



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA

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

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

INGENIERÍA ELÉCTRICA - CONTROL

P R E S E N T A:

HOOVER MUJICA ORTEGA

ASESOR:

DR. GERARDO RENÉ ESPINOSA PÉREZ

Ciudad Universitaria
2012

Jurado asignado:

Presidente: DR. MARCO ANTONIO ARTEAGA PÉREZ

Secretario: DR. RICARDO ALVAREZ SALAS

Vocal: DR. GERARDO RENÉ ESPINOSA PÉREZ

1^{er} Suplente: DR. VICTOR MANUEL HERNÁNDEZ GUZMÁN

2^{do} Suplente: DR. LUIS AGUSTÍN ÁLVAREZ ICAZA LONGORIA

Ciudad Universitaria, Laboratorio de Control.
México, Distrito Federal.

Asesor 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 y permitirme desarrollar mis conocimientos.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo y la beca otorgada para emprender los estudios de Maestría y desarrollar este trabajo de investigación, sin ello todo hubiese sido más difícil.

A mi asesor de tesis Dr. Gerardo Espinosa por el trabajo invaluable en la dirección y revisión de este trabajo de investigación, por la confianza puesta en mí y todo su apoyo.

A los Doctores del colegio de control, por compartir sus conocimientos y enseñanzas.

A los amigos de mi generación, a los que trabajan en el laboratorio de control, colaboradores de servicio social y a todos con los que compartimos buenos momentos en el posgrado.

Dedico este trabajo,

A mi padre por estar siempre apoyándome en los momentos importantes de mi vida, por ser un ejemplo de fortaleza y éxito, por sus consejos que siempre son de gran ayuda; la culminación de este proyecto es el resultado de todas sus enseñanzas a lo largo de mi vida.

Es por ello que hoy le dedico mi trabajo de tesis.

A mi madre por ser la amiga y compañera que me ha ayudado a crecer, gracias por estar siempre conmigo a pesar de la distancia, por enseñarme el camino de la vida, por la paciencia que has tenido durante todos estos años, por el amor que me das y por tu apoyo incondicional.

A mis suegros Santos y Haydeé por su apoyo, por el cariño que me brindan, por los ánimos que me dan para seguir adelante y poder culminar este proyecto.

A mis hermanos Ángel y Brigitte, que siempre están conmigo incluso en la distancia, gracias por preocuparse, por su paciencia, por compartir sus vidas y por estar en todos los momentos importantes.

A mi hermano Erick, que aunque ya no está con nosotros físicamente, está siempre en mi corazón. Gracias por todos los momentos que pudimos compartir, por tus consejos y enseñanzas.

A mi pequeño amor Fabianita, por ser el motor de mi vida, porque con una pequeña sonrisa hace que todo lo difícil sea más sencillo, por darme las fuerzas para seguir adelante y porque por ella quiero ser mejor.

A mi esposa Carlita, porque en su compañía, he podido conocer el significado del amor, amistad y entrega, por su paciencia y apoyo incondicional.

Resumen

El control de seguimiento de posición y velocidad con alto desempeño dinámico para el motor de inducción ha generado gran interés en la comunidad de control, debido a las características favorables que presenta esta máquina rotatoria. Desafortunadamente, los resultados presentados en la literatura especializada del área están enfocados principalmente a estudiar las propiedades de estabilidad de los esquemas de control y no al desempeño dinámico que estos pueden lograr. En esta tesis se presenta el análisis de un controlador no lineal basado en conceptos de pasividad, orientado principalmente a evaluar el desempeño que puede alcanzar el motor de inducción con perfiles de velocidad altamente variables. Específicamente, se evalúa la facilidad que ofrece para su implementación y los procedimientos para mejorar su respuesta dinámica, obtenidos como resultado de un análisis causa raíz. En particular, se estudian diferentes posibilidades para abordar la necesidad de derivar señales que aparece en la estructura del controlador, presentándose resultados tanto en simulación como en una plataforma experimental, ambos apoyados por indicadores clave de desempeño que identifican los escenarios con los que se obtienen mejores desempeños en distintas condiciones de operación. Los resultados muestran que el escenario de mejor desempeño, facilita la implementación y relaja las condiciones impuestas en la literatura del área sobre el perfil de velocidad deseado y el par de carga, para el cual se establece una política de sintonía claramente definida que permite alcanzar alto desempeño dinámico, el mismo que es evaluado experimentalmente con perfiles de velocidad que presentan mayor variación, con los que se logra el seguimiento de velocidad de forma satisfactoria.

Abstract

Position and velocity tracking control with high dynamic performance for the induction motor has generated great interest in the control community, due to the advantageous characteristics that this rotating machine presents. Unfortunately, the results submitted in the specialized literature about this topic are mainly focused to study the stability properties of the control schemes, but not the dynamic performance that they can achieve. In this dissertation, the analysis of a nonlinear controller based on passivity concepts is presented. This analysis is mainly oriented towards the performance evaluation of the induction motor when it is tracking highly variable velocity profiles. Specifically, it is evaluated the implementation simplicity that this control scheme offers and the procedures needed to improve its dynamic response, all this as a result of a root cause analysis. Different approaches to deal with the need to know the derivative of signals that appears in the controller's structure are studied. The results are presented in simulation, as well as, in an experimental setup. In both cases the analysis is validated by key indicators of performance that identify the scenario with the best behavior under different operation conditions. The results show that the scenario with the best performance is the one that simplifies the implementation and relaxes the condition imposed in the literature about the wished velocity profile and the load torque. For this scenario we proposed a clearly defined tuning strategy that allows to reach excellent dynamic performance, i.e., the velocity tracking is achieved satisfactorily, when it is experimentally evaluated with highly variable velocity profiles.

Índice general

Índice de figuras	VII
Índice de tablas	IX
1. Introducción	1
1.1. Motivación	2
1.2. Antecedentes	3
1.3. Formulación del problema	3
1.4. Contribuciones	4
1.5. Organización de la tesis	5
2. Control basado en pasividad del motor de inducción	7
2.1. Modelo matemático	7
2.1.1. Modelo no lineal del motor de inducción trifásico	8
2.1.2. Modelo no lineal del motor de inducción bifásico	11
2.1.2.1. Transformación de Blondel/Clarke	11
2.1.2.2. Modelo ortogonal equivalente $\alpha\beta$	12
2.1.2.3. Modelo ortogonal equivalente ab	14
2.2. Control basado en pasividad	17
2.3. Propiedades de estabilidad	21
3. Análisis de implementación y desempeño	23
3.1. Escenarios de evaluación	25
3.2. Diseño de experimentos	27

3.3. Resultados del análisis en simulación	28
3.4. Resultados del análisis experimental	29
4. Evaluación del controlador propuesto	41
4.1. Resultados	41
4.1.1. Resultados experimentales con perfil de velocidad n.º2	41
4.1.2. Resultados experimentales con perfil de velocidad n.º4	46
4.1.3. Resultados experimentales con perfil de velocidad n.º5	51
4.2. Discusión	56
5. Conclusiones	59
5.1. Trabajo futuro	60
Apéndices	63
A. Plataforma experimental	63
A.1. Motor de inducción trifásico	65
A.2. Rectificador-Inversor trifásico	69
B. Implementación del controlador en Simulink	71
B.1. Modelos para simulación	71
B.2. Modelos para experimentos en tiempo real	73
C. Implementación de sistema de supervisión, control y adquisición de datos	75
Referencias	79

Índice de figuras

2.1. Descomposición del MI en dos subsistemas pasivos	21
3.1. Diagrama de Ishikawa para el problema de implementación	24
3.2. Diagrama de bloques de la plataforma experimental	27
3.3. Espectro frecuencial de acción de control de escenario n.º1	29
3.4. Espectro frecuencial de acción de control en escenario n.º4	30
3.5. Perfil de seguimiento de velocidad	32
3.6. Error de seguimiento de velocidad	33
3.7. Acción de control correspondiente a la fase a en el marco bifásico . . .	35
3.8. Corriente medida en la fase a del estator	36
3.9. Error de corriente medida en la fase a del estator	37
3.10. Par de carga estimado	38
4.1. Comparación entre velocidad medida y deseada con perfil de veloci- dad n.º2	42
4.2. Error de velocidad con perfil de velocidad n.º2	43
4.3. Acción de control de fase a con perfil de velocidad n.º2	44
4.4. Corriente medida en fase a con perfil de velocidad n.º2	45
4.5. Par de carga estimado con perfil de velocidad n.º2	46
4.6. Comparación entre velocidad medida y deseada con perfil de veloci- dad n.º4	47
4.7. Error de velocidad con perfil de velocidad n.º4	48
4.8. Acción de control de fase a con perfil de velocidad n.º4	49
4.9. Corriente medida en fase a con perfil de velocidad n.º4	50

4.10. Par de carga estimado con perfil de velocidad n.º4	51
4.11. Comparación entre velocidad medida y deseada con perfil de velocidad n.º5	52
4.12. Error de velocidad con perfil de velocidad n.º5	53
4.13. Acción de control de fase <i>a</i> con perfil de velocidad n.º5	54
4.14. Corriente medida en fase <i>a</i> con perfil de velocidad n.º5	55
4.15. Par de carga estimado con perfil de velocidad n.º5	56
A.1. Tarjeta de control y adquisición de datos DS1104	64
A.2. Bornera de conexiones de la tarjeta de adquisición de datos	64
A.3. Motor de inducción trifásico de 4 polos	65
A.4. Curvas de desempeño típico del motor de inducción	67
A.5. Diagrama de conexiones en estator del motor de inducción	68
A.6. Diseño mecánico y dimensiones del motor de inducción	68
A.7. Rectificar-inversor trifásico de 3kW	69
B.1. Diagrama de bloques del sistema completo para simulación	71
B.2. Diagrama de bloques del PBC para simulación	72
B.3. Diagrama del sistema completo para experimentos en tiempo real	73
B.4. Diagrama de bloques del PBC para experimentos en tiempo real	73
B.5. Diagrama de bloques del acondicionamiento de señales	74
B.6. Diagrama de obtención de velocidad a partir de posición	74
C.1. Pantalla principal del entorno SCADA en ControlDesk	76
C.2. Pantalla secundaria del entorno SCADA en ControlDesk	77

Índice de tablas

3.1. Clasificación en base al desempeño del PBC en simulación	29
3.2. Clasificación en base al desempeño del PBC experimental	30
A.1. Características del motor de inducción trifásico ZDNM3581T	66
A.2. Datos de desempeño del motor de inducción proporcionados por el fabricante	66

Capítulo 1

Introducción

En la actualidad, muchas de las aplicaciones de control de movimiento de máquinas rotatorias requieren: respuestas dinámicas rápidas y precisas en posición, velocidad y par generado, además de alta eficiencia y mayor confiabilidad. Históricamente los motores de corriente directa (CD) fueron la elección habitual para aplicaciones con alto desempeño dinámico, esto a pesar de su elevado costo de construcción, mantenimiento y otros inconvenientes propios de esta clase de máquinas rotatorias; relegando a los motores de inducción (MI) a aplicaciones de velocidad constante [Bose, 1993] pero de mayor potencia como compresores, bombas de impulsión, ventiladores, molinos, etc. Esta situación se debe a las complicaciones que se presentan para realizar el control de movimiento del MI, es decir:

- El proceso de transformación de energía electromagnética en mecánica está descrito por dinámicas no lineales, lo cual constituye un problema de control no trivial, haciendo que la teoría y los esquemas convencionales de control resulten insuficientes para alcanzar altos desempeños.
- Existe variación en los parámetros durante su operación, lo cual se refleja principalmente en cambios de los valores en las resistencias eléctricas y la fricción mecánica (que dependen de la temperatura) y en inductancias (que dependen del nivel de flujo magnético).

- La máquina se ve afectada por un par de carga externo generalmente desconocido.
- Es un sistema multivariable, con varias entradas de voltaje o corriente y una o más salidas (par, velocidad, posición, flujo magnético) a controlar.
- Requiere técnicas de control complejas y mayor cálculo computacional respecto a esquemas clásicos.
- Solo se dispone de medición parcial de los estados, debido a la incapacidad de medir estados eléctricos en el rotor.

Sin embargo estas dificultades no han sido un impedimento para el diseño de controladores no lineales con buenos resultados. Así actualmente la técnica de control más aceptada en el ámbito industrial para el MI es el Control por Campo Orientado (FOC por sus siglas en inglés) como se explica en [Seibel et al., 1997], debido por un lado, a los altos desempeños que se pueden alcanzar¹ y, por otro lado, a que tiene una estructura de control basada en lazos proporcionales-integrativos [Leonhard, 2001]. Sin embargo se requieren técnicas de control más sofisticadas que mejoren el desempeño de dichas máquinas [Kerkman et al., 1999], permitiendo emplearlas en aplicaciones más demandantes en precisión y exactitud.

1.1. Motivación

Las metodologías de diseño de esquemas de control no lineal representan un enfoque atractivo en la búsqueda de soluciones a problemas industriales, como es el caso del MI, todo esto con el anhelo de mejorar los resultados que se han obtenido con esquemas de control clásico ampliamente difundidos; sin embargo todos los esfuerzos realizados en esta dirección han estado enfocados principalmente a estudiar las propiedades de estabilidad de los esquemas propuestos y no al desempeño que estos pueden lograr. Identificada esta carencia, en el trabajo de tesis que se presenta

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

se aborda el problema de realizar el análisis de implementación y desempeño de un controlador no lineal basado en pasividad (PBC por sus siglas en inglés) para el MI que permita valorar la viabilidad de la implementación de esta metodología, cuantificar el desempeño alcanzado, identificar las causas que limitan su desempeño y plantear alternativas de solución que ayuden a mejorar la respuesta dinámica del MI.

1.2. Antecedentes

El PBC es una metodología de diseño de controladores no lineales que tiene un enfoque energético, explota las propiedades naturales de disipatividad de los sistemas [Ortega and Espinosa, 1991] a partir de ecuaciones de balance energético, moldea su energía e inyecta disipación, asegurando así los objetivos de control; esta técnica tiene sus raíces en la mecánica clásica, mejora las propiedades de robustez del sistema y evita la presencia de singularidades derivadas del hecho de eliminar no linealidades [Nicklasson et al., 1997].

Bajo este enfoque, en [Espinosa and Ortega, 1994] se propuso un esquema de control por retroalimentación de salida globalmente estable para seguimiento de velocidad y regulación de la norma de flujo en rotor del MI, donde se evita la necesidad de estimar los flujos de rotor. Sin embargo la tasa de convergencia del error en velocidad está 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 mecánico en el lazo de control. Finalmente en [Espinosa-Pérez and Ortega, 1995] se extiende el resultado mostrando que las propiedades de este enfoque son independientes del marco de referencia en el que se establecen.

1.3. Formulación del problema

Se considera el controlador no lineal basado en pasividad para MI reportado en [Ortega et al., 1995], el cual exhibe probadas propiedades de estabilidad y robustez;

pero que presenta en la ley de control el inconveniente de requerir para su implementación derivar señales de error provenientes de variables de medición que contienen ruido aleatorio inducido. Dado este problema, se requiere encontrar una metodología apropiada para ser implementado, para lo cual es necesario realizar un análisis que evidencie la dificultades existentes para este fin, las cuales impiden alcanzar alto desempeño dinámico. Como resultado del análisis propuesto se deberán establecer alternativas de solución viables para alcanzar el objetivo de control.

1.4. Contribuciones

Esta tesis aborda el problema de control del MI para alcanzar alto desempeño dinámico, para este fin se presenta un análisis desde la perspectiva de obtención de altos desempeños para el PBC, que tiene por objetivo proponer una alternativa para implementación que obtenga respuestas dinámica rápidas, señales de control con bajo contenido frecuencial y una clara política de sintonización; esto como resultado de la evaluación de diversos escenarios y la cuantificación del desempeño tanto en simulación como en una plataforma experimental, abordando el problema que se presenta en la ley de control, la cual impone la necesidad de derivar señales.

El diseño del controlador a evaluar consiste fundamentalmente en realizar una descomposición de las dinámicas del motor como la interconexión en retroalimentación de subsistemas pasivos (eléctrico y mecánico), se establece un lazo de retroalimentación interno que, a través de la inyección de un término de amortiguamiento no lineal, asegura que el subsistema eléctrico controlado defina un mapa estrictamente pasivo desde las señales de control hasta las salidas medibles de corriente y se añade un lazo exterior que asegure la convergencia de las variables mecánicas a las deseadas. Las contribuciones de esta tesis son:

1. Se desarrolló un Análisis Causa Raíz (RCA por sus siglas en inglés), mediante el diagrama de Ishikawa, que explica las causas que dificultan la implementación satisfactoria del controlador y el deterioro del desempeño. Lo que ayuda a identificar la estrategia a seguir para solucionar los problemas y diseñar los escenarios para la evaluación y búsqueda de mejor desempeño.

2. Se implementó una tabla de clasificación donde se cuantifica el desempeño del controlador con base a Indicadores Clave de Desempeño (KPI por sus siglas en inglés).
3. Se acondicionó una plataforma experimental apropiada para la evaluación, incorporando sensores de corriente con la respectiva electrónica necesaria para reducir ruido en la medición sin producir desfase en las señales.
4. Se evaluó y validó experimentalmente las alternativas propuestas para mejorar el desempeño dinámico.
5. Se definió una política de sintonía para el controlador y fue modificada la ganancia dinámica del controlador.

1.5. Organización de la tesis

La estructura que presenta este documento es como sigue:

En el Capítulo 2, se describe el modelo matemático del motor de inducción, primeramente el modelo trifásico y posteriormente el modelo bifásico ortogonal equivalente, con el cual se diseña el esquema de control, además se presenta la estructura del controlador basado en pasividad, para lo cual se enuncian las suposiciones contempladas, la metodología de implementación y las propiedades de estabilidad con que cuenta.

En el Capítulo 3, se expone la metodología que se siguió para obtener alto desempeño, donde una vez declaradas las dificultades para la implementación del esquema de control y las causas del bajo desempeño, se proponen los criterios y escenarios de evaluación, donde se detallan las condiciones de los experimentos y la plataforma empleada, presentando además la comparación de los resultados de evaluación en simulación y de experimentos en tiempo real.

El Capítulo 4 hace referencia a la evaluación del escenario de control que obtuvo el mejor desempeño dinámico como consecuencia del análisis previo, presentándose los resultados alcanzados producto de evaluar al esquema de control propuesto con tres diferentes perfiles de velocidad, donde mediante gráficas se evidencia el

buen desempeño alcanzado; al final de este capítulo se presenta la discusión de los resultados y en el siguiente capítulo las conclusiones y el trabajo futuro.

Finalmente en los apéndices se presenta de forma sucinta información referente a la plataforma experimental, los detalles del motor de inducción empleado y del rectificador-inversor; además se describen los diagramas del esquema de control implementado en Simulink y también del sistema de supervisión, control y adquisición de datos.

Capítulo 2

Control basado en pasividad del motor de inducción

En este capítulo se explica el desarrollo del algoritmo de control basado en pasividad para el MI, describiendo la obtención del modelo matemático bifásico en el marco de referencia fijo al estator a partir del modelo generalizado de máquina rotatoria; se expone también las ecuaciones que determinan la ley de control a implementar.

2.1. Modelo matemático

Se tiene el conjunto completo de ecuaciones de equilibrio de una máquina rotatoria generalizada que posee $n - 1$ devanados de estator y rotor, donde n es número de grados de libertad o coordenadas independientes, el cual se obtiene a partir de la aplicación directa de las ecuaciones de Euler-Lagrange [Meisel, 1984], dado por

$$D_e^G(q_m)\ddot{q}_e + W_1^G\dot{q}_e\dot{q}_m + W_2^G\dot{q}_m + R_e^G\dot{q}_e = U^G \quad (2.1a)$$

$$J\ddot{q}_m - \tau_e(\dot{q}_e, q_m) - \tau_m(\dot{q}_e, q_m) + B\dot{q}_m = -\tau_L(q_m, \dot{q}_m) \quad (2.1b)$$

donde

$$W_1^G = \frac{\partial D_e^G(q_m)}{\partial q_m}, \quad W_2^G = \frac{\partial \mu(q_m)}{\partial q_m}, \quad \tau_e(\dot{q}_e, q_m) = \frac{1}{2}\dot{q}_e^T W_1^G \dot{q}_e \quad \tau_m(\dot{q}_e, q_m) = W_2^G \dot{q}_e.$$

Si se define como coordenadas generalizadas del sistema a las cargas de cada devanado q_{ei} , $i = 1, \dots, n - 1$, y a la posición angular del rotor q_m , (subíndices e y m denotan pertenencia a las variables eléctricas y mecánicas respectivamente), $D_e^G(q_m)$ es la matriz de inductancias (simétrica, positiva definida, acotada y periódica en q_m y dimensión $n - 1$ para la máquina rotatoria generalizada), R_e^G es la matriz de resistencias eléctricas, U_e^G el vector de entradas de control eléctricas, $J > 0$ la inercia del rotor, $B \geq 0$ el coeficiente de amortiguamiento mecánico, τ_e el par electromagnético generado, τ_m el par aportado por imanes permanentes, τ_L el par de carga externo aplicado al eje del rotor y $\mu(q_m)$ representa los flujos debidos a la existencia de imanes permanentes. Adicionalmente, es necesario hacer notar que para la obtención de este modelo se asumió que:

- Los devanados por fase son sinusoidalmente distribuidos y fases idealmente simétricas.
- El estator y rotor se encuentran alineados concéntricamente.
- El entrehierro existente entre el estator y rotor tiene una longitud radial constante.
- La permeabilidad de los núcleos se supone infinita y saturada, se desprecia las pérdidas en el entrehierro, en los terminales de los devanados y los efectos en las ranuras.
- Se asume que los materiales magnéticos son lineales.

2.1.1. Modelo no lineal del motor de inducción trifásico

Partiendo del modelo matemático de la máquina rotatoria generalizada descrito en (2.1), es posible obtener el modelo del MI trifásico si se toman en cuenta las siguientes características:

- Tiene tres devanados fijos en estator y tres devanados de rotor girando a una velocidad angular $\omega = \dot{q}_m$ y con los terminales internamente en corto circuito.

- Los dos neutros del circuito de estator y rotor son aislados.
- El motor no posee imanes permanentes, lo que implica que $\mu(q_m) = 0$, entonces los términos $W_2^G(q_m)$ y $\tau_m(\dot{q}_m, \dot{q}_e, q_m)$ son cero.

Adicionalmente, si se considera la particularidad de la conexión de los terminales del rotor, únicamente los voltajes aplicados excitan a los devanados de estator, lo que significa que solamente las tres primeras ecuaciones son afectadas directamente por voltajes externos, lo que conlleva a que el vector de entradas trifásico sea de la forma: $U^{3\phi} = [U_1^{3\phi}, U_2^{3\phi}, U_3^{3\phi}, 0, 0, 0]^T$. El vector de coordenadas generalizadas para el sub sistema eléctrico es

$$q_e^{3\phi} = \begin{bmatrix} q_s^{3\phi} \\ q_r^{3\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_{s1}^{3\phi} \\ q_{s2}^{3\phi} \\ q_{s3}^{3\phi} \\ q_{r1}^{3\phi} \\ q_{r2}^{3\phi} \\ q_{r3}^{3\phi} \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

donde los subíndices s y r denotan pertenencia a las variables de estator y rotor respectivamente. La matriz de resistencias eléctricas $R_e^{3\phi}$ para el motor de inducción trifásico toma la forma

$$R_e^{3\phi} = \begin{bmatrix} R_s I_3 & 0 \\ 0 & R_r I_3 \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

con $R_s, R_r > 0$ las resistencias eléctricas en estator y rotor respectivamente y I_3 es una matriz identidad de 3×3 .

La matriz de inductancias para esta máquina rotatoria en particular, desarrollada ampliamente en [Krause et al., 2002], está descrita por

$$D_e^{3\phi} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s^{3\phi} & \mathbf{L}_{sr}^{3\phi} \\ (\mathbf{L}_{sr}^{3\phi})^T & \mathbf{L}_r^{3\phi} \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

donde

$$\mathbf{L}_s^{3\phi} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad L_{ms} = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \frac{\pi\mu_0 r l}{g} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{L}_r^{3\phi} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{ls} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}, \quad L_{mr} = \left(\frac{N_r}{2}\right)^2 \frac{\pi\mu_0 r l}{g} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{L}_{sr}^{3\phi} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(q_m) & \cos(q_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(q_m - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(q_m - \frac{2\pi}{3}) & \cos(q_m) & \cos(q_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(q_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(q_m - \frac{2\pi}{3}) & \cos(q_m) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$\mathbf{L}_s^{3\phi}$ y $\mathbf{L}_r^{3\phi}$ representan las inductancias propias de estator y rotor respectivamente, L_{ls} y L_{ms} son las inductancias de dispersión y magnetización en los devanados de estator, L_{lr} y L_{mr} análogamente corresponden a rotor. N_s y N_r representan el número de espiras en estator y rotor (para el caso particular de rotor con terminales en corto circuito puede hacer la aproximación $N_s = N_r$), μ_0 es la constante de permeabilidad magnética en el vacío, r , l , g son el radio promedio del entrehierro medido desde la circunferencia interior del estator, la longitud axial y la longitud uniforme del entrehierro respectivamente, L_{sr} es la amplitud de la inductancia mutua entre estator y rotor. De lo anterior, el modelo completo para el motor de tres fases obtenido mediante la aplicación de las ecuaciones de Euler-Lagrange, está dado por

$$D_e^{3\phi}(q_m)\ddot{q}_e^{3\phi} + W_1^{3\phi}\dot{q}_e^{3\phi}\dot{q}_m + R_e^{3\phi}\dot{q}_e^{3\phi} = U^{3\phi} \quad (2.8a)$$

$$J\ddot{q}_m + B\dot{q}_m = \tau_e(\dot{q}_e^{3\phi}, q_m) - \tau_L(q_m, \dot{q}_m) \quad (2.8b)$$

donde

$$W_1^{3\phi} = \frac{\partial D_e^{3\phi}(q_m)}{\partial q_m} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial L_{sr}^{3\phi}}{\partial q_m} \\ \frac{\partial (L_{sr}^{3\phi})^T}{\partial q_m} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\frac{\partial L_{sr}^{3\phi}}{\partial q_m} = L_{sr} \begin{bmatrix} \sin(q_m) & \sin(q_m + \frac{2\pi}{3}) & \sin(q_m - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(q_m - \frac{2\pi}{3}) & \sin(q_m) & \sin(q_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(q_m + \frac{2\pi}{3}) & \sin(q_m - \frac{2\pi}{3}) & \sin(q_m) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\tau_e(\dot{q}_e^{3\phi}, q_m) = \frac{1}{2} (\dot{q}_e^{3\phi})^T W_1^{3\phi} \dot{q}_e^{3\phi} = (\dot{q}_s^{3\phi})^T \left[\frac{\partial L_{sr}^{3\phi}}{\partial q_m} \right] \dot{q}_r^{3\phi}, \quad (2.11)$$

reemplazando (2.3), (2.4) y (2.9) en (2.8) se tiene

$$\begin{bmatrix} L_s^{3\phi} & L_{sr}^{3\phi} \\ (L_{sr}^{3\phi})^T & L_r^{3\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_s^{3\phi} \\ \ddot{q}_r^{3\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial L_{sr}^{3\phi}}{\partial q_m} \\ \frac{\partial (L_{sr}^{3\phi})^T}{\partial q_m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_s^{3\phi} \\ \dot{q}_r^{3\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s I_3 & 0 \\ 0 & R_r I_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_s^{3\phi} \\ \dot{q}_r^{3\phi} \end{bmatrix} = U^{3\phi} \quad (2.12a)$$

$$J\ddot{q}_m + B\dot{q}_m - (\dot{q}_s^{3\phi})^T \begin{bmatrix} \frac{\partial L_{sr}^{3\phi}}{\partial q_m} \\ \frac{\partial L_{sr}^{3\phi}}{\partial q_m} \end{bmatrix} \dot{q}_r^{3\phi} = -\tau_L(q_m, \dot{q}_m) \quad (2.12b)$$

2.1.2. Modelo no lineal del motor de inducción bifásico

Considerando el modelo matemático del motor de inducción generalizado de rotor tipo jaula de ardilla descrito en (2.12), es posible representarlo en un plano bifásico ortogonal equivalente por medio de la transformación Blondel-Park (BP) [Blondel et al., 1913], [Park, 1929]; que bajo las consideraciones de que las fases son simétricas y además distribuidas sinusoidalmente permite simplificar en gran medida el análisis de dicha máquina [Liu et al., 1989], el cual es un procedimiento recomendado para diseñar y aplicar controladores no lineales.

