

# Diseño de controladores IFOC robustos para motores de inducción utilizando herramientas de control clásico

Luis Amezquita-Brooks, ITESM-SAL, Saltillo, Mexico, [lamezquita@itesm.mx](mailto:lamezquita@itesm.mx)

Jesus Liceaga-Castro, ITESM-CEM, Edo. Mex, Mexico, [jliceaga@itesm.mx](mailto:jliceaga@itesm.mx)

Diana Hernandez-Alcantara, ITESM-CEM, Edo. Mex, Mexico, [diana.alc@itesm.mx](mailto:diana.alc@itesm.mx)

**Resumen**—En este artículo se presenta el diseño e implementación de sistemas de control de velocidad robustos para un motor de inducción utilizando herramientas de control clásico. Así mismo, se dan especificaciones de diseño frecuenciales para cualquier motor de inducción. Esto permite que los controladores resultantes posean características que los hacen atractivos para aplicaciones industriales. En particular, los controladores son lineales, robustos a perturbaciones en la resistencia del rotor, de bajo grado y cumplen con especificaciones clásicas de desempeño. Cabe notar que las anteriores características han mostrado ser difíciles de conjuntar en el pasado. Finalmente, se incluye una serie de resultados en tiempo real en los que se muestra que los controladores presentan buen desempeño en tiempo real.

Palabras clave: motor de inducción, control vectorial, control lineal

## I. INTRODUCCIÓN

Los motores de inducción son ampliamente utilizados en todas las áreas tecnológicas. No, obstante, en muchas de estas aplicaciones, los motores de CA son aún utilizados en esquemas de lazo abierto. Gracias a los avances en la electrónica digital y de potencia, la utilización de esquemas en lazo cerrado para motores de inducción ha ido en crecimiento. A diferencia de los motores de CD, la producción de torque en los motores de CA es más complicada, especialmente considerando esquemas de lazo cerrado. Específicamente, no existe una clara relación lineal, o al menos proporcional, entre las variables de entrada (voltajes del estator) y el torque producido. Debido a lo anterior, todos los controladores para motores de inducción pretenden de crear dicha relación introduciendo elementos no lineales al controlador.

Los esquemas de control para los motores de inducción puede ser clasificados, considerando la estructura del controlador, como [4,5]:

- Control de lazo abierto “Control Escalar”
- Control orientado a campo (FOC)
- Control directo del torque (DTC)

En particular el control indirecto orientado al flujo del rotor (IFOC) es el esquema de control de lazo cerrado más común para motores de inducción [5]. Este tipo de controlador se puede considerar como un controlador de torque de lazo abierto ideal ya que si no existen perturbaciones sobre el motor (paramétricas o externas), el controlador IFOC induce un comportamiento, en torque, similar al de un motor de CD [4,5]. Dicho controlador

funciona estableciendo dos corrientes virtuales de tal manera que una de ellas queda asociada sólo al flujo del rotor y la otra sólo al torque. Dado que el controlador IFOC se basa en una cancelación en lazo abierto de dinámicas no lineales, este tipo de controladores tiene una gran dependencia del conocimiento exacto de los parámetros de motor, y es especialmente sensible a variaciones de la resistencia del rotor [4,5,6].

