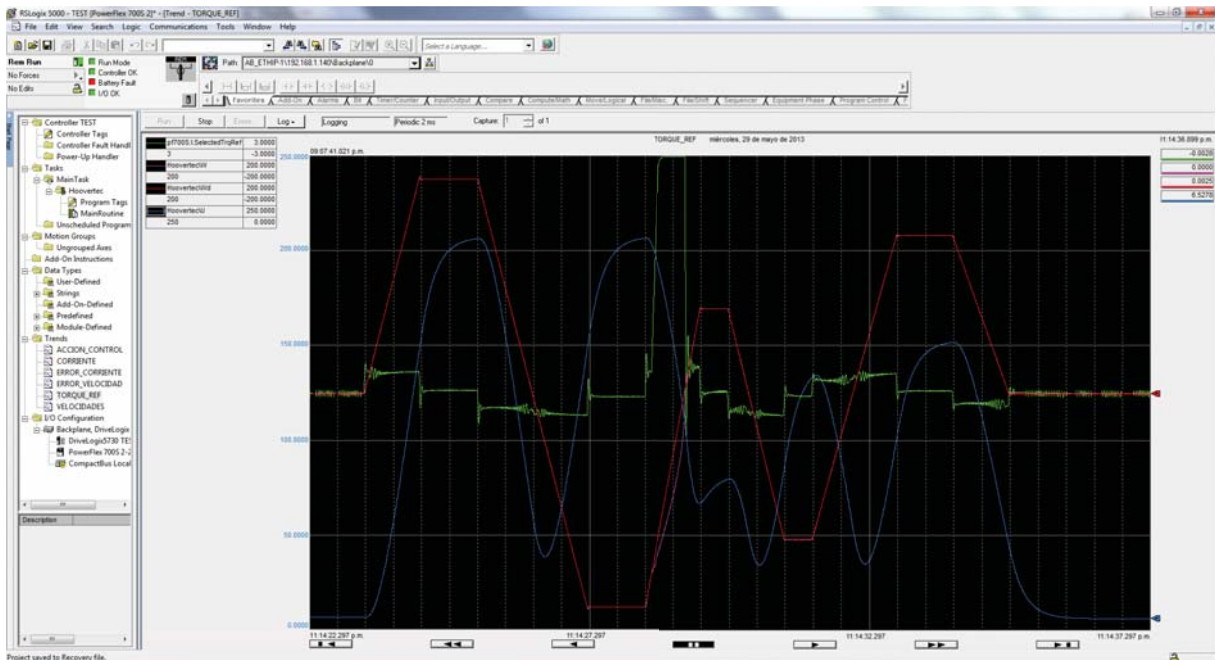


Figura 3.8. Plataforma de captura de señales provenientes del PowerFlex 700S

mismas condiciones. Es decir, se impusieron los mismos perfiles de velocidad¹, se utilizó

¹La señal de referencia de velocidad que se implementó en el PowerFlex 700S fue generada en la tarjeta de adquisición de datos dSPACE e ingresada por la entrada analógica N°1 con que cuenta el PowerFlex 700S

la misma fuente de energía trifásica, codificador incremental y motor. A continuación se presentan los resultados de dos experimentos realizados, los cuales difieren en el tipo de trayectoria de velocidad que ambos controladores debe seguir.

3.2.5.1. Experimento N°1 - Perfil trapezoidal

En este experimento se impone, en ambos controladores, un perfil de velocidad deseado con formas trapezoidales que alcanzan la velocidad nominal de 180.64 rad/s con aceleraciones máximas de 250 rad/s. En la Figura 3.9 y Figura 3.10 se presenta la medición y visualización de señales mediante la interfaz dSPACE-ControlDesk.

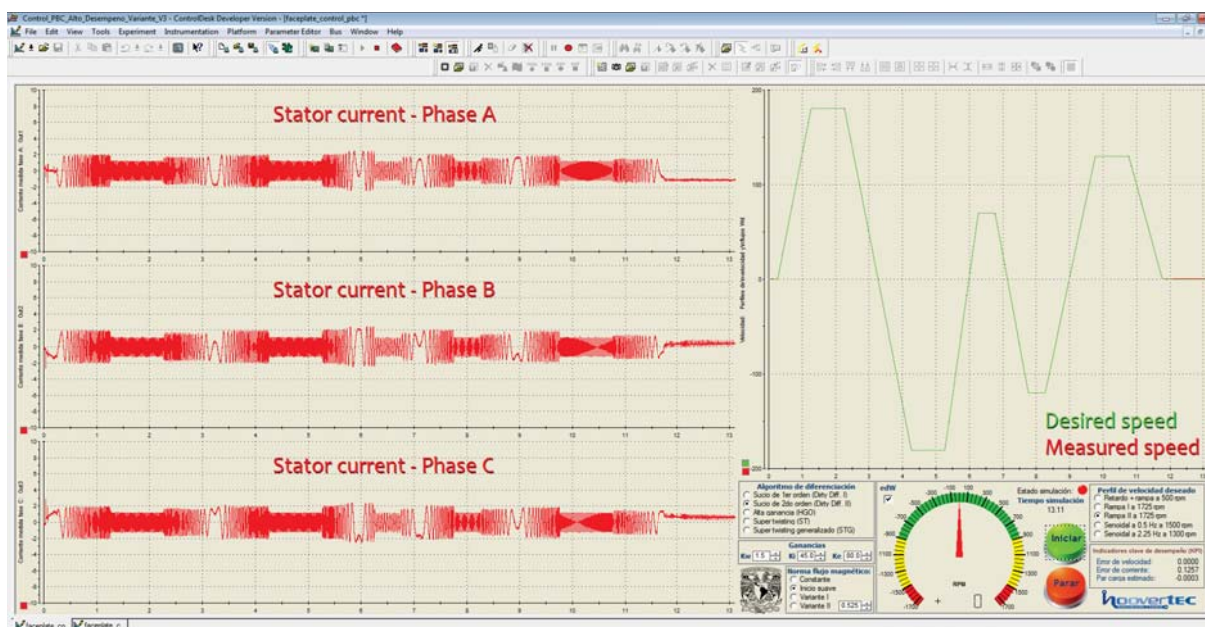


Figura 3.9. Experimento N°1 - dSPACE-ControlDesk - Medición de corrientes y velocidad

La velocidad de rotor deseada y medida de ambos controladores se muestra en la Figura 3.11(a). En la Figura 3.11(b) se observa un acercamiento en el intervalo de tiempo de 6.00 a 6.25 segundos, donde se aprecia la velocidad deseada (ω_d PBC-IM línea color negro) y medida (ω PBC-IM línea color rojo) que corresponde al desempeño logrado por el PBC-IM. En la Figura 3.11(c) se muestra el error de velocidad de cada estrategia de control. Finalmente, se presenta un acercamiento del error de velocidad logrado por ambos controladores en la Figura 3.11(d), donde la línea de color azul representa al error de velocidad obtenido por el PowerFlex 700S (e_w PF700S) que corresponde al 0.69 % del valor nominal de la velocidad y en color rojo el error de velocidad que alcanza el PBC-IM (e_w PBC-IM) con un valor máximo de 0.13 % del valor nominal de la velocidad.

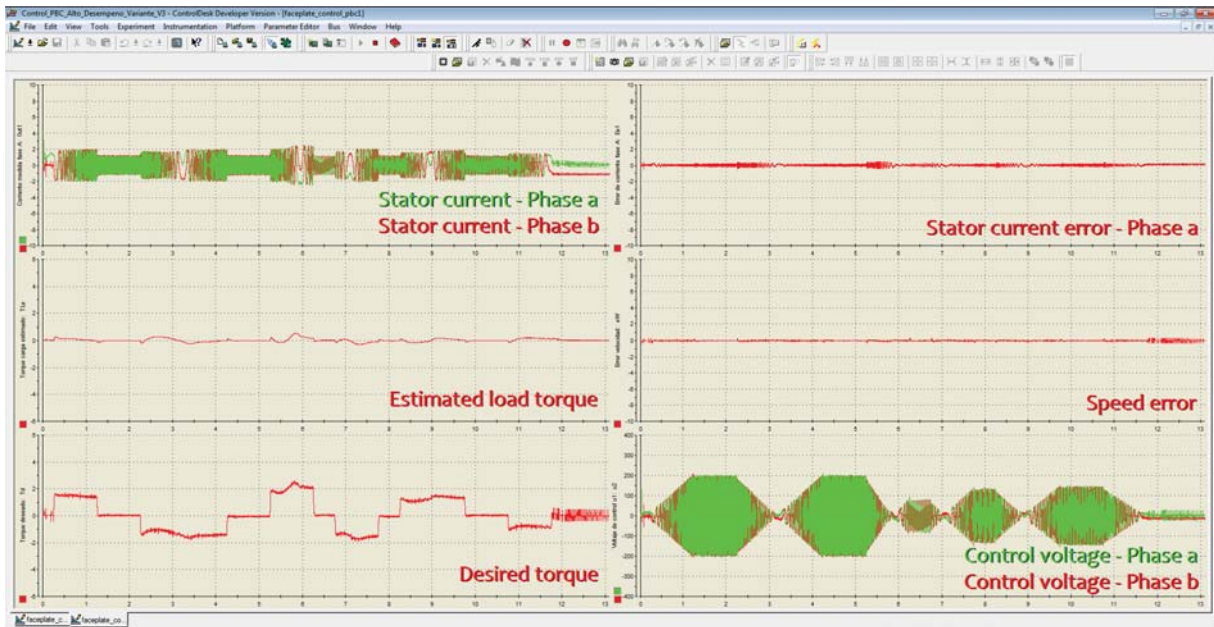
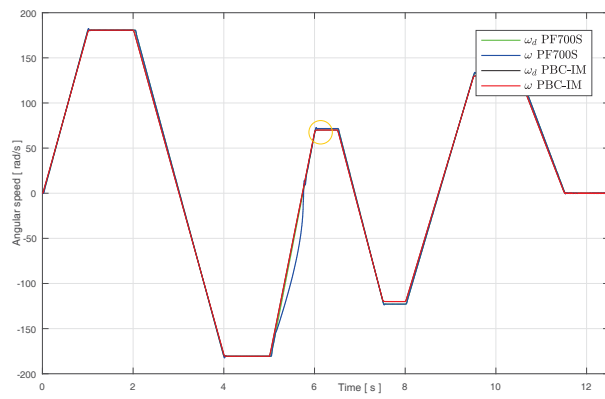
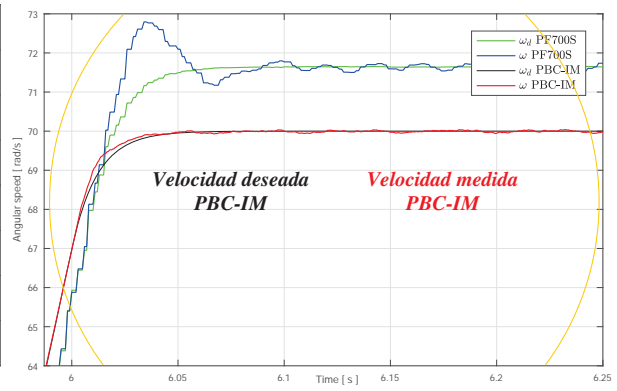


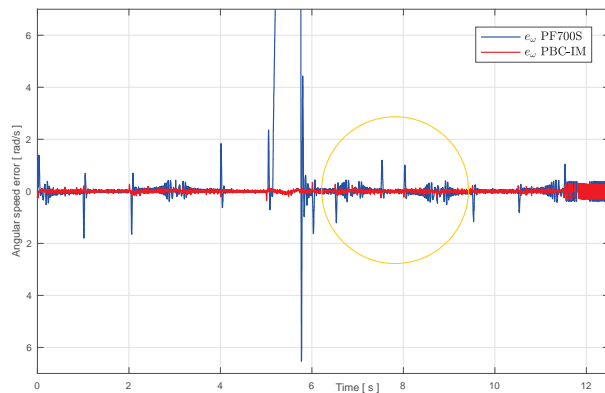
Figura 3.10. Experimento N°1 - dSPACE-ControlDesk - Error de corrientes y velocidad



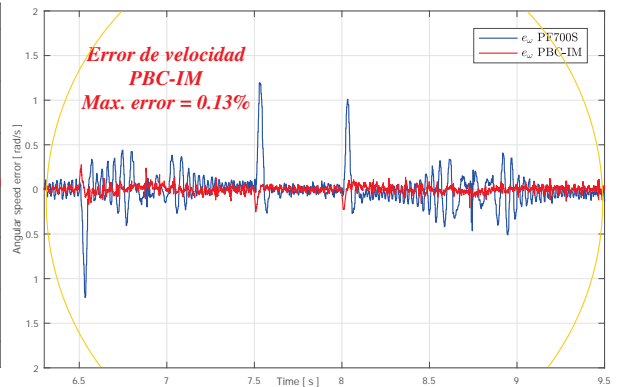
(a) Experimento N°1 - Velocidades de rotor



(b) Experimento N°1 - Acercamiento velocidades



(c) Experimento N°1 - Error velocidad de rotor



(d) Experimento N°1 - Acercamiento error velocidad

Figura 3.11. Experimento N°1 - Comparación de resultados - PowerFlex 700S y PBC-IM

3.2.5.2. Experimento N°2 - Perfil sinusoidal

En el segundo experimento se desea que en ambos controladores se siga un perfil de velocidad deseado sinusoidal con amplitud máxima de 157 rad/s a 0.5 Hz y aceleración máxima de 450 rad/s^2 . En la Figura 3.12 y Figura 3.13 se presentan la medición y visualización de señales en la interfaz dSPACE-ControlDesk.

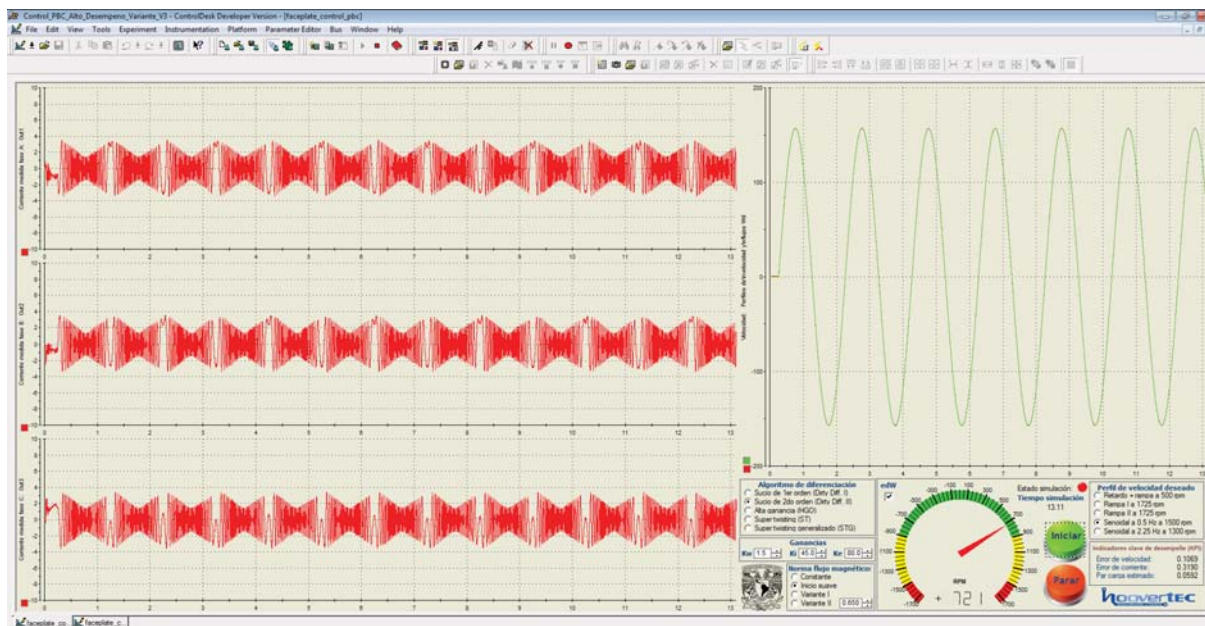


Figura 3.12. Experimento N°2 - dSPACE-ControlDesk - Medición de corrientes y velocidad

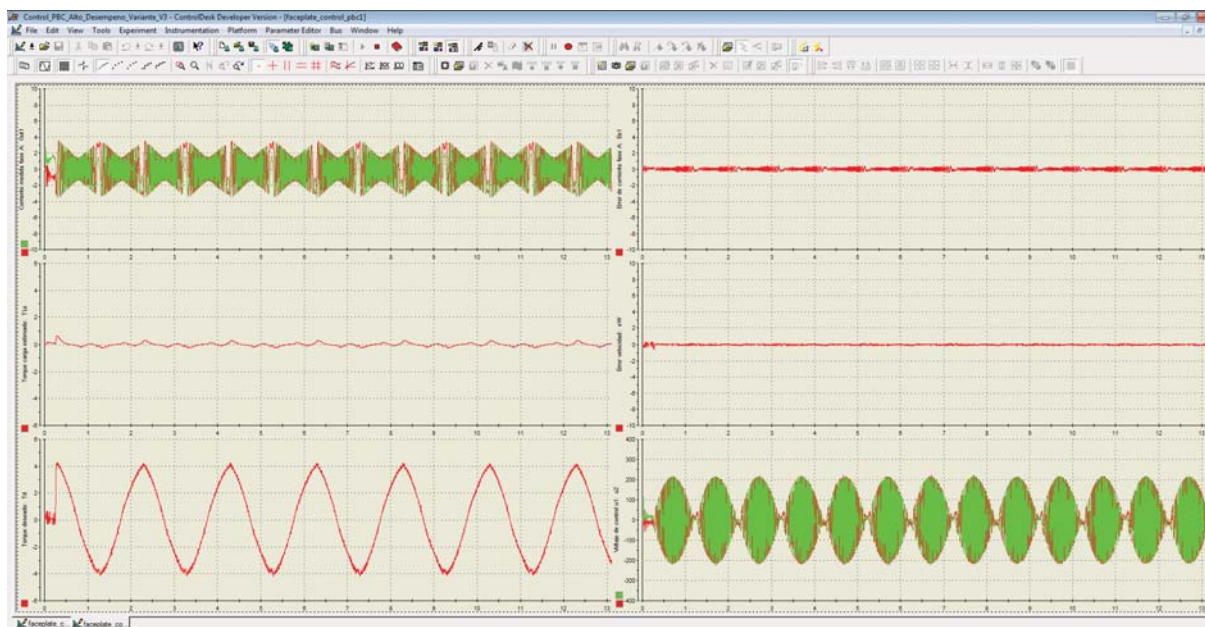
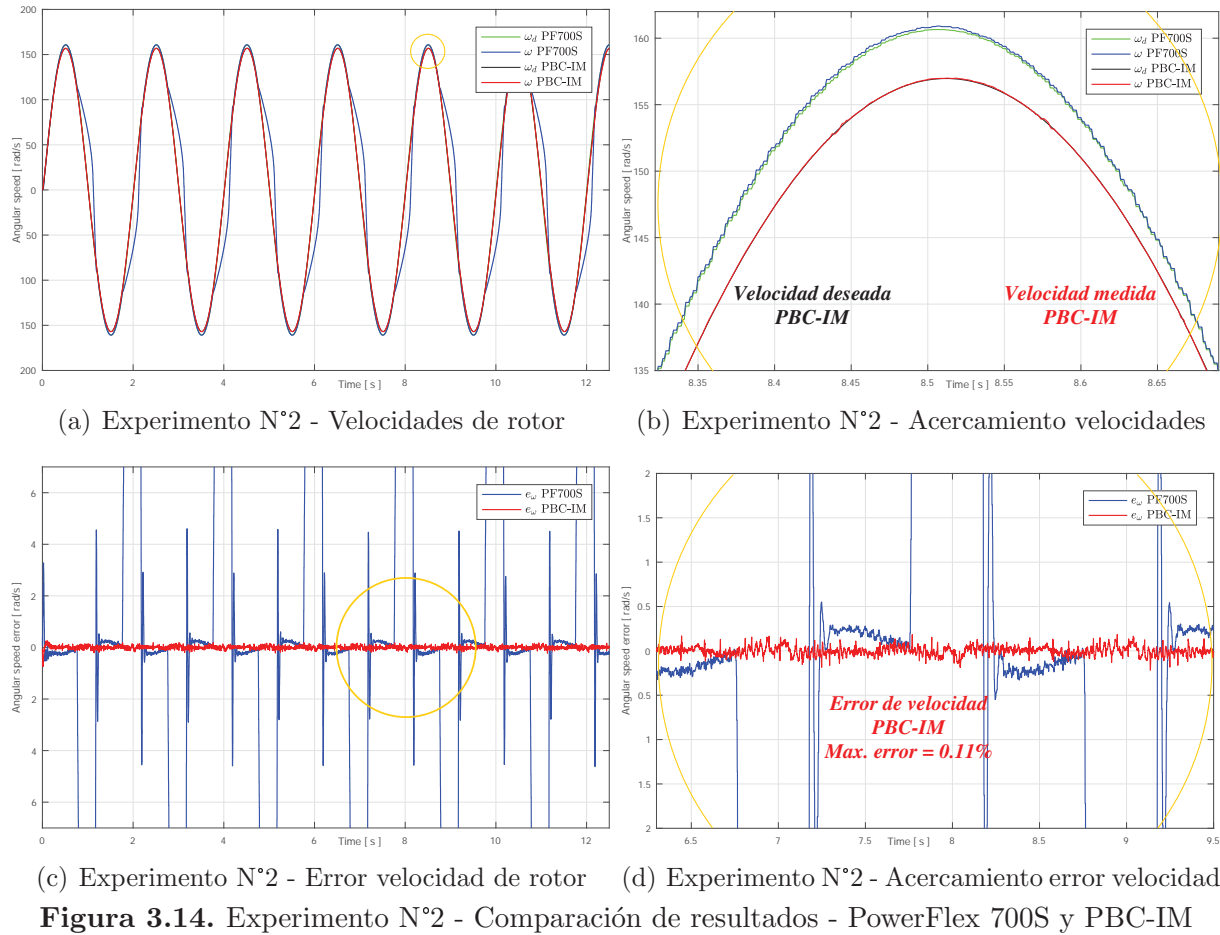