2.1.2.1. Transformación de Blondel/Clarke

Dadas las consideraciones de simetría en las fases y la distribución de los devanados, es posible obtener corrientes en la periferia del estator también distribuidas sinusoidalmente, expresadas por

$$\mathcal{I}_{s1}^{3\phi} = d \sin(\theta) \dot{q}_{s1}^{3\phi} a_z \quad (2.13)$$

$$\mathcal{I}_{s2}^{3\phi} = d \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \dot{q}_{s2}^{3\phi} a_z \quad (2.14)$$

$$\mathcal{I}_{s3}^{3\phi} = d \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \dot{q}_{s3}^{3\phi} a_z \quad (2.15)$$

donde θ es la posición angular con respecto a la cual la magnitud de la distribución es medida, a_z es el vector unitario entre el eje z. Entonces, la distribución total de tres fases es

$$\mathcal{I}_{sT}^{3\phi} = d \left[\left(\dot{q}_{s1}^{3\phi} + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)(\dot{q}_{s2}^{3\phi} + \dot{q}_{s3}^{3\phi}) \right) \sin(\theta) + \left(\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)(\dot{q}_{s2}^{3\phi} - \dot{q}_{s3}^{3\phi}) \right) \cos(\theta) \right] a_z. \quad (2.16)$$

Considerando una máquina bifásica con devanados de estator en ejes fijos ortogonales α y β , y devanados de rotor también con ejes ortogonales pero girando a una velocidad ω , la distribución de corriente de dos fases se puede obtener de manera similar, dada por

$$\mathcal{I}_{sT}^{2\phi} = d \left[\dot{q}_{s1}^{2\phi} \sin(\theta) - \dot{q}_{s2}^{2\phi} \cos(\theta) \right] a_z, \quad (2.17)$$

para obtener un modelo equivalente se debe cumplir la condición de que la distribución total de corriente bifásica sea igual a la trifásica, es decir

$$\dot{q}_{s1}^{2\phi} = \dot{q}_{s1}^{3\phi} + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \dot{q}_{s2}^{3\phi} + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \dot{q}_{s3}^{3\phi} \quad (2.18)$$

$$\dot{q}_{s2}^{2\phi} = -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \dot{q}_{s2}^{3\phi} + \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \dot{q}_{s3}^{3\phi}, \quad (2.19)$$

de las expresiones anteriores se obtiene la transformación de Blondel/Clarke

$$T_{3\phi}^{2\phi} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

donde el coeficiente $\frac{2}{3}$ es introducido para fines de preservación de la potencia, conservando así la amplitud de las señales luego de aplicar la transformación. La transformación inversa es

$$\left(T_{3\phi}^{2\phi}\right)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

2.1.2.2. Modelo ortogonal equivalente $\alpha\beta$

Para emplear esta transformación en el modelo matemático, es necesario también aplicarla tanto a las entradas del sistema como a las salidas. Se establece entonces la transformación para el vector de corrientes como sigue

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_{s1}^{2\phi} \\ \dot{q}_{s2}^{2\phi} \\ \dot{q}_{r3}^{2\phi} \\ \dot{q}_{r4}^{2\phi} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_{s1}^{3\phi} \\ \dot{q}_{s2}^{3\phi} \\ \dot{q}_{s3}^{3\phi} \\ \dot{q}_{r4}^{3\phi} \\ \dot{q}_{r5}^{3\phi} \\ \dot{q}_{r6}^{3\phi} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

mientras que para el vector de voltajes se tiene

$$\begin{bmatrix} U_{s1}^{2\phi} \\ U_{s2}^{2\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s1}^{3\phi} \\ U_{s2}^{3\phi} \\ U_{s3}^{3\phi} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

Transformados ambos vectores se aplica al modelo trifásico (2.12) y se obtiene el modelo bifásico $\alpha\beta$ [Meisel, 1984] de la forma

$$D_e^{2\phi}(q_m)\ddot{q}_e^{2\phi} + W_1\dot{q}_e^{2\phi}\dot{q}_m + R_e^{2\phi}\dot{q}_e^{2\phi} = U^{2\phi} \quad (2.24a)$$

$$J\ddot{q}_m + B\dot{q}_m = \tau_e(\dot{q}_e^{2\phi}, q_m) - \tau_L(q_m, \dot{q}_m). \quad (2.24b)$$

Es importante notar que tanto la matriz de inductancias como su derivada parcial también se ven afectadas de tal forma que en esta nueva representación se tiene

$$D_e^{2\phi}(q_m) = \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_{sr} e^{\mathcal{J}n_p q_m} \\ L_{sr} e^{-\mathcal{J}n_p q_m} & L_r I_2 \end{bmatrix}, \quad R_e^{2\phi} = \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0 \\ 0 & R_r I_2 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$W_1^{2\phi} = n_p L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & \mathcal{J} e^{\mathcal{J}n_p q_m} \\ -\mathcal{J} e^{-\mathcal{J}n_p q_m} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$e^{\mathcal{J}n_p q_m} = \begin{bmatrix} \cos(n_p q_m) & -\sin(n_p q_m) \\ \sin(n_p q_m) & \cos(n_p q_m) \end{bmatrix}, \quad e^{-\mathcal{J}n_p q_m} = (e^{\mathcal{J}n_p q_m})^T, \quad (2.27)$$

donde n_p es el número de pares de polos, los parámetros $L_s, L_r, L_{sr} > 0$ son las inductancias en estator, rotor y mutua respectivamente, I_2 es una matriz identidad de 2×2 y \mathcal{J} es una matriz anti-simétrica de la forma

$$\mathcal{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -\mathcal{J}^T; \quad (2.28)$$

reemplazando (2.25)-(2.27) en (2.24) se obtiene el modelo $\alpha\beta$ del motor de inducción como sigue

$$L_s I_2 \ddot{q}_s^{2\phi} + L_{sr} e^{\mathcal{J}n_p q_m} \ddot{q}_r^{2\phi} + n_p L_{sr} \mathcal{J} e^{\mathcal{J}n_p q_m} \dot{q}_r^{2\phi} \dot{q}_m + R_s I_2 \dot{q}_s^{2\phi} = U_s^{2\phi} \quad (2.29a)$$

$$L_r I_2 \ddot{q}_r^{2\phi} + L_{sr} e^{-\mathcal{J}n_p q_m} \ddot{q}_s^{2\phi} - n_p L_{sr} \mathcal{J} e^{-\mathcal{J}n_p q_m} \dot{q}_s^{2\phi} \dot{q}_m + R_r I_2 \dot{q}_r^{2\phi} = 0 \quad (2.29b)$$

$$J\ddot{q}_m + B\dot{q}_m - n_p L_{sr} (\dot{q}_s^{2\phi})^T \mathcal{J} e^{\mathcal{J}n_p q_m} \dot{q}_r^{2\phi} = -\tau_L(q_m, \dot{q}_m) \quad (2.29c)$$

2.1.2.3. Modelo ortogonal equivalente ab

La transformación de Blondel-Park tiene por objetivo eliminar la dependencia de las inductancias con respecto a la posición q_m y así poder representar todas las variables en un sistema común, lo que permite considerar los sistemas de referencia de estator y rotor del modelo $\alpha\beta$ y un tercer sistema de referencia (también ortogonal) girando a una velocidad arbitraria ω_x . Así, la posición angular de este sistema de referencia es una función del tiempo.

$$\theta = \omega_x t + \theta(0); \quad \theta(0) = 0; \quad \Rightarrow \theta = \omega_x t;$$

las transformaciones para las variables de estator y rotor pueden escribirse como

$$f_{x1}^s = f_{s1} \cos(\theta) + q_{s2} \sin(\theta) \quad (2.30)$$

$$f_{x2}^s = -f_{s1} \sin(\theta) + q_{s2} \cos(\theta) \quad (2.31)$$

$$f_{x1}^r = f_{r1} \cos(\theta - q_m) + q_{r2} \sin(\theta - q_m) \quad (2.32)$$

$$f_{x2}^r = -f_{r1} \sin(\theta - q_m) + q_{r2} \cos(\theta - q_m) \quad (2.33)$$

donde f puede representar voltaje, corriente o flujo magnético. La transformación completa se representa como

$$T_{BP} = \begin{bmatrix} e^{-\mathcal{J}\theta} & 0 \\ 0 & e^{-\mathcal{J}(\theta - q_m)} \end{bmatrix}; \quad [T_{BP}]^{-1} = \begin{bmatrix} e^{\mathcal{J}\theta} & 0 \\ 0 & e^{\mathcal{J}(\theta - q_m)} \end{bmatrix}, \quad (2.34)$$

con

$$e^{\mathcal{J}\theta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} = e^{-\mathcal{J}^T \theta}; \quad (2.35)$$

la aplicación de las ecuaciones (2.34) al modelo $\alpha\beta$, transforma al sistema como sigue

$$D_e^{2\phi} \ddot{q}_x + W_1^{2\phi} \dot{q}_e^{2\phi} + R_{xe} \dot{q}_e^{2\phi} = U_e^{2\phi} \quad (2.36)$$

$$J \ddot{q}_m - \frac{1}{2} (\dot{q}_e^{2\phi})^T W_2^{2\phi} \dot{q}_s^{2\phi} + B \dot{q}_m = -\tau_L(q_m, \dot{q}_m) \quad (2.37)$$

con

$$D_e^{2\phi} = \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_{sr} I_2 \\ L_{sr} I_2 & L_r I_2 \end{bmatrix}; \quad W_1^{2\phi} = \begin{bmatrix} L_s \mathcal{J} \omega & L_{sr} \mathcal{J} \omega \\ L_{sr} \mathcal{J} (\omega_x - \dot{q}_m) & L_r \mathcal{J} (\omega_x - \dot{q}_m) \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$W_2^{2\phi} = L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & \mathcal{J} \\ -\mathcal{J} & 0 \end{bmatrix}; \quad q_e^{2\phi} = \begin{bmatrix} q_{s1}^{2\phi} \\ q_{s2}^{2\phi} \\ q_{r1}^{2\phi} \\ q_{r2}^{2\phi} \end{bmatrix}; \quad U_s^{2\phi} = \begin{bmatrix} U_{s1}^{2\phi} \\ U_{s2}^{2\phi} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

mientras que

$$\tau_e(\dot{q}_x) = \frac{1}{2} (\dot{q}_e^{2\phi})^T W_{x2} \dot{q}_e^{2\phi}. \quad (2.40)$$

Como puede observarse en (2.38), se elimina la dependencia de la posición en las entradas de las matrices, lo que representa la mayor ventaja del modelo obtenido. A esta representación se le conoce comúnmente 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].

Finalmente, la elección del valor de la velocidad angular ω_x determina si se trabaja con un sistema de referencia estacionario $\omega_x = 0$ (modelo *ab*) o un sistema de referencia que gira a la velocidad de giro del flujo de rotor $\omega_x = \omega_r$ lo cual produce el modelo *dq*.

Adicionalmente, de la ecuación que representa a los flujos magnéticos y considerando las transformaciones aplicadas, se tiene

$$\lambda_e^{2\phi} = D_e^{2\phi} \dot{q}_s^{2\phi} + 0 \quad (2.41)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{2\phi} \\ \lambda_r^{2\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s \dot{q}_s^{2\phi} + L_{sr} \dot{q}_r^{2\phi} \\ L_{sr} \dot{q}_s^{2\phi} + L_r \dot{q}_r^{2\phi} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

por lo que las corrientes de rotor y su derivada son

$$\dot{q}_r^{2\phi} = \frac{\lambda_r - L_{sr} \dot{q}_s^{2\phi}}{L_r} \quad (2.43)$$

$$\ddot{q}_r^{2\phi} = \frac{\dot{\lambda}_r - L_{sr} \ddot{q}_s^{2\phi}}{L_r}. \quad (2.44)$$

Dado que se considera un motor con rotor tipo jaula de ardilla, los devanados se encuentran en cortocircuito, por lo tanto la ecuación de equilibrio de voltajes en un circuito acoplado magnéticamente es

$$\dot{\lambda}_r + R_r \dot{q}_{rx} = 0, \quad (2.45)$$

desarrollando el modelo dq de la ecuación (2.37) se tiene que si se denota a $I_s = \dot{q}_{sx}$ como las corrientes de estator, $\psi_r = \lambda_r$ como los flujos en el rotor, $\omega = \dot{q}_m$ como la velocidad angular del rotor entonces se obtiene

$$\dot{I}_s = -\gamma I_s + \left(\frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} \right) \psi_r - \left(\frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \right) \omega \mathcal{J} \psi_r - \omega_x \mathcal{J} I_s + \left(\frac{U_s}{\sigma} \right) \quad (2.46)$$

$$\dot{\psi}_r = - \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \psi_r + (n_p \omega \mathcal{J}) \psi_r - (\omega_x \mathcal{J}) \psi_r + \left(\frac{R_r L_{sr}}{L_r} \right) I_s \quad (2.47)$$

$$\dot{\omega} = \frac{n_p L_{sr}}{J L_r} I_s^T \mathcal{J} \psi_r - \left(\frac{B}{J} \right) \omega - \frac{\tau_L}{J} \quad (2.48)$$

donde

$$\sigma = \left(L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r} \right), \quad \gamma = \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{\sigma L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma} \right).$$

Considerando el modelo ab donde $\omega_x = 0$, el modelo resulta

$$\dot{I}_s = -\gamma I_s + \left(\frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} \right) \psi_r - \left(\frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \right) \omega \mathcal{J} \psi_r + \frac{U_s}{\sigma} \quad (2.49a)$$

$$\dot{\psi}_r = - \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \psi_r + (n_p \omega \mathcal{J}) \psi_r + \left(\frac{R_r L_{sr}}{L_r} \right) I_s \quad (2.49b)$$

$$\dot{\omega} = \left(\frac{n_p}{J} \right) \underbrace{\frac{L_{sr}}{L_r} I_s^T \mathcal{J} \psi_r}_{\tau_e} - \left(\frac{B}{J} \right) \omega - \frac{\tau_L}{J} \quad (2.49c)$$

$U_s \in \mathbb{R}^2$ son los voltajes de estator. Finalmente se representa al modelo (2.49) en forma matricial, como

$$D \dot{x} + C(x) x + R x = Q \quad (2.50)$$

donde el vector de estados $x \triangleq [I_s^T, \psi_r^T, \omega]^T \in \mathbb{R}^5$ 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 $\omega \in \mathbb{R}$, siendo

$$D \triangleq \begin{bmatrix} \sigma L_r I_2 & 0 & 0 \\ 0 & I_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_r J \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

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

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

2.2. Control basado en pasividad

Dado el modelo (2.49) el problema de control del MI se plantea de la siguiente forma, se impone un comportamiento deseado en los estados definido por $x_d \triangleq [I_{sd}^T, \psi_{rd}^T, \omega_d]^T = [I_{sad}, I_{sbd}, \psi_{rad}, \psi_{rbd}, \omega_d]^T$ con lo cual el objetivo del PBC es asegurar el seguimiento asintótico global de velocidad ω y la regulación de la norma del flujo en rotor $\|\psi_r\|$, donde $\|\cdot\|$ es la norma Euclidiana, tal que

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

con todas las señales internas uniformemente acotadas, bajo las siguientes suposiciones:

- S.1** Se dispone de medición de corrientes de estator $I_s(t)$ y velocidad del rotor $\omega(t)$.
- S.2** Todos los parámetros del modelo son perfectamente conocidos.
- S.3** El par de carga $\tau_L(t)$ es una función desconocida¹, pero con primera derivada acotada.
- S.4** El perfil de velocidad del rotor deseado $\omega_d(t)$ es una función acotada, suave y dos veces diferenciable con cotas conocidas.
- S.5** La norma del flujo de rotor deseado $\|\psi_{rd}\|$ es una constante positiva.

Si se considera el modelo *ab* del MI descrito de forma compacta en (2.50) y tomando en cuenta únicamente la parte eléctrica del modelo, es decir las cuatro primeras ecuaciones, queda de la forma

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L_r \sigma I_2 & 0 \\ 0 & L_r \sigma I_2 \end{bmatrix}}_{D_e} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{\psi}_r \end{bmatrix}}_{\dot{x}_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & n_p L_{sr} \mathcal{J} \omega \\ -n_p L_{sr} \mathcal{J}^T \omega & -n_p \mathcal{J} \omega \end{bmatrix}}_{C_e(\omega)} \underbrace{\begin{bmatrix} I_s \\ \psi_r \end{bmatrix}}_{x_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} L_r \sigma \gamma I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 \\ -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 + n_p L_{sr} \mathcal{J}^T \omega & \frac{L_{sr}}{L_r} I_2 \end{bmatrix}}_{R_e(\omega)} \underbrace{\begin{bmatrix} I_s \\ \psi_r \end{bmatrix}}_{x_e} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_r U_s \\ 0 \end{bmatrix}}_{Q_e}. \quad (2.52)$$

¹Está función es estimada mediante una ley de adaptación descrita en [Ortega et al., 1992] y [Ortega and Espinosa, 1993] ya que puede verse como una parametrización lineal del par de carga $\tau_L(t)$.

Siguiendo la metodología propuesta y con el objetivo de que los estados medidos converjan a los deseados, se define el error de estados eléctricos como

$$e_e = x_e - x_{ed} \Rightarrow x_e = e_e + x_{ed} \Rightarrow \dot{x}_e = \dot{e}_e + \dot{x}_{ed}. \quad (2.53)$$

Aplicando (2.53) en la ecuación (2.52) se tiene

$$\underbrace{D_e \dot{e}_e + C_e(\omega)e_e + R_e(\omega)e_e}_{\Phi_e} = Q_e - \{D_{ed}\dot{e}_{ed} + C_e(\omega)e_{ed} + R_e(\omega)e_{ed}\} \quad (2.54)$$

donde $\Phi_e = [\Phi_{e1}, \Phi_{e2}]$. Para el diseño de la ley de control se consideran los dos primeros renglones del lado derecho de la ecuación (2.54) donde

$$\Phi_{e1} = L_r U_s - \left(L_r \sigma \dot{I}_{sd} + n_p L_{sr} \mathcal{J} \omega \psi_{rd} + \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r} + L_s R_s \right) I_{sd} - \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \psi_{rd} \right) \quad (2.55)$$

de esta forma se obtienen los voltajes de control, tal que

$$U_s = \sigma \dot{I}_{sd} + n_p \frac{L_{sr}}{L_r} \mathcal{J} \omega \psi_{rd} + \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r^2} + R_s \right) I_{sd} - \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} \psi_{rd} - K_{I1} e_I, \quad (2.56)$$

equivalentemente

$$\begin{aligned} U_{sa} &= \sigma \dot{I}_{sda} - n_p \beta_1 \omega \psi_{rdb} + \sigma \gamma I_{sda} - \frac{\beta_3}{L_r} \psi_{rda} - K_{I1} e_{I1}, \\ U_{sb} &= \sigma \dot{I}_{sdb} + n_p \beta_1 \omega \psi_{rda} + \sigma \gamma I_{sdb} - \frac{\beta_3}{L_r} \psi_{rdb} - K_{I1} e_{I2}, \end{aligned}$$

donde se incluye un término de amortiguamiento K_{I1} en el error de corrientes, tal que

$$\Phi_{e1} = -K_{I1} e_I$$

donde

$$\begin{aligned} K_{I1} &= \frac{L_{sr}^2 n_p^2 \omega^2}{4\varepsilon}; \quad 0 < \varepsilon < R_r; \\ \beta_1 &= \frac{L_{sr}}{L_r}; \quad \beta_3 = \frac{L_{sr} R_r}{L_r}. \end{aligned} \quad (2.57)$$

De los dos últimos renglones de la ecuación (2.54) se tiene

$$\begin{aligned} \Phi_{e2} &= 0 - \left\{ \dot{\psi}_{rd} + n_p L_{sr} \mathcal{J} \omega I_{sd} - n_p \omega \mathcal{J} \psi_{rd} - \frac{R_r L_{sr}}{L_r} I_{sd} - n_p L_{sr} \mathcal{J} \omega I_{sd} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \right\} \\ \Phi_{e2} &= 0 - \left\{ \dot{\psi}_{rd} - n_p \omega \mathcal{J} \psi_{rd} - \frac{R_r L_{sr}}{L_r} I_2 I_{sd} + \frac{R_r}{L_r} I_2 \psi_{rd} \right\} \end{aligned}$$

despejando I_{sd} con el fin de hacer que $\Phi_{e2} \rightarrow 0$, se tiene

$$I_{sd} = \frac{L_r}{R_r L_{sr}} \left(\dot{\psi}_{rd} - n_p \omega \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \right). \quad (2.58)$$

Si los flujos deseados están dados por la siguiente expresión

$$\psi_{rd} = \|\psi_{rd}\| \begin{bmatrix} \cos(\rho) \\ \sin(\rho) \end{bmatrix}$$

donde

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

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

equivalentemente

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{rda} &= - \left(n_p \omega + \frac{R_r}{n_p \|\psi_{rd}\|^2} \tau_d \right) \psi_{rdb}, \\ \dot{\psi}_{rdb} &= \left(n_p \omega + \frac{R_r}{n_p \|\psi_{rd}\|^2} \tau_d \right) \psi_{rda}, \end{aligned}$$

entonces de (2.58) y la ecuación de flujos deseados, se tiene

$$I_{sd} = \frac{L_r}{R_r L_{sr}} \left(n_p \omega \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{R_r}{n_p \|\psi_{rd}\|^2} \tau_d \mathcal{J} \psi_{rd} - n_p \omega \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \right) \quad (2.59)$$

$$I_{sd} = \frac{L_r}{L_{sr} n_p \|\psi_{rd}\|^2} \tau_d \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{1}{L_{sr}} \psi_{rd}, \quad (2.60)$$

equivalentemente

$$\begin{aligned} I_{sda} &= - \frac{L_r}{L_{sr} n_p \|\psi_{rd}\|^2} \tau_d \psi_{rdb} + \frac{1}{L_{sr}} \psi_{rda} \\ I_{sdb} &= \frac{L_r}{L_{sr} n_p \|\psi_{rd}\|^2} \tau_d \psi_{rda} + \frac{1}{L_{sr}} \psi_{rdb}. \end{aligned}$$

De la tercera ecuación del modelo *ab* (2.49) y escribiéndola en la dinámica del error dada por $e_\omega = \omega - \omega_d$ y $\dot{e}_\omega = \dot{\omega} - \dot{\omega}_d$ se tiene

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega + \dot{\omega}_d &= \frac{n_p L_{sr}}{J L_r} I_s^T \mathcal{J} \psi_r - \left(\frac{B}{J} \right) (e_\omega + \omega_d) - \frac{\tau_L}{J} \\ J \dot{e}_\omega &= \underbrace{\frac{n_p L_{sr}}{L_r} I_s^T \mathcal{J} \psi_r}_{\tau_e} - B e_\omega - (J \dot{\omega}_d + B \omega_d + \tau_L) \\ \underbrace{J \dot{e}_\omega - B e_\omega}_{\Phi_m} &= -\tau_L - J \dot{\omega}_d + B \omega_d + \tau_e, \end{aligned}$$

si $\Phi_m = 0$, implica que el error de velocidad tiende a cero, es decir $e_\omega \rightarrow 0$, permitiendo así que el par eléctrico tienda al par deseado ($\tau_e \rightarrow \tau_d$), considerado esto, la ecuación que describe al par deseado queda de la forma

$$\tau_d = J \dot{\omega}_d + B \omega_d + \hat{\tau}_L - K_\omega e_\omega \quad (2.61)$$

la cual incluye un término de corrección $K_\omega > 0$ que permite acelerar la convergencia del error de velocidad a cero y la estimación del par de carga $\hat{\tau}_L$ donde

$$\dot{\hat{\tau}}_L = -K_{\omega i} e_\omega; \quad \hat{\tau}_L(0) = \hat{\tau}_{L0}; \quad K_{\omega i} > 0. \quad (2.62)$$

Dado que en (2.56) se requiere \dot{I}_{sd} , esta se obtiene derivando I_{sd} de forma analítica, tal que

$$\dot{I}_{sd} = \frac{L_r}{L_{sr} n_p \|\psi_{rd}\|^2} \left(\tau_d \mathcal{J} \dot{\psi}_{rd} + \dot{\tau}_d \mathcal{J} \psi_{rd} \right) + \frac{1}{L_{sr}} \dot{\psi}_{rd} \quad (2.63)$$

equivalentemente

$$\begin{aligned} \dot{I}_{sda} &= \frac{L_r}{L_{sr} n_p \|\psi_{rd}\|^2} \left(-\tau_d \dot{\psi}_{rdb} - \dot{\tau}_d \psi_{rdb} \right) + \frac{1}{L_{sr}} \dot{\psi}_{rda} \\ \dot{I}_{sdb} &= \frac{L_r}{L_{sr} n_p \|\psi_{rd}\|^2} \left(\tau_d \dot{\psi}_{rda} + \dot{\tau}_d \psi_{rda} \right) + \frac{1}{L_{sr}} \dot{\psi}_{rdb}, \end{aligned}$$

por lo tanto se observa que en la ecuación (2.63) se requiere la derivada del par deseado ($\dot{\tau}_d$) y por consiguiente también el error de aceleración (e_α) necesario para su implementación, el cual se obtiene tomando la salida del derivador sucio (\dot{z})

aplicado al error de velocidad e_ω ; dado esto, la ecuación (2.61) es modificada como sigue

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + B\omega_d + \hat{\tau}_L - z, \quad (2.64)$$

donde

$$\dot{z} = -az + be_\omega; \quad z(0) = e_\omega(0); \quad a, b > 0 \quad (2.65)$$

y la derivada de τ_d

$$\dot{\tau}_d = J\ddot{\omega}_d + B\dot{\omega}_d + \dot{\hat{\tau}}_L - \dot{z} \quad (2.66)$$

2.3. Propiedades de estabilidad

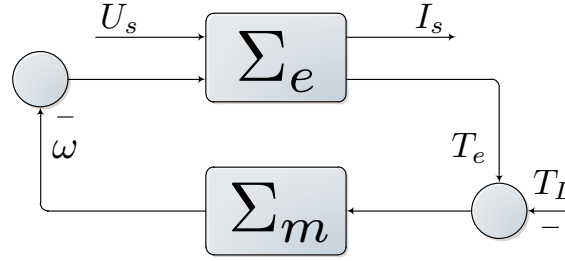


Figura 2.1. Descomposición del MI en dos subsistemas pasivos

El modelo (2.50) puede descomponerse en dos subsistemas (ver Figura 2.1) uno eléctrico (Σ_e), que es pasivo desde la entrada $[U_s, -\omega]^T$ hasta la salida $[I_s, \tau_e]^T$ con la función de almacenamiento de energía H_e , tal que

$$\Sigma_e : \begin{bmatrix} U_s \\ -\omega \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} I_s \\ \tau_e \end{bmatrix}, \quad H_e = \frac{1}{2} I_s^T D_e I_s$$

donde $D_e \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ es la matriz de inductancias del subsistema eléctrico; y un subsistema mecánico (Σ_m) que es pasivo desde la entrada $(\tau_e - \tau_L)$ hasta la salida ω con función de almacenamiento de energía H_m , tal que

$$\Sigma_m : \tau_e - \tau_L \rightarrow \omega, \quad H_m = \frac{1}{2} J \omega^2$$

De esta forma, ambos subsistemas preservan propiedades de estabilidad, los detalles de la prueba son ampliamente explicados en [Ortega et al., 1995].