Una vez que el controlador de torque IFOC se ha establecido, existe la necesidad de diseñar un lazo de control externo para la velocidad o la posición del motor. Considerando los esquemas IFOC, en general, no existe una metodología simple y clara para diseñar este último lazo de control además de asumir que la cancelación que introduce IFOC se cumple perfectamente, lo cual reduce la robustez del sistema de control. Algunos resultados importantes, con respecto a la robustez de controladores de velocidad tipo PI en esquemas de control IFOC en presencia de perturbaciones de la resistencia del rotor, se encuentran reportados en [7,8,9,10]. En estos reportes se utiliza la herramienta de bifurcaciones y la estabilidad local. Por otro lado, en [6] se estudia la existencia de márgenes de robustez para la misma configuración de control utilizando la herramienta de pasividad. Si bien los resultados anteriores presentan importantes resultados teóricos que permiten analizar y entender mejor los mecanismos de estabilidad/inestabilidad en los sistemas de control para motores de inducción, estos no permiten realizar un proceso de diseño efectivo de controladores que cumplan, **al mismo tiempo**, con requerimientos de estabilidad, desempeño y rechazo a perturbaciones. Finalmente, es importante mencionar que los resultados presentados en [7,8,9,10] sugieren que, para el control de motores de inducción utilizando IFOC, la estabilidad local es, por lo general, suficiente para determinar las propiedades de estabilidad del sistema.

En este sentido, en [11] se presentó un estudio controlador IFOC de torque de lazo abierto, en el cual se basan los controladores de velocidad y posición. En dicho estudio se incluyeron perturbaciones en el ángulo de deslizamiento (las cuales se pueden modelar como perturbaciones en la resistencia del rotor) y se utilizaron herramientas de análisis frecuencial para generar conclusiones generales. Gracias a dicho análisis, se pudieron elucidar condiciones para la estabilidad local para cualquier esquema de control IFOC (no solamente para controladores PI de velocidad). No obstante, por falta de espacio, en [11] no fue posible mostrar ejemplos de diseño en donde se explicara claramente la

aplicación de los resultados teóricos. En este sentido, en el presente artículo se presentan ejemplos de diseño e implementación en tiempo real basados en el desarrollo teórico presentado en [11], así como un resumen de dicho desarrollo. En estos ejemplos se muestra como incluir requerimientos, tanto de robustez como de desempeño, dentro del proceso de diseño. Esto resulta ser una tarea simple gracias a que el diseño de los controladores se basa en herramientas de análisis frecuencial clásico.

## II. MODELO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

El modelo de un motor de inducción, asumiendo que las corrientes están controladas en un marco de referencia arbitrario  $\theta_r$  (en [1,2] se presentan controladores de corrientes apropiados para motores de inducción), esta dado por las ecuaciones:

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{dr} &= a_{42}i_{ds} - a_{44}\psi_{dr} - (\omega_r - \theta_r)\psi_{qr} \\ \dot{\psi}_{qr} &= a_{42}i_{qs} - a_{44}\psi_{qr} + (\omega_r - \theta_r)\psi_{dr} \\ T_E &= K_T(\psi_{dr}i_{qs} - \psi_{qr}i_{ds}) \\ \dot{\omega}_r &= K_m(T_E - T_L) \\ a_{44} &= \frac{R_r}{L_r}; a_{42} = \frac{L_m R_r}{L_r}; K_T = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r}; K_m = \frac{P}{2J} \end{aligned} \quad (1)$$

Donde  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  son las corrientes del estator,  $\psi_{dr}$ ,  $\psi_{qr}$  son los flujos del rotor,  $\omega_r$  es la velocidad angular del rotor,  $L_r$ ,  $L_m$  son las inductancias del rotor y mutua respectivamente,  $R_r$  es la resistencia del rotor,  $J$  es la masa inercial del rotor,  $T_L$  es la carga de torque externa,  $P$  es el número de polos del la maquina y  $T_E$  es el torque generado [1]

## III. APROXIMACIÓN LINEAL AL CONTROLADOR IFOC DE TORQUE

Considere que se utiliza un controlador IFOC de torque perturbado, dado por:

$$i_{ds} = i_{dsN}; i_{qs} = i_{qsN}; \phi = \phi + \Delta\phi \quad (2)$$

Donde las perturbaciones sobre el ángulo de deslizamiento están dadas por  $\Delta\phi$  y el controlador IFOC nominal está dador por:

$$i_{dsN} \triangleq \frac{a_{44}}{a_{42}} \bar{\psi}_r; i_{qsN} \triangleq \frac{T_r}{\bar{\psi}_r K_T}; \phi_N \triangleq \frac{a_{42}}{\bar{\psi}_r} i_{qs} = \frac{a_{42} T_r}{\bar{\psi}_r^2 K_T} \quad (3)$$

En este caso  $T_r$  y  $\bar{\psi}_r$  son las referencias de torque y flujo del controlador IFOC respectivamente.