Figura 3.13. Experimento N°2 - dSPACE-ControlDesk - Error de corrientes y velocidad



En la Figura 3.14(a) se muestra la velocidad de rotor deseada y medida de ambos controladores. En la Figura 3.14(b) se observa un acercamiento en el intervalo de tiempo de 8.30 a 8.70 segundos, donde se aprecia la velocidad deseada (ω_d PBC-IM línea color negro) y medida (ω PBC-IM línea color rojo) que corresponde al desempeño logrado por el PBC-IM. En la Figura 3.14(c) se muestra el error de velocidad de cada estrategia de control. Finalmente, se presenta un acercamiento del error de velocidad logrado por ambos controladores en la Figura 3.14(d), donde la línea de color azul representa al error de velocidad obtenido por el PowerFlex 700S (e_ω PF700S) que corresponde al 2.49% del valor nominal de la velocidad. Esta amplitud de error se debe a que en algunas regiones de operación el dispositivo entra en modo de protección debido al voltaje regenerado en el bus de DC, no obstante donde opera normalmente logra un error máximo de 0.34%. En esa misma figura, se observa en color rojo el error de velocidad que alcanza el PBC-IM (e_ω PBC-IM) con un valor máximo de 0.11% del valor nominal de la velocidad.

3.3. Discusión

En este capítulo se presentó la formulación, análisis y evaluación del PBC-IM para alto desempeño. Teniendo como premisa lo anterior, se hacen las siguientes afirmaciones:

- El desempeño dinámico del PBC-IM clásico propuesto en [Ortega, *et al.*, 1995] se ve comprometido por la elección de los parámetros $K_e(\omega)$, a , b y ϵ . Tal como los experimentos ilustran, se presentan oscilaciones en el error de velocidad y en los voltajes de estator se alcanzan valores superiores a los permitidos por el diseño del MI. Estas pérdidas de desempeño ocurren a pesar de elegir las ganancias del PBC-IM clásico dentro de lo establecido en las propiedades de estabilidad presentadas en la sección 3.1.3.
- La propuesta del PBC-IM para alto desempeño fue realizada considerando al modelo (2.2) como un solo conjunto, es decir involucrando la dinámica eléctrica y mecánica simultáneamente sin requerir la medición de flujos magnéticos de rotor. Esta diferencia fundamental permite, en comparación con el PBC-IM clásico, garantizar convergencia asintótica del vector de error al origen, una mejor selección de las ganancias que impactan favorablemente el desempeño, logrando condiciones menos conservadoras y evitando la amplificación de ruido incluido en las mediciones.
- Como consecuencia del análisis de estabilidad del PBC-IM para alto desempeño presentado en la sección 3.2.3, se realiza una modificación en la ecuación (3.47) que describe la dinámica de los flujos de rotor deseados, con lo cual no solo se simplifica el análisis de estabilidad, sino que además se logra reducir el error eléctrico significativamente, mejorando así el desempeño general del controlador. Esto último fue verificado en la evaluación realizada sobre la plataforma experimental.
- Los resultados en simulación numérica muestran que el PBC-IM para alto desempeño logra el correcto seguimiento de la norma de flujos magnéticos y de la velocidad de rotor. Con lo cual se alcanzan satisfactoriamente los dos objetivos de control propuestos. Sin embargo, se debe proponer un perfil de norma de flujos magnéticos que forme parte de las trayectorias admisibles del sistema. Por ejemplo, siempre elegir valores para β mayores que cero, evitar imponer valores superiores al nominal para β , lo cual conducirá a generar voltajes de estator mayores al voltaje máximo entre fases en la red, no imponer valores nominales a β cuando la norma de los voltajes de estator se encuentra en la cercanía a cero, esto último demandaría corrientes excesivas en el arranque del motor.
- La evaluación experimental de desempeño del controlador propuesto comparado con el variador de frecuencia comercial PowerFlex 700S, el cual implementa el FOC,

muestra que el PBC-IM logra realizar un mejor seguimiento de velocidad y permite también hacer seguimiento de norma de flujos magnéticos de rotor, mientras que el PowerFlex 700S permite seguimiento de velocidad y únicamente regulación de norma de flujos magnéticos. Adicionalmente se puede conjeturar que, el costo computacional requerido para implementar el PBC-IM es menor porque solo debe resolver (considerando al controlador bajo la formulación presentada anteriormente) 3 ecuaciones diferenciales no lineales y 6 ecuaciones algebraicas, mientras que el FOC al tratarse de una estrategia de control lineal, su sintonización no es la adecuada para todos los puntos de operación (como se observa en las Figuras 3.11(d)) e incluye 2 reguladores PI, 4 compensadores *Lead Lag*, filtros de rechazo de bandas, compensadores de fricción e inercia, saturadores de señales, adaptadores de inercia, etc. (como se observa en la Figura 3.7).

- Finalmente, para la implementación del PBC-IM para alto desempeño es necesario conocer la velocidad y aceleración de la flecha del MI y además conocer los perfiles de velocidad deseada, su primera y segunda derivada, también la norma de flujos magnéticos de rotor deseada, su primera y segunda derivada. Por tanto, es necesario contar con sistemas dinámicos que permitan su obtención.

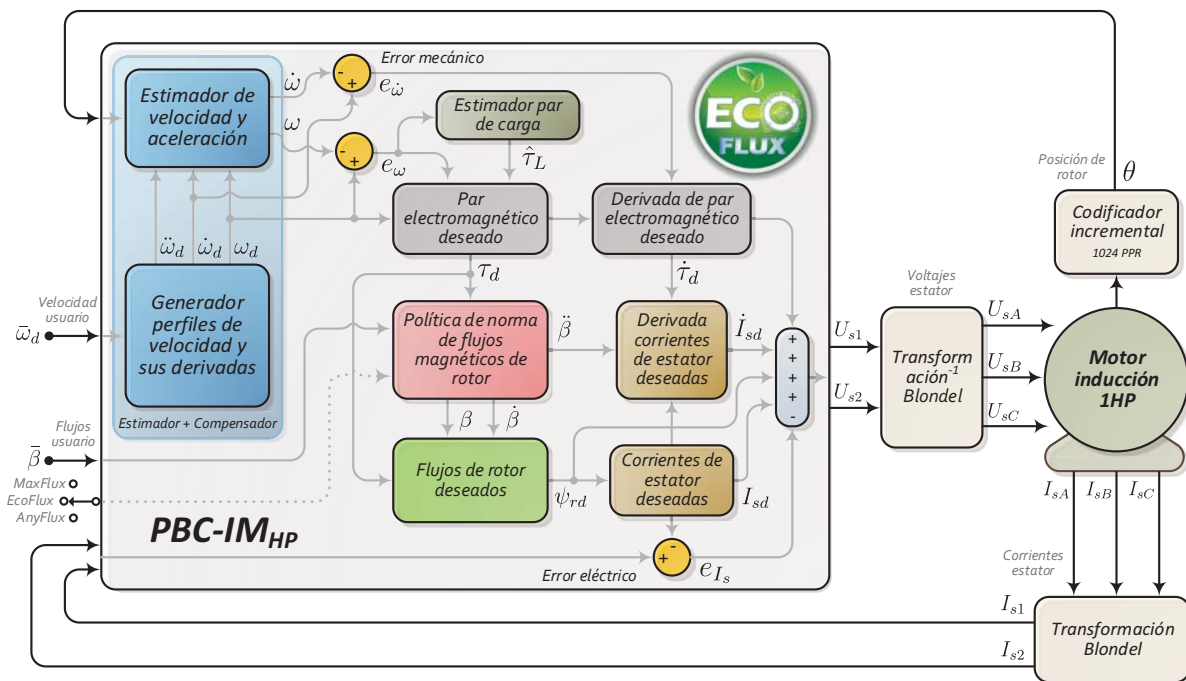


Figura 3.15. Esquema de PBC-IM completo para la obtención de alto desempeño

En los siguientes dos capítulos se proponen dos métodos dinámicos que permiten la implementación del PBC-IM para alto desempeño. El primero, es un método para la obtención de velocidad y aceleración a partir de la posición medida por un codificador

incremental que evita la amplificación de ruido excesivo. El segundo, permite obtener la norma de flujos magnéticos de rotor deseados, su primera y segunda derivada. Además, puede lograr reducir las pérdidas de potencia en los conductores (EcoFlux), incrementar el par electromagnético evitando saturar los voltajes de estator (MaxFlux) o seguir cualquier trayectoria deseada (AnyFlux). No obstante, la inclusión de ambos sistemas dinámicos al esquema de PBC-IM para alto desempeño forma el conjunto mostrado en la Figura 3.15, el cual carece de una prueba formal de convergencia.

Capítulo 4

Estimador de velocidad, aceleración y generador de perfiles deseados

Es necesario, para alcanzar alto desempeño dinámico en las estrategias de control de motores eléctricos, estimar correctamente velocidad y aceleración del rotor a partir de la posición medida por un codificador incremental. El problema radica en que dicha señal se encuentra cuantificada, es decir presenta pequeños escalones como resultado del muestreo y promediación del sensor de posición. Conforme se incrementa la velocidad del rotor este fenómeno se acentúa, produciendo el nocivo efecto Nyquist; lo cual hace que obtener las derivadas de la posición cuantificada sea una tarea no trivial.

En este capítulo se busca evaluar, experimentalmente, cuál es el método de diferenciación numérica que tiene un mejor comportamiento en términos del error de seguimiento de velocidad, cuando es implementado en conjunto con el PBC-IM. Por lo tanto, se evalúa bajo las mismas condiciones a dicho controlador con tres diferenciadores numéricos. El primero es un diferenciador “sucio” de tercer orden más términos de compensación propuesto en esta tesis, que además permite obtener los perfiles deseados de velocidad, aceleración y derivada de aceleración. El segundo es un observador de alta ganancia y el tercer método es el diferenciador de Levant óptimo en su versión recursiva.

En tal sentido, se compararon a los tres algoritmos de diferenciación numérica teniendo como criterio de selección los errores de velocidad, aceleración, corrientes de estator, norma de flujos magnéticos de rotor y la capacidad de rechazar perturbaciones de un par de carga desconocido.

Para realizar una evaluación justa de los tres algoritmos, se emplearon las mismas ganancias para el PCB-IM en cada experimento. Algunos de los parámetros de los diferenciadores se eligieron de acuerdo a lo sugerido en [Vasiljevic y Khalil, 2008] y [Levant, 2005] para el HGO y diferenciador de Levant respectivamente. Sin embargo, se determinó que un mejor criterio de sintonía para la comparación en igualdad de condiciones, es ajustar la respuesta en frecuencia de cada uno de los diferenciadores hasta que el controlador

responda de forma similar, en términos de la amplitud del error de velocidad obtenida, ante la misma perturbación de par de carga.

A continuación se describen a los tres algoritmos de diferenciación numérica y la asignación de sus parámetros de sintonía, posteriormente se presentan las condiciones de los experimentos y los resultados. En la Figura 3.15 se muestra la inclusión de este sub-sistema al PBC-IM para alto desempeño.

4.1. Estimador-Diferenciador “sucio” de tercer orden compensado

El PBC-IM para alto desempeño requiere de la medición de velocidad y aceleración. Para tal propósito se propone el siguiente método de diferenciación numérica fundamentado en un sistema dinámico lineal que llamaremos *diferenciador sucio de tercer orden compensado* y está descrito por

$$\dot{z}_1 = z_2 \quad (4.1a)$$

$$\dot{z}_2 = -\lambda_1^2 z_1 - 2\lambda_1 z_2 + \lambda_1^2 \bar{\omega}_d \quad (4.1b)$$

$$\dot{z}_3 = z_4 \quad (4.1c)$$

$$\dot{z}_4 = z_5 \quad (4.1d)$$

$$\dot{z}_5 = -\lambda_2^3 z_3 - 3\lambda_2^2 z_4 - 3\lambda_2 z_5 + \underbrace{\lambda_2^3 \theta + 3\lambda_2^2 z_1 + 3\lambda_2 z_2 - \lambda_1^2 z_1 - 2\lambda_1 z_2 + \lambda_1^2 \bar{\omega}_d}_{\lambda_2^3 \left[\theta + \frac{3}{\lambda_2} z_1 + \frac{3}{\lambda_2^2} z_2 - \frac{1}{\lambda_2^3} \dot{z}_2 \right]} \quad (4.1e)$$

donde $\omega_d = z_1$ la velocidad deseada o de consigna para el PBC-IM, $\dot{\omega}_d = z_2$ la aceleración deseada y $\bar{\omega}_d \approx \omega_d$ la señal exógena que define el perfil de velocidad que el usuario desea alcanzar. θ es la posición de rotor medida por el codificador incremental unido al eje del rotor, z_3 la posición estimada, $\omega = z_4$ la velocidad estimada de rotor, $\dot{\omega} = z_5$ la aceleración estimada, con

$$\begin{bmatrix} z_1(0) & z_2(0) & z_3(0) & z_4(0) & z_5(0) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \bar{\omega}_d(0) & 0 & \theta(0) & 0 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

La estabilidad del sistema dinámico descrito en (4.1) se cumple para todo $\lambda_1 > 0$ y $\lambda_2 > 0$. Sin embargo, como primera aproximación, se recomienda asignar a $\lambda_1, \lambda_2 > 2|\max(\dot{\omega}_d)|$ (dos veces el valor máximo de aceleración deseada para preservar el contenido frecuencial de la señal de entrada). Note, que conforme $\lambda_2 \rightarrow +\infty$, este método será una mejor aproximación al operador derivada, por lo tanto más sensible al ruido mientras que el término $\lambda_2^3 \left[\frac{3}{\lambda_2} z_1 + \frac{3}{\lambda_2^2} z_2 - \frac{1}{\lambda_2^3} \dot{z}_2 \right] \rightarrow 0$. Este último es empleado para compensar el desfase natural del sistema compuesto por (4.1c) - (4.1e). En este trabajo se consideró $\lambda_1 = 800$ y $\lambda_2 = 12000$.

Adicionalmente se contempla un estimador de par de carga de la forma

$$\hat{\tau}_L = -K_{\omega i} \int e_{\omega} dt; \quad K_{\omega i} > 0, \quad \hat{\tau}_L(0) = 0 \quad (4.2)$$

4.2. Comparación de desempeño del estimador propuesto

En esta sub-sección se presentan los dos métodos más empleados en la comunidad de control para el cálculo de las derivadas de una señal contaminada con ruido, los cuales serán comparados con el estimador propuesto en esta tesis.

4.2.1. Diferenciador basado en observador de alta ganancia

Se considera al observador lineal de alta ganancia descrito en [Vasiljevic y Khalil, 2008] dado por

$$\dot{\varsigma}_1 = -\frac{\mu_1}{\varepsilon}(\varsigma_1 - \theta) + \varsigma_2 \quad (4.3a)$$

$$\dot{\varsigma}_2 = -\frac{\mu_2}{\varepsilon^2}(\varsigma_1 - \theta) + \varsigma_3 \quad (4.3b)$$

$$\dot{\varsigma}_3 = -\frac{\mu_3}{\varepsilon^3}(\varsigma_1 - \theta) \quad (4.3c)$$

donde ς_2 es la velocidad de rotor estimada y ς_3 la aceleración. Para la evaluación de este algoritmo se consideró $\mu_1 = 3$, $\mu_2 = 3$, $\mu_3 = 1$ y $\varepsilon = 0.00\bar{2}$.

4.2.2. Diferenciador de Levant óptimo recursivo

Se eligió este método de diferenciación para ser evaluado en conjunto con el PBC-MI debido a que es uno de los más citados en la literatura especializada. Por otro lado, tiene como cualidad que el error de estimación de la derivada decrece conforme se incrementa la tasa de muestreo, sin embargo requiere de una elección adecuada de los parámetros α_1 , α_2 , α_3 y L para lograr convergencia, lo cual no es del todo ventajoso. Además, como es ampliamente conocido, presenta el típico efecto de castaño [Chawda, *et al.*, 2011]. Este método está dado por

$$\dot{\eta}_1 = \nu_1 = -\alpha_1 L^{1/3} |\eta_1 - \theta|^{2/3} \text{sign}(\eta_1 - \theta) + \eta_2 \quad (4.4a)$$

$$\dot{\eta}_2 = \nu_2 = -\alpha_2 L^{1/2} |\eta_2 - \nu_1|^{1/2} \text{sign}(\eta_2 - \nu_1) + \eta_3 \quad (4.4b)$$

$$\dot{\eta}_3 = -\alpha_3 L \text{sign}(\eta_3 - \nu_2) \quad (4.4c)$$

donde η_2 es la velocidad de rotor estimada y η_3 la aceleración [Levant, 2003]. Para la evaluación se consideró $\alpha_1 = 3$, $\alpha_2 = 1.5$, $\alpha_3 = 1.1$ como se sugiere en [Levant, 2005] y $L = 100000$ que respeta la cota mínima necesaria para el perfil de velocidad aplicado.

4.3. Condiciones de evaluación y comparación de diferenciadores numéricos

Las condiciones y ganancias elegidas para evaluar al PBC-MI en conjunto con los métodos de diferenciación son las mismas para los tres casos. Se eligió como ganancia eléctrica la constante $K_{I_s} = 80$, ganancias mecánicas $K_\omega = 1$ y $K_{\omega_i} = 45$ y el periodo de muestreo es de 0.1 ms. El perfil de seguimiento de velocidad deseado para el PCB-IM fue considerado como se muestra en la Figura 4.1(b), la cuantización de la posición se realizó considerando un codificador incremental de 1024 ppr aplicando $\theta = q \lceil u/q \rceil$, donde el operador $\lceil \cdot \rceil$ genera el mínimo valor entero de su argumento, θ es la salida cuantizada, u la entrada y $q = 2\pi/4096$ el intervalo de cuantización. El resultado del proceso de cuantización de la posición del rotor se observa en la Figura 4.1(a). La Figura 4.1(c) muestra el perfil de aceleración que seguirá el motor y en la Figura 4.1(d) se presenta el par de carga que se aplicó al eje del rotor, con una magnitud de 4 Nm en ambos sentidos de giro y con una duración de 2 s.