Capítulo 3

Análisis de implementación y desempeño

En este capítulo se presenta el Análisis Causa Raíz (RCA) desarrollado para el PBC del MI mediante el uso de la herramienta conocida como Diagrama de Ishikawa [Ishikawa, 1990]. El RCA es un método de resolución de problemas dirigido a identificar las causas o acontecimientos que los generan, se basa en el supuesto de que los problemas se resuelven mejor al tratar de corregir o eliminar las causas raíz, en vez de simplemente tratar los síntomas evidentes de inmediato [Amendola, 2006]. Esta metodología de análisis es útil para identificar los motivos técnicos por los cuales, el desempeño del controlador se deteriora y como consecuencia permite proponer mecanismos de solución de acuerdo a la naturaleza del problema.

En la Figura 3.1 se presenta un diagrama con las posibles causas por las que el desempeño del controlador se ve comprometido, donde la estrategia a seguir para solucionar estos inconvenientes está definida por un cuadro de valoración, el cual toma como criterios la facilidad para aplicar las correcciones necesarias y el nivel de impacto que estas generan en la solución del problema, por lo que es mejor realizar primero las correcciones que representan menor dificultad para su implementación y que logren mayor impacto en la corrección de problema propuesto.

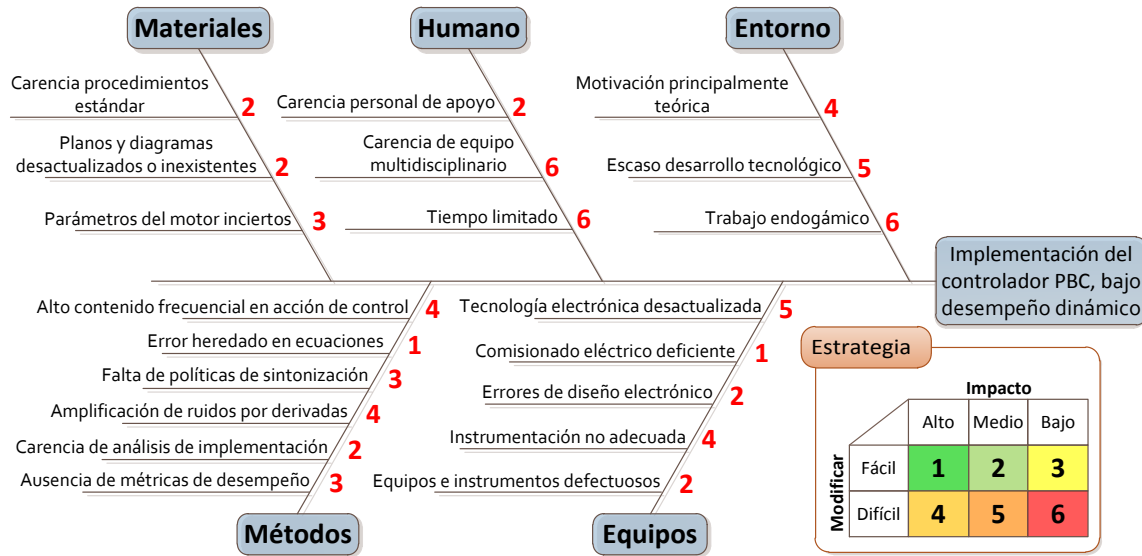


Figura 3.1. Diagrama de Ishikawa para el problema de implementación

Es importante destacar que para definir los escenarios de evaluación, el análisis se enfocó principalmente en las causas o problemas relacionados con la amplificación de ruido, como consecuencia de la necesidad de derivar señales. Por lo cual, se ha identificando los siguientes problemas de implementación:

P.1 La ley de control requiere derivar las corrientes en estator deseada (\dot{I}_{sd}), lo que implica derivar el par electromagnético deseado ($\dot{\tau}_d$) y a su vez el error de velocidad ($\dot{\omega} - \dot{\omega}_d$), lo cual amplifica el ruido presente en la medición de velocidad.

P.2 Las señales de corriente de estator medidas (I_s) contienen niveles moderados de ruido, debido a la técnica de conmutación propia del inversor, esto induce también ruido en la acción de control (U_s) en proporción a la ganancia dinámica $K_{I1}(\omega)$.

P.3 La introducción del filtro lineal, descrito en (2.65), para evitar el problema de medición de aceleración (e_α) trae como consecuencia:

P.3.1 Complicación en la sintonización del controlador, debido a que esta depende de los perfiles de velocidad deseados (ω_d) con lo que se deben

sintonizar en total 6 parámetros ($a, b, \varepsilon, K_\omega, K_\omega i, \hat{\tau}_{L0}$) fuertemente relacionados.

P.3.2 La elección inapropiada de los parámetros del filtro (a, b) genera, en algunos casos, oscilaciones sostenidas en velocidades cercanas a cero.

P.3.3 Deteriora el transitorio cuando se requieren respuestas del motor rápidas (la acción de control no gobierna al filtro).

P.3.4 Incrementa el costo computacional y dificulta la puesta en marcha.

3.1. Escenarios de evaluación

Se evaluó al PBC tanto en simulación como en una plataforma experimental, ambos ensayos se realizaron bajo las mismas condiciones con el objetivo de establecer una clasificación que premie el mejor desempeño dinámico, que este resultado represente una opción viable de implementación y que además pueda lidiar adecuadamente con los problemas antes mencionados, sin reflejar el ruido de medición en la acción de control; con este propósito se contemplaron los siguientes escenarios de evaluación para ambos ensayos:

- **Escenario n.º1:** Dado I_{sd} en (2.60), se obtiene \dot{I}_{sd} aplicando un derivador puro directamente.
- **Escenario n.º2:** Similar al escenario n.º1, pero anteponiendo al derivador puro un filtro pasa bajas de primer orden con $f_c = 628 \text{ rad/s}$.
- **Escenario n.º3:** Se obtiene la derivada de las corrientes deseadas (\dot{I}_{sd}) aplicando un derivador sucio¹ tomando como entrada la señal I_{sd} .
- **Escenario n.º4:** Se implementa \dot{I}_{sd} como se describe en (2.63), de la misma forma se obtiene $\dot{\tau}_d$ derivando analíticamente el par deseado (τ_d) que está definido en (2.61), para lo cual es necesario aplicar un derivador sucio en el error de velocidad (e_ω) ajustado a 628 rad/s , para generar el error de aceleración (\dot{e}_ω).

¹Para mayor detalle sobre este mecanismo refiérase a [Kelly et al., 1993] y [Ortega et al., 1994]

- **Escenario n.º 5:** Se obtiene la derivada de las corrientes deseadas (\dot{I}_{sd}) analíticamente como en (2.63), sin embargo para obtener la derivada del par deseado ($\dot{\tau}_d$) se emplea un derivador sucio aplicado al par deseado (τ_d) definido en (2.61) y ajustado a 628 rad/s.
- **Escenario n.º 6:** Se obtiene analíticamente \dot{I}_{sd} y $\dot{\tau}_d$ aplicando el filtro lineal dado en (2.65), por lo tanto el par deseado (τ_d) es considerado como en (2.64) y su derivada como en (2.66).

Una vez establecidos los escenarios de evaluación, los cuales contemplan las posibles combinaciones que existen para obtener el valor de la derivada de las corrientes deseadas (\dot{I}_{sd}) en este esquema de control; ahora es claro que, para poder cuantificar correctamente el desempeño obtenido por el controlador y evaluar de forma justa y sistemática cada uno de los escenarios planteados, se requieren de métricas estándar e indicadores (KPI) para así establecer una clasificación basada en el desempeño obtenido por dichos escenarios; estos indicadores se describen a continuación:

- Error Cuadrático Medio (ECM) en velocidad de una muestra de dimensión n , definido como

$$ECM_{\omega} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\omega - \omega_d)^2}.$$

- ECM en ambas corrientes de estator.

$$ECM_{I_s} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (I_s - I_{sd})^2}.$$

- Cota inferior y superior del error de velocidad (e_{ω}).
- Rango máximo del error de velocidad (e_{ω}).
- Valor máximo y mínimo de corriente instantánea en I_{sa} e I_{sb} .
- Amplitud y contenido frecuencial en acción de control (U_s) y de las corrientes de estator (I_s).

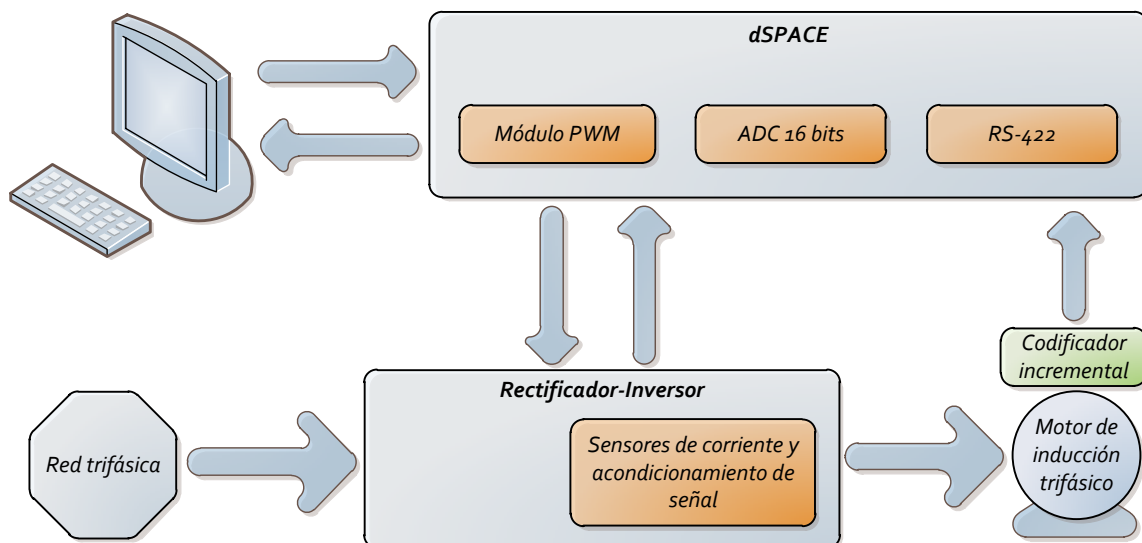


Figura 3.2. Diagrama de bloques de la plataforma experimental

3.2. Diseño de experimentos

Los experimentos presentados en este trabajo fueron implementados en la plataforma dSPACE DS1104, la cual se encuentra integrada al entorno Simulink y cuenta con una interfaz gráfica denominada ControlDesk que permite la visualización y captura de datos (vea Apéndice C); además la plataforma 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, tensión nominal de 230 V (RMS) y además tiene instalado un codificador incremental de 1024 pulsos por revolución con señales negadas y de indexado; incluye también un rectificador-inversor trifásico, compuesto por dispositivos SCR e IGBT que operando a una frecuencia de conmutación de 10800 Hz , entrega hasta 3 kW como potencia nominal de salida, en la Figura 3.2 se muestra un diagrama general del mismo. Respecto a los parámetros del motor para la implementación del controlador, se consideraron: $R_s = 2.516 \Omega$, $R_r = 1.9461 \Omega$, $L_s = 0.2340 \text{ mH}$, $L_r = 0.2302 \text{ mH}$, $L_{sr} = 2226 \text{ mH}$, $J = 6.04675 \times 10^{-3} \text{ kg} - \text{m}^2$ (incluye la inercia del codificador incremental y su respectivo acople, esta es $6.2764 \times 10^{-5} \text{ kg} - \text{m}^2$), $B = 1.1 \times 10^{-4} \text{ Nm} - \text{seg}/\text{rad}$, $\|\psi_{rd}\| = 0.485 \text{ Wb}$, $\tau_L = 0$ (todos los experimentos fueron realizados sin par de carga

externo), para el escenario n.º6 se asignó $a = 1500$, $b = 2200$, $\varepsilon = 1$ y $\hat{\tau}_{L0} = 0.1$; para el escenario n.º4 se consideró $\lambda = 2000$ (debido a que es el valor máximo de la tasa de variación del perfil de velocidad deseado, es decir $|\max(\dot{\omega}_d)|$); en todos los escenarios se consideraron los mismos valores para: $K_\omega = 2.5$ (donde $0 < K_\omega \leq 3$), $K_{\omega_i} = 2K_\omega$, $K_{I2} = 10K_\omega$ (debido a que la estructura del controlador se asemeja a un sistema en cascada, la ganancia del lazo interno o de corrientes debe ser aproximadamente diez veces mayor que la del lazo externo o de velocidad). El tiempo de simulación es $t = 13.1072$ s, el método de solución numérica *ODE45* (con periodo de integración $t_i = 0.0001$ s), para el cálculo del ECM se empleó $n = 131072$ muestras y para la obtención de el espectro frecuencial en voltajes y corrientes se utilizó la Transformada Rápida de Fourier (FFT por sus siglas en inglés) fuera de línea con ventana de muestreo simétrica tipo Hann.

3.3. Resultados del análisis en simulación

La clasificación generada como resultado de la evaluación en simulación, donde el esquema de control se implementó como se explica en el Apéndice B.1 y en las Figuras B.1 y B.2, mostró que el escenario n.º1 tiene el mejor desempeño, esto determinado a partir del menor ECM en velocidad obtenido como se observa en la Tabla 3.1, sin embargo la razón por la cual el análisis en simulación mostró este resultado es debido a que se realizó en ausencia de ruido, lo que resulta evidentemente irreal, por lo tanto fue descartada esta opción para implementación. Como evidencia adicional de que el resultado en simulación no representa una opción viable para implementación, se sometió a evaluación el escenario n.º1, que resultó de acuerdo a la Tabla 3.1 el de mejor desempeño en el análisis de simulación, a una prueba en tiempo real, es decir en presencia de ruido y con la plataforma experimental donde se muestra que aunque se alcanza el objetivo de control, los voltajes de estator tienen un contenido frecuencial inaceptable como se aprecia en la Figura 3.3.

Evaluación	Ranking	ECM velocidad	ECM corriente	Cota inferior error velocidad	Cota superior error velocidad	Rango error velocidad
Escenario n°1	1	0.253959041	0.098826660	-7.321354496	0.000087209	7.321441704
Escenario n°2	2	0.266825490	0.098407823	-7.042765501	0.005321000	7.048086501
Escenario n°3	5	0.272655899	0.253501512	-8.516889014	0.030606471	8.547495485
Escenario n°4	3	0.271713179	0.216853552	-8.312393068	0.015725047	3.435476943
Escenario n°5	4	0.272636718	0.211730270	-8.318061614	0.015780054	8.333841668
Escenario n°6	6	1.041814825	0.112854486	-20.334813694	4.982170891	25.316984585

Tabla 3.1. Clasificación en base al desempeño del PBC en simulación

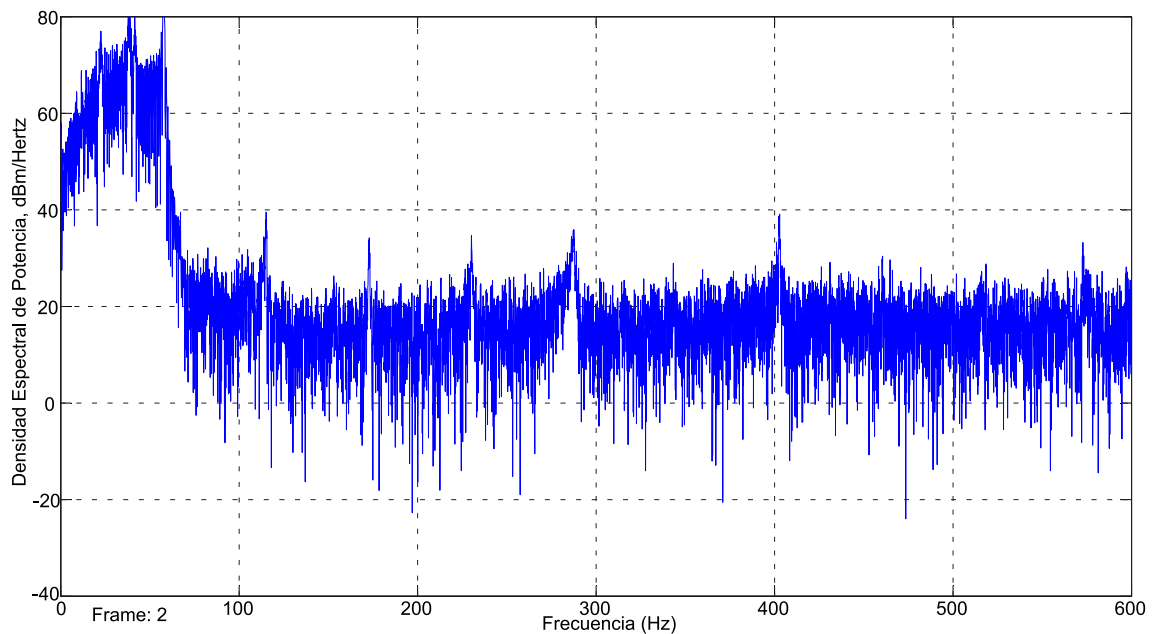


Figura 3.3. Espectro frecuencial de acción de control de escenario n.º1

3.4. Resultados del análisis experimental

El resultado del análisis de desempeño implementado en la plataforma experimental se presenta en la Tabla 3.2, esta muestra que el escenario n.º4 tiene el mejor desempeño tomando como principal indicador el ECM en velocidad y el contenido

Evaluación	Ranking	ECM velocidad	ECM corriente	Cota inferior error velocidad	Cota superior error velocidad	Rango error velocidad
Escenario n°1	5	0.624127395	1.418294835	-1.038778648	2.940664288	3.979442936
Escenario n°2	3	0.547632550	1.873692647	-8.142875506	4.593745386	12.736620892
Escenario n°3	4	0.589276788	2.736453830	-9.546927660	0.349745768	9.896673427
Escenario n°4	1	0.359085300	0.868337260	-1.160283419	2.275193524	3.435476943
Escenario n°5	2	0.379861428	1.065243759	-4.389431113	1.672653496	6.062084609
Escenario n°6	6	1.275638457	0.965352737	-21.387355927	6.857254866	28.244610793

Tabla 3.2. Clasificación en base al desempeño del PBC experimental

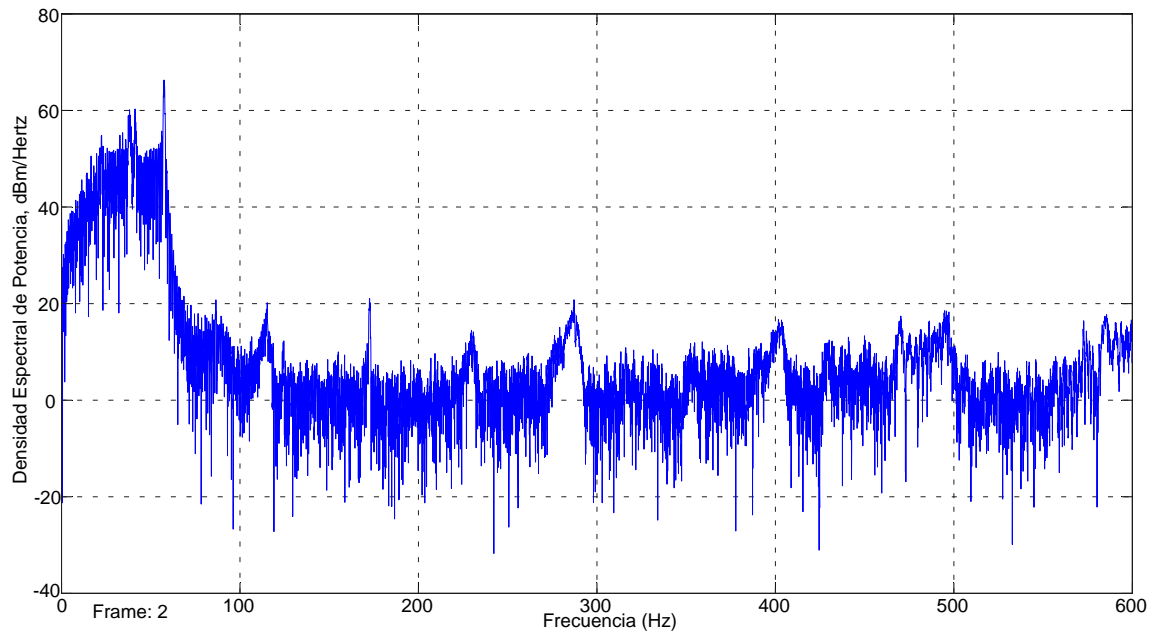


Figura 3.4. Espectro frecuencial de acción de control en escenario n.º4

frecuencial del voltaje de control (U_{sa}), el cual se encuentra dentro de los márgenes aceptables como se muestra en la Figura 3.4, sin embargo no hay normalización en cuanto a los valores límites de distorsión armónica de tensión y corriente, pero la norma IEC 60034-17 considera y ejemplifica el aumento de las pérdidas del motor (operando con valores nominales de par y velocidad) debidas al uso de convertidores que presentan frecuencias armónicas sumadas a la frecuencia fundamen-

tal [WEG, 2010]. Los diagramas de implementación de este esquema de control en tiempo real se presentan en el Apéndice B.2 con las Figuras B.3, B.4, B.5 y B.6.