La perturbación  $\Delta\phi$  tiene la siguiente relación con las perturbaciones sobre la resistencia del rotor. Sea la resistencia nominal del rotor (denotada por  $\widehat{R}_r$ ), la resistencia del rotor "real" (denotada por  $R_r$ ) y  $\sigma_r$  el factor

de perturbación de la resistencia del rotor (es decir  $R_r = \widehat{R}_r / \sigma_r$ ), entonces:

$$\Delta\phi = \frac{a_{42} T_r}{\bar{\psi}_r^2 K_T} (\sigma_r - 1) \quad (4)$$

En [11] se muestra que la aproximación lineal del torque generado por el motor ( $T_E$ ) con respecto a la referencia del controlador de torque IFOC ( $T_r$ ), considerando perturbaciones  $\Delta\phi$  constantes, está dada por:

$$\begin{aligned} T_{Er}(s) &\triangleq \frac{T_E(s)}{T_r(s)} = \frac{num(s)}{den(s)} = \frac{a_{num}s^2 + b_{num}s + c_{num}}{den(s)} \quad (5) \\ a_{num} &\triangleq (\sigma_r a_{42}^2 T_r^2 \bar{\psi}_r^4 K_T^2 + a_{44}^2 \bar{\psi}_r^8 K_T^4); \\ b_{num} &\triangleq \left( a_{42}^2 T_r^2 \bar{\psi}_r^4 K_T^4 a_{44} + 2 \bar{\psi}_r^8 K_T^4 a_{44}^3 \right. \\ &\quad \left. + 2 a_{42}^2 \sigma_r T_r^2 \bar{\psi}_r^4 K_T^2 a_{44} - \bar{\psi}_r^4 K_T^2 a_{44} \sigma_r^2 a_{42}^2 T_r^2 \right) \\ c_{num} &\triangleq 2 a_{42}^2 \sigma_r T_r^2 \bar{\psi}_r^4 K_T^2 a_{44}^2 - \bar{\psi}_r^4 K_T^2 a_{44}^2 \sigma_r^2 a_{42}^2 T_r^2 \\ &\quad - a_{42}^4 T_r^4 \sigma_r^2 + a_{42}^2 T_r^2 a_{44}^2 \bar{\psi}_r^4 K_T^2 + a_{44}^4 \bar{\psi}_r^8 K_T^4 + 2 a_{42}^4 \sigma_r^3 T_r^4 \\ den(s) &= (\bar{\psi}_r^8 K_T^4 a_{44}^2 + \bar{\psi}_r^4 K_T^2 \sigma_r^2 a_{42}^2 T_r^2) s^2 + \\ &\quad (2 \bar{\psi}_r^8 K_T^4 a_{44}^3 + 2 \bar{\psi}_r^4 K_T^2 a_{44} \sigma_r^2 a_{42}^2 T_r^2) s + (\bar{\psi}_r^4 K_T^2 a_{44}^2 + \sigma_r^2 a_{42}^2 T_r^2)^2 \end{aligned}$$

Un análisis de los polos de la función de transferencia (5) muestra que esta siempre es estable en lazo abierto. Por otro lado, en [11] se muestra que la condición de fase mínima de (5) está garantizada SI  $\sigma_r \in (1/2, 1 + \sqrt{2})$ .