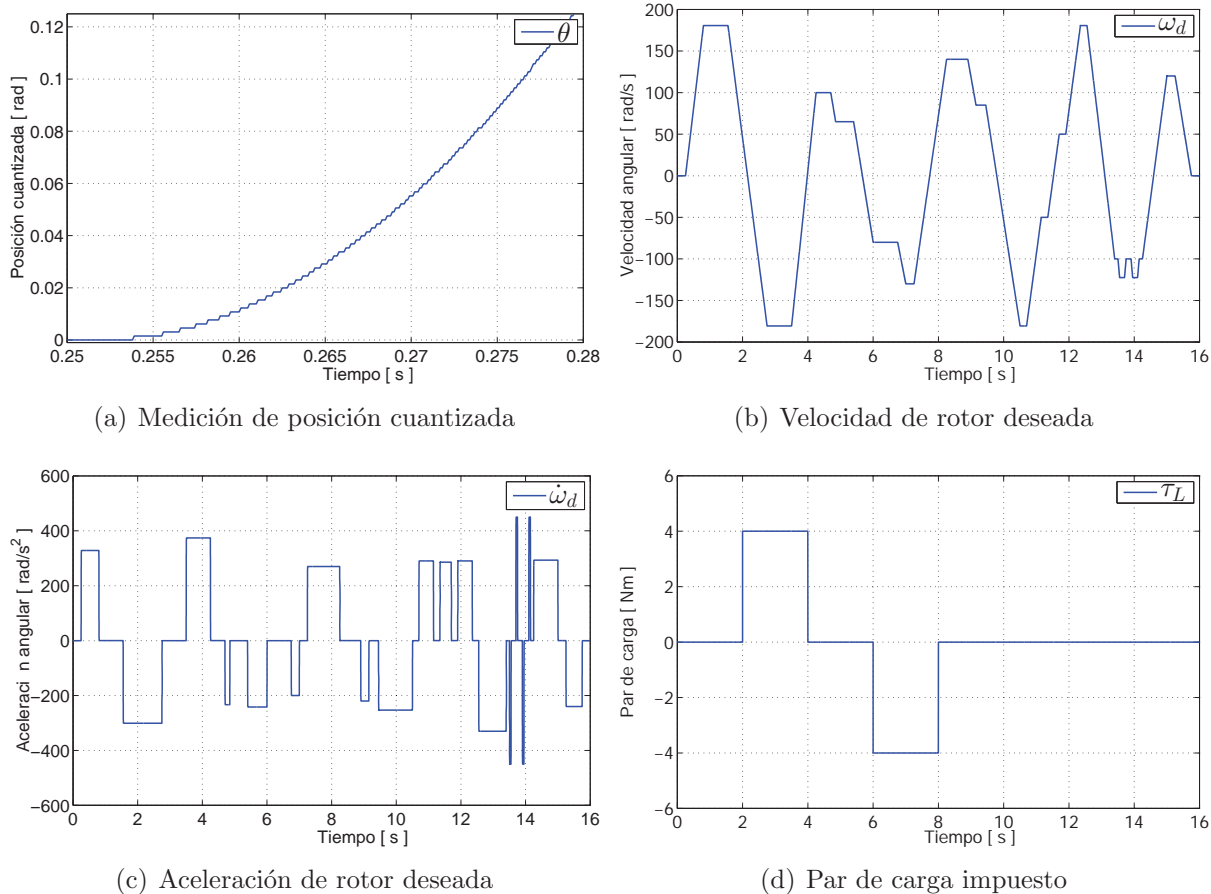


Figura 4.1. Condiciones de evaluación del PBC

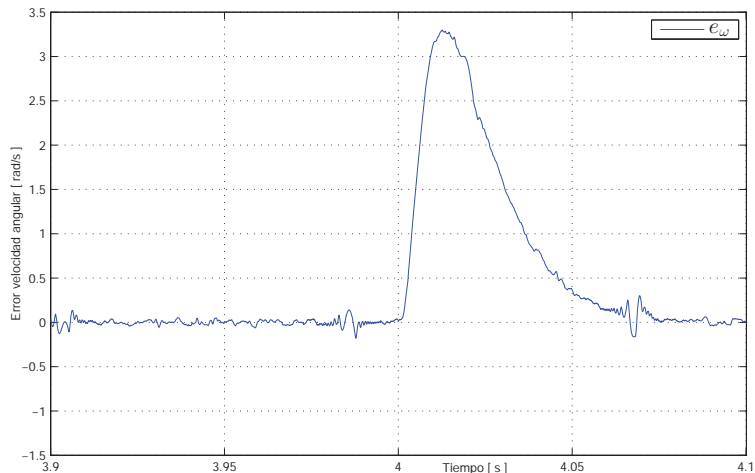
4.4. Evaluación del PBC-IM con estimadores de velocidad y aceleración

En esta sección se compara el desempeño del PBC-IM para cada algoritmo diferenciador por separado, buscando identificar qué método contribuye de mejor forma a la obtención de alto desempeño dinámico.

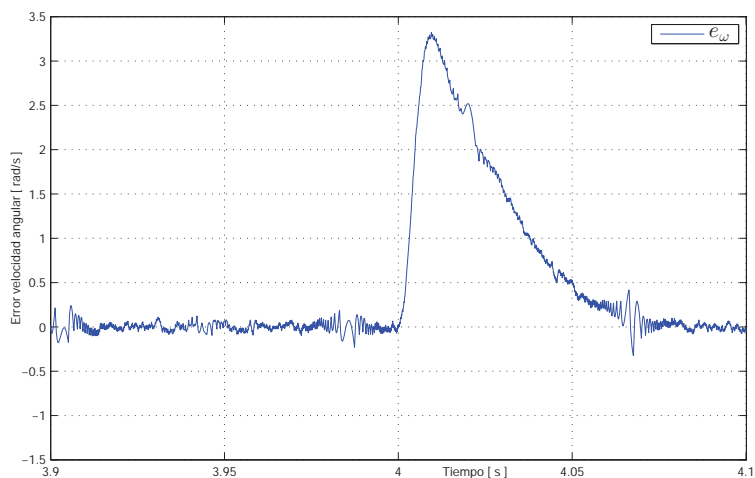
En la Figura 4.2 se observa un acercamiento del error de velocidad logrado con el PBC-IM con cada uno de los diferenciadores. Esta figura sirvió de métrica para la elección de los parámetros λ_1 , ε y L que corresponden a cada diferenciador respectivamente. Como es claro, incrementar estos parámetros logra aproximar mejor el valor de la derivada, permitiendo al PBC-IM rechazar más rápidamente la perturbación de par de carga, pero incrementa el ruido. De forma inversa, el reducir estos parámetros limita al PBC-IM a tener un comportamiento más conservador, con lo cual aumentará el valor máximo de error de velocidad en la proximidad del cuarto segundo en la escala temporal de la Figura 4.2. Por lo tanto, siguiendo el procedimiento de asignación de parámetros antes mencionado se puede comparar a los tres métodos de diferenciación en igualdad de condiciones a pesar de contar con propiedades estructurales muy distintas.

En las Figuras 4.2 y 4.3 se observa que el diferenciador “sucio” de tercer orden más términos de compensación, rechaza correctamente la perturbación al igual que los otros dos diferenciadores pero con menor contenido de ruido, obteniendo 0.227 rad/s de Error Cuadrático Medio (ECM) para velocidad, en comparación a 0.231 rad/s y 0.260 rad/s para HGO y diferenciador de Levant respectivamente.

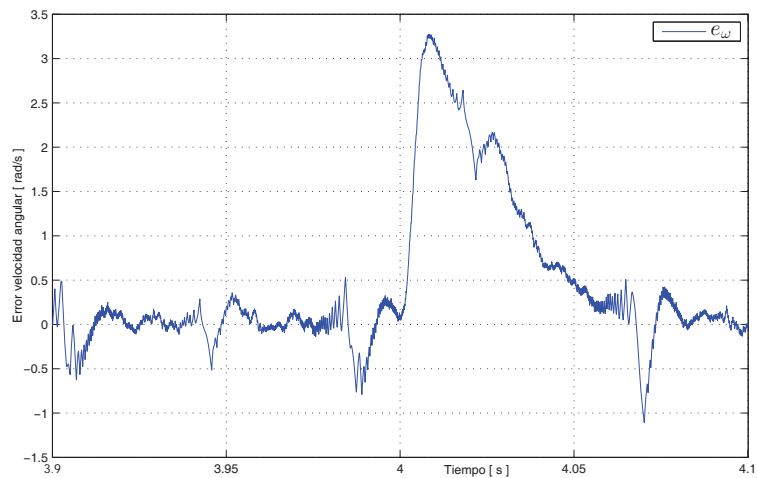
Ahora bien, si se observa la Figura 4.4 se aprecia que el error en corrientes de estator, durante la evaluación del HGO así como en el diferenciador de Levant, alcanza aproximadamente el 5% del valor nominal de corriente a plena carga del motor, a diferencia del valor obtenido por el diferenciador propuesto en este trabajo que es prácticamente cero. La razón del porque de este resultado se deduce claramente en la ecuación (3.18), donde el PBC-IM requiere para su implementación de τ_d y $\dot{\tau}_d$ definidas en (3.15) y (3.38) respectivamente. Esto implica que para no tener cesgos en la ecuación (3.18), se debe definir unívocamente el error de velocidad (e_ω) y su respectiva derivada (\dot{e}_ω). Dicho esto, se afirma que el único algoritmo que obtiene una versión de bajo ruido de (e_ω) y su respectiva derivada exacta (\dot{e}_ω) es el diferenciador propuesto en este trabajo, debido a que estructuralmente se asemeja a una cadena de integradores donde $\dot{z}_2 := z_3$ (véase la ecuación (4.1d)). Las Figuras 4.3 y 4.6 cotejan la afirmación anterior. Por ejemplo, en la Figura 4.3 que corresponde a los errores de velocidad, la relación de magnitud promedio entre las subfiguras es 4.3(a) < 4.3(b) < 4.3(c). Se esperaría entonces que la relación de magnitud promedio del error de aceleración, mostrado en la Figura 4.6, se preserve dado que las señales del error de velocidad tienen una frecuencia mayor a la unidad, sin embargo esto no es así.



(a) Sucio 3^{er} orden compensado

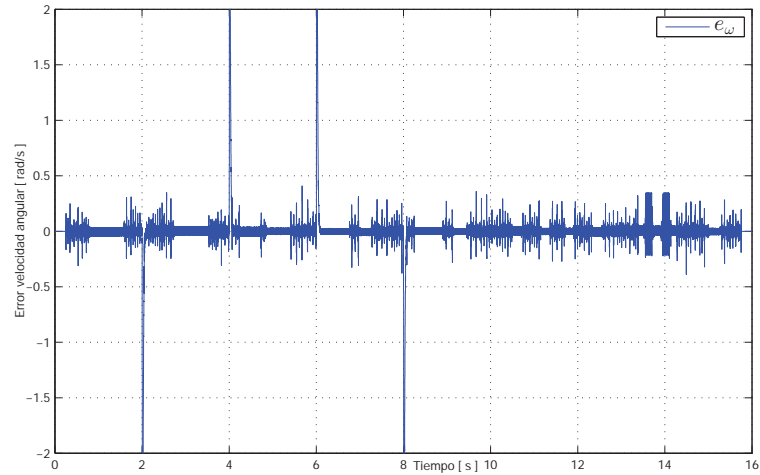


(b) Observador de alta ganancia

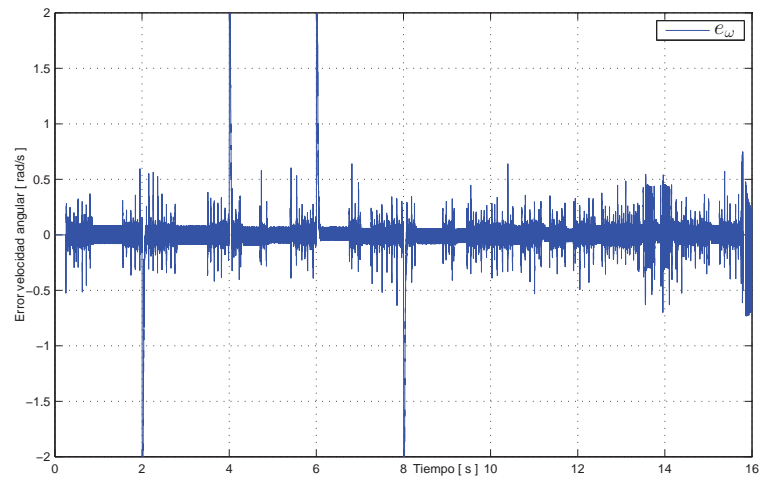


(c) Levant óptimo recursivo

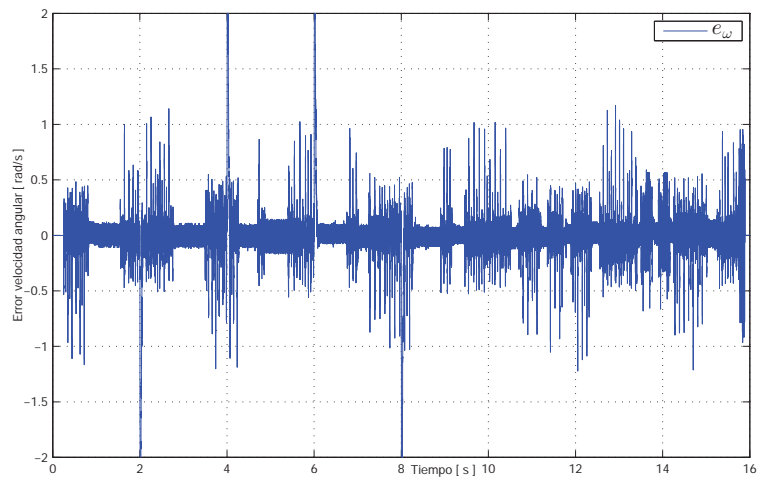
Figura 4.2. Comparación del error de velocidad (métrica)



(a) Suncio 3^{er} orden compensado

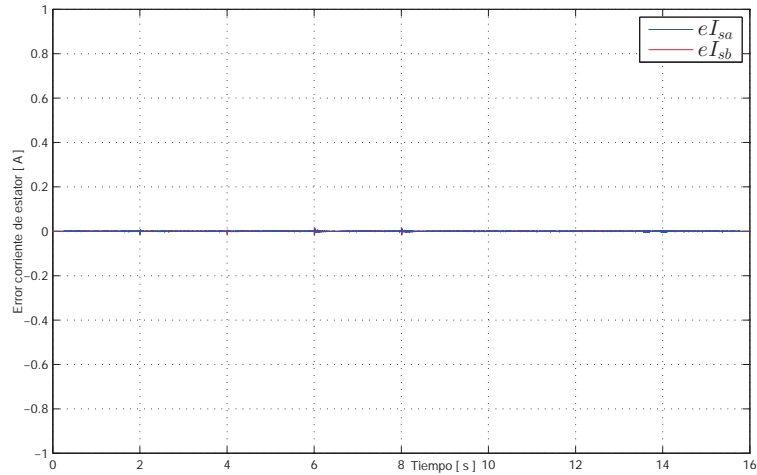


(b) Observador de alta ganancia

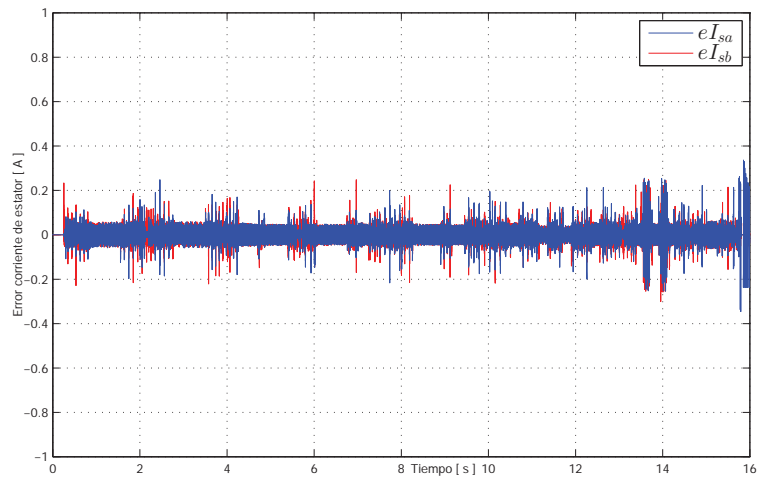


(c) Levander óptimo recursivo

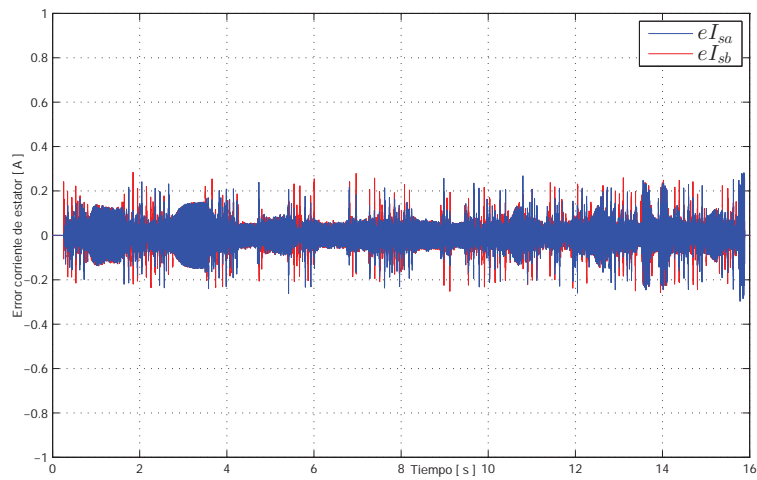
Figura 4.3. Comparación del error de velocidad



(a) Sucio 3^{er} orden compensado

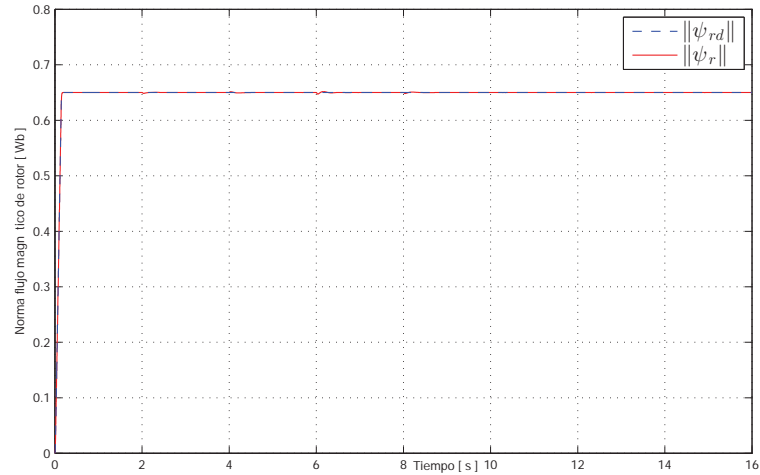


(b) Observador de alta ganancia

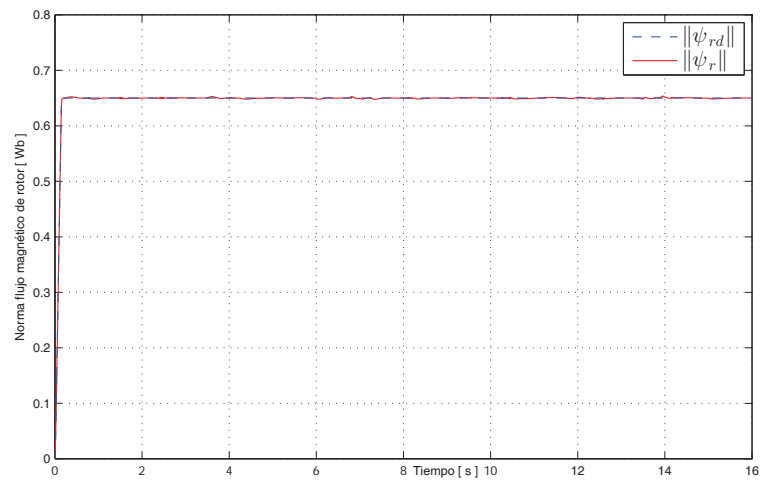


(c) Levant óptimo recursivo

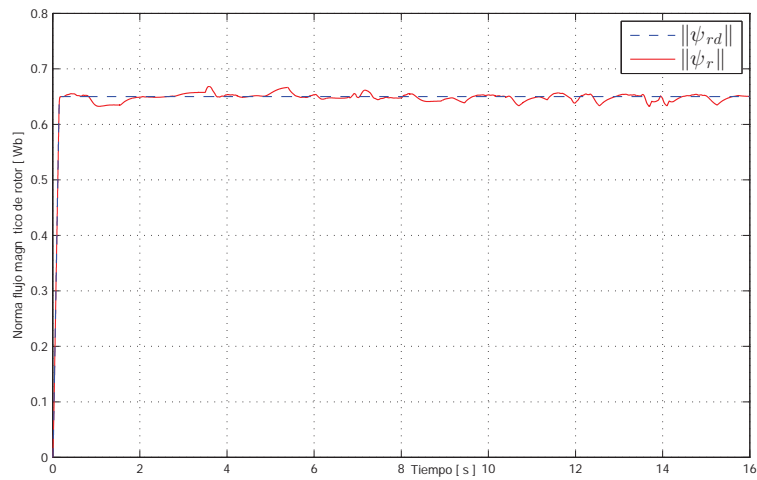
Figura 4.4. Comparación de error de corriente de estator