Considerando los resultados del RCA presentados en la Figura 3.1, los cuales permitieron identificar claramente las causas que reducen el desempeño dinámico del controlador analizado, además tomando en cuenta los problemas identificados en P.3 y los resultados de la clasificación en base al desempeño en simulación (Tabla 3.1) y experimentación (Tabla 3.2); entonces se presenta la propuesta del PBC de MI para alto desempeño dinámico, para lo cual se requiere realizar las siguientes modificaciones a la ley de control presentada en (2.56):

M.1 La ecuación que define el término de corrección del error eléctrico dada en (2.57), se redefine como

$$K_{I1} = \frac{L_{sr}^2 n_p^2 \omega^2 L_r}{4R_r} + K_{I2}; \quad K_{I2} > 0. \quad (3.1)$$

M.2 El par deseado (τ_d) definido en (2.64), debe ser

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + B\omega_d + \hat{\tau}_L - K_\omega z, \quad (3.2)$$

M.3 La estimación del par de carga ($\hat{\tau}_L$) definida en (2.62), es reemplazada por

$$\dot{\hat{\tau}}_L = -K_{\omega i} e_\omega; \quad \hat{\tau}_L(0) = 0; \quad K_{\omega i} > 0. \quad (3.3)$$

M.4 La ecuación diferencial lineal que corresponde a un filtro paso alto (si se considera como salida a \dot{z}), con la cual se obtiene el estado del derivador sucio asintótico z necesario para la implementación de (3.2) y definido inicialmente en (2.65), debe ser de la forma

$$\dot{z} = -\lambda z + \lambda e_\omega; \quad z(0) = e_\omega(0); \quad \lambda > 0 \quad (3.4)$$

M.5 La función que describe a la derivada del par deseado ($\dot{\tau}_d$) definida en (2.66), se redefine como

$$\dot{\tau}_d = J\ddot{\omega}_d + B\dot{\omega}_d - K_{\omega i} e_\omega - K_\omega \dot{z} \quad (3.5)$$

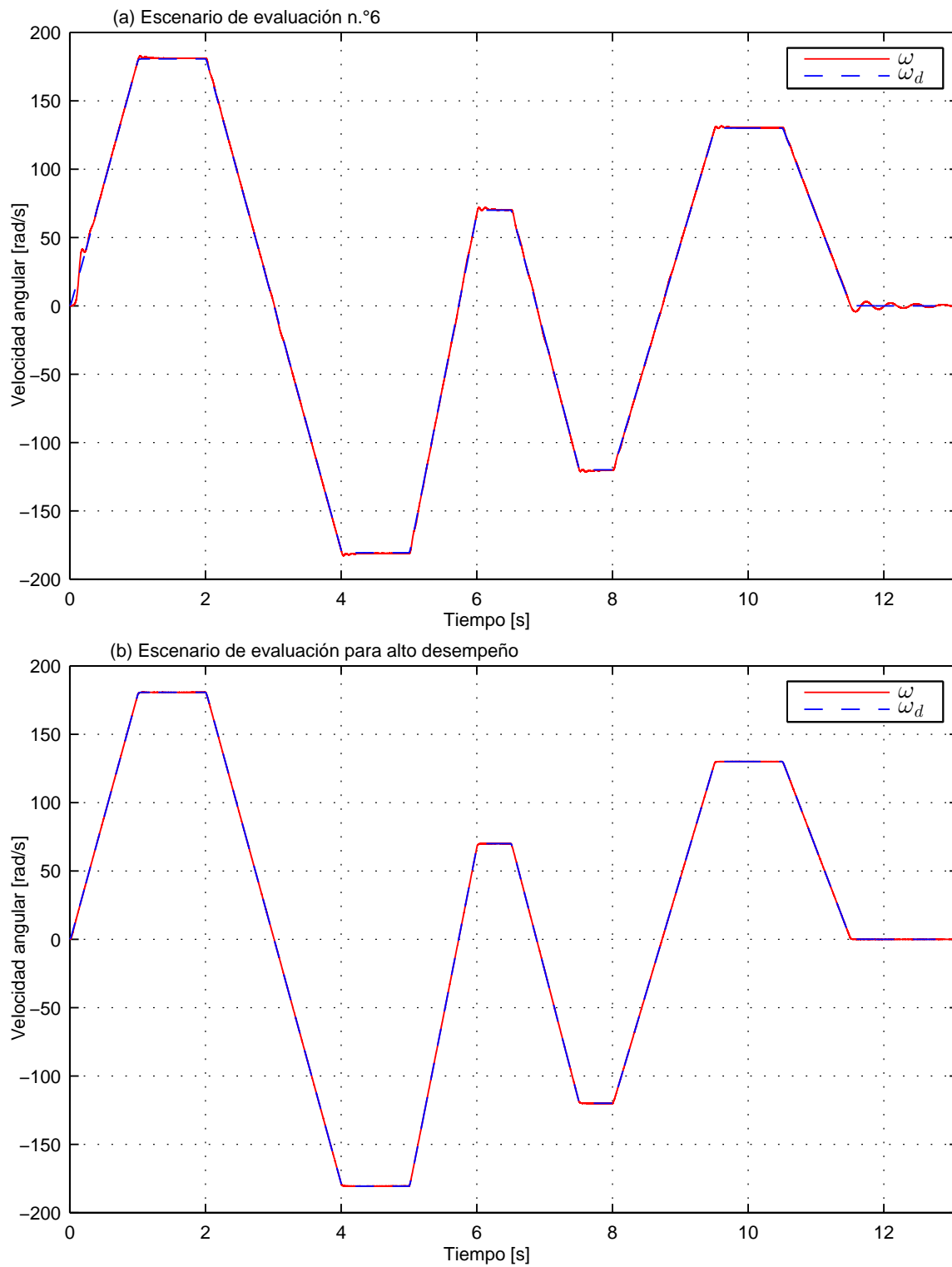
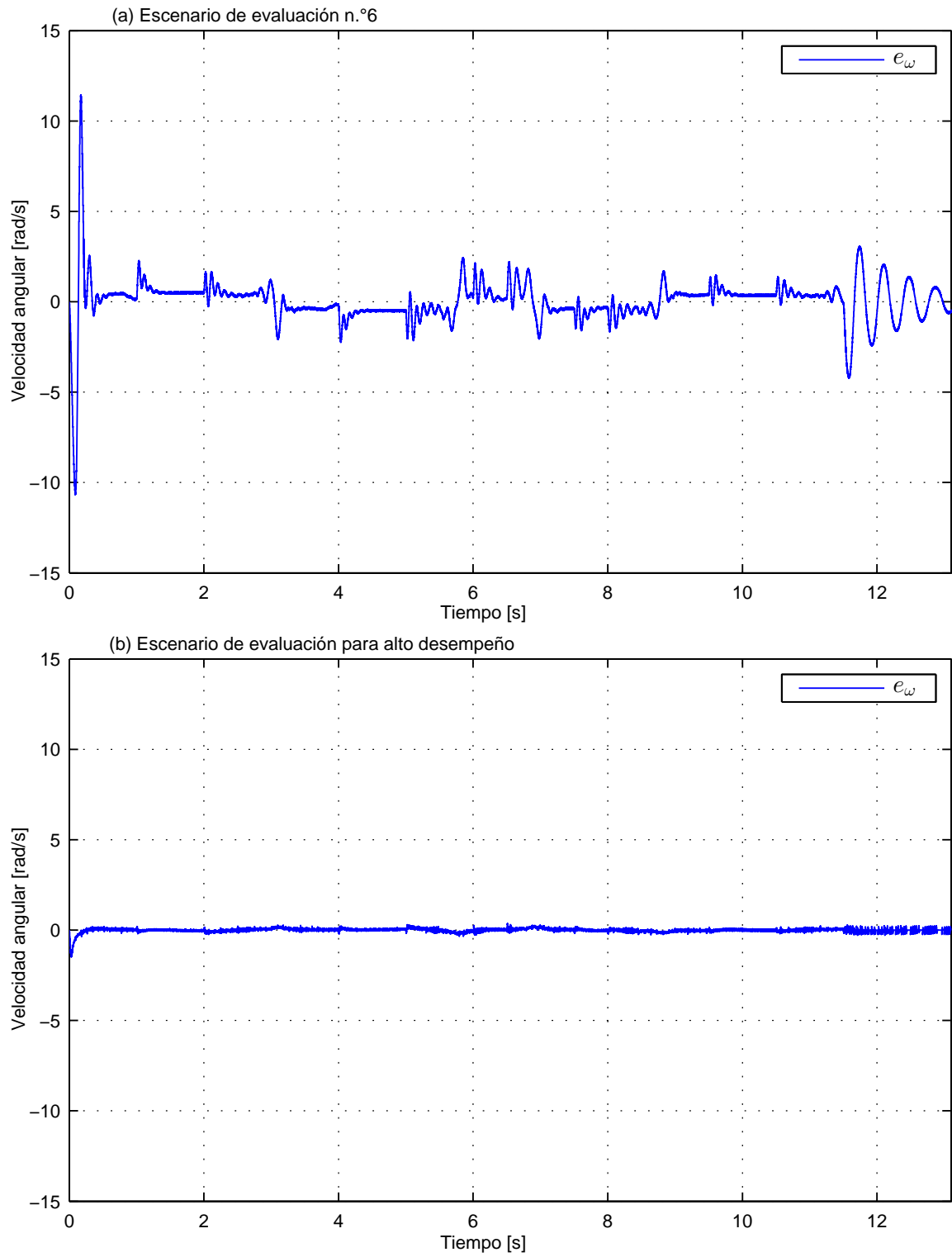


Figura 3.5. Perfil de seguimiento de velocidad

**Figura 3.6.** Error de seguimiento de velocidad

Aplicados estos cambios al esquema PBC; en las Figuras 3.5-3.10 se presenta la comparación del escenario n.º6¹ y el escenario n.º4 al que se le aplicó las modificaciones descritas anteriormente y es presentado como propuesta de implementación con alto desempeño dinámico, ambos escenarios son evaluados experimentalmente con el perfil de velocidad n.º3 para establecer sus diferencias.

Como se observa en la Figura 3.5, la velocidad medida ω y la velocidad de referencia que se desea seguir ω_d son representadas en línea continua y línea discontinua respectivamente, donde en la parte superior de la figura se presenta el resultado del experimento para el escenario n.º6 y en la inferior el resultado correspondiente al escenario de alto desempeño; es importante notar que este perfil de velocidad requerido, demanda grandes variaciones tanto en velocidad como en el sentido de giro, condiciones poco habituales en este tipo de máquinas rotatorias, sin embargo servirá para ilustrar las capacidades con que cuenta el esquema de control propuesto. El experimento obliga al MI a acelerar desde el estado de reposo hasta la velocidad nominal (182.64 rad/s) en tan solo un segundo, en el tiempo $t = 2 \text{ s}$ desacelera hasta invertir el sentido de giro y nuevamente acelera alcanzando la velocidad nominal, seguidamente se repite la secuencia anterior con mayor frecuencia pero alcanzando velocidades menores, para finalmente permanecer detenido hasta que termina el experimento.

Comparando ambos resultados, es claro que el escenario de evaluación n.º4, propuesto en esta tesis tiene mejor desempeño, en particular cuando se exigen cambios drásticos en el perfil de velocidad y en cercanías a velocidad cero como se aprecia en la Figura 3.6, la que presenta una comparación de los errores de velocidad generados en ambos escenarios, donde el rango de error de velocidad para el esquema generalmente implementado en la literatura es del 12.46 % de la velocidad nominal, y para el esquema propuesto en este trabajo de tesis el error de velocidad alcanza tan solo el 1.05 %; mostrando un desempeño dinámico notable.

¹Por ser el esquema generalmente implementado en la literatura, el cual no incluye las modificaciones presentadas en esta tesis, vea [Espinosa-Pérez et al., 1995], [Espinosa-Pérez et al., 1996], [Cecati and Rotondale, 1999] y [Avila, 2009].

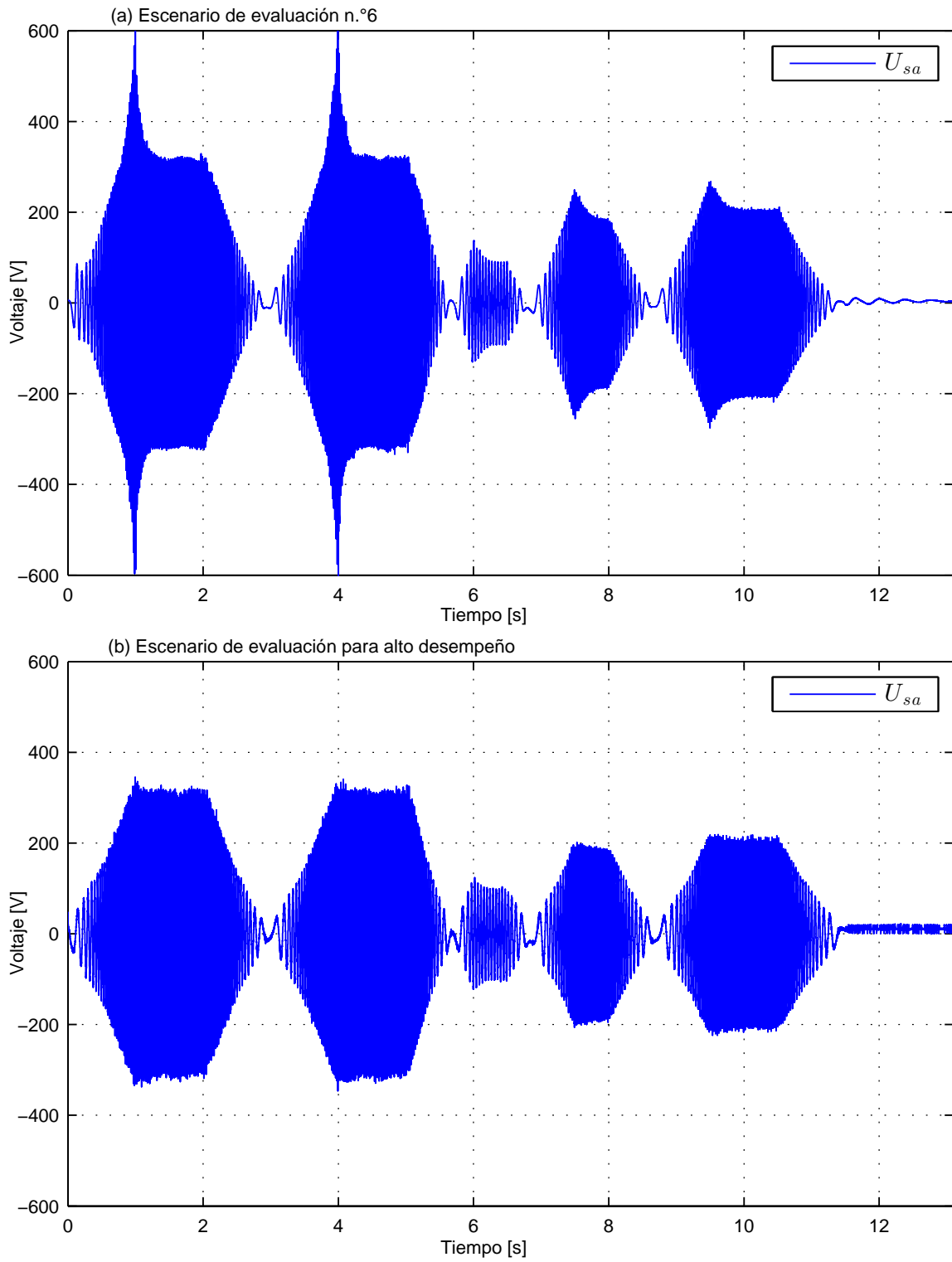


Figura 3.7. Acción de control correspondiente a la fase a en el marco bifásico

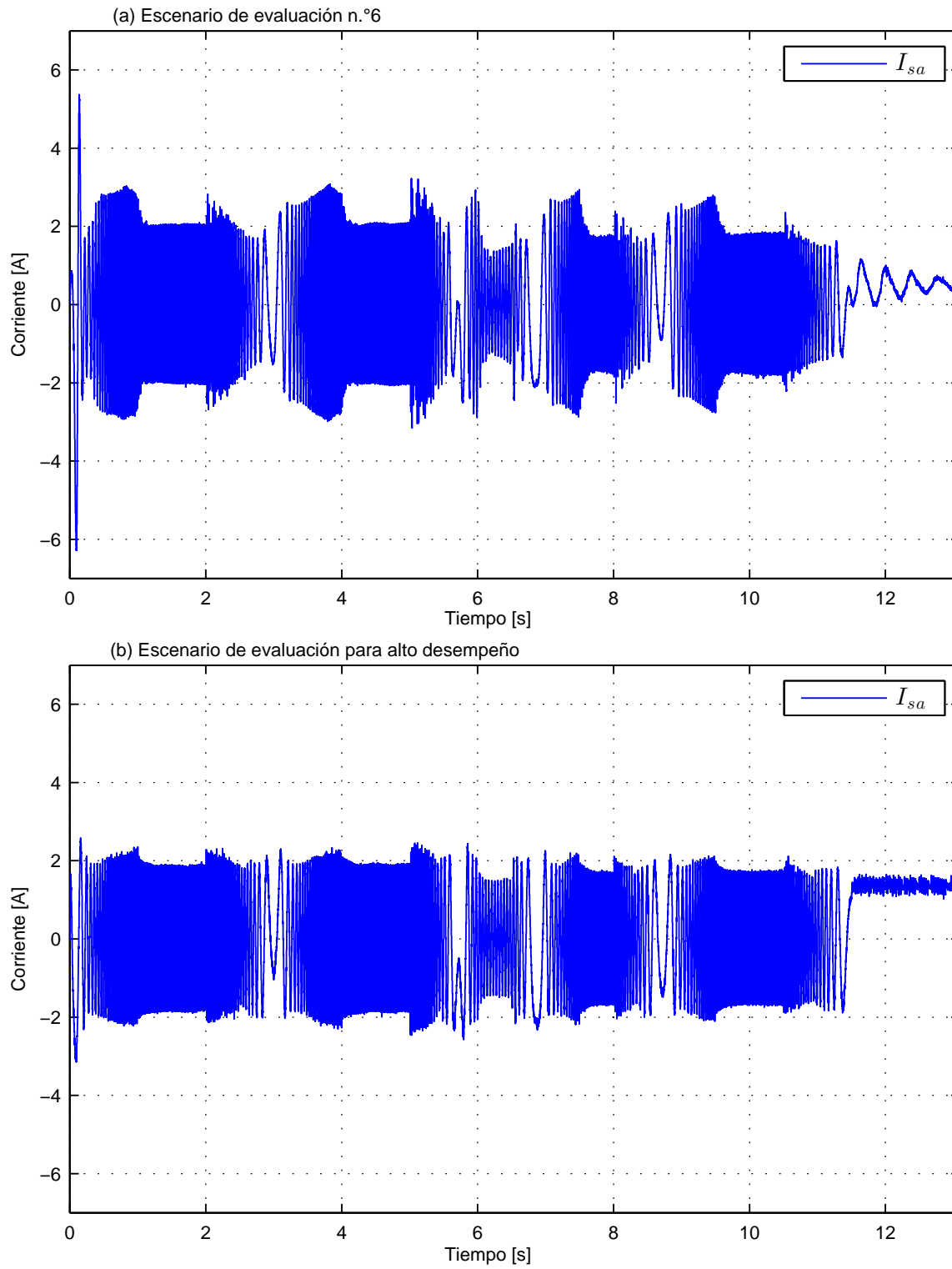


Figura 3.8. Corriente medida en la fase a del estator

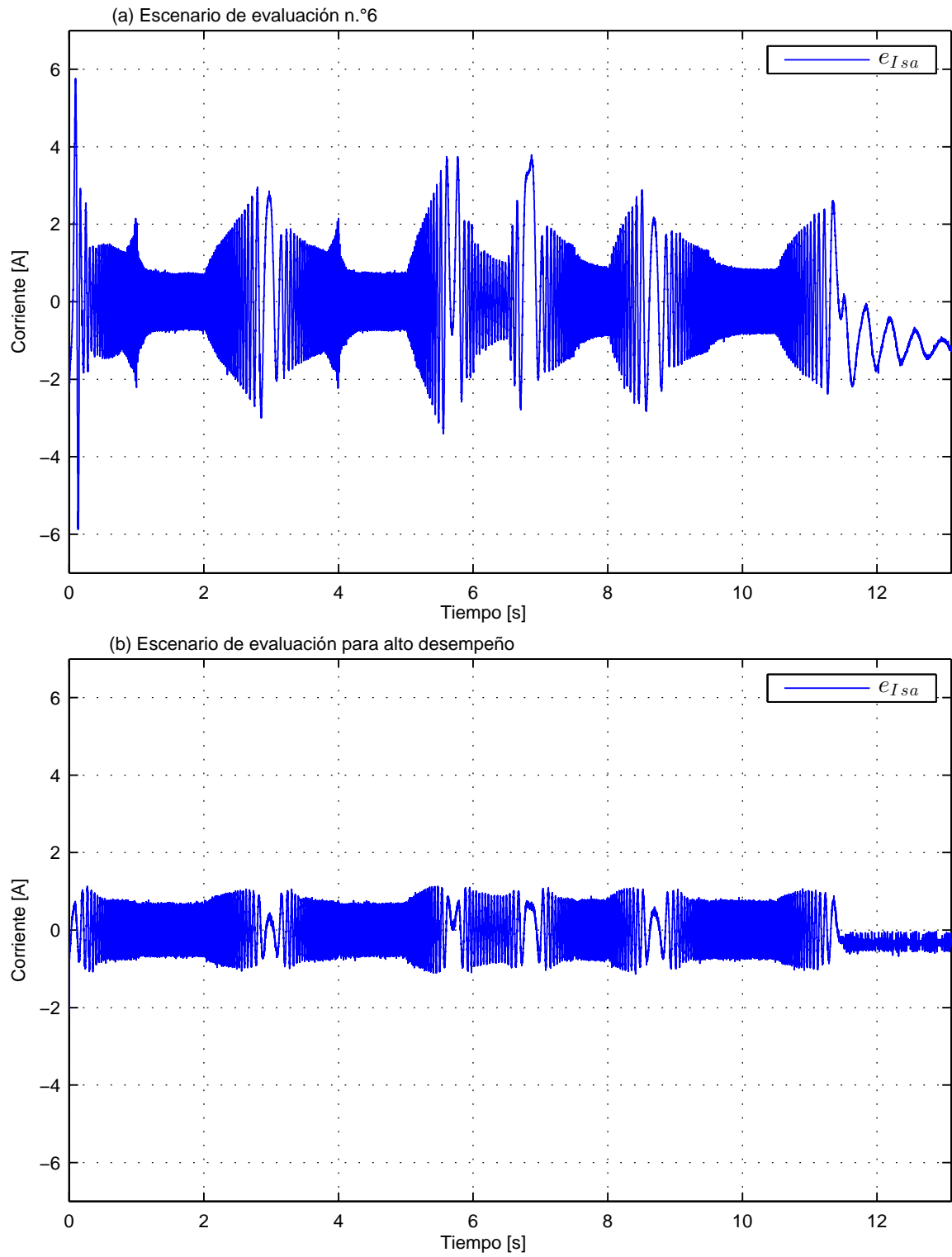


Figura 3.9. Error de corriente medida en la fase a del estator

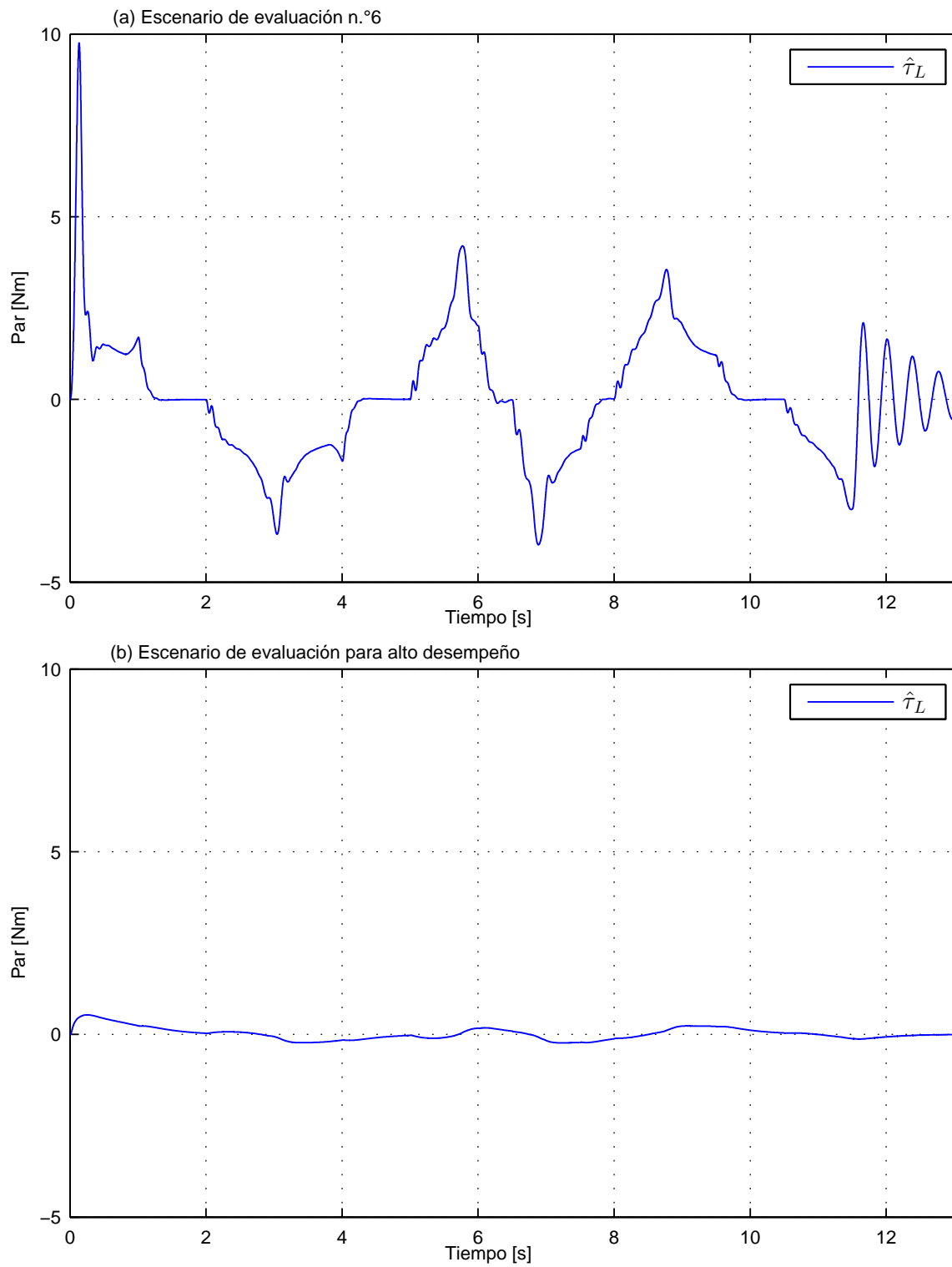


Figura 3.10. Par de carga estimado

De igual forma en la Figura 3.7 se compara el voltaje de control correspondiente a una de las fases en ambos escenarios, donde se observa que el esquema que corresponde al escenario n.º6 exige voltajes de control con amplitudes superiores a las que físicamente se pueden alcanzar, considerando que el bus de CD del rectificador-inversor está limitado a 311 V, esto implica que el controlador se satura; como contraparte el esquema de alto desempeño propuesto demanda voltajes de control de amplitud razonable, los que en todo momento son realizables.

En la Figura 3.8 y como consecuencia de la excitación de los voltajes de control en el estator, se presenta la medición de corriente en una de las fases, donde de la comparación entre ambos escenarios se puede distinguir que el escenario de alto desempeño propuesto demanda menor amplitud de corriente para alcanzar satisfactoriamente el objetivo de control, el valor instantáneo de esta se encuentra entre el valor de la corriente de magnetización y la corriente nominal, a diferencia del escenario n.º6 que excede esos márgenes. Además de la Figura 3.9 se verifica que el esquema de alto desempeño presenta menor error en corriente, dicha corrección del error está limitada por el ruido existente en la medición, sin embargo supera ampliamente al escenario n.º6.

Finalmente la comparación de la capacidad de estimar el par de carga ($\hat{\tau}_L$) en ambos escenarios se muestra en la Figura 3.10, donde evidentemente el esquema PBC modificado es superior en comparación al escenario n.º6, dado que en todos estos experimentos no se considera par de carga externo.

Dados los resultados del análisis de implementación y desempeño, donde el esquema modificado representa contundentemente una propuesta factible de alto desempeño para el MI, en el capítulo siguiente se someterá al controlador a nuevos perfiles de velocidad para verificar su comportamiento e ilustrar sus fortalezas y debilidades.

Capítulo 4

Evaluación del controlador propuesto

En este capítulo se exponen los resultados obtenidos por el PBC modificado, los que corresponden al escenario que mostró el mejor desempeño en el análisis desarrollado en el capítulo anterior, el cual es evaluado experimentalmente con perfiles de velocidad mucho más exigentes, con el objetivo de llevar al MI a condiciones donde se evidencie deficiencias en su respuesta dinámica, dado que estará sometido a acciones de control muy cambiantes, de esta forma se busca tratar de explicar sus causas e identificar oportunidades de mejora.

4.1. Resultados

A continuación se presentan resultados experimentales del esquema de control con tres perfiles de velocidad diferentes (perfil n.º2, n.º4 y n.º5).

4.1.1. Resultados experimentales con perfil de velocidad n.º2

Este perfil de velocidad, tiene por objetivo verificar el correcto funcionamiento del controlador sometido a variaciones en la velocidad leves y en estado estacionario, únicamente con velocidades positivas, pero alcanzando el valor nominal que corresponde a 180.64 rad/s o 1725 rpm .