Algunas de las observaciones más importantes sobre la naturaleza de la función de transferencia (5) son:

- Si  $\sigma_r < 1$ ,  $T_{Er}(s)$  tiende a ser un compensador de adelanto. Esta es una condición benéfica para la estabilidad del sistema de control.
- Si  $\sigma_r > 1$ ,  $T_{Er}(s)$  tiende a ser un compensador de atraso. Esta es la condición más nociva para la estabilidad del lazo de control.
- Si  $\sigma_r \rightarrow 1$ ,  $T_{Er}(s) = 1$  (el objetivo original de IFOC) de tal manera que los modos de  $T_{Er}(s)$  se hacen no observables/no controlables. Note que  $\sigma_r \rightarrow 1$  es el caso donde IFOC no tiene perturbación.

## IV. CONTROL DE VELOCIDAD

Considere el problema de diseñar un lazo de control para la velocidad angular del motor de inducción utilizando internamente un controlador IFOC de torque. En este caso, la aproximación lineal de la velocidad angular con respecto a la referencia de torque del controlador IFOC estará dada por:

$$\frac{\omega_r(s)}{T_r(s)} = T_{Er}(s) \frac{K_m}{s} \quad (6)$$

Entonces un lazo de control simple para controlar la velocidad angular tendría la estructura que se muestra en la figura 1.

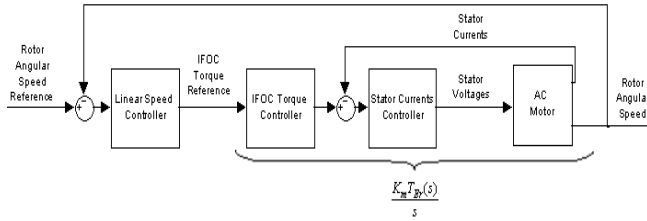


Figura 1. Esquema de control de velocidad angular utilizando IFOC

Es importante mencionar que, por lo regular, el controlador de velocidad se diseña asumiendo  $T_{Er}(s)=1$  (esto es, que la cancelación de IFOC es ideal), de tal manera que un controlador PI es suficiente para ubicar todos los polos del sistema. No obstante, como se ha estudiado,  $T_{Er}(s)$  contiene dos modos adicionales por lo cual es conveniente tener una mayor libertad al diseñar la estructura del controlador de velocidad. En este sentido, el estudio reportado en [11] permite introducir controladores de velocidad de cualquier estructura.

#### V. EJEMPLO 1 (SIMULACIÓN)

A partir del análisis frecuencial presentado en [11] es posible proponer la siguiente especificación de diseño para controladores de velocidad (denotados por  $C(s)$ ):

$$\left[ \left\| T_{Er}(j\omega)C(j\omega)\frac{K_m}{j\omega} \right\| > 20\text{dB} \quad \forall \omega \in (0, \omega_{\min}) \right] \wedge \left[ \angle C(j\omega_{BW}) > -90^\circ + M_f \right] \quad (7)$$

Donde  $\omega_{\min} = \inf_{\omega \in \mathbb{R}} \left[ \angle \widehat{T}_{Er}(j\omega) \right]$ ,  $\omega_{BW}$  es el ancho de banda de  $T_{Er}(s)C(s)$  en condiciones nominales,  $M_f$  es el margen de fase mínimo deseado y  $\widehat{T}_{Er}(s)$  es  $T_{Er}(s)$  evaluada con  $T_{r\max}$ ,  $\sigma_{r\max}$  y  $\bar{\psi}_{r\min}$  y los subíndices *min/max* denotan los mínimos y máximos valores esperados de cada variable respectivamente. Además, se asume que  $T_{Er}(s)$  es de fase mínima, lo cual se cumple SI  $\sigma_r \in (1/2, 1+\sqrt{2})$ . Así mismo, esta condición va acompañada de los requerimientos clásicos para el diseño de controladores utilizando análisis frecuencial, es decir, márgenes de robustez adecuados con la planta nominal y un “roll-off” de al menos 20dB/dec  $\forall \omega \in [\omega_{BW}/10, 10\omega_{BW}]$ .