(a) Suncio 3^{er} orden compensado



(b) Observador de alta ganancia



(c) Levant óptimo recursivo

Figura 4.5. Comparación de seguimiento de norma de flujos

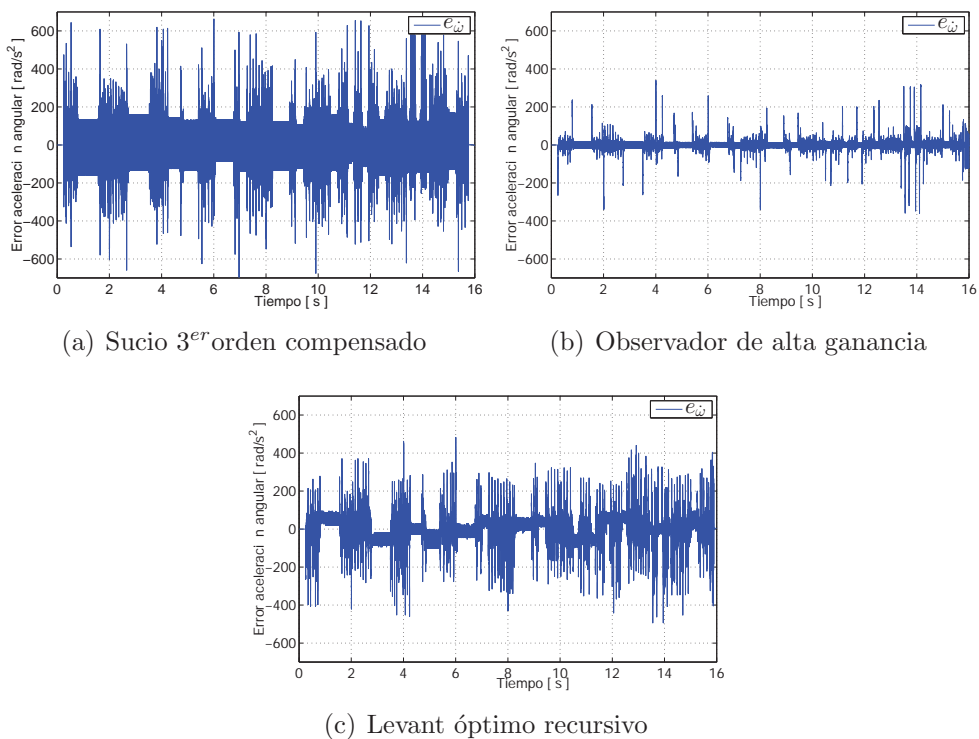


Figura 4.6. Comparación del error de aceleración

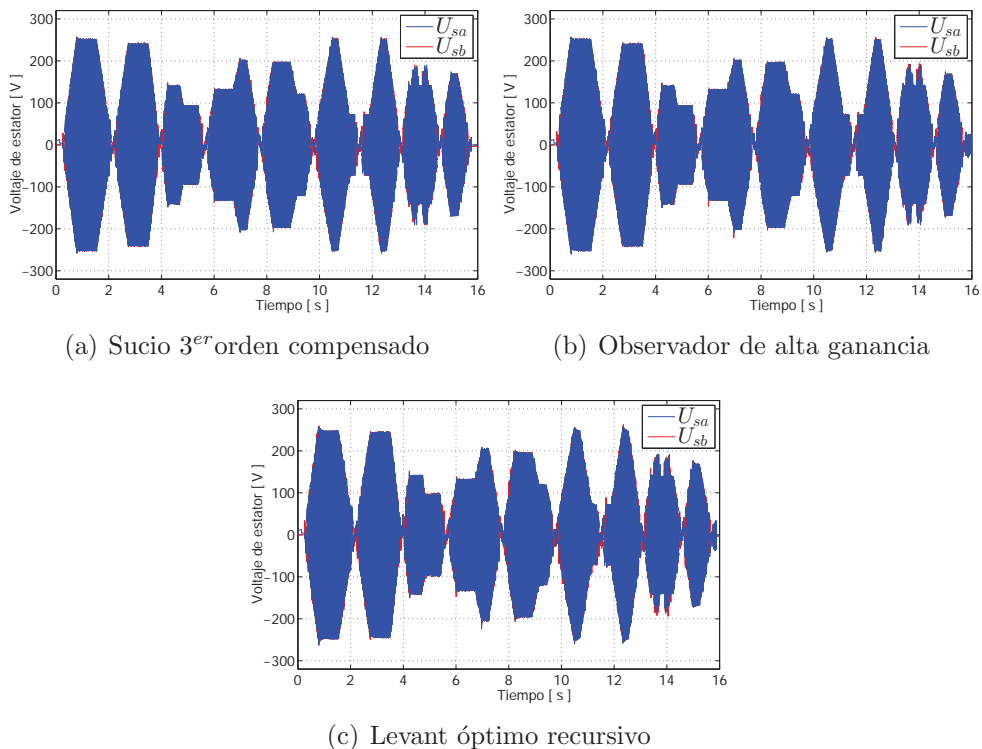


Figura 4.7. Comparación de la acción de control

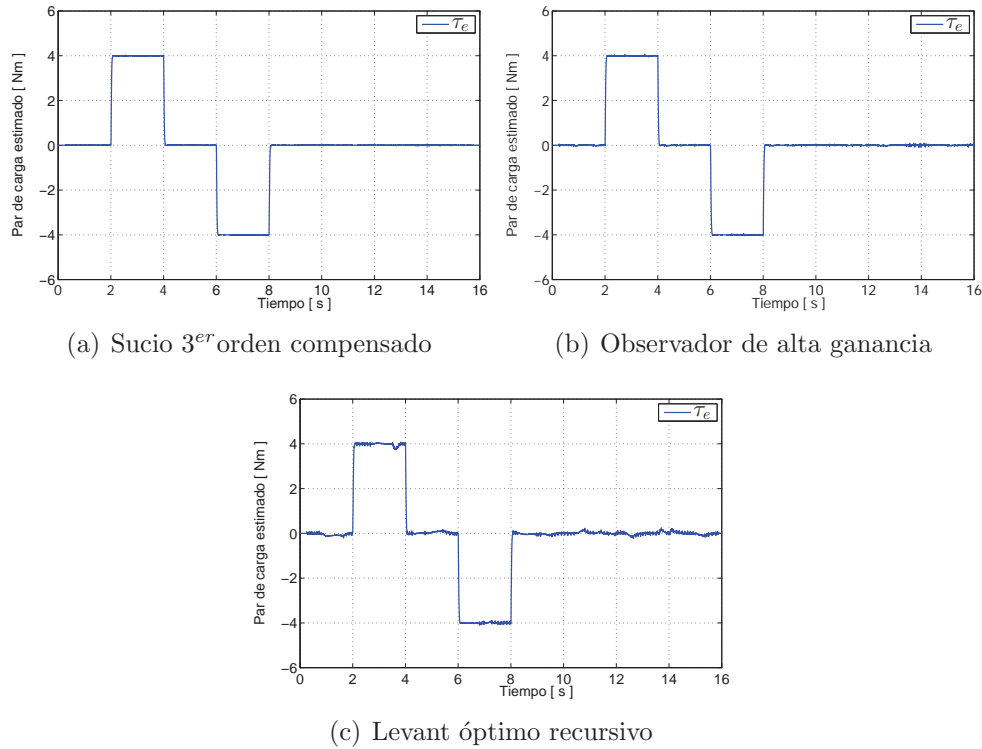


Figura 4.8. Comparación de estimador de par de carga

Por otro lado, los errores en las corrientes de estator, inducen mayor contenido frecuencial en la acción de control como se ve en la Figura 4.7 y en la ecuación (3.8) por el término $K_{I_s} e_{I_s}$. Además degradan el seguimiento de la norma de flujos magnéticos de rotor, como se aprecia en la Figura 4.6, más aún este efecto se acentúa cuando el estimado de la aceleración no es bueno, como se observa en la Figura 4.6(c) para el caso particular del diferenciador de Levant.

Finalmente, en la Figura 4.8 se muestra el valor estimado del par de carga obtenido por el PBC-IM, con lo cual se afirma que reconstruye el verdadero par de carga aplicado y es por esa razón que puede rechazar dicha perturbación.

4.5. Discusión

En el presente capítulo, se describió las dificultades que existen cuando se requiere calcular en línea la velocidad y aceleración a partir de la medición de posición cuantificada. Como propuesta de solución, se presentó un método dinámico de estimación de ambas variables, que además permite obtener la primera y segunda derivada de la velocidad deseada; con las cuales se compensa el desfase generado por el estimador propuesto. Este conjunto de cinco ecuaciones diferenciales se le llamó diferenciador sucio de tercer orden compensado y fue presentado en las ecuaciones (4.1).

Por otro lado, se realizó una comparación de los tres algoritmos de diferenciación numérica evaluados en conjunto con un PCB-MI, y tras establecer una métrica relacionada con la elección de los parámetros de sintonía para cada diferenciador, se afirma lo siguiente:

- El diferenciador sucio de tercer orden compensado propuesto en este trabajo, ofrece un mayor desempeño dinámico del conjunto Estimador-PBC-MI en comparación a los otros dos métodos de diferenciación numérica. Es decir, presenta menor error de seguimiento de velocidad, corrientes de estator y norma de flujos magnéticos de rotor; además produce menor contenido armónico en los voltajes de estator y permite estimar mejor el par de carga. Estas cualidades se deben a que su estructura se asemeja a una cadena de integradores; logrando así obtener una versión de la velocidad de rotor con menos ruido y su respectiva primera derivada exacta.
- Los resultados muestran que los errores en aceleración (véa Figura 4.6) obtenidos por el HGO y el diferenciador de Levant, no corresponden a la tasa de variación del error de velocidad (véa Figura 4.3) obtenido por los mismos métodos. En cambio, en el caso del estimador propuesto, el error de velocidad corresponde exactamente a la integral del error de aceleración por tratarse de una cadena de integradores. Es decir, el diferenciador de 3^{er} orden compensado obtiene una versión filtrada de la posición, que es diferente de la posición real. A partir de esta posición filtrada calcula la primera derivada (velocidad) y segunda derivada (aceleración) de forma exacta, siempre y cuando los métodos de solución numérica sean confiables.
- Existen dos únicos parámetros a sintonizar en el estimador de velocidad y aceleración propuesto. Estos son λ_1 y λ_2 . El primero determina que tan suaves serán los perfiles de velocidad, aceleración y derivada de aceleración deseados. El segundo permite obtener una mejor aproximación de la derivada, sin embargo conforme este parámetro tienda a infinito producirá un incremento de ruido en las variables obtenidas.

Capítulo 5

Política de elección de norma de flujos magnéticos de rotor

En el presente capítulo, se propone una política de elección de la norma de flujos magnéticos de rotor deseada. Esta, parte del hecho que el PBC-IM, dado por las ecuaciones (3.30)-(3.38), garantiza un correcto seguimiento de velocidad y norma de flujos magnéticos de rotor, si se considera que ambas señales se incorporan como entradas exógenas en la ley de control.

Por lo tanto, esta política de selección de norma de flujos magnéticos puede reducir las pérdidas de potencia de acuerdo a las condiciones de operación de la máquina, incrementar el par electromagnético generado o seguir una trayectoria determinada para la norma de flujos magnéticos. En la Figura 3.15 se muestra la inclusión de este sub-sistema al PBC-IM para alto desempeño.

Es necesario hacer mención que la concepción de la política, aunque está inspirada en argumentos de optimalidad, carece de un argumento formal sólido. Sin embargo, en virtud de la alta complejidad matemática que impone el problema, se considera que es una aportación valiosa en la búsqueda de soluciones a un problema de gran importancia en la práctica industrial.

Las propiedades de dicha política se ilustran con 4 experimentos, donde se ejemplifican las condiciones de operación y los logros de cada objetivo planteado en este capítulo.

5.1. Pérdidas de potencia en el MI

Las pérdidas de conversión de potencia en un MI están dadas por la diferencia entre la potencia eléctrica suministrada y la potencia mecánica de salida, por tanto

$$P_{per} = U_s^T I_s - \tau_e \omega. \quad (5.1)$$

Si se sustituye las ecuaciones (3.30) y (3.35) en (5.1) y se considera que la ley de control garantiza convergencia del error eléctrico y mecánico, es decir, $e_I = e_\omega \rightarrow 0$, es posible

expresar las pérdidas de potencia en términos de las variables deseadas. Así se tiene que

$$P_{per} = U_s^T I_{sd} - \tau_d \omega_d \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned} P_{per} &= \left(L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r} \right) \dot{I}_{sd}^T I_{sd} - \frac{n_p L_{sr}}{L_r} \omega_d \psi_{rd}^T \mathcal{J} I_{sd} \\ &+ \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r^2} + R_s \right) I_{sd}^T I_{sd} - \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} \psi_{rd}^T I_{sd} - \tau_d \omega_d. \end{aligned} \quad (5.3)$$

Ahora, con el objetivo de simplificar la expresión anterior esta debe reescribirse en términos de los flujos magnéticos de rotor deseados y su respectiva norma euclidiana, por lo tanto es conveniente sustituir la ecuación (3.34) en (3.37), con lo cual se obtiene

$$\begin{aligned} \dot{I}_{sd} &= \frac{1}{L_{sr}} \left[\left(-\frac{L_r R_r \tau_d^2}{n_p^2 \beta^4} - L_r \omega_d \frac{\tau_d}{\beta^2} + \frac{\dot{\beta}}{\beta} + \frac{L_r \ddot{\beta}}{R_r \beta} \right) \mathcal{I} \right. \\ &\left. + \left(n_p \omega_d + \frac{R_r \tau_d}{n_p \beta^2} + \frac{L_r n_p \omega_d \dot{\beta}}{R_r \beta} + \frac{L_r \dot{\tau}_d}{n_p \beta^2} \right) \mathcal{J} \right] \psi_{rd}. \end{aligned}$$

Por otro lado, si se consideran las expresiones

$$\begin{aligned} \dot{I}_{sd}^T I_{sd} &= \frac{\dot{\beta} \beta}{L_{sr}^2} + \frac{L_r}{L_{sr}^2 R_r} \dot{\beta} \beta - \frac{L_r^2 \dot{\beta} \tau_d^2}{L_{sr}^2 n_p^2 \beta^3} + \frac{L_r}{R_r L_{sr}^2} \dot{\beta}^2 + \frac{L_r^2}{R_r^2 L_{sr}^2} \dot{\beta} \dot{\beta} + \frac{L_r^2}{L_{sr}^2 n_p^2} \frac{\dot{\tau}_d \tau_d}{\beta^2}, \\ \psi_{rd}^T \mathcal{J} I_{sd} &= -\frac{L_r}{L_{sr} n_p} \tau_d, \end{aligned}$$

$$I_{sd}^T I_{sd} = \left(\frac{L_r \tau_d}{L_{sr} n_p \beta} \right)^2 + \left(\frac{1}{L_{sr}} + \frac{L_r \dot{\beta}}{R_r L_{sr} \beta} \right)^2 \beta^2$$

y

$$\psi_{rd}^T I_{sd} = \left(\frac{1}{L_{sr}} + \frac{L_r \dot{\beta}}{R_r L_{sr} \beta} \right) \beta^2$$

la expresión (5.3) que representa a las pérdidas de potencia se reescribe ahora en términos de los parámetros del MI, el par electromagnético deseado τ_d , la norma de flujos magnéticos de rotor y sus respectivas derivadas β , $\dot{\beta}$ y $\ddot{\beta}$ como

$$\begin{aligned} P_{per} &= \left(\frac{L_s}{L_{sr}^2} + 2 \frac{L_r R_s}{R_r L_{sr}^2} \right) \dot{\beta} \beta + \left(\frac{L_r L_s}{L_{sr}^2 R_r} - \frac{1}{R_r} \right) \ddot{\beta} \beta \\ &+ \left(-\frac{L_r^2 L_s}{L_{sr}^2 n_p^2} + \frac{L_r}{n_p^2} \right) \frac{\tau_d^2 \dot{\beta}}{\beta^3} + \left(\frac{L_r L_s}{R_r L_{sr}^2} + \frac{L_r^2 R_s}{R_r^2 L_{sr}^2} \right) \dot{\beta}^2 \\ &+ \left(\frac{L_r^2 L_s}{R_r^2 L_{sr}^2} - \frac{L_r}{R_r^2} \right) \dot{\beta} \dot{\beta} + \left(\frac{L_r^2 L_s}{L_{sr}^2 n_p^2} - \frac{L_r}{n_p^2} \right) \frac{\dot{\tau}_d \tau_d}{\beta^2} \\ &+ \left(\frac{R_r}{n_p^2} + \frac{L_r R_s}{L_{sr}^2 n_p^2} \right) \frac{\tau_d^2}{\beta^2} + \frac{R_s}{L_{sr}^2} \beta^2 \end{aligned} \quad (5.4)$$

5.2. EcoFlux - Reducción de pérdidas de potencia

Con el objetivo de hallar una expresión que reduzca las pérdidas de potencia descritas en la ecuación (5.4), se considera el par deseado τ_d y la norma del flujo de rotor constantes¹, i.e., $\dot{\beta} = \ddot{\beta} = 0$. Bajo estas condiciones, la expresión que describe las pérdidas de conversión de potencia a minimizar es

$$P_{per} = \left(\frac{R_r}{n_p^2} + \frac{L_r^2 R_s}{L_{sr}^2 n_p^2} \right) \frac{\tau_d^2}{\beta^2} + \frac{R_s}{L_{sr}} \beta^2, \quad (5.5)$$

por tanto, el extremo de dicha función está dado por

$$\frac{\partial P_{per}}{\partial \beta} = -2 \left(\frac{R_r}{n_p^2} + \frac{L_r^2 R_s}{L_{sr}^2 n_p^2} \right) \frac{\tau_d^2}{\beta^3} + 2 \frac{R_s}{L_{sr}} \beta \quad (5.6)$$

$$0 = - \left(\frac{R_r}{n_p^2} + \frac{L_r^2 R_s}{L_{sr}^2 n_p^2} \right) \frac{\tau_d^2}{\beta^3} + \frac{R_s}{L_{sr}} \beta. \quad (5.7)$$

De esta última expresión se obtiene la norma de flujos magnéticos de rotor deseada que reduce las pérdidas de potencia es

$$\beta^* = \sqrt{\sqrt{\left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{R_s n_p^2} + \frac{L_r^2}{n_p^2} \right)} |\tau_d|}. \quad (5.8)$$

Se puede observar de (5.8) que debido a que los parámetros de la máquina son positivos esta expresión siempre será positiva. Por otro lado, evaluando la segunda derivada parcial de (5.6) con respecto a β , se tiene

$$\frac{\partial^2 P_{per}}{\partial \beta^2} = 6 \left(\frac{R_r}{n_p^2} + \frac{L_r^2 R_s}{L_{sr}^2 n_p^2} \right) \frac{\tau_d^2}{\beta^4} + 2 \frac{R_s}{L_{sr}} > 0$$

lo cual garantiza que β^* es un mínimo global de (5.5).

La hipótesis en la que se basa la política propuesta es que, si se considera a la norma de flujos magnéticos de rotor deseada, que reduce las pérdidas de potencia dadas por la ecuación (5.8), como entrada de referencia de la ley de control (3.30) para el seguimiento de la norma de flujos magnéticos de rotor, entonces el PBC-IM logrará los objetivos de control reduciendo el consumo de energía. Sin embargo la función (5.8) aplicada directamente en la ley de control presenta una singularidad, este inconveniente se muestra específicamente en la ecuación (3.34) y ocurre cuando el motor se aproxima a velocidad cero, el par electromagnético se hace cero y por consiguiente β^* también será cero. Por

¹Estas suposiciones, son razonables debido a que por lo general los perfiles de aceleración y desaceleración en un MI presentan un crecimiento y decrecimiento lineal, lo cual impone perfiles en par electromagnético que se aproximan a funciones tipo escalón, por lo tanto sus derivadas son poco relevantes.

otro lado, existen condiciones de operación para las cuales la aplicación de β^* en la ley de control impondría valores de voltaje de estator mayores a los permitidos, lo cual desde la perspectiva experimental, implica que el controlador entregaría señales no sinusoidales debido a los límites de voltaje de bus.