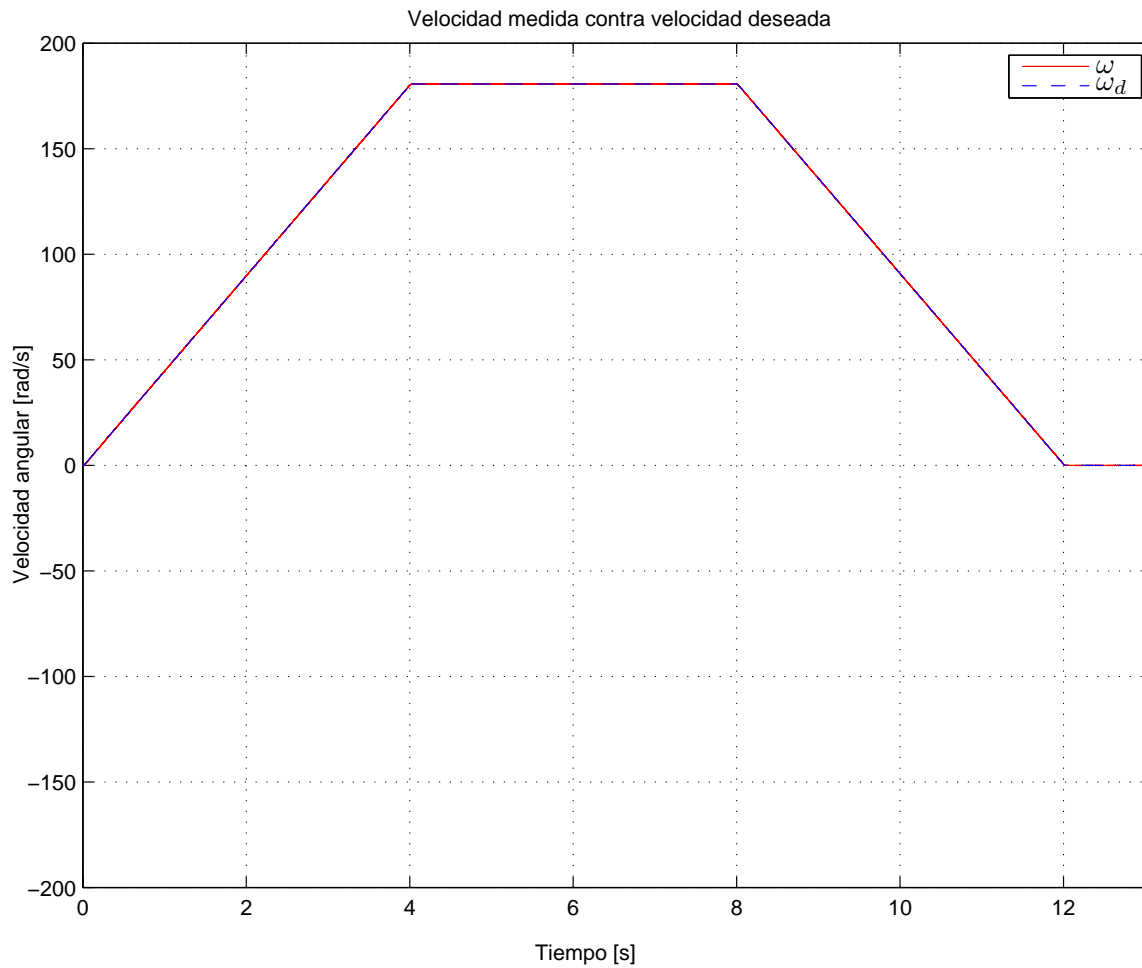


Figura 4.1. Comparación entre velocidad medida y deseada con perfil de velocidad n.º2

En la Figura 4.1 se observa la velocidad deseada (ω_d) en línea discontinua y la velocidad medida (ω) con línea continua, donde el MI acelera durante los cuatro primeros segundos, alcanzando su velocidad nominal y permaneciendo así los siguientes cuatro segundos, para luego desacelerar hasta detenerse por completo en el segundo doce, un segundo después termina el experimento permaneciendo el motor detenido.

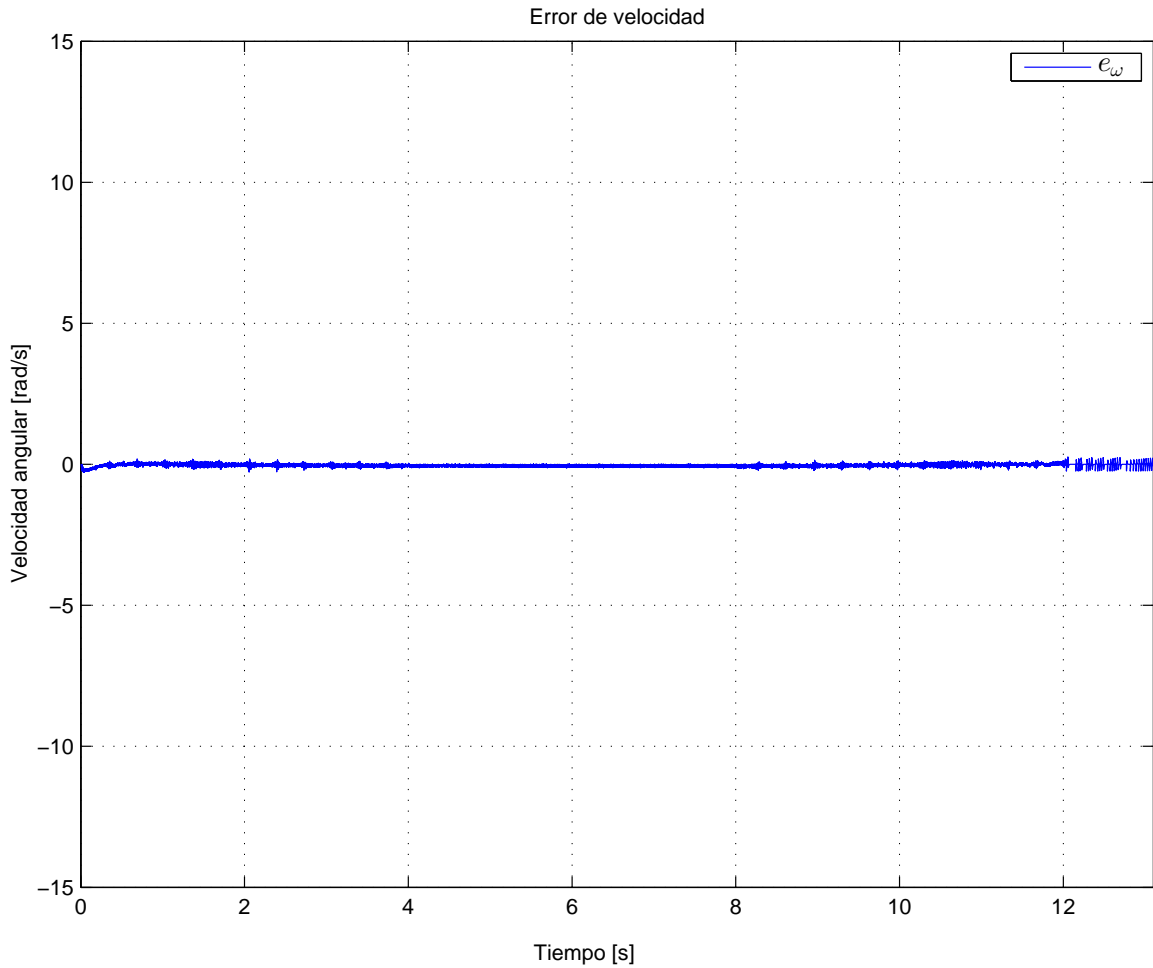


Figura 4.2. Error de velocidad con perfil de velocidad n.º2

El desempeño del controlador bajo este perfil de velocidad es notable, basta con observar el error de velocidad definido como $\omega - \omega_d$ en la Figura 4.2, donde se verifica que el máximo error de seguimiento de velocidad no supera el 0.09% de la velocidad nominal, porcentaje que corresponde aproximadamente al ruido presente en la medición de velocidad.

Un criterio importante para establecer que el controlador alcanza satisfactoriamente los objetivos de control de movimiento para el MI, es el contenido frecuencial de la acción de control, este afortunadamente no se ve afectado en gran medida por el ruido presente; además en la Figura 4.3 se constata que la amplitud y la forma

de las señales de voltaje de control se encuentran dentro de los valores típicos de operación.

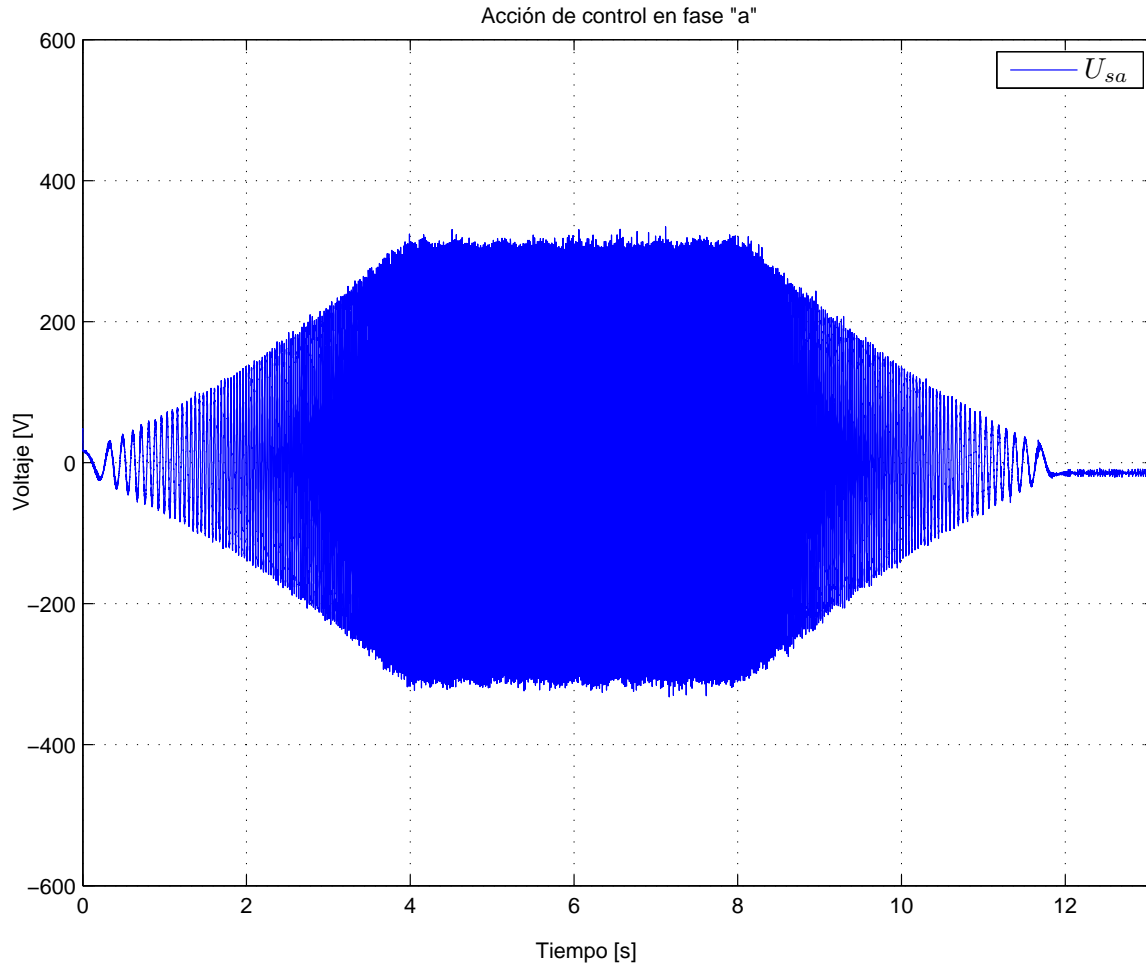


Figura 4.3. Acción de control de fase *a* con perfil de velocidad n.º2

Como era de esperarse, y en consecuencia a la aplicación de los voltajes de control en el estator del MI, la corriente medida es mayor que el valor de corriente de magnetización como está previsto, debido a la correcta regulación del flujo magnético en el rotor, y es menor que la corriente nominal de operación como se observa en la Figura 4.4, esto a razón de que la máquina no se encuentra perturbada por un par de carga externo, sin embargo mientras que el par de carga aplicado no sea mayor

que $4.12Nm$ que es el valor nominal del motor, el controlador responderá con buen desempeño debido a que se está aplicando el voltaje de estator nominal, es decir con capacidad para vencer el par externo aplicado.

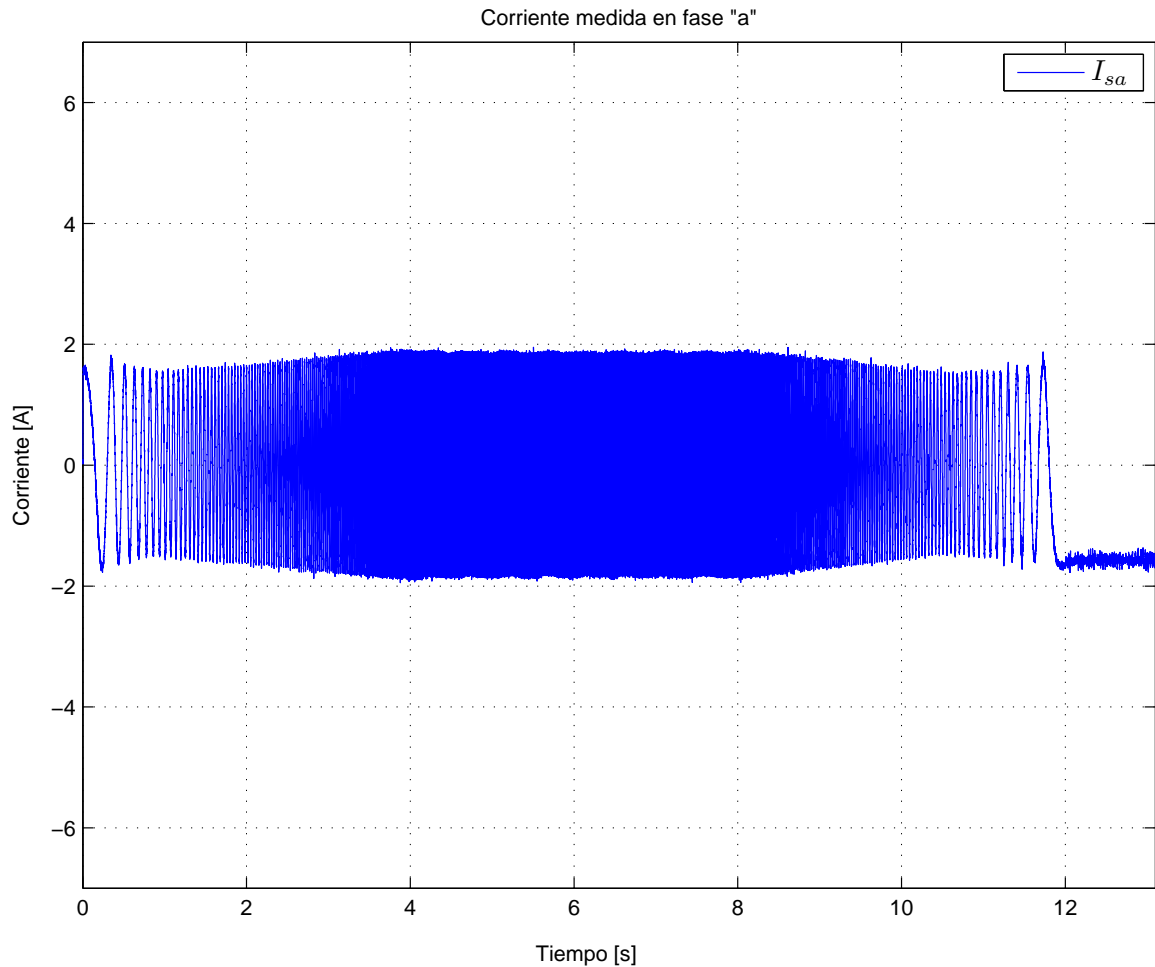


Figura 4.4. Corriente medida en fase a con perfil de velocidad n.º2

Finalmente, en la Figura 4.5 se observa que la estimación del par de carga alcanza el valor real a los cuatro segundos, específicamente cuando el error de velocidad está cercano a cero o cuando el motor opera a velocidades constantes, esto debido a que el mecanismo de estimación está fundamentado en la acumulación de errores de velocidad producidos por fenómenos que no están contemplados en el modelo

matemático, es decir, las causas por las que el valor estimado no es cero en todo momento son: el posible error en el valor considerado para el parámetro de inercia del rotor (J) y principalmente las deficiencias existentes en el método empleado para la obtención de la velocidad a partir de la posición del rotor.

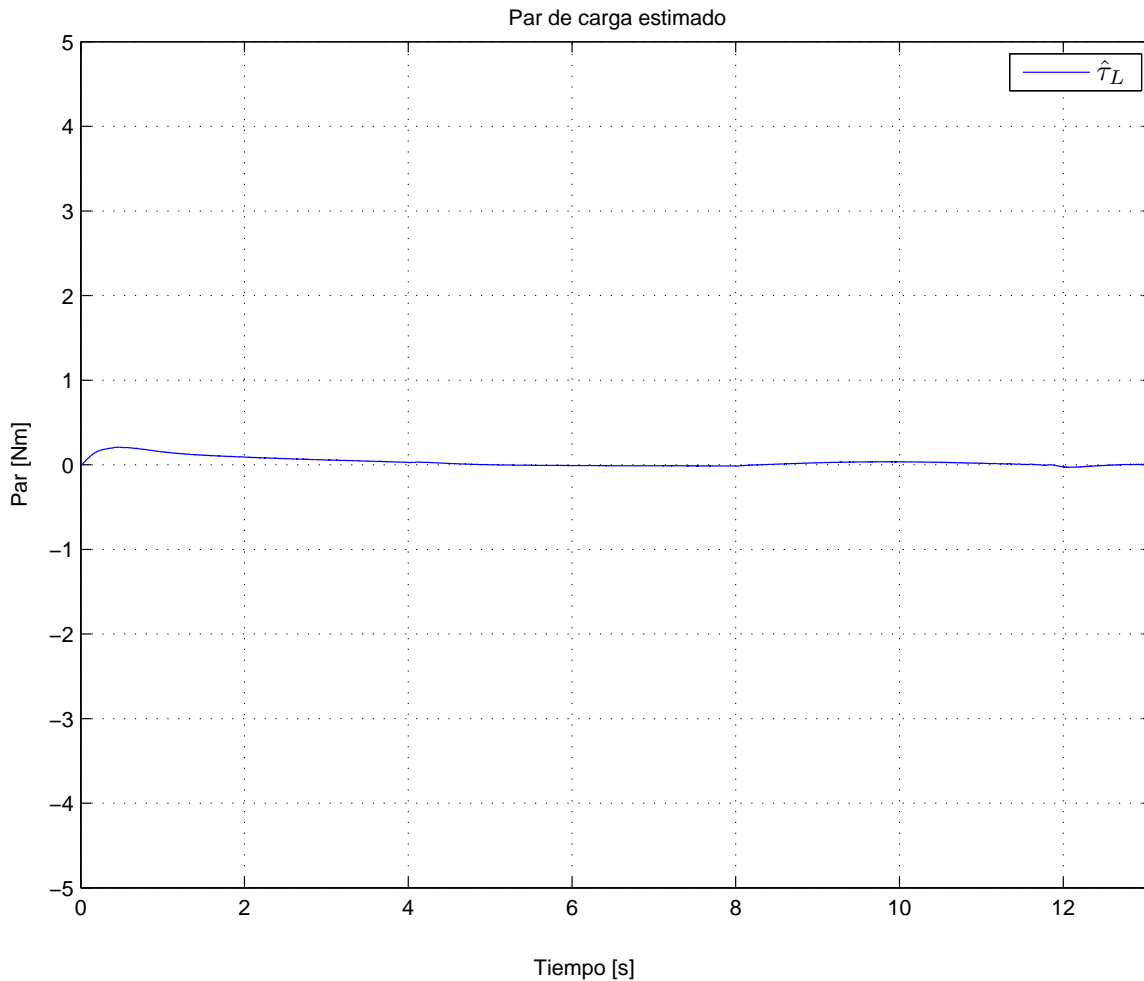


Figura 4.5. Par de carga estimado con perfil de velocidad n.º2

4.1.2. Resultados experimentales con perfil de velocidad n.º4

El objetivo de operar al MI con este perfil de velocidad es constatar que el PBC alcanza alto desempeño dinámico, aún cuando las trayectorias a seguir incluyen

cambios en el sentido de giro, es decir acelerar al motor de 0 a 1500 *rpm* (89% de la velocidad nominal del motor) en 500 *ms*, para luego desacelerarlo hasta detenerlo, invertir giro y alcanzar nuevamente las 1500 *rpm* en 1 *s*, tomando un comportamiento

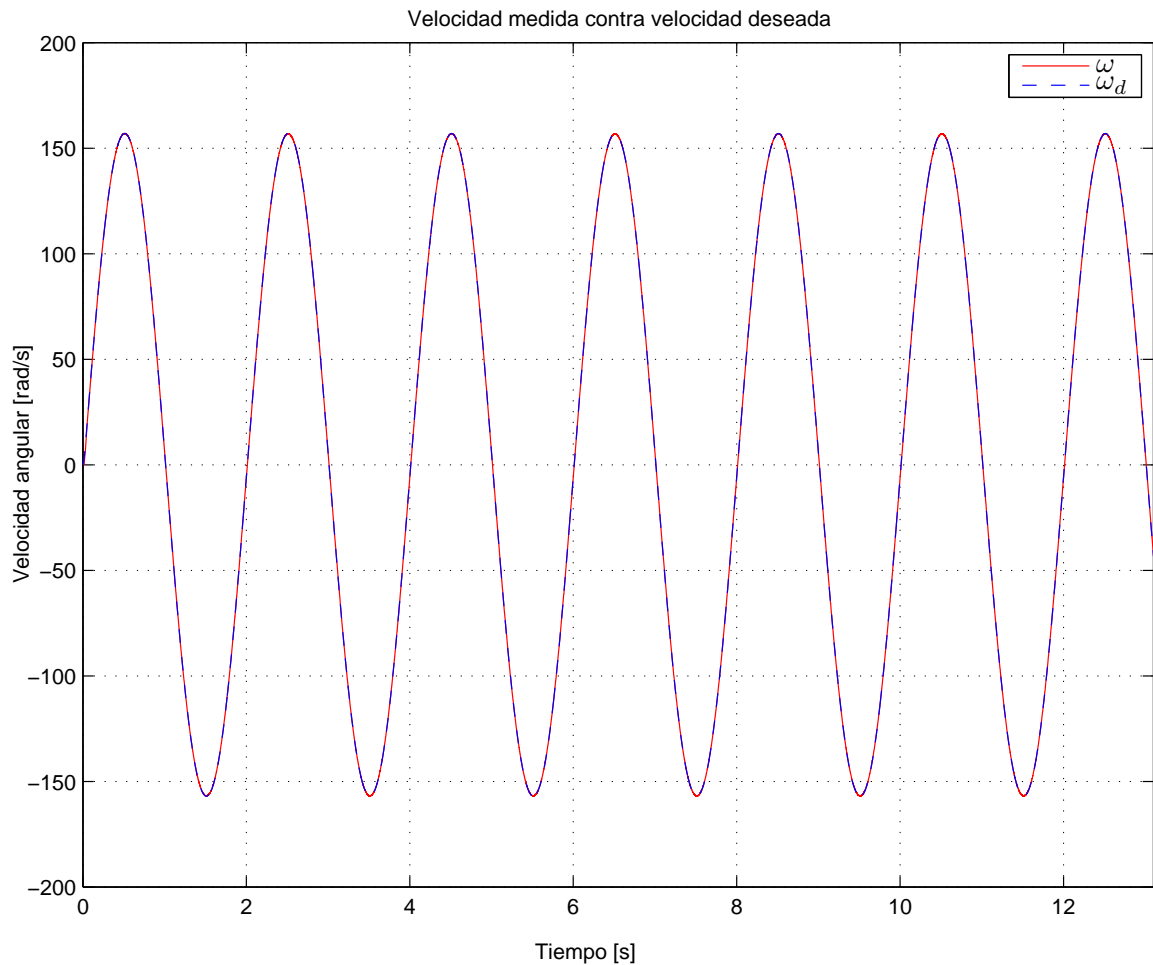


Figura 4.6. Comparación entre velocidad medida y deseada con perfil de velocidad n.º4

sinusoidal periódico como se observa en la Figura 4.1, donde en línea discontinua se tiene la velocidad deseada (ω_d) y en línea continua la velocidad medida (ω). El error de velocidad para este comportamiento del motor, corresponde al 1.93% de la

velocidad nominal en el arranque y del 0.22% a partir de $t = 200ms$ en adelante, como se puede ver en la Figura 4.7, de la cual se puede afirmar que la velocidad real sigue con notable precisión a la velocidad de referencia, alcanzándose el objetivo de control satisfactoriamente.