La condición en magnitud implica una función de sensibilidad complementaria capaz de rechazar las perturbaciones paramétricas por alta ganancia. Por otro lado, la condición en fase se obtiene del hecho de que  $\omega_{BW} > 10\omega_{\min}$  (debido al “roll-off”) por lo que, dada la estructura de  $T_{Er}(s)$ , el efecto en fase de  $T_{Er}(s)$  será

despreciable en  $\omega_{BW}$ .

La condición de diseño (7) resulta en controladores robustos, de muy alto ancho de banda y que tienen un alto índice de rechazo a las perturbaciones en la resistencia del rotor. No obstante, dicho alto ancho de banda puede resultar difícil de alcanzar en la práctica por limitaciones en el actuador del sistema, en este caso el inversor de potencia.

Como ejemplo considere al motor DeLorenzo DL10115A identificado en [3] con  $J = 0.000711$   $a_{44} = 15.4$   $a_{42} = 22.3$  y  $K_T = 1.39$  (Figura 5) y al controlador:

$$C(s) = \frac{2.92(s+400)^2(s+280)}{s(s^2+200s+88400)} \quad (8)$$

Así mismo, se asume que la perturbación estará acotada por  $\sigma_r \in (0.5, 1.5)$ . Este rango de perturbación es aceptable para la mayoría de las aplicaciones. La condición de operación está especificada por  $T_{r\max} = 0.25$ ,  $\bar{\psi}_r = 0.16$  y  $\omega_{r\max} = 375\text{rad/s}$ . Esta condición de operación implica que el motor operará con un alto grado de disminución de flujo (menor del 20% del nominal), lo cual indica que el motor podrá generar sólo una fracción del torque nominal lo cual, en general, es una condición de control adversa. Finalmente, se desea que el sistema de control tenga un ancho de banda mayor o igual a  $40\text{rad/s}$ . Note que las especificaciones sobre el ancho de banda y el “roll-off” también incluyen, de manera muy simple, **especificaciones de desempeño y rechazo a perturbaciones (sensibilidad y sensibilidad complementaria)** que por limitaciones de espacio y por ser bien conocidas no se desarrollarán en este artículo.

La Figura 2 muestra los diagramas de Bode de  $T_{Er}(s)$ ,  $K_m C(s)/s$  y  $K_m T_{Er}(s)C(s)/s$  con el controlador de la ecuación (8) considerando  $T_{r\max} = 0.25$ ,  $\bar{\psi}_{r\min} = 0.16$  y  $\sigma_{r\max} = 1.5$  (el peor caso de perturbación). A partir de dicha figura es posible observar gráficamente como funciona la condición (7). El ancho de banda del sistema de control se fijó una década después de la frecuencia a la cual se introduce la perturbación en  $T_{Er}(s)$ , con lo cual se atenúa su efecto.

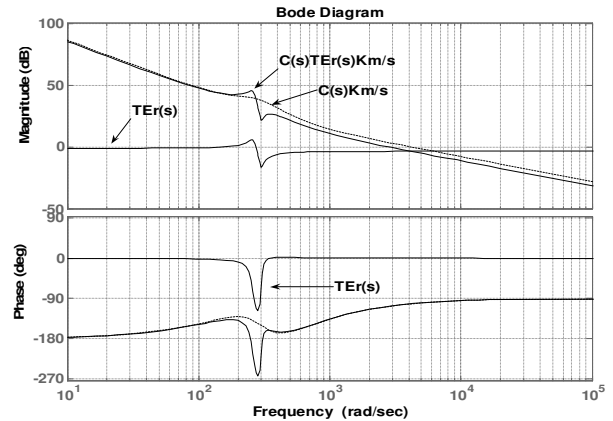


Figura 2. Diagramas de Bode de  $T_{Er}(s)$ ,  $K_m C(s)/s$  y  $K_m T_{Er}(s)C(s)/s$