Con el claro propósito de salvar ambos inconvenientes y reducir las pérdidas de potencia, se presenta una política de reducción de pérdidas de potencia dada por el sistema dinámico

$$\kappa = \llbracket \beta^* - \beta_{max} \rrbracket \beta_{max} + (1 - \llbracket \beta^* - \beta_{max} \rrbracket) \beta^* \quad (5.9a)$$

$$\dot{\varsigma}_1 = \varsigma_2 \quad (5.9b)$$

$$\dot{\varsigma}_2 = -\lambda_3^2 \varsigma_1 - 2\lambda_3 \varsigma_2 + \lambda_3^2 \beta_{ini} (\llbracket \kappa - \beta_{min} \rrbracket \kappa + (1 - \llbracket \kappa - \beta_{min} \rrbracket) \beta_{min}) \quad (5.9c)$$

donde $\llbracket \cdot \rrbracket = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \tanh(\lambda_3^3(\cdot))$ mientras que

$$\beta_{nom} = \sqrt{\sqrt{\left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{R_s n_p^2} + \frac{L_r^2}{n_p^2}\right) \frac{P_{nom}}{\omega_{nom}}}}, \quad (5.10)$$

$$\beta_{sup} = \sqrt{\sqrt{\left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{R_s n_p^2} + \frac{L_r^2}{n_p^2}\right) \left(\frac{\omega_{nom} + 1}{|\omega_d| + 1}\right) \frac{P_{nom}}{\omega_{nom}}}}, \quad (5.11)$$

$$\beta_{max} = \llbracket \beta_{sup} - 2\beta_{nom} \rrbracket 2\beta_{nom} + (1 - \llbracket \beta_{sup} - 2\beta_{nom} \rrbracket) \beta_{sup}, \quad (5.12)$$

$$\beta_{ini} = \beta_{ini[0]} + (1 - \beta_{ini[0]}) \tanh\left(\frac{3679}{t_{ini}} t\right), \quad (5.13)$$

$$\beta_{min} = \frac{\beta_{nom}}{4} \quad (5.14)$$

con P_{nom} la potencia nominal del MI, ω_{nom} la velocidad nominal de rotor, β_{nom} la norma nominal de flujos magnéticos de rotor, β_{max} una función variante en el tiempo que describe a la norma de flujos máximos que evitan la saturación de voltajes de estator, β_{ini} una función variante en el tiempo que garantiza que los flujos magnéticos no crezcan súbitamente al inicio de la operación del PBC, $\beta_{ini[0]} > 0$ la condición inicial del valor de la norma de flujos magnéticos, t_{ini} el tiempo de establecimiento de la norma de flujos magnéticos al inicio de operación, t el tiempo de operación, β_{min} la norma mínima para mantener magnetizado al rotor y λ_3 determina la respuesta en frecuencia del sistema.

En consecuencia, para operar en un régimen de reducción de pérdidas de potencia e implementación de la ley de control descrita en (3.30), se deberá ahora considerar que $\beta = \varsigma_1$, $\dot{\beta} = \varsigma_2$ y $\ddot{\beta} = \dot{\varsigma}_2$, con las siguientes condiciones iniciales

$$[\varsigma_1(0) \quad \varsigma_2(0)]^T = [\bar{\beta}^*(0) \quad 0]^T.$$

5.3. MaxFlux - Incremento de par electromagnético

Si el objetivo del control del PBC-IM es rechazar perturbaciones externas de par de carga con mayor facilidad, sin importar el consumo de energía pero a la vez sin exceder los valores máximos de voltaje de estator, entonces se deberá imponer el siguiente comportamiento

$$\beta^* = \beta_{max} \quad (5.15)$$

$$= \lfloor \beta_{sup} - 2\beta_{nom} \rfloor 2\beta_{nom} + (1 - \lfloor \beta_{sup} - 2\beta_{nom} \rfloor) \beta_{sup}. \quad (5.16)$$

Con esta nueva asignación del valor de β^* , la política de incremento de par electromagnético estará ahora dada por la solución del sistema dinámico (5.9). En la sub-sección 5.5.4 se mostrará, mediante un experimento, el comportamiento del PBC-IM operando bajo la condición de incremento de par electromagnético.

5.4. AnyFlux - Perfil de norma de flujos magnéticos externo

La política de elección de norma de flujos magnéticos de rotor presentada en las ecuaciones (5.9), permite también imponer un comportamiento que corresponde al seguimiento de señal externa de referencia, es decir asignar $\beta^* = \bar{\beta}$, donde $\bar{\beta}$ determinará cual es el perfil de norma de flujos de rotor deseado.

5.5. Evaluación numérica

En esta sección se proponen cuatro experimentos que mostrarán las cualidades de la política de elección de norma de flujos magnéticos presentada. En cada experimento se impone un perfil de velocidad y par de carga que ayudará a mostrar la pertinencia de dicha política.

La evaluación numérica fue implementada en MATLAB-Simulink. Los parámetros de sintonía del PBC-IM para alto desempeño fueron elegidos considerando a la ganancia eléctrica constante $K_{I_s} = 80$, ganancias mecánicas $K_\omega = 1$ y $K_{\omega_i} = 45$ y el periodo de muestreo fue de 0.1 ms.

5.5.1. Experimento 1 - Validación de reducción de consumo

En este experimento, se busca mostrar que la política EcoFlux reduce las pérdidas de potencia en los conductores, independientemente del perfil de velocidad y par de carga impuesto. Para tal propósito, se utiliza una referencia de velocidad constante de 862.5 rpm que equivale al 50 % de la velocidad nominal y se aplicó un par de carga de 2.06 Nm que

corresponde también al 50 % del valor nominal. Esta última variable fue incorporada como fricción viscosa.

Con el objetivo de identificar qué valor de norma de flujo magnético de rotor deseada induce menores pérdidas de potencia y satisface el seguimiento de velocidad, se propuso un perfil de norma de flujo de rotor ($\bar{\beta}$) como se muestra en la Figura 5.1 (línea color azul), donde además se puede observar (línea color rojo) la norma de flujo calculada por la política EcoFlux, que es obtenida como solución del sistema dinámico (5.9) y considera que β^* está definida por la ecuación (5.8).

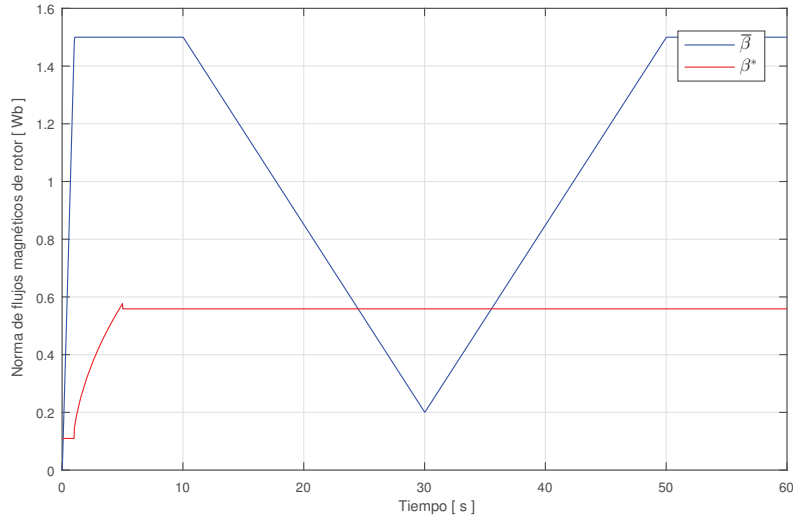


Figura 5.1. Experimento 1 - Referencias de normas de flujo de rotor.

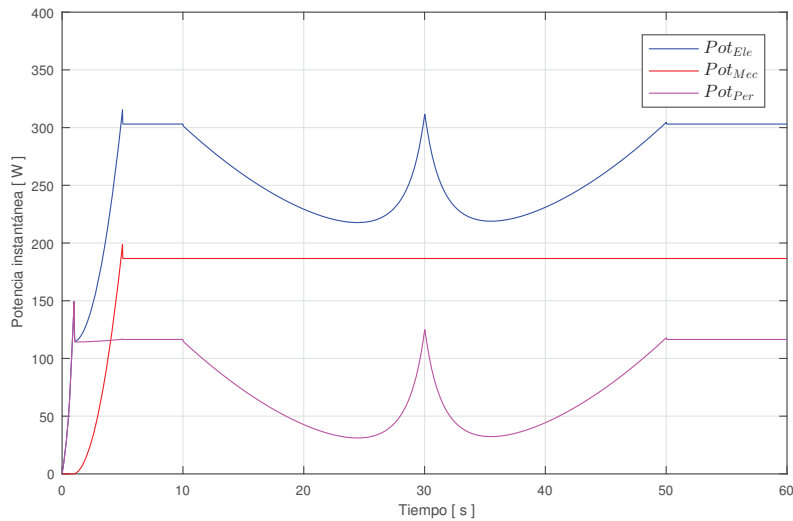


Figura 5.2. Experimento 1 - Potencia eléctrica, mecánica y pérdidas de potencia.

Por otro lado, en la Figura 5.2 se pueden observar la potencia eléctrica (línea color azul), mecánica (línea color rojo) y las pérdidas de potencia (línea color magenta) existentes en la operación del MI. Es importante destacar de la Figura 5.1, que la solución

de la política de reducción de pérdidas de potencia obtenida (β^*), interseca a la norma de flujos aplicada en este experimento (β) precisamente donde ocurre la menor pérdida de potencia, esto ocurre en el tiempo 24s y 36s, lo que prueba la validez del método.

5.5.2. Experimento 2 - Comparación de flujos nominales y Eco-Flux

En este experimento se consideran para la evaluación 2 escenarios. El primero impone una norma de flujos magnéticos de rotor constante en la región de interés, equivalente al valor nominal de la máquina $\beta_{Nom} = 0.7911$ Wb. En el segundo escenario se aplica una norma de flujos magnéticos *ad hoc*, la cual es variante en el tiempo, obtenida a partir de la política EcoFlux (5.9) y busca reducir las pérdidas de potencia. Estos perfiles de normas de flujo se pueden observar en la Figura 5.3. Cabe destacar que se aplicó un perfil de par de carga del tipo fricción viscosa con un coeficiente $B' = 0.02283$ N·m·s/rad; por lo tanto, cuando la velocidad alcanza las 862.5 rpm el par de carga corresponde a 2.06 Nm.

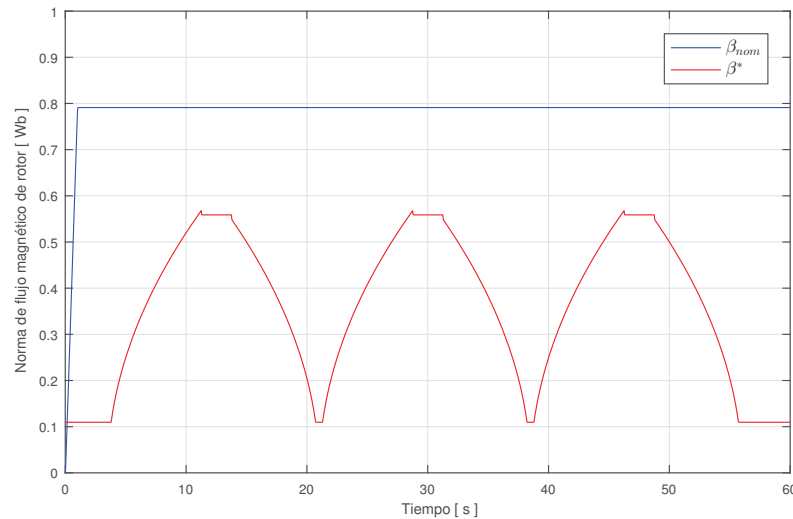


Figura 5.3. Experimento 2 - Perfiles de norma de flujos de rotor

El objetivo de este experimento es comparar la magnitud de pérdidas de potencia en ambos escenarios evaluados bajo las mismas condiciones, es decir, aplicando el mismo perfil de velocidad deseado, par de carga y parámetros de sintonía.

Como resultado de esta evaluación, se puede ver en la Figura 5.4, el correcto seguimiento del perfil de velocidad en ambos escenarios, donde ω_d es la velocidad de referencia para ambos escenarios (línea color azul), ω es la velocidad obtenida con el escenario 1 (línea color rojo) y ω^* la velocidad que corresponde al escenario 2 (línea color magenta).

En la Figura 5.5 se puede observar que la norma de voltaje obtenida por el escenario 2 ($\|U_s^*\|$, línea color rojo) es menor en amplitud comparándola con la obtenida por el escenario 1 ($\|U_s\|$, línea color azul).

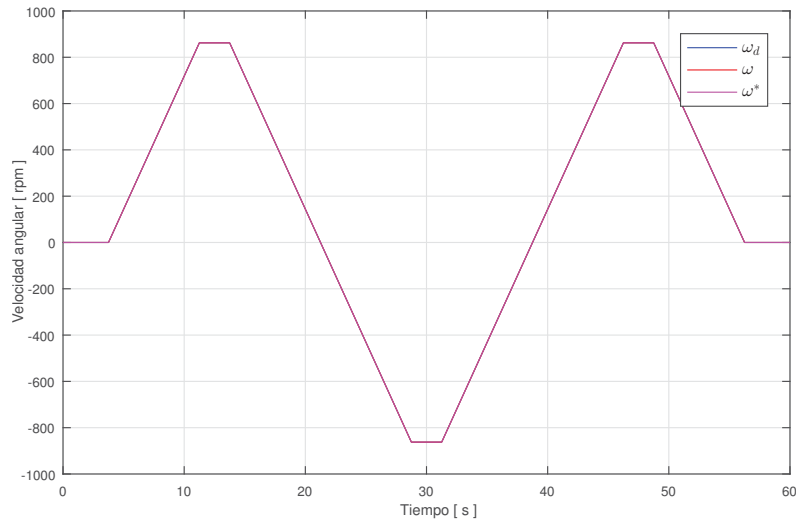


Figura 5.4. Experimento 2 - Seguimiento de velocidad angular de ambos escenarios

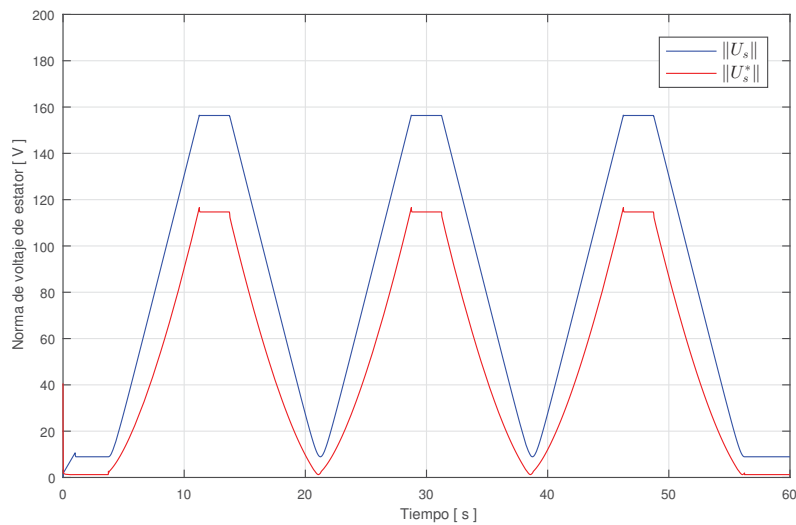


Figura 5.5. Experimento 2 - Comparación de norma de voltajes de estator

Por otro lado, en la Figura 5.6 se puede observar que la norma de corrientes de estator en el escenario 2 ($\|I_s^*\|$, línea color rojo) tiene menor amplitud en comparación con la norma obtenida por el escenario 1 ($\|I_s\|$, línea color azul). Es claro que mientras el controlador realice el correcto seguimiento de velocidad y se cumplan los objetivos de control, es deseable que la norma de corrientes se mantenga tan pequeña como sea posible, debido a que la mayor cantidad de pérdidas de potencia ocurren en los conductores debido al efecto Joule.

Finalmente, en la Figura 5.7 se puede observar como la implementación de la política de reducción de consumo energético EcoFlux, en conjunto con el PBC-IM logra reducir las pérdidas de potencia (Pot_{Per}^* , línea color rojo) para el escenario 2, en comparación con las pérdidas de potencia logradas por el escenario 1 (Pot_{Per} , línea color azul), mismo que

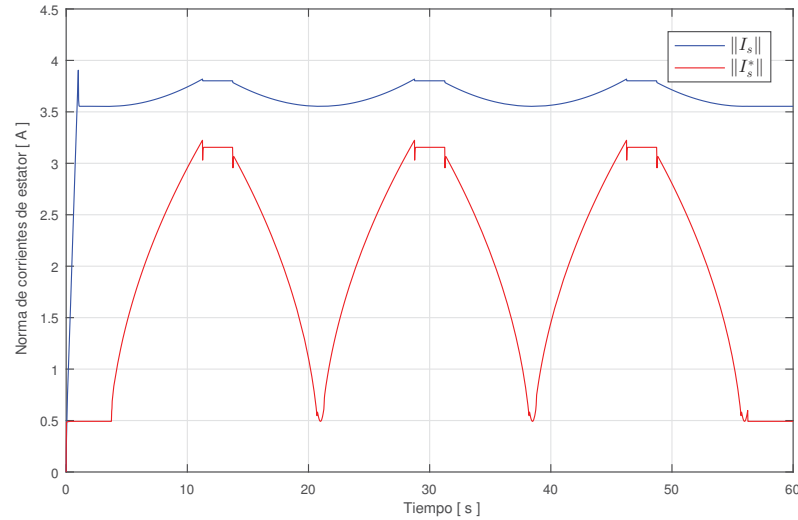


Figura 5.6. Experimento 2 - Comparación de norma de corrientes de estator

impone una norma de flujos magnéticos de rotor a valor nominal y constante.

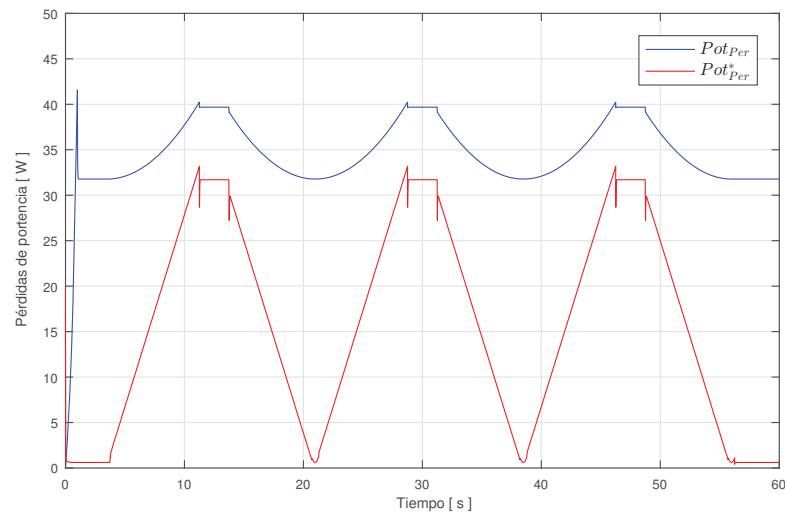


Figura 5.7. Experimento 2 - Comparación de pérdidas de potencia

5.5.3. Experimento 3 - Validación en condiciones que exceden los valores nominales de par de carga

El objetivo de este experimento es ilustrar el funcionamiento de la política de reducción de pérdidas de potencia EcoFlux, cuando opera en conjunto con el PBC-IM para alto desempeño y es sometido el MI a valores de par de carga mayores a los nominales. Esta es una condición de operación que puede ocurrir con relativa frecuencia cuando se realiza el control de movimiento de cargas inerciales o mecanismos con grandes fricciones.