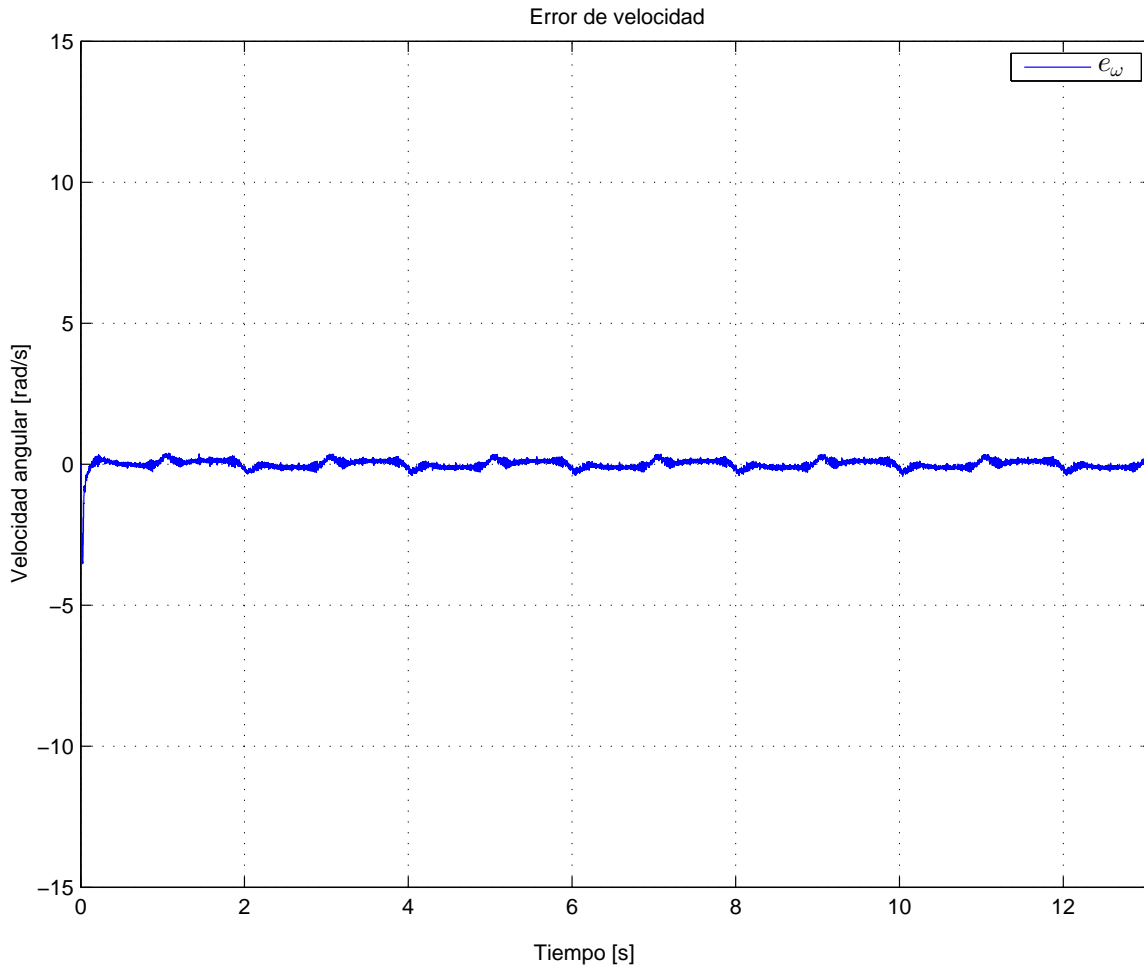


Figura 4.7. Error de velocidad con perfil de velocidad n.º4

Adicionalmente, en la Figura 4.8 se muestra el voltaje de control correspondiente a la fase a (U_{sa}) del modelo bifásico, el cual como se sabe no se ve afectado en amplitud luego de aplicarle la transformación inversa para obtener el voltaje de control en tres fases,; mostrando que el valor máximo instantáneo no excede los 311V

que corresponden al voltaje de bus CD de rectificador-inversor, lo que garantiza un correcto funcionamiento del sistema y que el controlador no presente fenómenos de saturación.

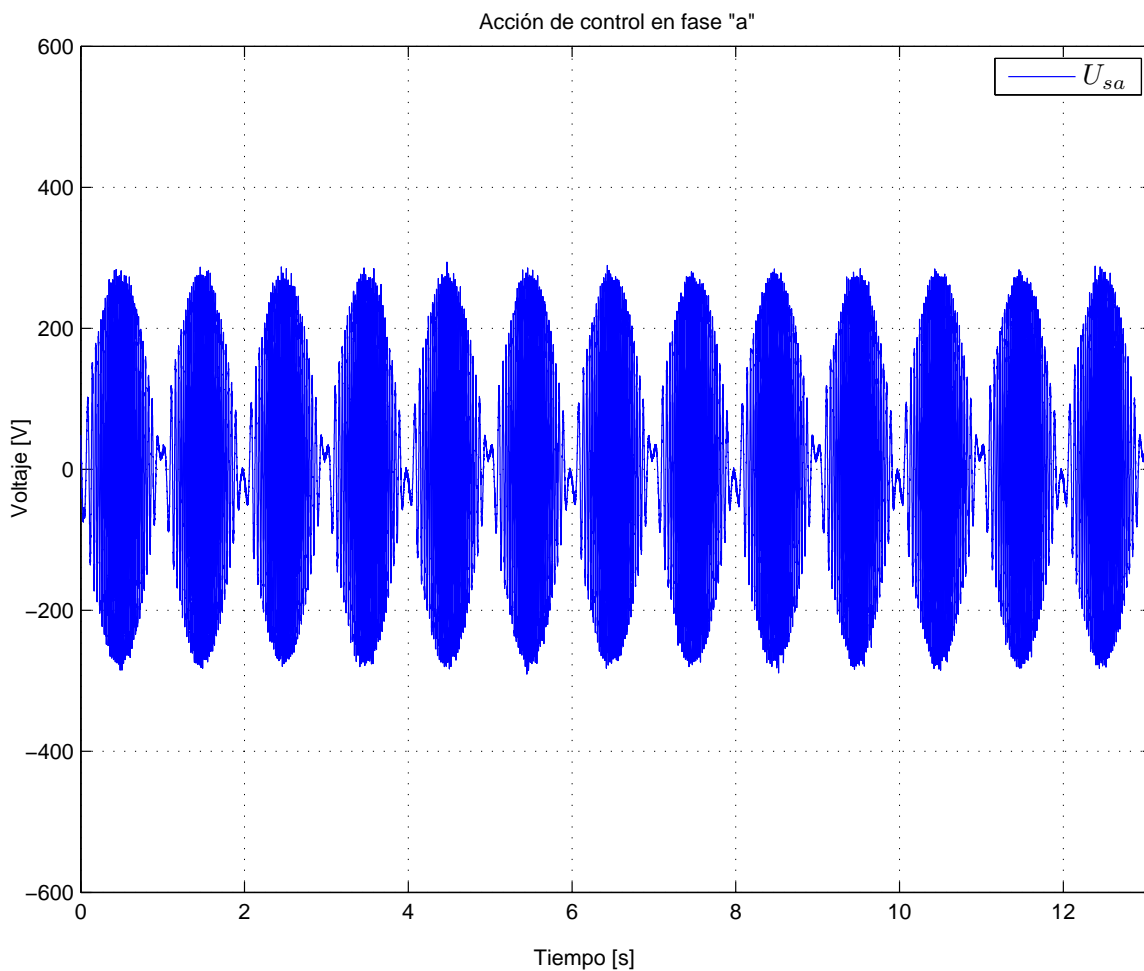


Figura 4.8. Acción de control de fase a con perfil de velocidad n.º4

En la Figura 4.9 se observa que la corriente de estator correspondiente a la fase a en el marco bifásico (I_{sa}) es acotada, lo que afirma el buen funcionamiento del motor ya que no excede el valor instantáneo de corriente nominal, sin embargo en el arranque del motor alcanza una corriente máxima de amplitud igual a 6.6A, esto no representa un inconveniente a considerarse, ya que se debe a que el controlador

aún no consigue regular el flujo deseado y a que el perfil de velocidad exige mucha energía para que en tan poco tiempo logre acelerar al MI y vencer la inercia propia del mismo.

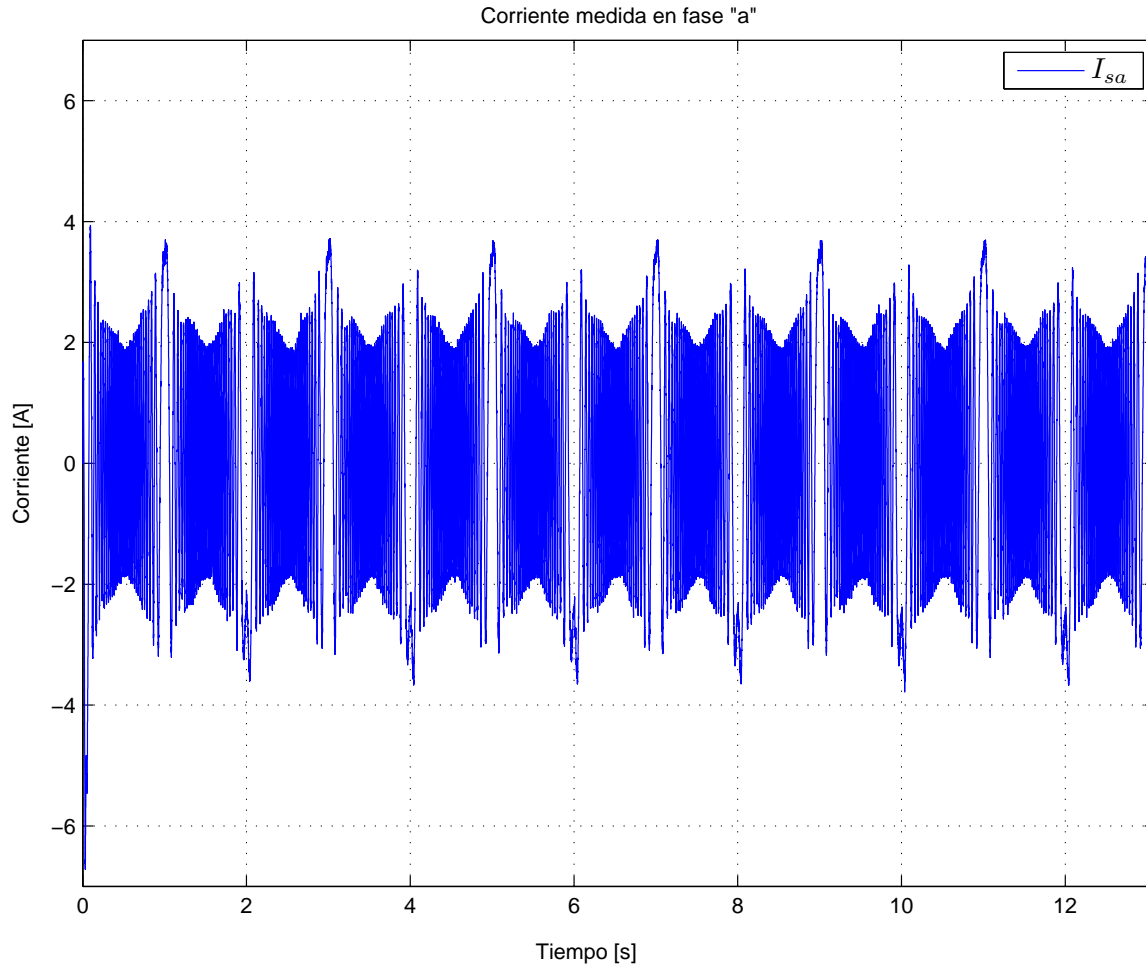


Figura 4.9. Corriente medida en fase a con perfil de velocidad n.º4

La estimación del par de carga con este perfil de velocidad, presenta leves errores en la convergencia como se aprecia en la Figura 4.10, esto podría deberse a la incertidumbre en el parámetro de inercia del motor (J) y a las múltiples fluctuaciones de velocidad a las que se enfrenta o por las deficiencias en la medición de velocidad (ω), la cual es obtenida a partir de la posición entregada por el codificador incremental

y procesada por un diferenciador sucio asintótico lineal. Sin embargo el desempeño del PBC con este perfil de velocidad es notable.

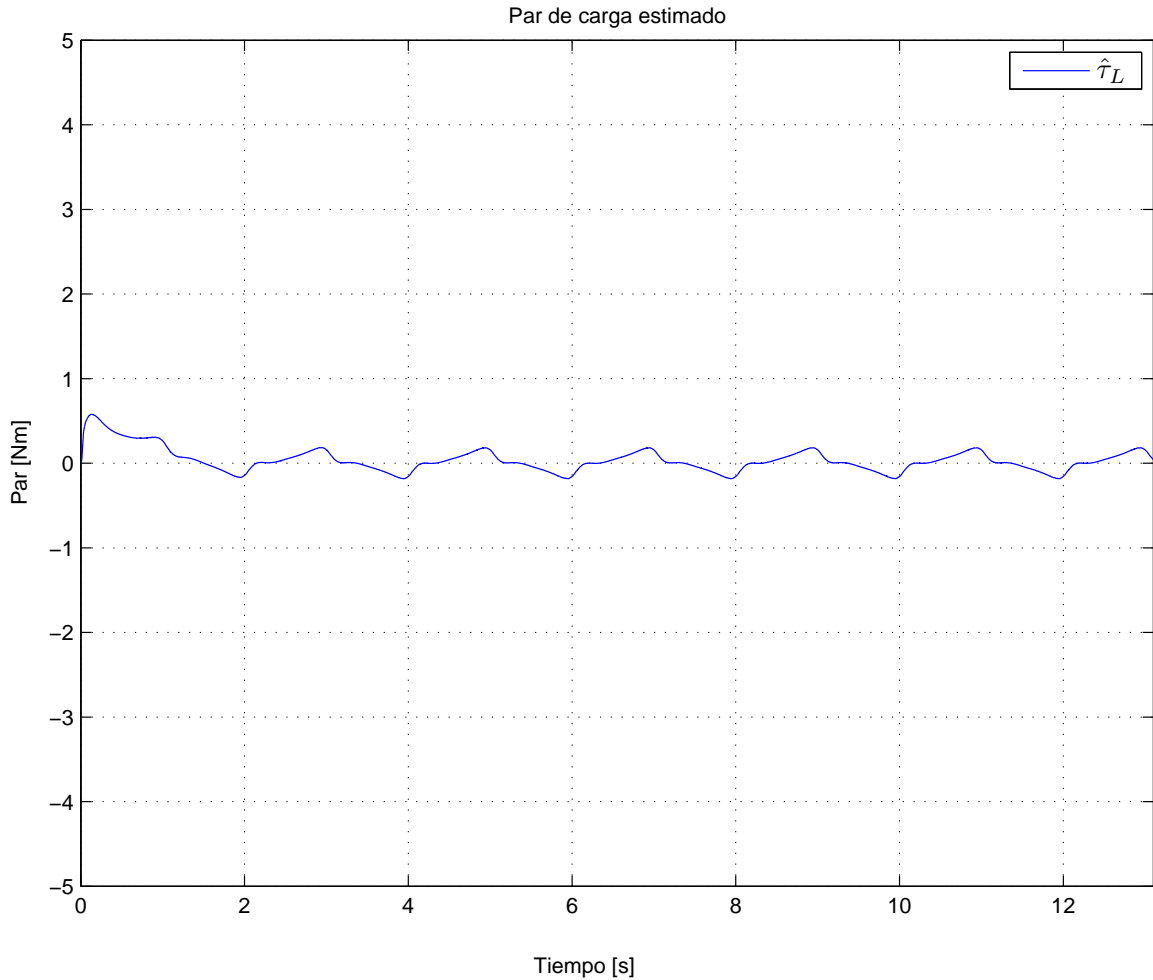


Figura 4.10. Par de carga estimado con perfil de velocidad n.º4

4.1.3. Resultados experimentales con perfil de velocidad n.º5

Finalmente, se evaluó al PBC con un perfil de velocidad altamente variante, como se aprecia en la Figura 4.11, el cual acelera de 0 a 1300 *rpm* en 111 *ms* para luego desacelerar, cruzar por cero e invertir el giro hasta alcanzar nuevamente 1300 *rpm* en solo 222 *ms*. Ambas velocidades, ω y ω_d , en línea continua y en línea

discontinua respectivamente, evidencian un desempeño dinámico sobresaliente para este esquema de control, con lo cual se puede afirmar categóricamente que el PBC define una opción viable para control de movimiento de precisión.

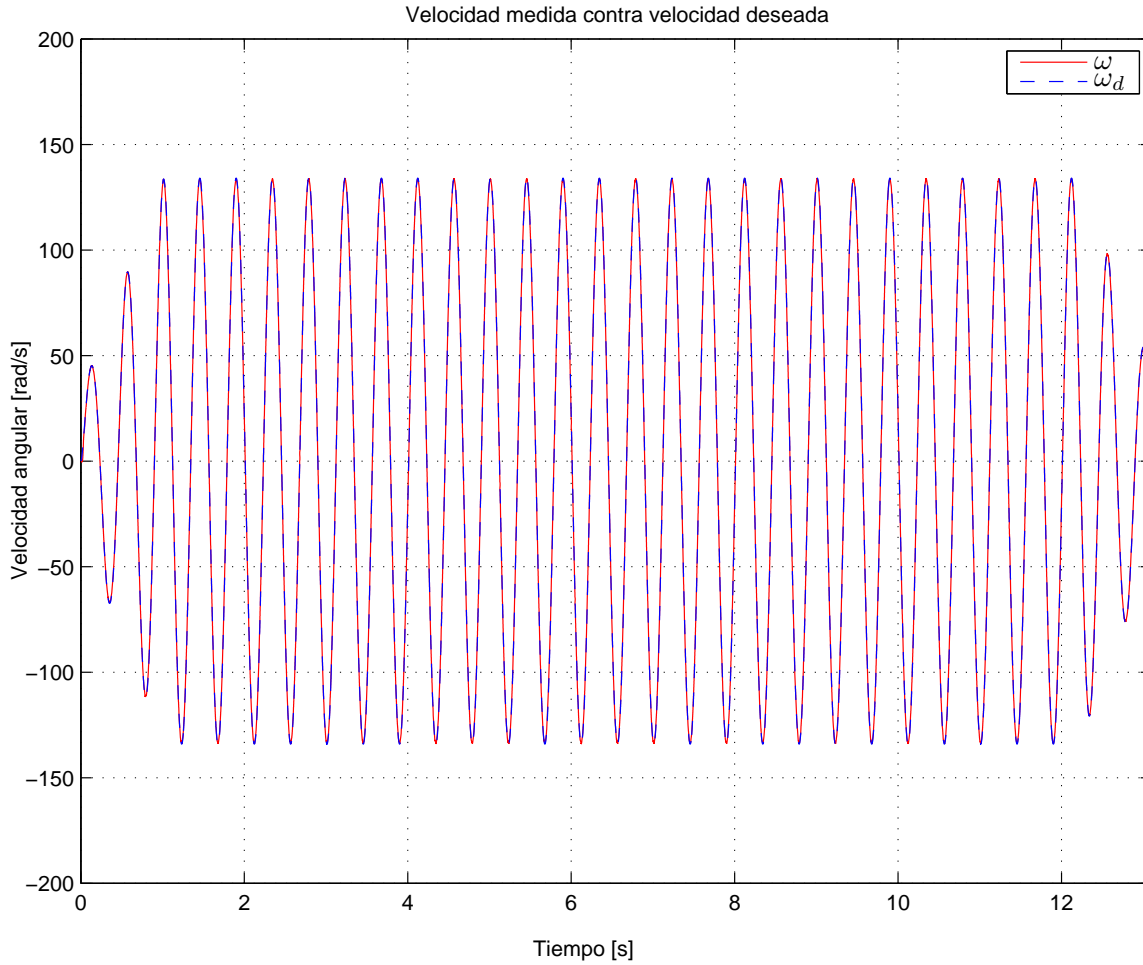


Figura 4.11. Comparación entre velocidad medida y deseada con perfil de velocidad n.º5

Como se aprecia en la Figura 4.12 el error de seguimiento de velocidad que presenta este esquema de control, es menor al 2.77% de la velocidad nominal en el arranque y desde $t = 100 \text{ ms}$ en adelante el error es menor al 1.1%; para intentar mejor este resultado se debe modificar la forma de estimar velocidad, ya que actual-

mente se emplea un diferenciador sucio lineal de primer orden, el mismo que induce desfase en la señal de velocidad cuando se busca limitar la amplificación del ruido inducido en la medición de la posición.

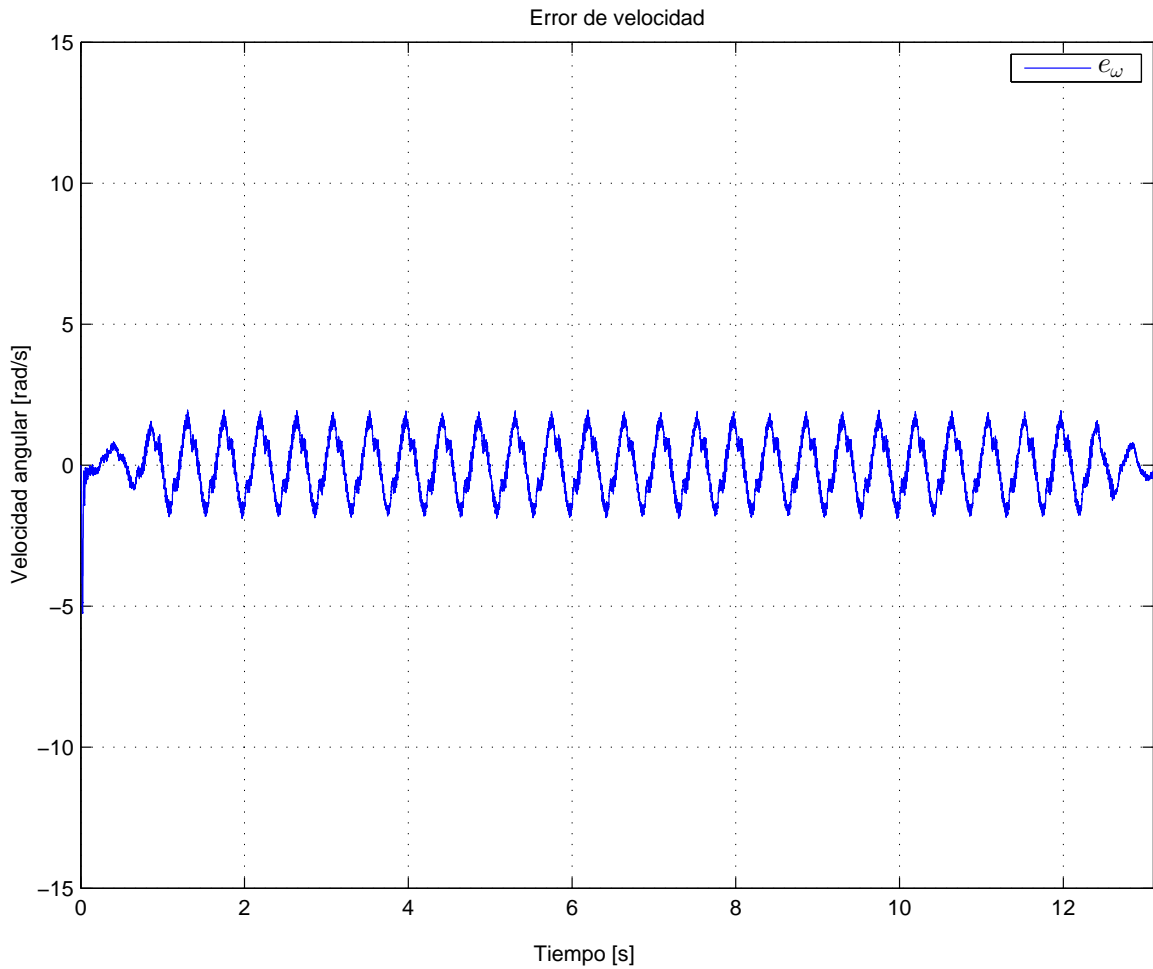


Figura 4.12. Error de velocidad con perfil de velocidad n.º5

Sin embargo, en la Figura 4.13 se observa que el voltaje de acción de control excede aproximadamente en un 20% el valor máximo de voltaje instantáneo permisible para el motor de inducción en esta plataforma, que es de 311 V, sin embargo eso no implica ningún eventual daño a la máquina rotatoria, debido a que estos voltajes no son alcanzables por el sistema, dado por la saturación que existen en

el módulo IGBT y el voltaje del bus en el rectificador-inversor. Esto nos muestra que el controlador exige mayor energía para alcanzar el par necesario que permita acelerar tan rápidamente al rotor.

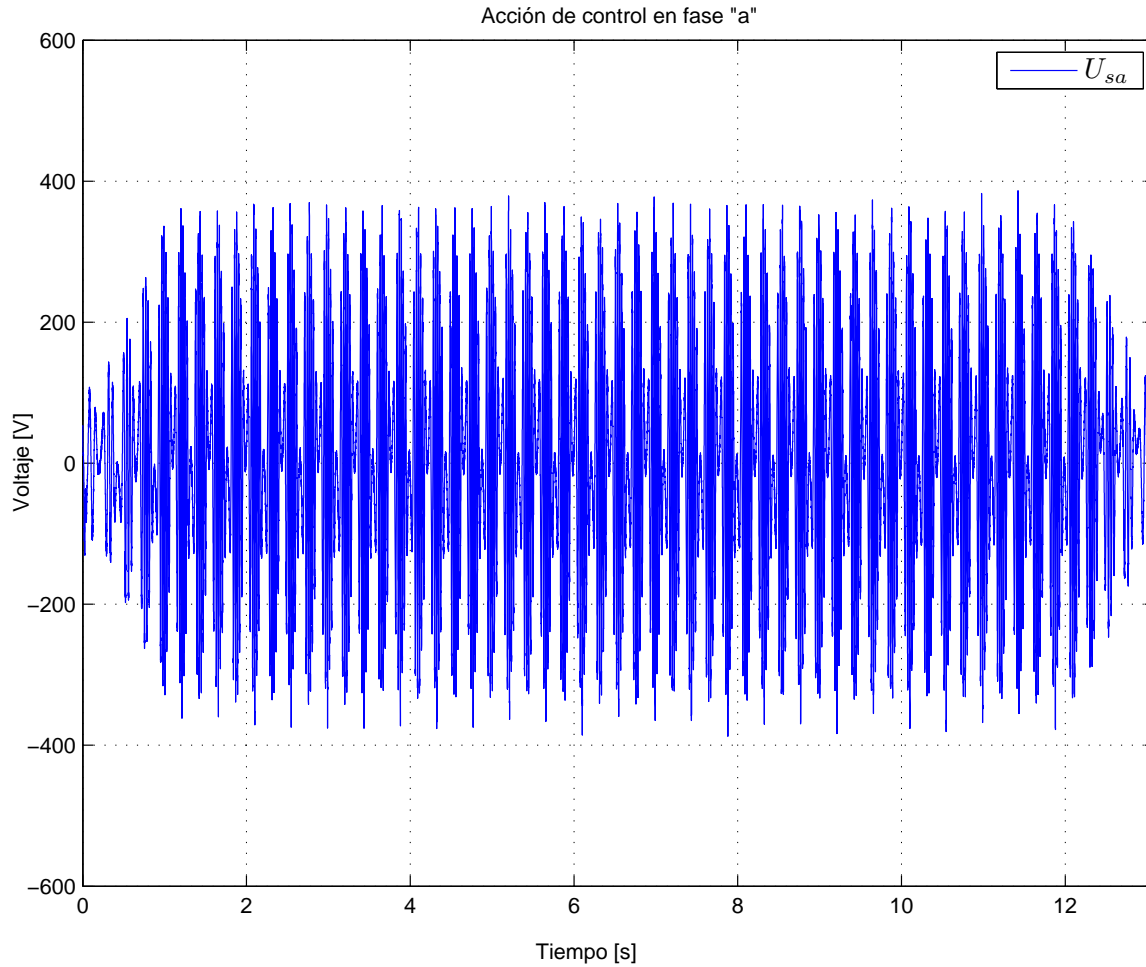


Figura 4.13. Acción de control de fase a con perfil de velocidad n.º5

Para alcanzar correctamente las trayectorias de este perfil de velocidad, el motor debe generar un par suficientemente grande como para cambiar de sentido de giro rápidamente, por lo tanto las corrientes en el estator también son mayores a las necesarias para trabajar con perfiles de velocidad menos abruptos, esto se puede ver en la Figura 4.14, sin embargo mantener operando al MI continuamente en

esta condición, podría incrementar la temperatura de los devanados, debilitando el aislamiento y por consiguiente reduciendo el tiempo de vida del motor. A pesar de este inconveniente el motor cumple con el objetivo de control.