La Figura 3 muestra la respuesta de la velocidad angular obtenida con una simulación no lineal del sistema de control de la Figura 1 con el controlador (8),  $\bar{\psi}_r = 0.16$ , el torque de carga (9), la perturbación (10), la referencia (11) y una saturación definida por  $|T_r| < 0.25$ .

$$T_L = \begin{cases} 0 & t < 1 \\ 0.125 & 1 \leq t < 1.2 \\ 0.25 & 1.2 \leq t \end{cases} \quad (9)$$

$$\sigma_r = \begin{cases} 0.6 & t < 1 \\ \frac{0.9}{0.4}(t-1) + 0.6 & 1 \leq t < 1.4 \\ 1.5 & t \geq 1.4 \end{cases} \quad (10)$$

$$\omega_{ref} = \begin{cases} 400t & t < 0.5 \\ 200 & t \geq 0.5 \end{cases} \quad (11)$$

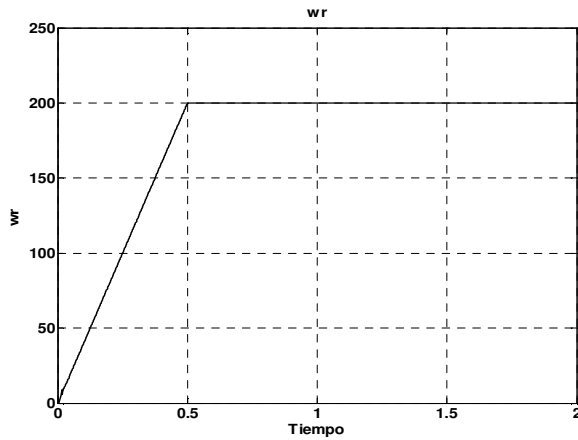


Figura 3a. Respuesta simulada de la velocidad del rotor

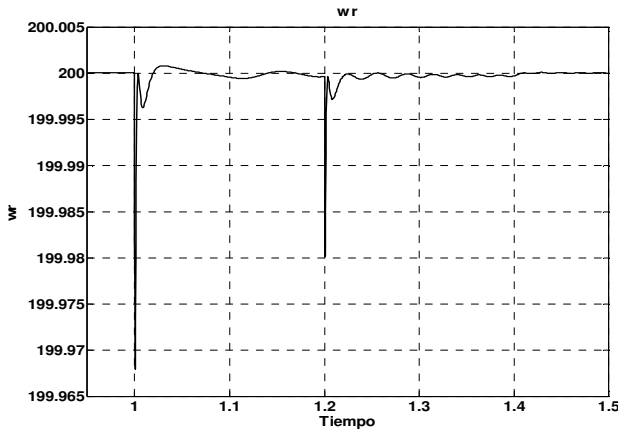


Figura 3b Acercamiento a la respuesta simulada de la velocidad del rotor

En este caso el sistema es capaz de rechazar las perturbaciones paramétricas y de carga si dificultad. No obstante, es difícil implementar sistemas de tan alto ancho de banda debido a limitaciones en los actuadores.

## VI. EJEMPLO 2 (TIEMPO REAL)

A través de análisis reportado en [11] es posible proponer la siguiente especificación de diseño que resulta en

controladores con menor ancho de banda:

$$\angle C(j\omega_{\min}) > -90^\circ - \angle \widehat{T}_{Er}(j\omega_{\min}) \quad (12)$$

Note que ahora no se incluye el margen de fase, es decir se permite que  $\angle T_{Er}(j\omega_o)C(j\omega_o) = -180^\circ$  en el peor de los casos. Esto se debe a que  $\widehat{T}_{Er}(s)$  no es la planta nominal sino la que mayor perturbación presenta. Esta condición también esta condición debe ir acompañada de los requerimientos clásicos para el diseño de controladores utilizando análisis frecuencial que se mencionan en la sección anterior.