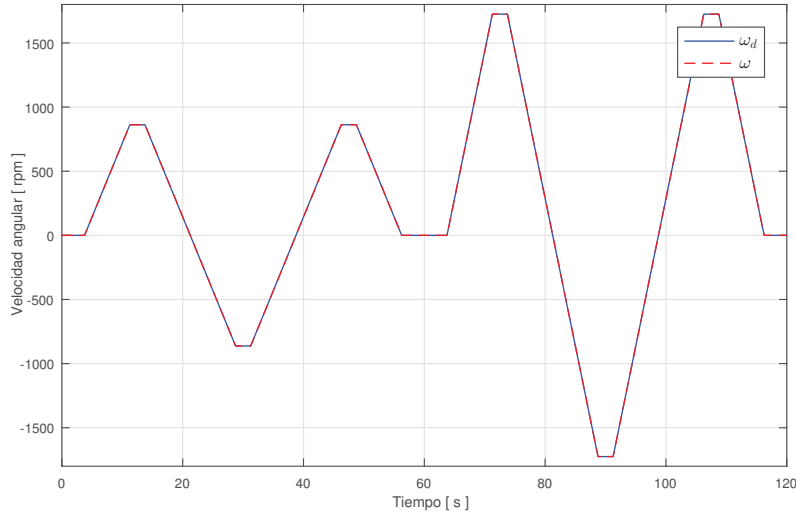


Figura 5.8. Experimento 3 - Perfil de velocidad de rotor

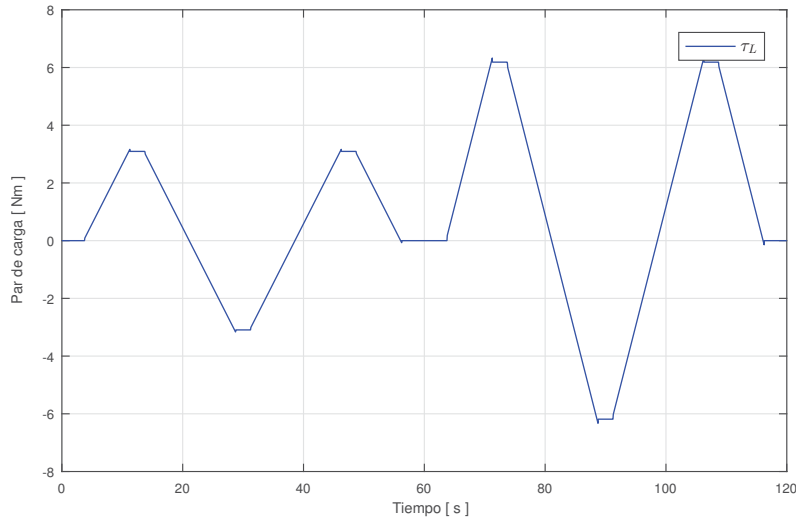


Figura 5.9. Experimento 3 - Par de carga aplicado

En la Figura 5.8 se presenta la velocidad de referencia (ω_d , línea color azul) y la velocidad del eje del motor (ω , línea color rojo). Como se observa, se logra el correcto seguimiento de velocidad en todos los rangos de operación. En la Figura 5.9 se muestra el par de carga presente en el eje del MI, que es el resultado de aplicar fricción en la flecha del MI cuando este se mueve.

En este experimento se aplica la norma de flujos magnéticos de rotor deseada obtenida como solución del sistema dinámico (5.9), es decir, se considera que $\beta = \varsigma_1$, $\dot{\beta} = \varsigma_2$ y $\ddot{\beta} = \varsigma_2$. En la Figura 5.10 se muestra el valor de β^* que se obtiene de (5.8) pero que solo se presenta en esta figura para efectos de comparación. En la misma figura, se observa la trayectoria de $\beta = \varsigma_1$ (línea color rojo) aplicada al experimento, que resulta de la intersección de la función β_{max} , que la acota por arriba y β_{min} que la acota por abajo. Por lo tanto, la restricción β_{min} garantiza que la norma de flujos magnéticos de rotor deseada

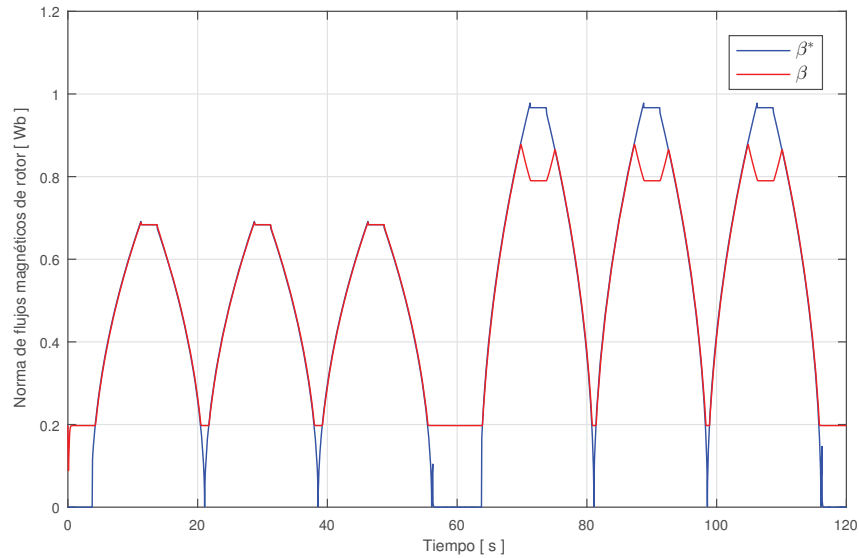


Figura 5.10. Experimento 3 - Comparación de norma de flujos magnéticos

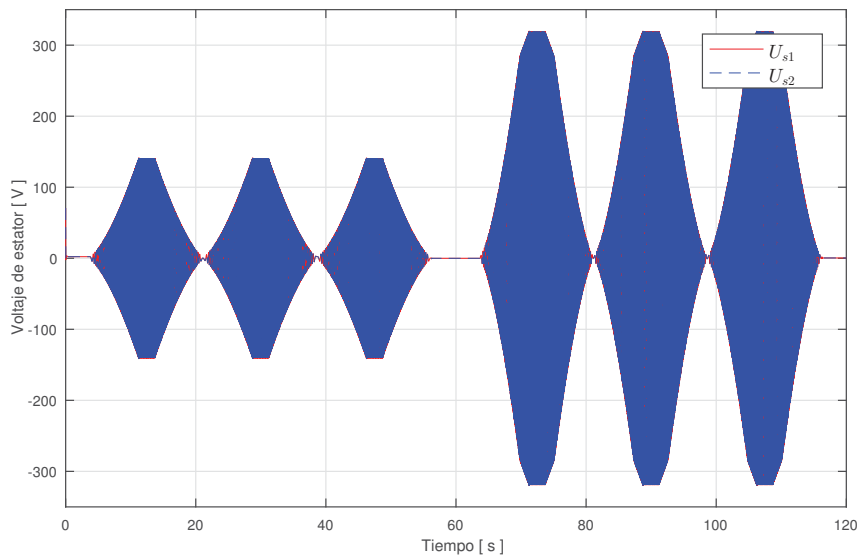


Figura 5.11. Experimento 3 - Voltajes de estator en ambas fases

no sea menor que el valor mínimo necesario para magnetizar al MI y producir la correcta conversión de energía eléctrica a mecánica. Adicionalmente, la restricción impuesta por la función β_{max} garantiza que los voltajes de estator no excedan los valores máximos de amplitud para los cuales está diseñado el MI.

Esto último se puede corroborar observando la Figura 5.11 que muestra a los voltajes de estator, la Figura 5.12 que muestra las corrientes de estator y la Figura 5.13 que muestra las potencias instantáneas obtenidas en el experimento.

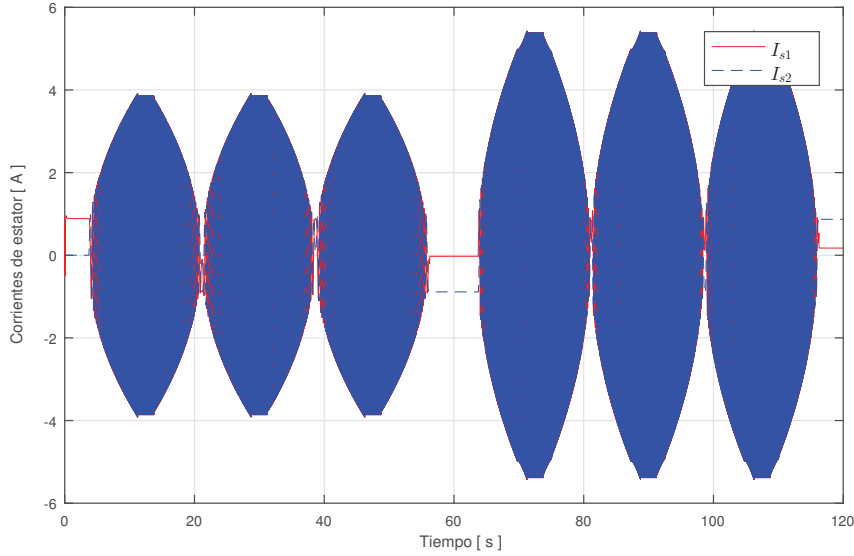


Figura 5.12. Experimento 3 - Corrientes de estator en ambas fases

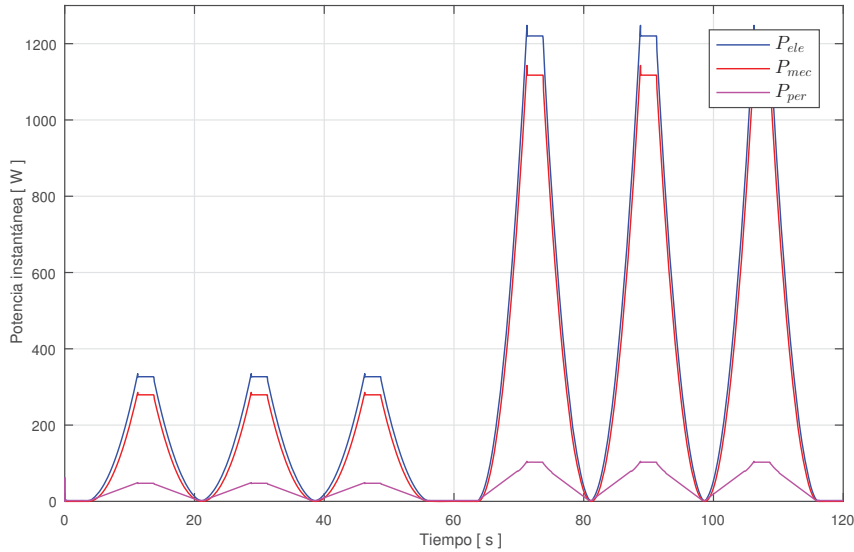


Figura 5.13. Experimento 3 - Potencias instantáneas

5.5.4. Experimento 4 - Validación MaxFlux - Incremento de par electromagnético

En este último experimento, se evalúa al PBC-IM bajo los mismos perfiles de velocidad y par de carga que en el experimento 3, sin embargo se aplica una política de incremento de par electromagnético (MaxFlux) con el objetivo de robustecer la operación del MI, es decir, se busca magnetizar al rotor con valores superiores al nominal y a la vez evitar exceder los voltajes de excitación de la máquina. Este modo de operación permite rechazar con mayor facilidad la perturbaciones de par de carga del tipo transiente.

En la Figura 5.14 se puede observar a la norma de flujos magnéticos de rotor (β^* , línea

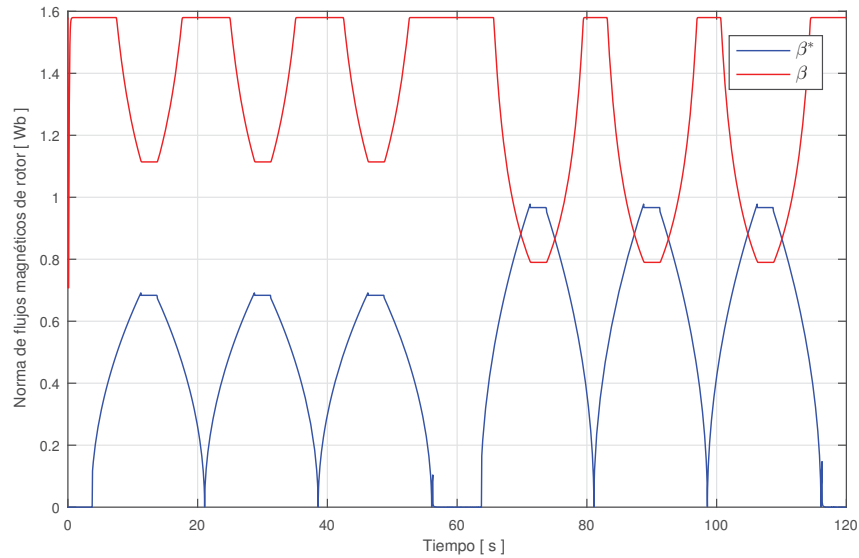


Figura 5.14. Experimento 4 - Comparación de norma de flujos magnéticos

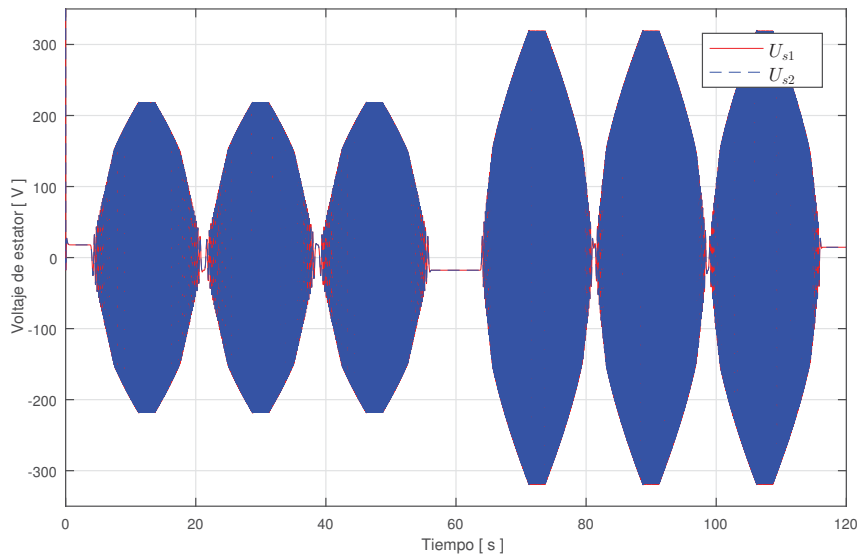


Figura 5.15. Experimento 4 - Voltajes de estator en ambas fases

color azul) que reduce las pérdidas de potencia, sin embargo esta señal solo se presenta para efectos de comparación, lo que significa que no se utilizó en el experimento. En la misma figura se observa también a la norma de flujos magnéticos de rotor que incrementa el par electromagnético (β , línea color rojo) y a la vez, evita saturar los voltajes de estator generados por el PBC-IM. Esta última trayectoria es obtenida como solución del sistema dinámico (5.9) cuando $\beta^* = \beta_{max}$ con β_{max} definida en la expresión (5.15).

El efecto de aplicar este perfil de norma de flujos magnéticos de rotor, se ve reflejado en los voltajes de estator presentados en la Figura 5.15, donde cabe destacar que la amplitud de dichos voltajes se encuentran dentro de los valores máximos permisibles para este MI. En la Figura 5.16 se observa que las corrientes de estator presentan mayor amplitud en

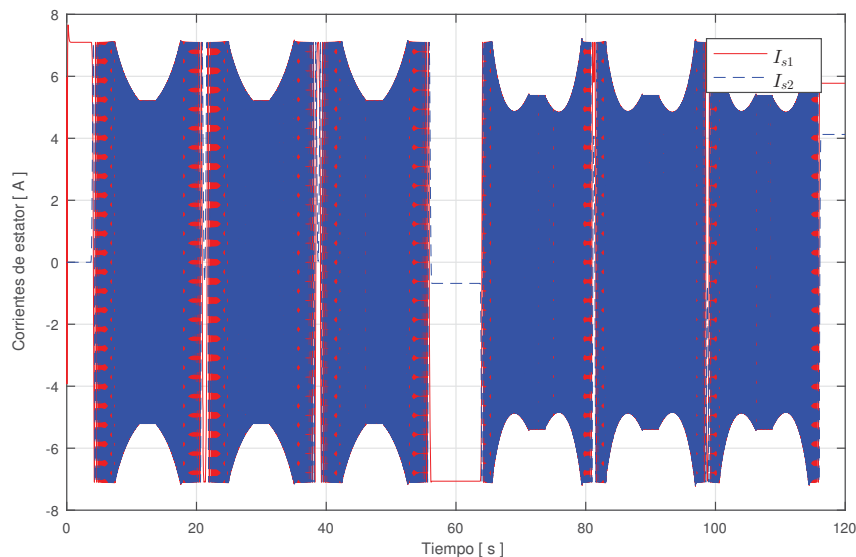


Figura 5.16. Experimento 4 - Corrientes de estator en ambas fases

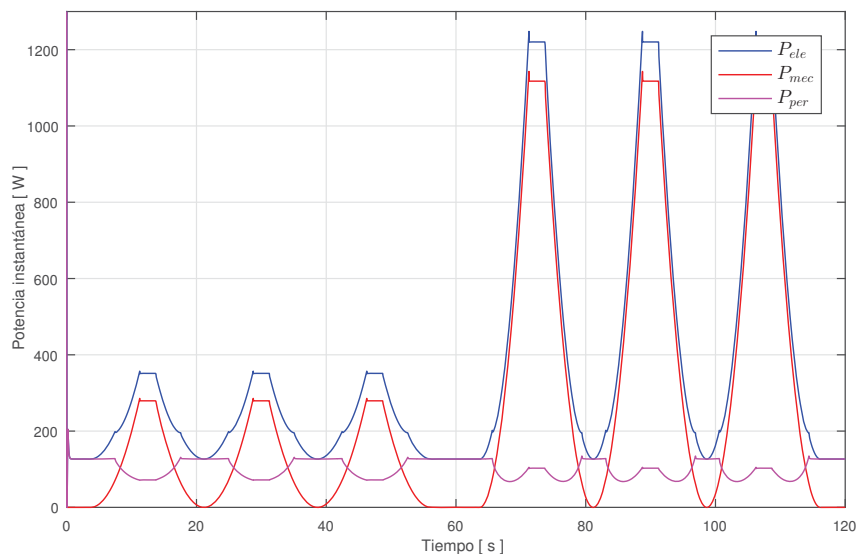


Figura 5.17. Experimento 4 - Potencias instantáneas

comparación con las obtenidas en el experimento 3. Por lo tanto, los flujos magnéticos de rotor también presentan un incremento en su amplitud. Finalmente en la Figura 5.17 se presentan las potencias instantáneas obtenidas bajo esta política de norma de flujos magnéticos.

5.6. Discusión

En este capítulo se presentó una política de selección de norma de flujos magnéticos de rotor, compuesta por un sistema dinámico de segundo orden lineal con entrada acotada por arriba y por abajo mediante dos trayectorias. Esta política fue diseñada para modificar

la norma de flujos magnéticos de rotor deseada y cumplir, en conjunto con el PBC-IM, con los siguientes propósitos: reducir las pérdidas de potencia en los devanados, incrementar el par electromagnético generado, imponer trayectorias en la norma de flujos magnéticos que correspondan a una señal externa y calcular la primera y segunda derivada de la señal de referencia obtenida.

Los resultados de los experimentos muestran que, el PBC-IM en conjunto con la política EcoFlux, hace un seguimiento correcto de velocidad y norma de flujo magnético de rotor permitiendo reducir el consumo energético. Esta afirmación es corroborada por los dos primeros experimentos, los cuales muestran que un MI que opera con el mismo perfil de velocidad y par de carga puede generar menores pérdidas de potencia en los conductores si es asignada adecuadamente la norma de flujos magnéticos de rotor. Por lo tanto, si se cuantifica la energía disipada en pérdidas para el experimento 2, se tiene que en el escenario 1 el consumo de energía es: 6267.833 J, mientras que en el escenario 2, empleando la norma calculada por (5.9) que utiliza la expresión (5.8), el consumo de energía es: 5155.869 J, lo cual representa un ahorro del 17.74% considerando los 60 segundos que dura el experimento.

Capítulo 6

Conclusiones

Queda puesto de manifiesto que el MI tipo jaula de ardilla está siendo protagonista del cambio en la manera de transportarnos y de generar movimiento en el ámbito industrial. Este renovado interés se debe, en gran medida, al continuo desarrollo de la electrónica de potencia, la disminución de tamaño e incremento de eficiencia de los semiconductores y a las características favorables que presenta este tipo de máquina rotatoria. Por tal motivo, existe la necesidad de proponer soluciones de control que estén acorde a las nuevas necesidades y requerimientos del mundo actual.