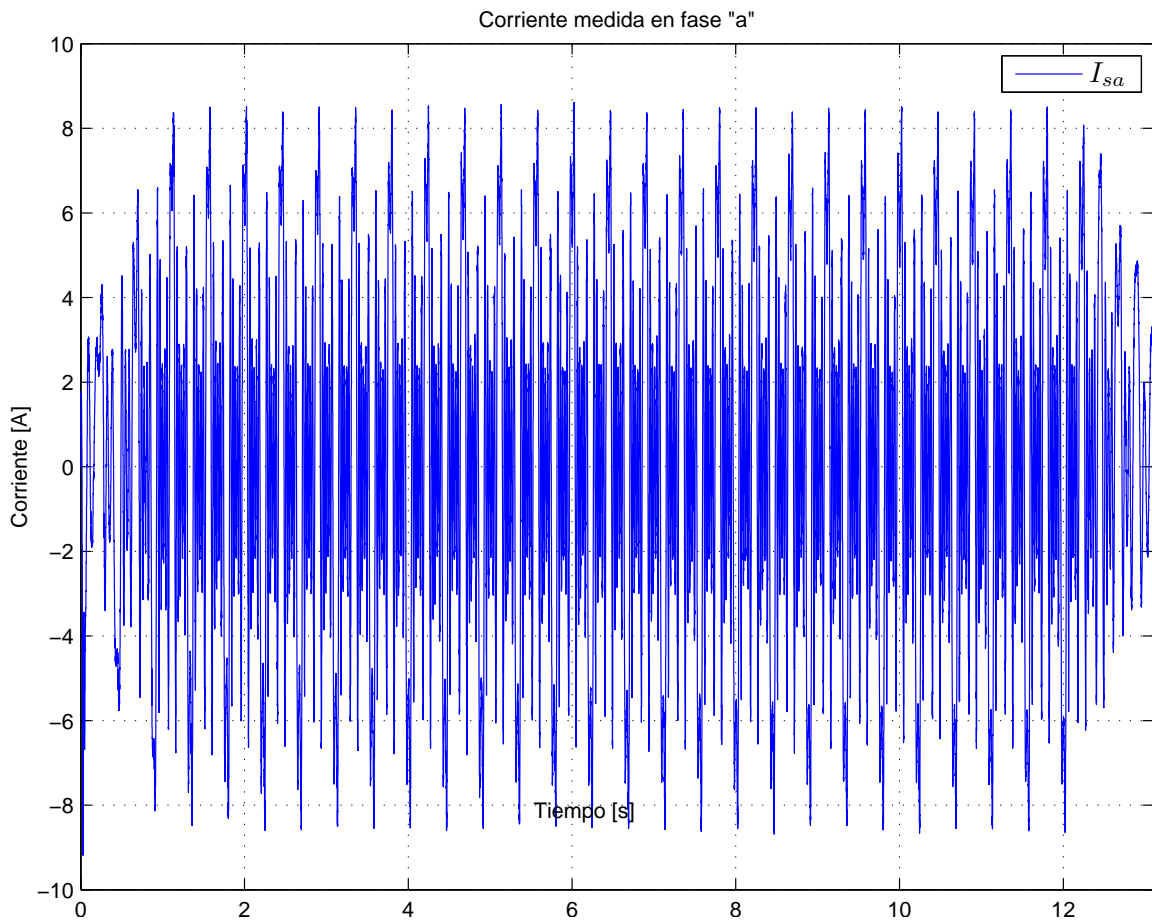


Figura 4.14. Corriente medida en fase a con perfil de velocidad n.º5

En la Figura 4.15 se presenta la estimación del par de carga, que como se observa oscila al rededor de cero, el cual es el valor del par de carga para estos experimentos, pero como se explicó anteriormente, este error en la estimación es causado por la mala medición de velocidad o porque el valor de inercia del rotor es incorrecto.

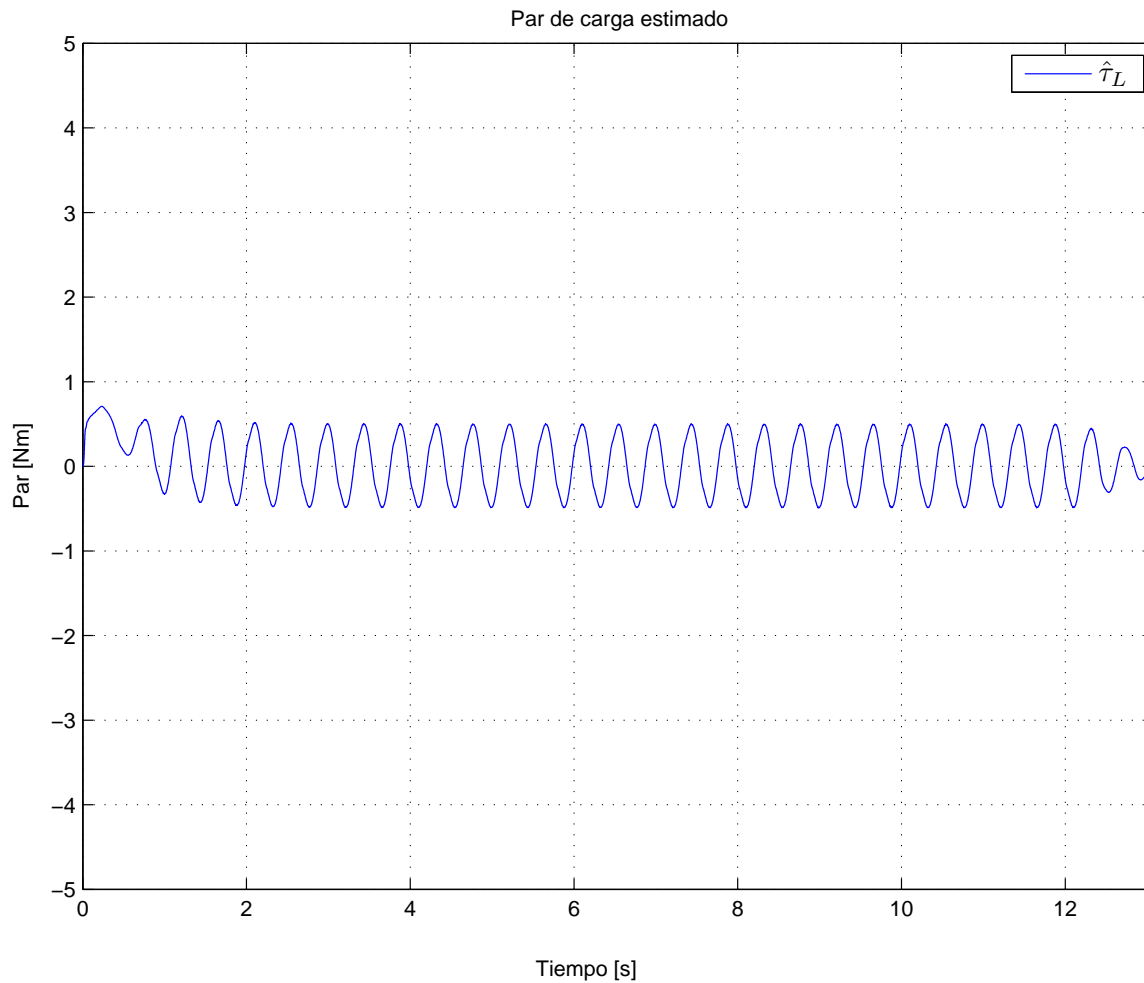


Figura 4.15. Par de carga estimado con perfil de velocidad n.º5

4.2. Discusión

Tomando en cuenta los resultados de la evaluación del esquema de control en la plataforma experimental y sometido a diversos perfiles de velocidad, se tiene:

- El escenario n.º4 propuesto en este trabajo de tesis, tiene un desempeño dinámico notable, donde el error de velocidad es menor al 0.98 % de la velocidad nominal en el arranque y menor al 0.27 % en operación continua, inclusive

al momento de invertir el sentido de giro del motor abruptamente como lo exige el perfil de velocidad n.º3 (ver Figuras 3.5 y 3.6).

- Las suposiciones S.3 y S.4 pueden relajarse en el escenario n.º4 ya que el uso del derivador sucio no impone restricciones de suavidad en las funciones.
- Uno de los factores principales que afecta directamente el desempeño del controlador, es la sintonización del filtro paso altos lineal descrito en (2.65), en [Ortega et al., 1995] consideran $a = 80$ y $b = 10$, [Espinosa-Perez et al., 1996] asigna $a = 20$ y $b = 10$, [Nicklasson et al., 1997] $a = 1000$ y $b = 320$, [Cecati and Rotondale, 1999] $a = 100$ y $b = 29$ y [Avila, 2009] elige $a = 0.5$ y $b = 5$; todos ellos con resultados de desempeño muy diferentes, lo que evidencia la carencia de políticas de sintonía claramente definidas. En este trabajo, se muestra una metodología para la elección de estos parámetros fundamentada en la respuesta frecuencial del perfil de velocidad deseado, con lo que se logra mejorar considerablemente el desempeño del controlador sometido a perfiles de velocidad muy cambiantes como se observa en la Figuras 4.6 y 4.11.
- El escenario n.º4 tiene como cualidades: un solo parámetro a sintonizar, menor costo computacional, menor consumo de energía como se muestra en las Figuras 3.7 y 3.8 debido a que no padece de desfase de señales producto de la introducción de dinámicas intermedias, sin embargo podría reducirse aún más el consumo de energía, mejorando el sensor de velocidad y modificando la suposición S.5, haciendo la norma del flujo de rotor variante en el tiempo, sin embargo este parámetro no debe ser menor al valor necesario para garantizar la corriente de magnetización (1.8A cuando el motor opera a 230V) para que se produzca correctamente la conversión de energía eléctrica en mecánica.
- En relación con la suposición S.2, es importante mencionar que los parámetros eléctricos aquí considerados pueden no ser los reales, debido a que se reportaron diversos valores de parámetros para este mismo motor en trabajos anteriores [Guerrero, 2000], [Guerrero et al., 2009], lo que da una idea de la robustez ante incertidumbre paramétrica de este esquema de control.

Capítulo 5

Conclusiones

El conjunto formado por el controlador, rectificador-inverso y motor se logró implementar apropiadamente en una plataforma experimental para la evaluación de esquemas de control, salvando así las dificultades existentes en el montaje, la instrumentación y la programación en particular del algoritmo de control basado en pasividad.

El RCA es una herramienta de identificación y solución de problemas, generalmente aplicada a incrementar la confiabilidad de los procesos, equipos y sistemas, sin embargo en este trabajo se muestra que puede ser aplicada efectivamente como herramienta para reconocer los fenómenos que dificultan la implementación de esquemas de control y como apoyo en la mejora del desempeño dinámico de los mismos.

Los resultados del análisis de implementación permitieron, con la ayuda de métricas estándar, cuantificar el desempeño de los escenarios de control propuestos en este trabajo y a su vez establecer una clasificación con base en el desempeño, la que evidencia cual es la mejor estrategia a seguir, logrando así el objetivo de mejorar la respuesta dinámica del PBC.

Considerando los resultados experimentales mostrados en este trabajo, se pudo comprobar a pesar de que los perfiles de velocidad fueron exigentes, el correcto seguimiento de velocidad del PBC para el MI pero en ausencia de par de carga externo, sin embargo gracias a que el esquema de control está dotado de un mecanismo de

estimación de par de carga, se espera que el desempeño dinámico no se vea afectado en gran medida ante esta clase de perturbaciones, esto considerando que el MI opera con la energía suficiente para lidiar con perturbaciones acotadas por la potencia del motor, dado que se mantiene la norma de los flujos de rotor regulada por el esquema de control.

Finalmente se afirma que esta metodología de control no lineal cubre con las expectativas de desempeño esperadas, en el sentido que alcanza el objetivo de seguimiento de velocidad con errores menores al 1 % para trayectorias típicas de motores de inducción, lo cual exhibe al PBC como una propuesta seria y viable de alto desempeño para el control de movimiento de MI y que además cuenta con gran facilidad de sintonía. Con lo que se espera capturar nuevamente el interés de la industria en esta clase de metodologías. Sin embargo existen diversos problemas aún sin abordar desde esta perspectiva, como son probar formalmente estabilidad con este esquema modificado, rediseñar el esquema de control para poder operar en condición *sensorless* y durante fallas en instrumentos.

5.1. Trabajo futuro

- Determinar metodológicamente (según estándar IEEE 112-2004¹) los parámetros del motor, teniendo mayor certidumbre en sus valores y así evaluar nuevamente el desempeño del controlador.
- Rediseñar el rectificador-inversor y así permitir la excitación del puente de IGBTs de 6 señales, evitando la necesidad de incluir un circuito de generación de tiempo muerto donde a partir de solo 3 señales construyan las 6 señales necesarias, con la ventaja de reducir el ruido presente e imprecisiones inducidas por dicho circuito.
- Rediseñar apropiadamente las etapas de acondicionamiento de señales de corriente e incluir filtro *antialiasing*.

¹Instrucciones de ejecución, información de las aplicaciones más generales, pruebas aceptadas para motores de inducción polifásicos y también de generadores.

- Evaluar experimentalmente diversos perfiles de velocidad para este esquema de control incluyendo un par de carga externo que sea variante en el tiempo.
- Implementar el controlador propuesto en una plataforma computacional embebida.
- Abordar el problema de control *sensorless* con la misma metodología de análisis.
- Comparar el desempeño del controlador, bajo las mismas condiciones, con otras técnicas de control.

Apéndice A

Plataforma experimental

Esta plataforma está basada en la tarjeta controladora dSPACE DS1104 conectada en una ranura del bus PCI del PC (Figura A.1). La DS1104 está diseñada específicamente para el desarrollo de controladores digitales multivariable de alta velocidad y también para simulaciones en tiempo real. Se encuentra constituida por un procesador PowerPC 603e de 64 bits y punto flotante corriendo a 250 MHz, incluye un subsistema esclavo basado en el procesador digital de señales TMS320F240 a 25 Mhz. Adicionalmente incluye una interfaz de conectores específicos para facilitar el acceso a todas las señales de entrada y salida (Figura A.2). Dentro de sus principales características se tiene:

- 4 convertidores analógicos-digitales multiplexados de 16 bits y 4 más de muestreo paralelo a 12 bits.
- 8 canales de conversión digital-analógico de 16 bits.
- 20 bits de entrada y salida digital a niveles TTL.
- 2 canales independientes para codificadores incrementales con acumulador de posición de hasta 24 bits.
- Interfaz serial UART (RS232/RS422/RS485).
- 10 salidas independientes PWM y 4 entradas de captura.

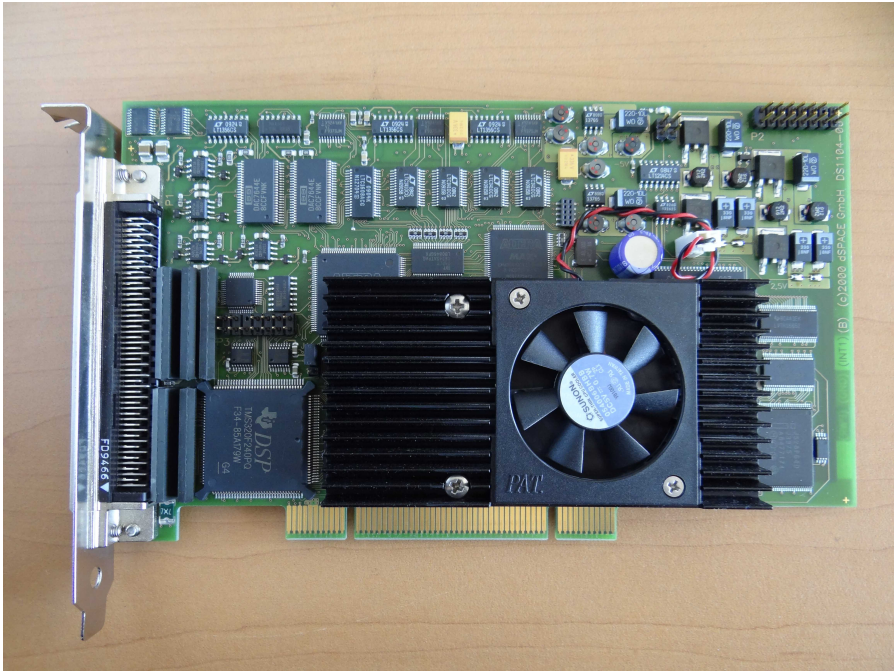


Figura A.1. Tarjeta de control y adquisición de datos DS1104



Figura A.2. Bornera de conexiones de la tarjeta de adquisición de datos

A.1. Motor de inducción trifásico

Este tipo de motor es usado en aplicaciones donde se requieren regímenes de operación de velocidad ajustable y con par mecánico completo desde velocidad cero hasta la velocidad nominal. En la parte posterior del motor empleado en los experimentos se incluye un codificador incremental que está aislado eléctricamente de la cubierta del motor como se observa en el diagrama general o de conjunto en la Figura A.6. 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. En la Figura A.3 se muestra el MI empleado en este trabajo.



Figura A.3. Motor de inducción trifásico de 4 polos

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	WK2	0.142				
BLWR V		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

A continuación en la Tabla A.2 el fabricante proporciona los resultados de la evaluación de desempeño típico del motor de inducción conectado en modo alto voltaje (460V), donde en ella se presenta la medición de resistencias eléctricas de línea a línea a 25°C de temperatura, el par a plena carga, la corriente que fluye en los devanados del estator cuando el motor no tiene carga mecánica, el par de arranque, para de rotor bloqueado, corriente de arranque y una comparación del factor de potencia, eficiencia, velocidad y corriente en línea cuando se varía el par de carga.

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 de inducción proporcionados por el fabricante

BALDOR ELECTRIC COMPANY

WINDING # 05WGX129

Typical performance - not guaranteed values.

1 HP 3 PH 60 HZ 1745 RPM 460 V 0524M
 TORQUES(LB-FT): PO=14.3 PU=8.76 LR=10.3 LRA=13.5

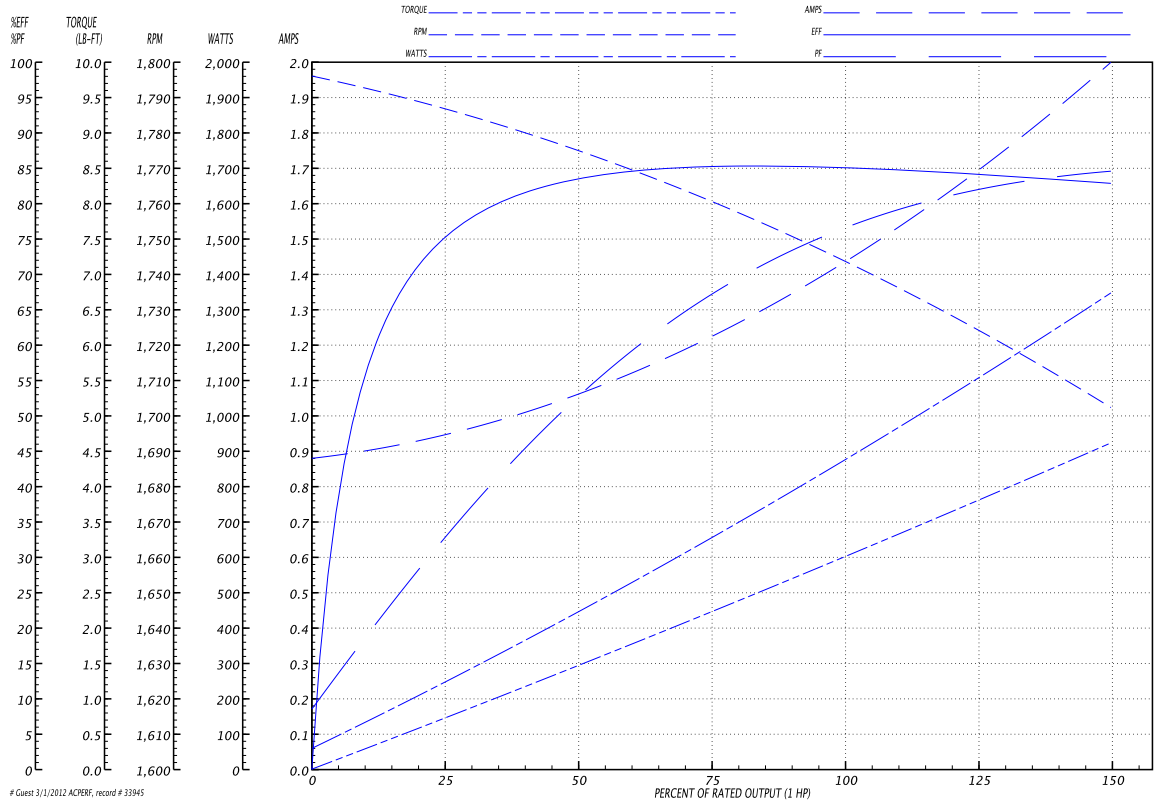


Figura A.4. Curvas de desempeño típico del motor de inducción

A continuación en la Figura A.4 se observan curvas proporcionadas por el fabricante donde muestran 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.

Dada las características del MI, este puede operar en dos niveles de voltaje de alimentación (230/460), para tal efecto es necesario realizar la conexión apropiada de los terminales como se explica en la Figura A.5; en los experimentos de este trabajo se empleó la conexión de doble estrella o de bajo voltaje. Finalmente en la Figura A.6 se presenta el plano general o de conjunto del MI.

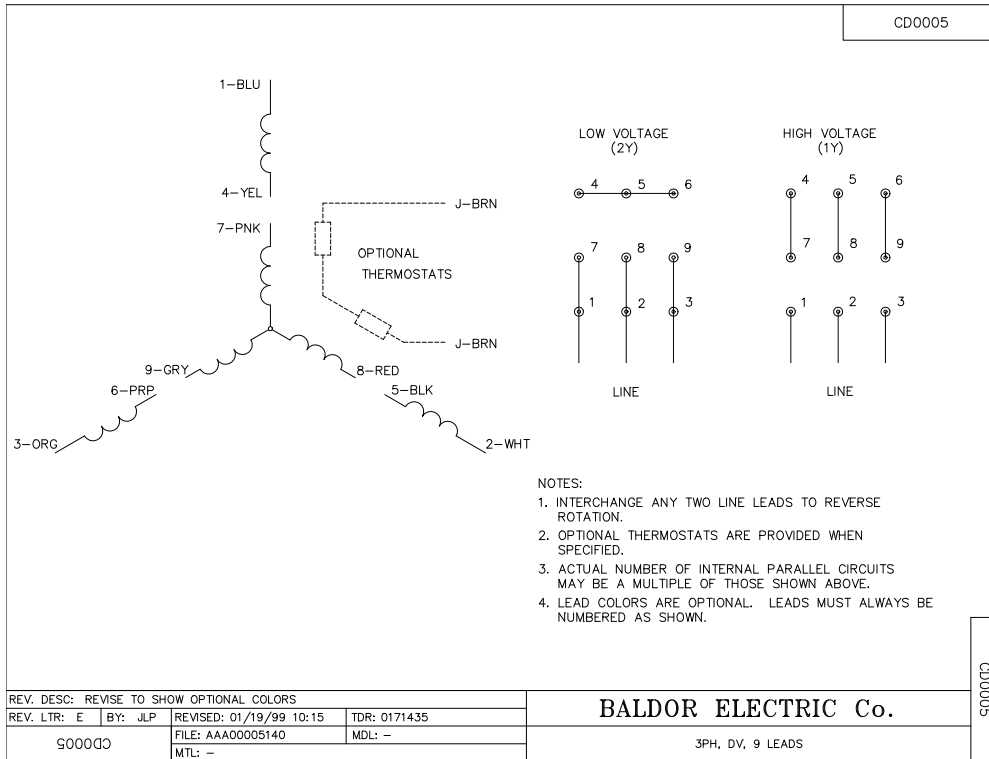


Figura A.5. Diagrama de conexiones en estator del motor de inducción

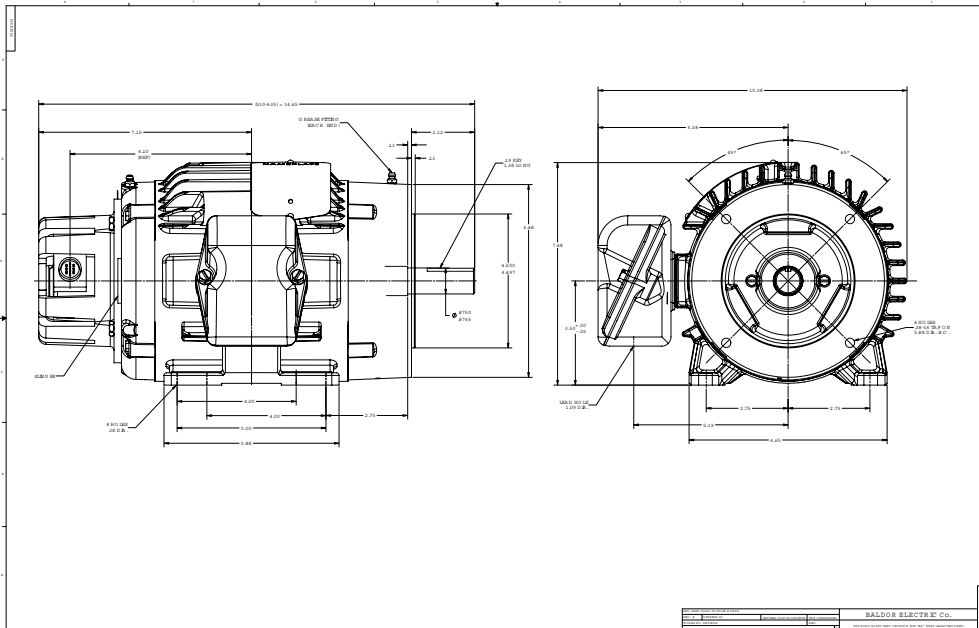


Figura A.6. Diseño mecánico y dimensiones del motor de inducción

A.2. Rectificador-Inversor trifásico

Consta internamente de dos etapas, un convertidor controlado CA/CD basado en dispositivos SCR y un convertidor CD/CA de dispositivos IGBT como inversor de salida. El control está basado en la técnica PWM, con frecuencia de conmutación determinada por las señales de control. Los bloques operativos del sistema son:

- Control SCR, circuito donde se realiza el ajuste del ángulo de disparo.
- Frenado Regenerativo, bloque que activa la operación del IGBT de frenado regenerativo, para limitar la tensión del bus de CD cuando existe retorno de energía desde la carga.
- Control PWM y Tiempo Muerto, para generar los seis pulsos de encendido del inversor, a partir de las tres señales de control suministradas por el usuario.
- Medición, para realizar el acondicionamiento de las tres señales de corriente de salida y de la tensión del bus de CD.