La inspección del diagrama de Bode de  $T_{Er}(s)$  en el caso del motor identificado en [3] con  $T_{r\max} = 0.25$ ,  $\bar{\psi}_{r\max} = 0.16$  y  $\sigma_{r\max} = 1.5$  revela que la mínima fase de  $T_{Er}(s)$  es de  $-117^\circ$  en  $\omega = 282 \text{ rad/s}$ . Un controlador de velocidad que cumple con la condición (12) en estas condiciones esta dado por:

$$C(s) = \frac{0.1212(s+120)^2(s+20)}{s(s+950)(s+70)} \quad (13)$$

La Figura 4 muestra los diagramas de Bode de  $T_{Er}(s)$ ,  $K_m C(s)/s$  y  $K_m T_{Er}(s)C(s)/s$  con el controlador (13) considerando  $T_{r\max} = 0.25$ ,  $\bar{\psi}_{r\min} = 0.16$  y  $\sigma_{r\max} = 1.5$ . En este caso es interesante notar el efecto que introduce la perturbación en la resistencia del rotor. En particular, se puede afirmar que el diseñar  $C(s)$  considerando  $T_{Er}(s)=1$  puede resultar en un sistema inestable. Por otro lado, el análisis frecuencial permite diseñar fácilmente un controlador que cumpla con los requerimientos de diseño, incluyendo el desempeño y rechazo a perturbaciones así como perturbaciones sobre la resistencia del rotor.

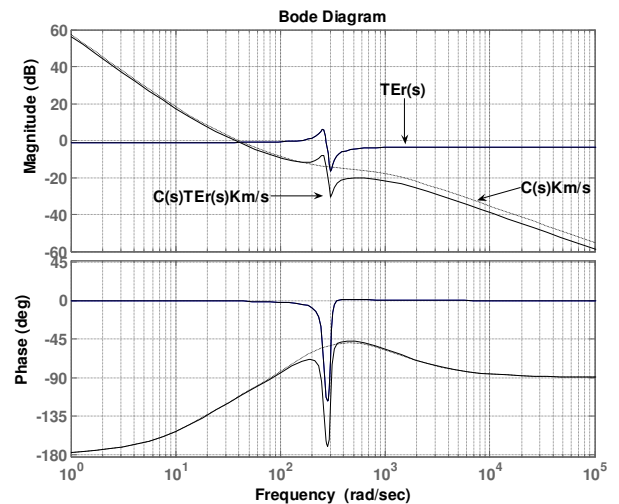


Figura 4. Diagramas de Bode de  $T_{Er}(s)$ ,  $K_m C(s)/s$  y  $K_m T_{Er}(s)C(s)/s$

El sistema de control se implementó en un banco de pruebas con las siguientes características (Figura 5):

- Inversor de tres fases basado en módulos IGBT con una frecuencia de conmutación de 5KHz.
- Modulación por ancho de pulso basada en “Space-Vector-Pulse-Width-Modulation”.
- Sensores de corriente de efecto Hall por fase.
- Tarjeta de procesamiento de datos DSpace DS1103.

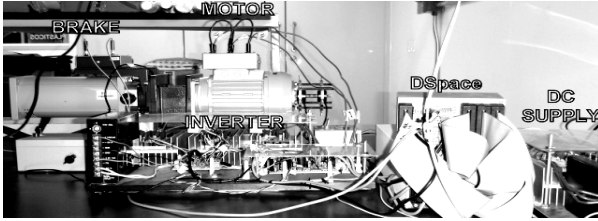


Figura 5. Banco de pruebas para el motor de inducción DeLorenzo DL10115A

La Figura 6 muestra la respuesta en tiempo real de la velocidad angular a una señal de arranque tipo rampa. Note que debido a la condición de operación adversa, impuesta intencionalmente, el torque máximo se encuentra muy limitado, por lo cual se utiliza una señal de arranque tipo rampa.