Ahora bien, desde la perspectiva de teoría de control, el modelo del MI es un sistema que presenta dinámicas fuertemente interconectadas, es considerado como un sistema subactuado debido a que se dispone únicamente de los voltajes de estator para modificar su comportamiento; adicionalmente, resulta imposible medir los flujos magnéticos de rotor, con lo cual el vector de estados no está completamente disponible. Presenta variación de parámetros en función de la temperatura, lo cual dificulta aún más el diseño de estrategias de control que operen correctamente. Finalmente, está expuesto a perturbaciones que aparecen en la dinámica mecánica como por ejemplo el par de carga, que por lo general es desconocido y variante en el tiempo. A pesar de este escenario, el MI sigue siendo una solución de control de movimiento viable que puede alcanzar alto desempeño.

Por lo tanto, el PBC-IM para alto desempeño presentado en esta tesis y formulado bajo las suposiciones correctas, logra hacer el seguimiento de velocidad y norma de flujos magnéticos de rotor independientemente de la condición inicial, por consiguiente el controlador garantiza que en cualquier punto de operación el error tenderá a cero y por consiguiente se alcanzará alto desempeño impuesto por los términos de corrección.

Es importante notar que, gracias a la modificación realizada en la ecuación que describe a los flujos magnéticos de rotor deseados, donde se incluye a la velocidad medida en lugar de la velocidad deseada, se puede reducir el error de corrientes, lo que a su vez mejora la tasa de convergencia del error al origen. Por lo tanto, se puede concluir que modificar la tasa de variación de la función tipo energía, haciendo que esta decrezca más rápidamente, mejora el desempeño en lazo cerrado del conjunto Motor-Controlador, lo que significa que

moldear la función de energía apropiadamente puede repercutir en forma directa en el desempeño logrado por el PBC-IM.

Por consiguiente, a pesar de que la comparación realizada entre el PBC-IM y el variador de frecuencia PowerFLex 700S, muestra que el esquema de control propuesto obtiene un mayor desempeño durante la evaluación; no es posible afirmar categóricamente su superioridad debido a que este experimento representa únicamente un ejercicio ilustrativo más no definitivo.

En relación al estimador de velocidad y aceleración propuesto en esta tesis, cabe destacar que el desempeño logrado por el PBC-IM depende en gran medida de la capacidad que tiene el estimador de lograr sus objetivos sin amplificar considerablemente el ruido. Como conclusión de la comparación entre el estimador propuesto, el HGO y el diferenciador de Levant; se puede precisar que el primero de estos obtiene menor contenido de ruido en las variables estimadas, esto debido a que los términos de compensación utilizados en este esquema, están en función de las variables de velocidad y aceleración deseada y no de la posición cuantizada como es en el caso del HGO y del diferenciador de Levant. Es decir, en estos dos últimos métodos, la señal contaminada con ruido se inyecta a cada uno de los canales del sistema dinámico con altas ganancias.

La incorporación en el controlador de la política de elección de norma de flujos magnéticos, permite alcanzar nuevos objetivos en la operación del MI. Por tanto se puede concluir, apoyado en los experimentos realizados, que es posible reducir pérdidas de potencia para cualquier punto de operación deseado e independientemente del par de carga.

Finalmente, la inclusión del estimador de velocidad y aceleración así como de la política de elección de norma de flujos magnéticos de rotor, al lazo cerrado formado por el Motor-Controlador, requiere de una prueba de convergencia formal la cual no se tiene. Esta limitación en el análisis forma parte del trabajo futuro.

Apéndice A

Plataforma experimental

Los experimentos presentados en este trabajo fueron implementados en la plataforma dSPACE DS1104, constituida por un procesador PowerPC 603e de 64 bits de punto flotante (corriendo a 250 MHz) y un subsistema esclavo basado en el procesador digital de señales TMS320F240 (operando a 25 Mhz). Esta plataforma se encuentra integrada al entorno Simulink y cuenta con una interfaz gráfica de usuario denominada ControlDesk, que permite la visualización y captura de datos.

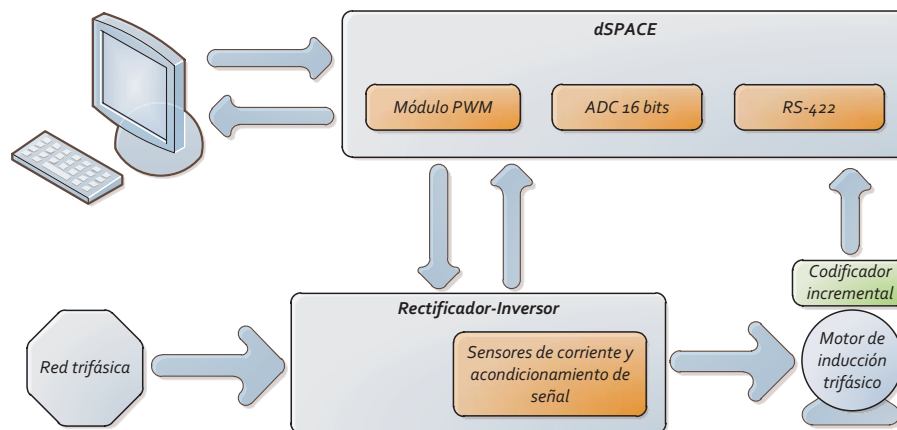


Figura A.1. Diagrama de bloques de la plataforma experimental

Adicionalmente, la estación experimental está compuesta por un MI trifásico de la marca Baldor (modelo ZDNM3581T) con velocidad nominal de 1725 rpm, 1 HP de potencia mecánica, 4 polos y tensión nominal de 230 V (RMS). El motor está equipado con un codificador incremental de 1024 pulsos por revolución, con señales negadas y de indexado. Respecto a los circuitos impulsores, el banco incluye un rectificador-inversor trifásico, compuesto por dispositivos SCR e IGBT en la etapa de rectificación e inversión, respectivamente, operando a una frecuencia de conmutación de 10.8 kHz, con capacidad de hasta 3 kW como potencia nominal de salida. Las mediciones de corriente en las tres fases se realizan mediante los sensores magneto-resistivos aislados NT-15 de la marca F.W.

Bell con capacidad nominal de 15 A. En la Figura A.1 se muestra un diagrama general de la estación experimental.

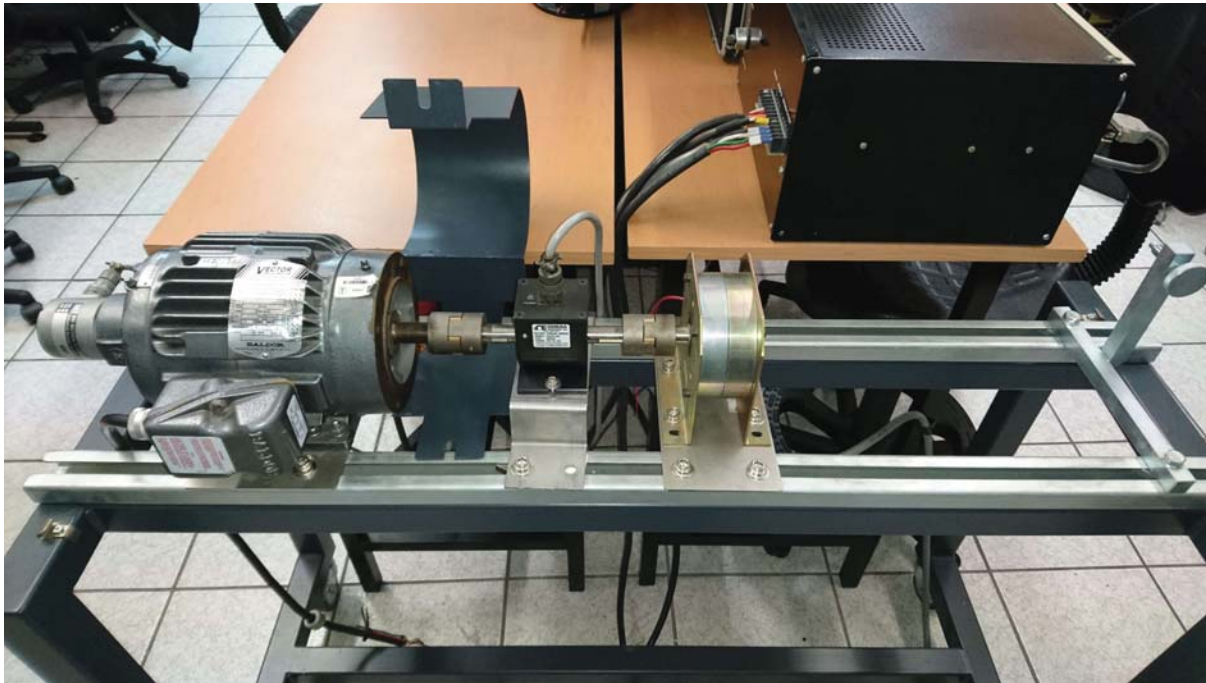


Figura A.2. Plataforma experimental del motor de inducción

A continuación se presentan las características eléctricas y mecánicas proporcionadas por el fabricante del MI, en la Tabla A.1 donde se tienen datos como: voltaje de operación, corriente de magnetización, corriente a carga completa, clase de aislamiento de los devanados, eficiencia nominal, deslizamiento, velocidad máxima, etc.

Detalle producto							
Revisión:	D	Estado:	PRD/A	Núm. cambio:		Propietario:	No
Tipo:	AC	Prod. Tipo:	0524M	Spec elec.:	05WGX129	Diagrama Conexión:	
Encerramiento:	TENV	Planta fabr.:		Spec Mec.:	05E532	Diseño:	
Armazón:	143TC	Montaje:	F1	Polos:	04	Fecha de creación:	08-17-2010
Base:	RG	Rotación:	R	Aislamiento:	H	Efec. Fecha:	09-15-2011
Cables:	9#18	Literatura:		Diagrama eléctrico		Reemplazado por:	
Placa NP1168L							
CAT NO	ZDNM3581T						
SPEC.	05E532X129Z1						
FRAME	143TC	HP	1	TE			
VOLTS	230/460						
MAG CUR	1.8/.9	FLA	2.9/1.45				
RPM	1725	RPM MAX	6000				
HZ	60	PH	3	CLASS	H		
SER.F.	1.00	DES	B	SL HZ	1.7		
NEMA-NOM-EFF	85.5						
BLWR V		WK2	0.142				
		PH		HZ		A	
RATING	40C AMB-CONT						
DE BRG	6205	ODE BRG	6203				
CC		SER.NO					

Tabla A.1. Características del motor de inducción trifásico ZDNM3581T

Datos de Desempeño 460V, 60Hz, 1.0HP (Desempeño típico - Sin valores garantizados)							
Características generales							
Torque a carga plena:	3.02 LB-FT			Configuración de arranque:	DOL		
Corriente sin carga:	0.89 Amps			Torque de arranque:	14.3 LB-FT		
Res. línea a línea @ 25°C.:	15.922 Ohms A Ph / 0.0 Ohms B Ph			Torque de levantamiento:	8.76 LB-FT		
Incremento de temp. a carga nominal:				Torque de rot. bloqueado:	10.3 LB-FT		
Incremento de temp. a FS:				Corriente de arranque:	13.5 Amps		
Características de carga							
% de carga nominal	25	50	75	100	125	150	F.S.
Factor de potencia:	33.0	53.0	67.0	76.0	81.0	85.0	0.0
Eficiencia:	74.6	83.4	85.4	85.5	84.7	82.6	0.0
Velocidad:	1783.9	1773.9	1759.9	1743.9	1730.8	1698.3	0.0
Amp. de línea:	0.935	1.05	1.22	1.45	1.7	1.99	0.0

Tabla A.2. Datos de desempeño del motor proporcionados por el fabricante

En la Figura A.2 se muestra la plataforma experimental de motores de inducción, donde se aprecia conectado al eje del rotor el sensor de par y un freno de partículas de polvo magnético para generar el par de carga.

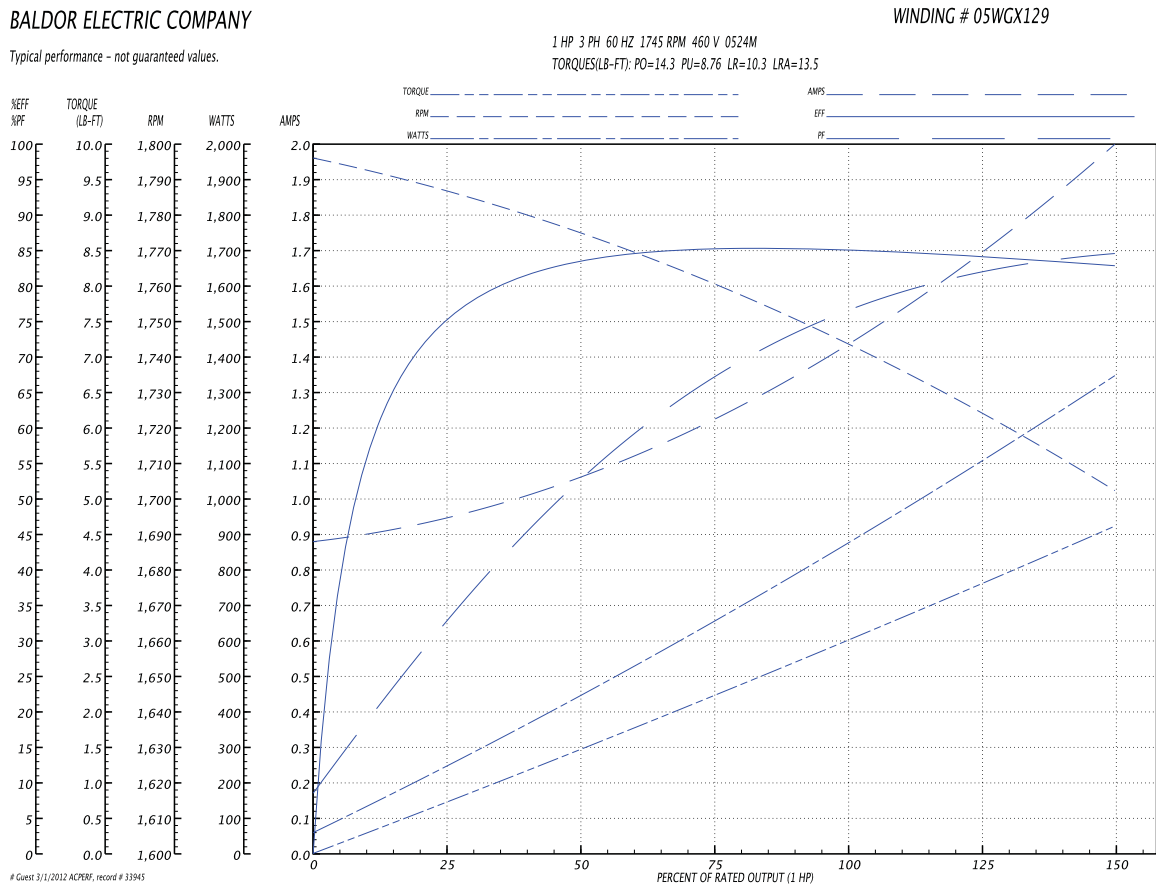


Figura A.3. Curvas de desempeño típico del motor de inducción

Como resultado de una evaluación de desempeño típico, en la Tabla A.2, el fabricante proporciona los valores de medición de resistencias eléctricas de línea a línea a 25 °C de temperatura, el par nominal a plena carga, la corriente que fluye en los devanados

del estator cuando el motor no tiene carga mecánica, el par de arranque, par de rotor bloqueado, corriente de arranque y una comparación de las características de carga donde se muestra el factor de potencia, la eficiencia, la velocidad y la corriente en línea cuando se varía el par de carga.

A continuación en la Figura A.3 se observan curvas proporcionadas por el fabricante donde muestra el desempeño típico de la velocidad, corriente de estator, par generado, potencia eléctrica y eficiencia en función del par de carga, a pesar de que el fabricante refiere que no son datos garantizados, sirven de referencia para conocer el comportamiento del motor, en la parte superior de la figura se muestran las condiciones de la prueba.

Finalmente, en las Figuras A.4-A.6 se presentan los diagramas esquemáticos de las etapas de acondicionamiento de señal y en las Figuras A.7 y A.8 el diseño electrónico de las tarjetas de acondicionamiento de señal y sensores de corriente.

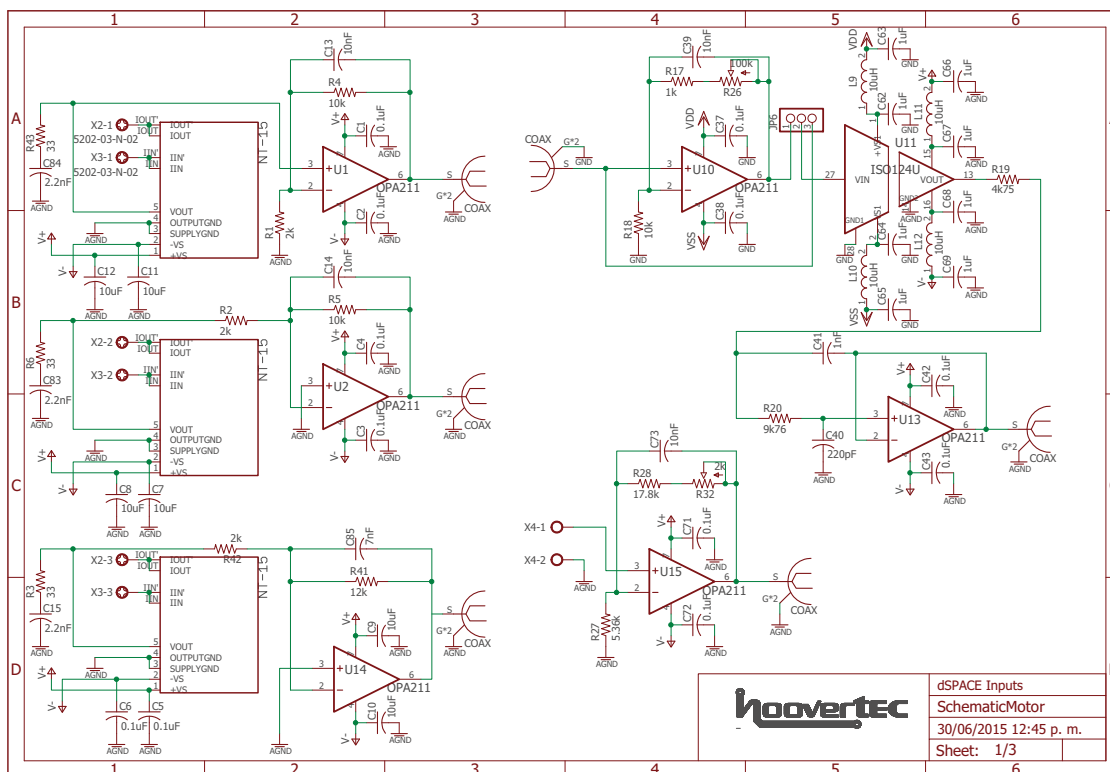


Figura A.4. Diagrama esquemático de la etapa de medición de corrientes

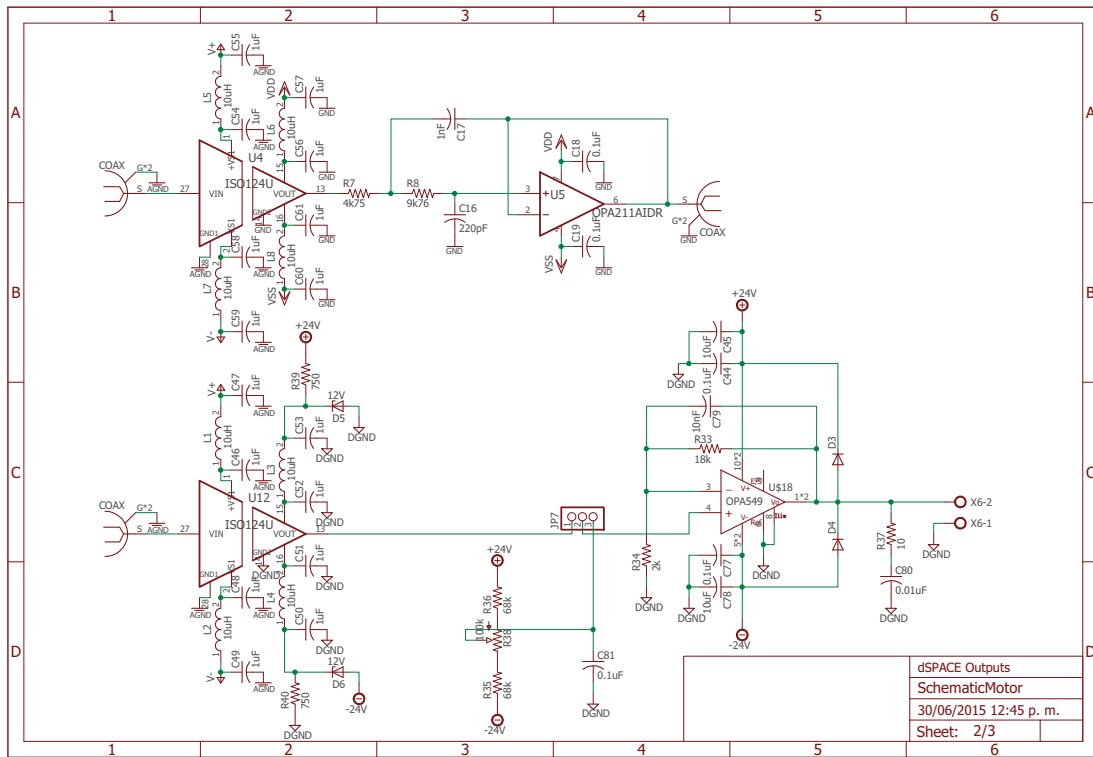


Figura A.5. Diagrama esquemático de activación freno de partículas de polvo magnético