Figura A.7. Rectificar-inversor trifásico de 3kW

Apéndice B

Implementación del controlador en Simulink

B.1. Modelos para simulación

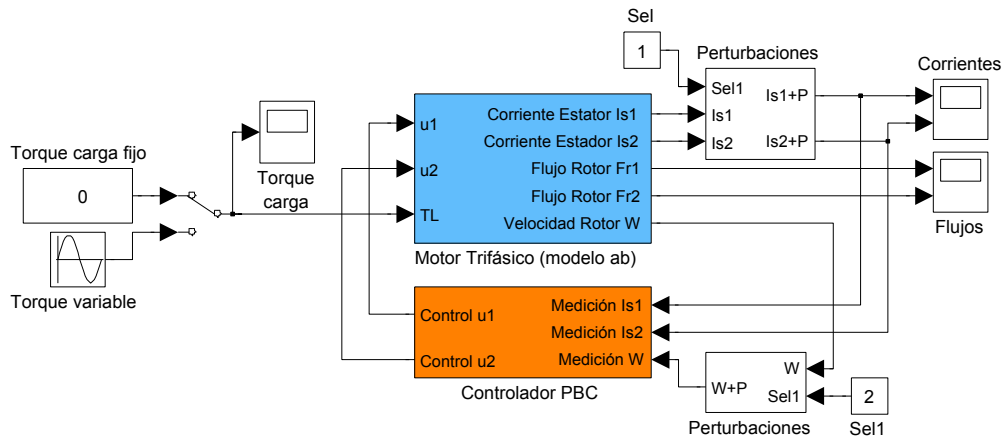


Figura B.1. Diagrama de bloques del sistema completo para simulación

Para realizar el análisis de implementación en simulación y obtener los resultados de desempeño, se construyó el modelo de Simulink como se observa en la Figura B.1, donde se distingue en la parte superior el modelo matemático del MI con tres entradas y cinco salidas, en la parte inferior el PBC con las respectivas entradas de

corriente y velocidad y como salidas del bloque la acción de control, este esquema está dotado con la posibilidad de incluir para de carga y ruido tanto en corrientes como en velocidad; este esquema se encuentra implementado en el marco bifásico ortogonal.

En la Figura B.2 se presenta el contenido del bloque correspondiente al PBC, en esta figura se aprecia la implementación del controlador y la selección de los perfiles de velocidad, se programó todas las ecuaciones en dos funciones embebidas de Matlab, esto por la facilidad que brinda para la modificación del esquema y la corrección de eventuales errores al momento de implementarlo, sin embargo demanda mayor tiempo de compilación del código.

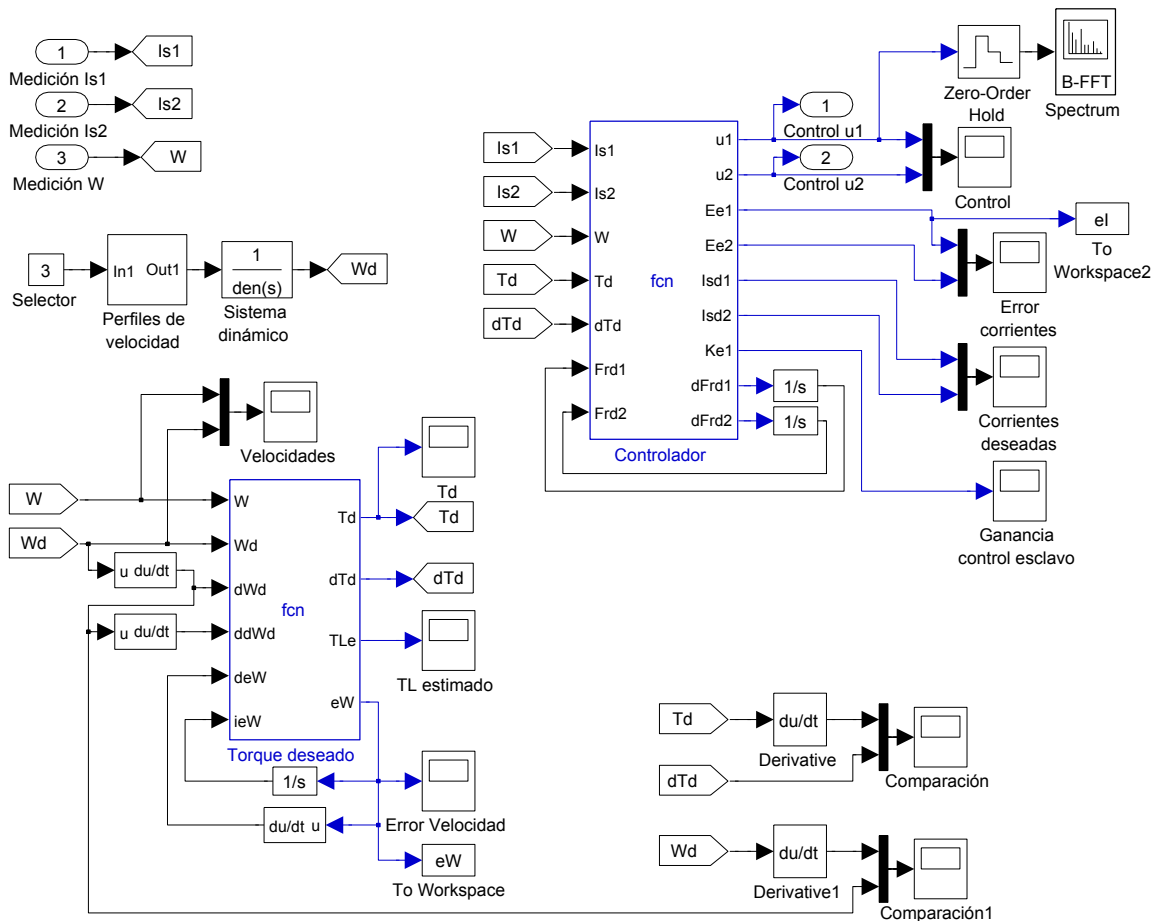


Figura B.2. Diagrama de bloques del PBC para simulación

B.2. Modelos para experimentos en tiempo real

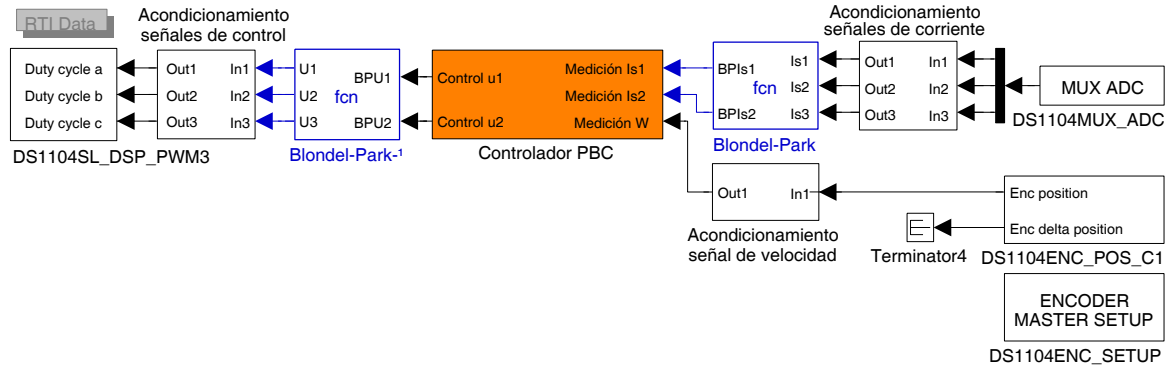


Figura B.3. Diagrama del sistema completo para experimentos en tiempo real

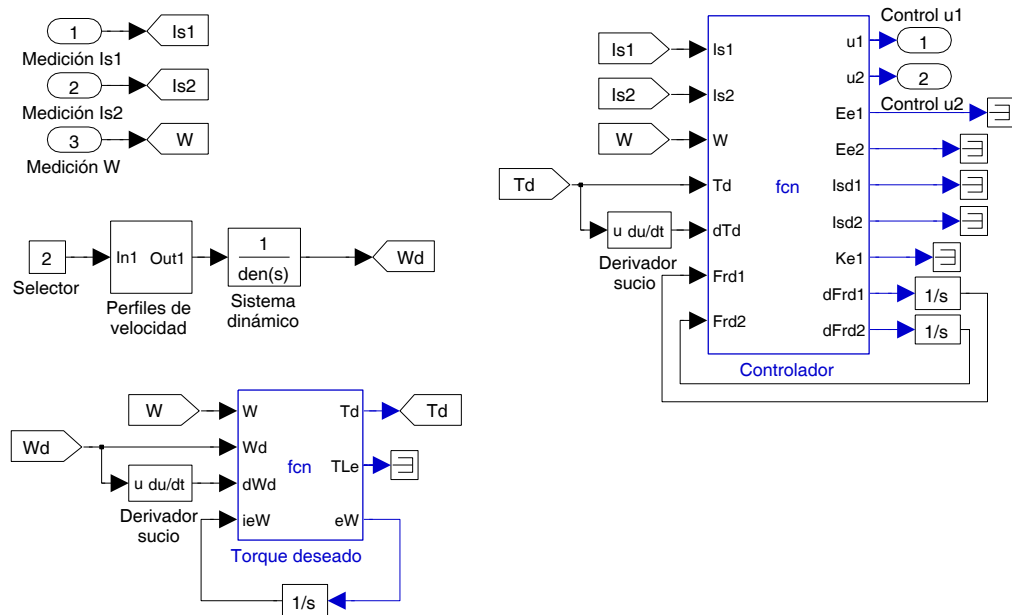
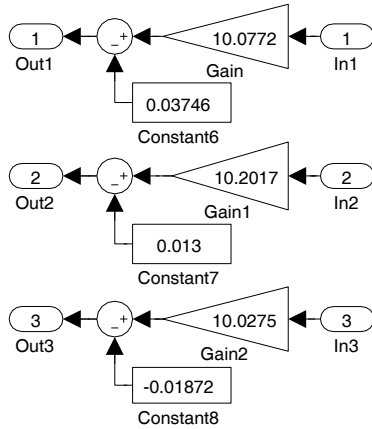


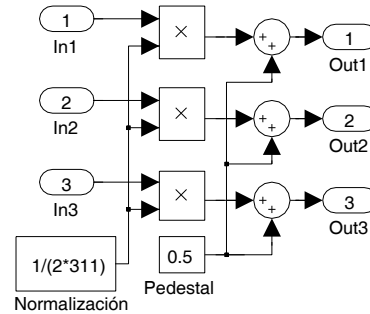
Figura B.4. Diagrama de bloques del PBC para experimentos en tiempo real

En la Figura B.3 se presenta el esquema experimental, donde de derecha a izquierda se distinguen las etapas de adquisición de datos, acondicionamiento de señales de velocidad y corriente, la transformación de Blondel, el controlador, la transfor-

mación inversa de Blondel, el acondicionamiento de señales de control y finalmente el bloque a excitación IGBT.

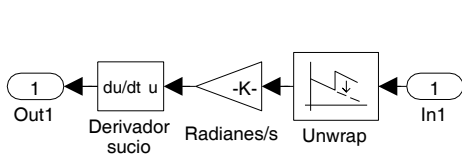


(a) Acondicionamiento de corrientes de estator

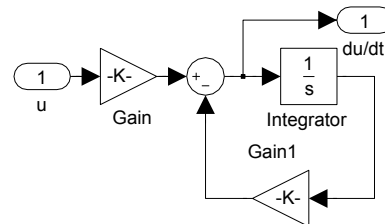


(b) Acondicionamiento de voltajes de control

Figura B.5. Diagrama de bloques del acondicionamiento de señales



(a) Acondicionamiento de velocidad



(b) Derivador sucio

Figura B.6. Diagrama de obtención de velocidad a partir de posición

Se muestra el detalle de los bloques de acondicionamiento de corrientes y de voltajes de control normalizados en la Figura B.5; en la Figura B.6a son presentados los bloques de acondicionamiento de velocidad, donde a partir de la posición entregada por el codificador incremental, se preprocesa para evitar cambios bruscos, es convertida a radianes y derivada para obtener la velocidad, en Figura B.6b se muestra el detalle de este diferenciador que tiene ajustadas ambas ganancias a $200\text{rad}/s$.

Apéndice C

Implementación de sistema de supervisión, control y adquisición de datos

En este apéndice, se presenta la interfaz desarrollada en el entorno ControlDesk para el control, supervisión y adquisición de datos (SCADA por sus siglas en inglés), la que es necesaria para la evaluación del PBC con el motor de inducción; esta interfaz ofrece la posibilidad de modificar en tiempo de ejecución los parámetros y variables del esquema de control de forma sencilla, como es el caso del estado de simulación en tiempo real (variable `simState`), permitiendo iniciar (`simState=2`) y detener (`SimState=0`) la simulación al presionar los botones implementados en la pantalla principal, además de permitirnos seleccionar el perfil de velocidad que deseamos evaluar y verificar los indicadores de desempeño; esta pantalla muestra de lado izquierdo gráficas correspondientes a la medición de corrientes en las tres fases del estator y de lado derecho la velocidad deseada y medida, como observa en la Figura C.1. Adicionalmente se implementó una segunda pantalla de supervisión la que se muestra en la Figura C.2, donde se presentan las gráficas de corriente medida en marco bifásico (I_{sa}), la estimación del par de carga ($\hat{\tau}_L$), par deseado (τ_d), el error en corriente bifásica ($e_{I_{sa}}$), el error de velocidad (e_ω) y la acción de control bifásica denotada por (U_{sa}).

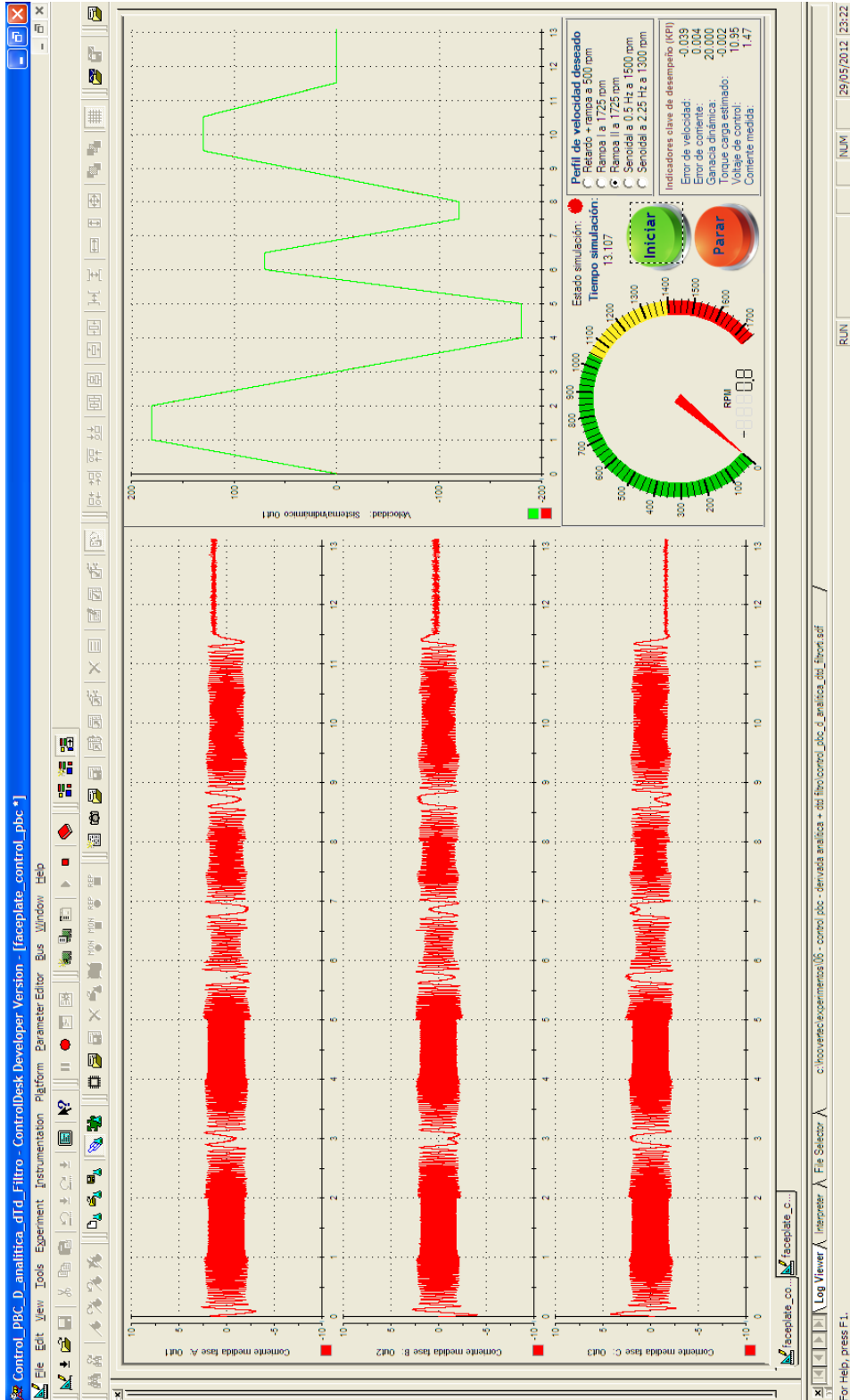


Figura C.1. Pantalla principal del entorno SCADA en ControlDesk

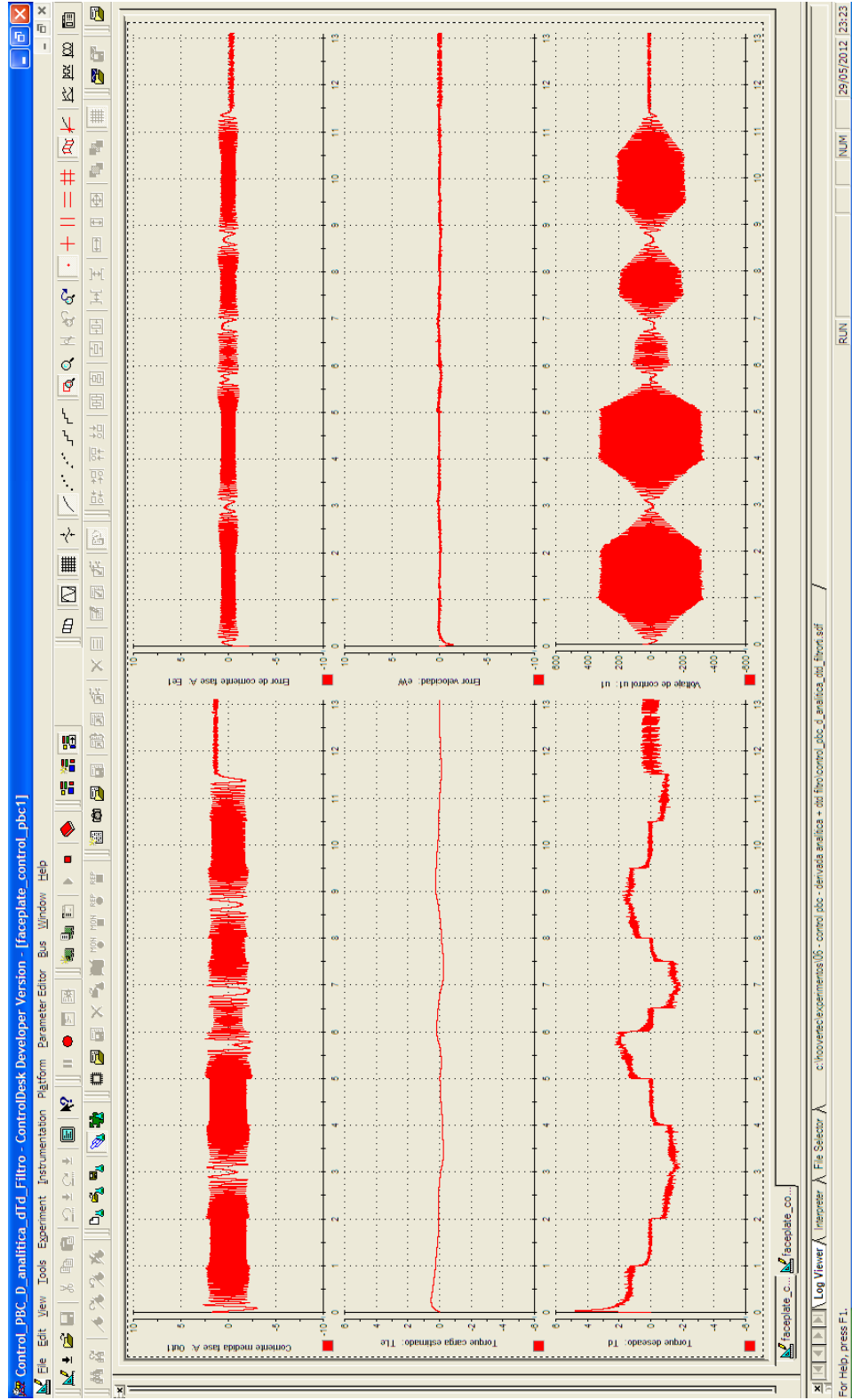


Figura C.2. Pantalla secundaria del entorno SCADA en ControlDesk

Referencias

- [WEG, 2010] (2010). Induction motors fed by pwm frequency inverters. Technical article 28.00/122009, WEG, Jaraguá do Sul - SC - Brazil. (Citado en página 31.)
- [Amendola, 2006] Amendola, L. (2006). *Gestión de Proyectos de Activos Industriales*. Editorial de la UPV. (Citado en página 23.)
- [Avila, 2009] Avila, S. (2009). Control no lineal de motor de inducción. Tesis licenciatura, Universidad Nacional Autónoma de México. (Citado en páginas 34 y 57.)
- [Blondel et al., 1913] Blondel, A., Mailloux, C., and Adams, C. (1913). *Synchronous motors and converters: theory and methods of calculation and testing*. McGraw-Hill Book Company. (Citado en página 11.)
- [Bose, 1993] Bose, B. (1993). Power electronics and motion control-technology status and recent trends. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 29(5):902–909. (Citado en página 1.)
- [Cecati and Rotondale, 1999] Cecati, C. and 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 34 y 57.)
- [Espinosa and Ortega, 1994] Espinosa, G. and Ortega, R. (1994). State observers are unnecessary for induction motor control. *Systems & Control Letters*, 23(5):315–323. (Citado en página 3.)
- [Espinosa-Perez et al., 1996] Espinosa-Perez, G., Campos-Canton, I., and Ortega, R. (1996). On the experimental robustness of a passivity-based controller for induction motors. In *Control Applications, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on*, pages 626–631. (Citado en páginas 34 y 57.)

- [Espinosa-Pérez et al., 1995] Espinosa-Pérez, G., Campos-Canton, I., Lara-Reyes, P., and Gomez-Becerril, D. (1995). Passivity-based speed control of a 2 phi; induction motor: experimental results. In *Power Electronics Congress, 1995. Technical Proceedings. CIEP 95., IV IEEE International*, pages 33–38. (Citado en página 34.)
- [Espinosa-Pérez and Ortega, 1995] Espinosa-Pérez, G. and Ortega, R. (1995). An output feedback globally stable controller for induction motors. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 40(1):138–143. (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 57.)
- [Guerrero et al., 2009] Guerrero, C., Espinosa-Perez, G., Moreno, J. A., and Alvarez-Salas, R. (2009). On the globally defined sensorless control of induction motors. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 19(2):117–134. (Citado en página 57.)
- [Ishikawa, 1990] Ishikawa, K. (1990). *Introduction to quality control*. 3A Corporation. (Citado en página 23.)
- [Kelly et al., 1993] Kelly, R., Ortega, R., Ailon, A., and Loria, A. (1993). Global regulation of flexible joint robots using approximate differentiation. In *Decision and Control, 1993., Proceedings of the 32nd IEEE Conference on*, volume 1, pages 617–618. (Citado en página 25.)
- [Kerkman et al., 1999] Kerkman, R., Skibinski, G., and Schlegel, D. (1999). Ac drives: year 2000 (y2k) and beyond. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC. Fourteenth Annual*, volume 1, pages 28–39. (Citado en página 2.)
- [Krause et al., 2002] Krause, P., Wasynczuk, O., and Sudhoff, S. (2002). *Analysis of electric machinery and drive systems*. IEEE Press series on power engineering. IEEE Press. (Citado en páginas 9 y 15.)
- [Krishnan, 2001] Krishnan, R. (2001). *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. Prentice Hall. (Citado en página 15.)
- [Leonhard, 2001] Leonhard, W. (2001). *Control of Electrical Drives*. Power Systems. Springer. (Citado en página 2.)

- [Liu et al., 1989] Liu, X., Verghese, G., Lang, J., and 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 11.)
- [Meisel, 1984] Meisel, J. (1984). *Principles of electromechanical-energy conversion*. R.E. Krieger. (Citado en páginas 7, 13 y 15.)
- [Nicklasson et al., 1997] Nicklasson, P., Ortega, R., Espinosa-Perez, G., and 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 57.)
- [Ortega et al., 1992] Ortega, R., Canudas, C., and Seleme, S. I. (1992). Nonlinear control of induction motors: Torque tracking with unknown load disturbance. In *American Control Conference, 1992*, pages 206 –210. (Citado en página 17.)
- [Ortega and Espinosa, 1991] Ortega, R. and Espinosa, G. (1991). A controller design methodology for systems with physical structures: application to induction motors. In *Decision and Control, 1991., Proceedings of the 30th IEEE Conference on*, volume 3, pages 2345 –2349. (Citado en página 3.)
- [Ortega and Espinosa, 1993] Ortega, R. and Espinosa, G. (1993). Torque regulation of induction motors. *Automatica*, 29(3):621 – 633. (Citado en página 17.)
- [Ortega et al., 1994] Ortega, R., Loria, A., Kelly, R., and Praly, L. (1994). On passivity-based output feedback global stabilization of euler-lagrange systems. In *Decision and Control, 1994., Proceedings of the 33rd IEEE Conference on*, volume 1, pages 381 –386 vol.1. (Citado en página 25.)
- [Ortega et al., 1995] Ortega, R., Nicklasson, P., and Espinosa-Pérez, G. (1995). On speed control of induction motors. In *American Control Conference, 1995. Proceedings of the*, volume 5, pages 3521 –3525. (Citado en páginas 3, 21 y 57.)
- [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 11.)
- [Seely, 1962] Seely, S. (1962). *Electromechanical energy conversion*. McGraw-Hill electrical and electronic engineering series. McGraw-Hill. (Citado en página 15.)

REFERENCIAS

- [Seibel et al., 1997] Seibel, B., Rowan, T., and Kerkman, R. (1997). Field-oriented control of an induction machine in the field-weakening region with dc-link and load disturbance rejection. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 33(6):1578 –1584. (Citado en página 2.)