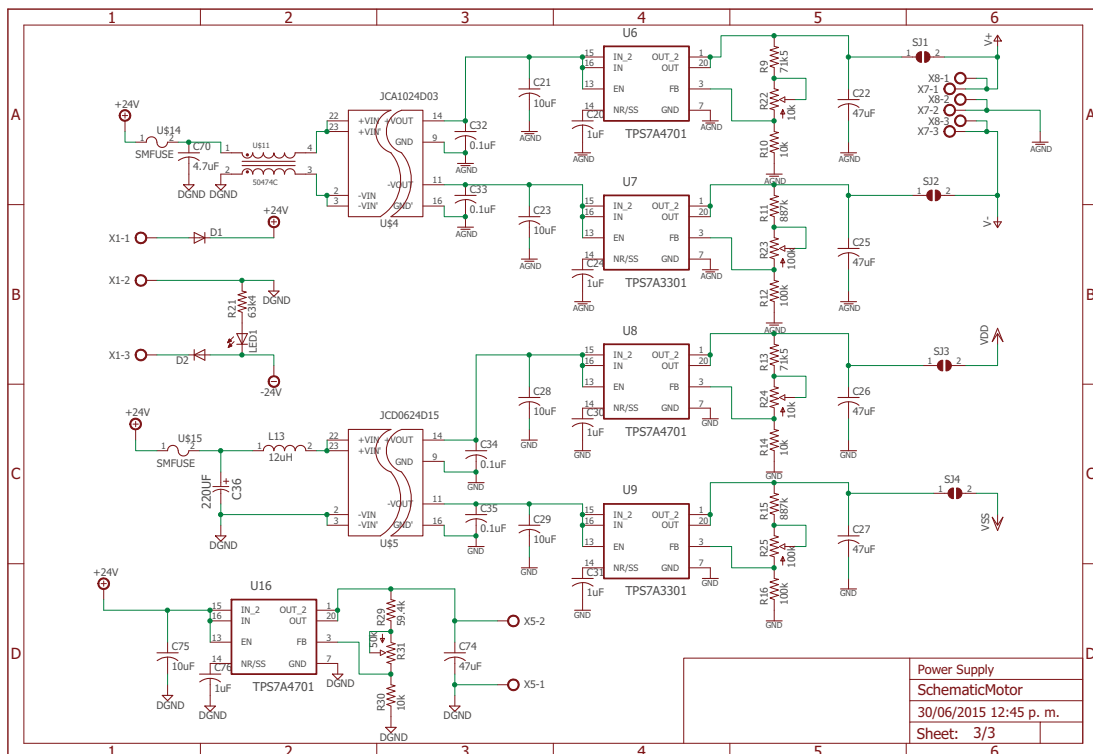


Figura A.6. Diagrama esquemático de las fuentes de alimentación aisladas

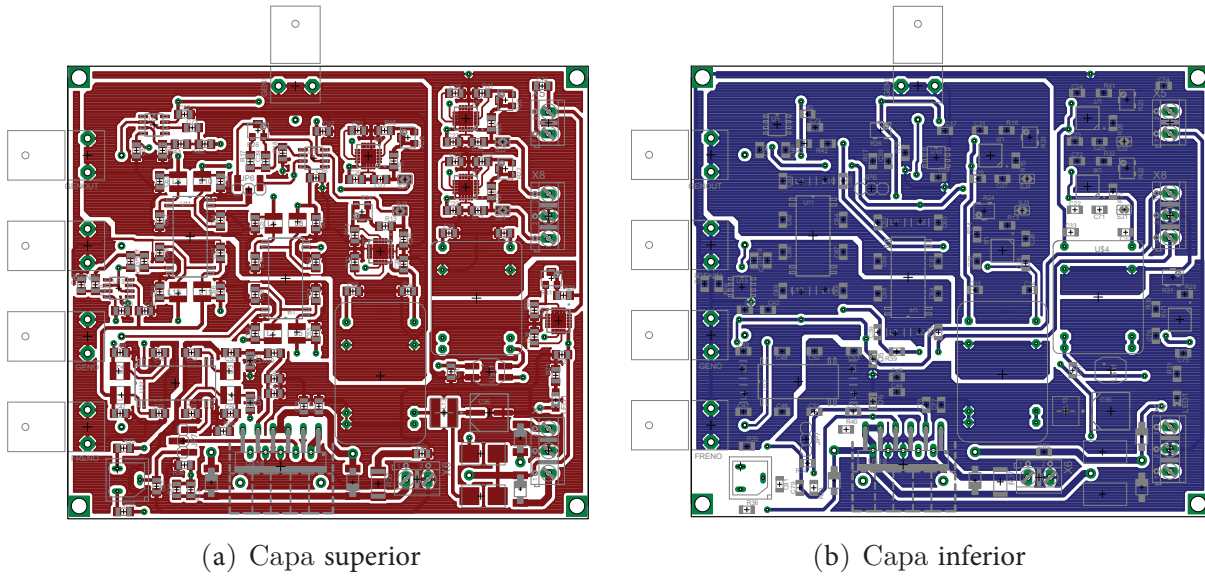


Figura A.7. Diseño de la tarjeta de acondicionamiento de señales

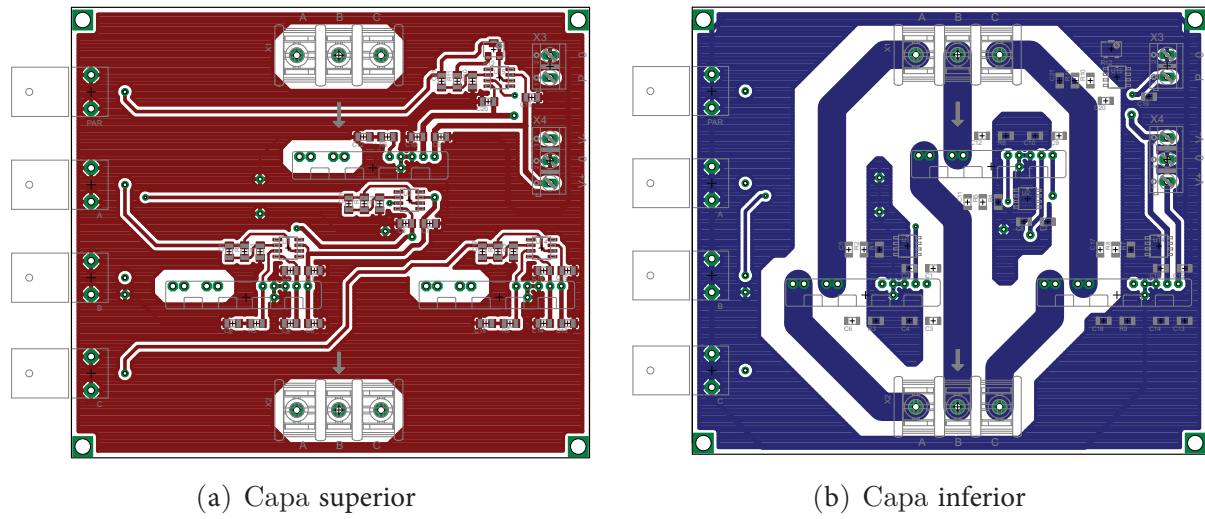


Figura A.8. Diseño de la tarjeta de sensores de corriente

Referencias

- [Avila, 2009] Avila, S. (2009). Control no lineal de motor de inducción. Tesis licenciatura, Universidad Nacional Autónoma de México. (Citado en páginas 19 y 21.)
- [Belanger, 1992] Belanger, P. (1992). Estimation of angular velocity and acceleration from shaft encoder measurements. En *Robotics and Automation, 1992. Proceedings., 1992 IEEE International Conference on*, páginas 585–592 vol.1. (Citado en página 4.)
- [Bensiali, et al., 2015] Bensiali, N., Etien, E., y Benalia, N. (2015). Convergence analysis of back-emf mras observers used in sensorless control of induction motor drives. *Mathematics and Computers in Simulation*. (Citado en página 4.)
- [Biswas, et al., 2012] Biswas, D., Mukherjee, K., y Kar, N. C. (2012). A novel approach towards electrical loss minimization in vector controlled induction machine drive for ev/hev. En *2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, páginas 1–5. (Citado en página 1.)
- [Blaschke, 1972] Blaschke, F. (1972). The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines. Rev 34, Siemens. 217-220. (Citado en página 2.)
- [Blondel, et al., 1913] Blondel, A., Mailloux, C., y Adams, C. (1913). *Synchronous motors and converters: theory and methods of calculation and testing*. McGraw-Hill Book Company. (Citado en página 9.)
- [Böcker y Mathapati, 2007] Böcker, J. y Mathapati, S. (2007). State of the art of induction motor control. En *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC'07. IEEE International*, volumen 2, páginas 1459–1464. IEEE. (Citado en página 2.)
- [Bodson, et al., 1995] Bodson, M., Chiasson, J. N., y Novotnak, R. T. (1995). A systematic approach to selecting flux references for torque maximization in induction motors. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 3(4):388–397. (Citado en página 4.)
- [Cecati y Rotondale, 1999] Cecati, C. y Rotondale, N. (1999). Torque and speed regulation of induction motors using the passivity theory approach. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 46(1):119 –127. (Citado en páginas 6, 19 y 21.)

- [Chapman, 2012] Chapman, S. J. (2012). *Electric Machinery Fundamentals*. Fifth edition edición. (Citado en página 4.)
- [Chawda, et al., 2011] Chawda, V., Celik, O., y O'Malley, M. (2011). Application of levant's differentiator for velocity estimation and increased z-width in haptic interfaces. En *World Haptics Conference (WHC), 2011 IEEE*, páginas 403–408. (Citado en página 41.)
- [Chitour, 2002] Chitour, Y. (2002). Time-varying high-gain observers for numerical differentiation. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 47(9):1565–1569. (Citado en página 4.)
- [Espinosa y Ortega, 1994] Espinosa, G. y Ortega, R. (1994). State observers are unnecessary for induction motor control. *Systems & Control Letters*, 23(5). (Citado en páginas 3, 9 y 17.)
- [Espinosa-Pérez, et al., 1995] Espinosa-Pérez, G., Campos-Canton, I., Lara-Reyes, P., y Gomez-Becerril, D. (1995). Passivity-based speed control of a 2 phi; induction motor: experimental results. En *Power Electronics Congress, 1995. Technical Proceedings. CIEP 95., IV IEEE International*, páginas 33 –38. (Citado en página 19.)
- [Espinosa-Pérez, et al., 1996] Espinosa-Pérez, G., Campos-Canton, I., y Ortega, R. (1996). On the experimental robustness of a passivity-based controller for induction motors. En *Control Applications, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on*, páginas 626 –631. (Citado en páginas 6, 19 y 20.)
- [Espinosa-Pérez y Ortega, 1995] Espinosa-Pérez, G. y Ortega, R. (1995). An output feedback globally stable controller for induction motors. *Automatic Control, IEEE Transactions*, 40(1):138–143. (Citado en página 3.)
- [Espinosa-Pérez, et al., 1997] Espinosa-Pérez, G., Ortega, R., y Nicklasson, P. J. (1997). Torque and flux tracking of induction motors. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 7(1):1–9. (Citado en página 3.)
- [Guerrero, 2000] Guerrero, C. (2000). Control de motores de inducción para maximización de par con mejora en el desempeño: una evaluación experimental. Tesis maestría, Universidad Nacional Autónoma de México. (Citado en página 19.)
- [Hasse, 1969] Hasse, K. (1969). Zur dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichtergespeisten asynchron-kurzschlublaufermaschinen (on dynamics of the speed controlled static ac drive with squirrel-cage induction machine). Reporte técnico, Technische Hochschule Darmstadt. (Citado en página 2.)

- [Ibrir y Diop, 2004] Ibrir, S. y Diop, S. (2004). A numerical procedure for filtering and efficient high-order signal differentiation. *Int. J. Appl. Math. Compt. Sci*, páginas 201–208. (Citado en página 4.)
- [Kelly, *et al.*, 1993] Kelly, R., Ortega, R., Ailon, A., y Loria, A. (1993). Global regulation of flexible joint robots using approximate differentiation. En *Decision and Control, 1993., Proceedings of the 32nd IEEE Conference on*, volumen 1. (Citado en página 4.)
- [Kerkman, *et al.*, 1999] Kerkman, R., Skibinski, G., y Schlegel, D. (1999). Ac drives: year 2000 (y2k) and beyond. En *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC. Fourteenth Annual*, volumen 1, páginas 28–39. (Citado en página 2.)
- [Khalil, 2002] Khalil, H. (2002). *Nonlinear Systems*. Pearson Education. Prentice Hall PTR. (Citado en página 26.)
- [Krause, *et al.*, 2002] Krause, P., Wasynczuk, O., y Sudhoff, S. (2002). *Analysis of electric machinery and drive systems*. IEEE Press series on power engineering. IEEE Press. (Citado en página 9.)
- [Krishnan, 2001] Krishnan, R. (2001). *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. Prentice Hall. (Citado en página 9.)
- [Kumar, *et al.*, 2015] Kumar, N., Chelliah, T. R., y Srivastava, S. (2015). Adaptive control schemes for improving dynamic performance of efficiency-optimized induction motor drives. *ISA transactions*. (Citado en páginas 3 y 5.)
- [Leonhard, 2001] Leonhard, W. (2001). *Control of Electrical Drives*. Power Systems. Springer. (Citado en página 2.)
- [Levant, 1998] Levant, A. (1998). Robust exact differentiation via sliding mode technique. *Automatica*, 34(3):379 – 384. (Citado en página 4.)
- [Levant, 2003] Levant, A. (2003). Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. *International Journal of Control*, 76(9-10):924–941. (Citado en páginas 4 y 41.)
- [Levant, 2005] Levant, A. (2005). Homogeneity approach to high-order sliding mode design. *Automatica*, 41(5):823 – 830. (Citado en páginas 39 y 41.)
- [Listmann y Zhao, 2013] Listmann, K. D. y Zhao, Z. (2013). A comparison of methods for higher-order numerical differentiation. En *2013 European Control Conference (ECC)*, páginas 3676–3681. (Citado en página 4.)

- [Liu, *et al.*, 1989] Liu, X., Verghese, G., Lang, J., y Onder, M. (1989). Generalizing the blondel-park transformation of electrical machines: necessary and sufficient conditions. *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 36(8):1058–1067. (Citado en página 9.)
- [Malinowski, *et al.*, 2004] Malinowski, J., McCormick, J., y Dunn, K. (2004). Advances in construction techniques of ac induction motors: preparation for super-premium efficiency levels. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(6):1665–1670. (Citado en página 1.)
- [Mboup, *et al.*, 2007] Mboup, M., Join, C., y Fliess, M. (2007). A revised look at numerical differentiation with an application to nonlinear feedback control. En *2007 Mediterranean Conference on Control Automation*, páginas 1–6. (Citado en página 4.)
- [Meisel, 1984] Meisel, J. (1984). *Principles of electromechanical-energy conversion*. R.E. Krieger. (Citado en página 9.)
- [Mujica y Espinosa-Pérez, 2014] Mujica, H. y Espinosa-Pérez, G. (2014). Control no lineal basado en pasividad de motores de inducción para alto desempeño dinámico. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial {RIAI}*, 11(1):32. (Citado en página 3.)
- [Mujica, *et al.*, 2014] Mujica, H., Espinosa-Pérez, G., y Moreno, J. (2014). Seguimiento de velocidad y flujo magnético con alto desempeño en motores de inducción. *Congreso Latinoamericano de Control Automático, Cancún, México*. (Citado en página 21.)
- [Nicklasson, *et al.*, 1997] Nicklasson, P., Ortega, R., Espinosa-Pérez, G., y Jacobi, C. (1997). Passivity-based control of a class of blondel-park transformable electric machines. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 42(5):629–647. (Citado en páginas 3 y 21.)
- [Ortega y Espinosa, 1991] Ortega, R. y Espinosa, G. (1991). A controller design methodology for systems with physical structures: application to induction motors. En *Decision and Control, Proceedings of the 30th IEEE Conference*, volumen 3. (Citado en página 2.)
- [Ortega, *et al.*, 1998] Ortega, R., Loría, A., Nicklasson, P. J., y Sira-Ramírez, H. (1998). *Euler-Lagrange systems*, páginas 15–37. Springer London, London. (Citado en página 10.)
- [Ortega, *et al.*, 1995] Ortega, R., Nicklasson, P., y Espinosa-Pérez, G. (1995). On speed control of induction motors. En *American Control Conference. Proceedings of the*, volumen 5. (Citado en páginas 3, 13, 17, 18, 20 y 36.)

- [Park, 1929] Park, R. H. (1929). Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, 48(3):716 –727. (Citado en página 9.)
- [Peresada, et al., 2000] Peresada, S., Tilli, A., y Tonielli, A. (2000). New passivity-based speed-flux tracking controllers for induction motor. En *Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE*, volumen 2, páginas 1099–1104 vol.2. (Citado en página 3.)
- [Peters, et al., 2007] Peters, D. T., Brush, E. F., y Kirtley, J. L. (2007). Die-cast copper rotors as strategy for improving induction motor efficiency. En *2007 Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo*, páginas 322–327. (Citado en página 1.)
- [Seely, 1962] Seely, S. (1962). *Electromechanical energy conversion*. Electrical and electronic engineering s. McGraw-Hill. (Citado en página 9.)
- [Su, et al., 2006] Su, Y. X., Zheng, C. H., Mueller, P. C., y Duan, B. Y. (2006). A simple improved velocity estimation for low-speed regions based on position measurements only. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 14(5):937–942. (Citado en página 4.)
- [Torres, 1999] Torres, M. (1999). Identificación de parámetros del motor de inducción utilizando filtro kalman extendido. Tesis de Maestría, Universidad Nacional Autónoma de México. (Citado en página 19.)
- [Uddin y Nam, 2008] Uddin, M. N. y Nam, S. W. (2008). New online loss-minimization-based control of an induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(2):926–933. (Citado en página 1.)
- [Vasiljevic y Khalil, 2008] Vasiljevic, L. K. y Khalil, H. K. (2008). Error bounds in differentiation of noisy signals by high-gain observers. *Systems and Control Letters*, 57(10):856 – 862. (Citado en páginas 4, 39 y 41.)
- [Vedagarbha, et al., 1997] Vedagarbha, P., Dawson, D., y Burg, T. (1997). Rotor velocity/flux control of induction motors with improved efficiency. *Mechatronics*, 7(2):105–127. (Citado en página 4.)
- [WEG, 2010] WEG (2010). Induction motors fed by pwm frequency inverters. Technical article 28.00/122009, WEG, Jaraguá do Sul - SC - Brazil. (Citado en página 20.)