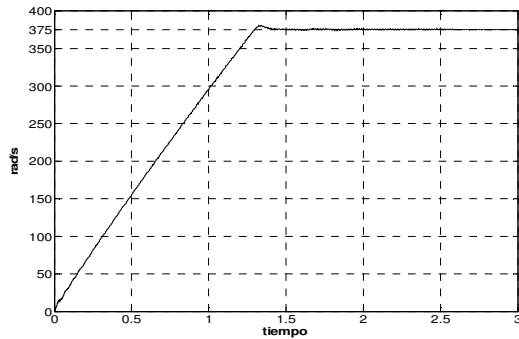


Figura 6. Respuesta en tiempo real de la velocidad angular del rotor a una señal arranque de tipo rampa

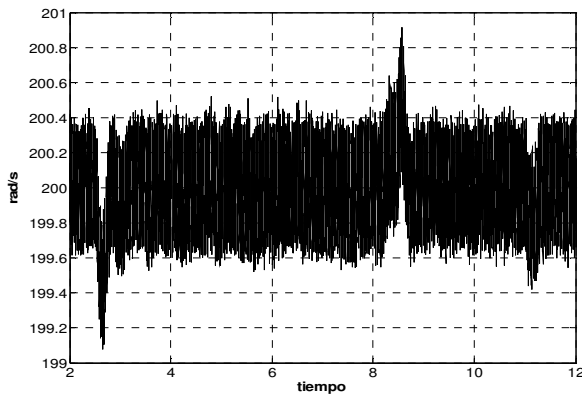


Figura 7. Respuesta en tiempo real de la velocidad angular en regulación (200rad/s) ante cargas de torque  
En el caso de regulación, la Figura 7 muestra la respuesta en tiempo real de la velocidad angular con una referencia fija de 200rad/s ante la carga de torque de la Figura 8.

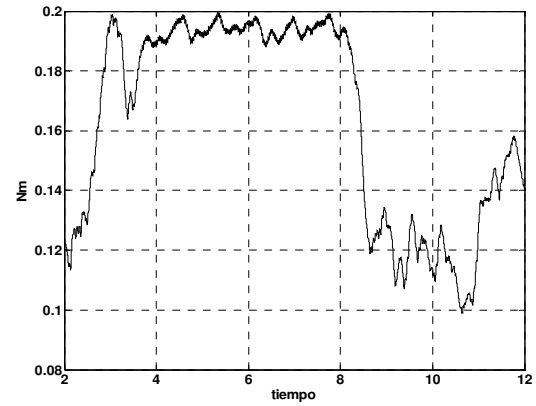


Figura 8. Carga de torque medida en el experimento de la Figura 7

En las figuras anteriores se puede observar que el sistema de control tiene un desempeño adecuado aún en condiciones de operación adversas.

## VII. EJEMPLO 3 (TIEMPO REAL)

En esta sección se presenta un ejemplo adicional en una condición de operación menos adversa:  $T_{r\max} = 1$ ,  $\bar{\psi}_r = 0.51$  (aprox. 50% del flujo nominal) y el mismo grado de perturbación. La Figura 9 muestra los diagramas de Bode de  $T_{Er}(s)$ ,  $K_m C(s)/s$  y  $K_m T_{Er}(s)C(s)/s$  con el control de la ecuación (13) considerando  $T_{r\max} = 1$ ,  $\bar{\psi}_{r\min} = 0.51$  y  $\sigma_{r\max} = 1.5$ . Comparando esta figura con la Figura 4 es posible observar que al tener un mayor nivel de flujo de referencia (3 veces mayor que en los ejemplos anteriores) las perturbaciones sobre  $T_{Er}(s)$  son menores. Esto se explica a fondo en [11] y es resultado de la estructura polos/ceros de  $T_{Er}(s)$ . Sería posible rediseñar el controlador (13) de acuerdo a la condición (12); sin embargo, dado que el desempeño nominal es igual en ambos casos, esto no es necesario.

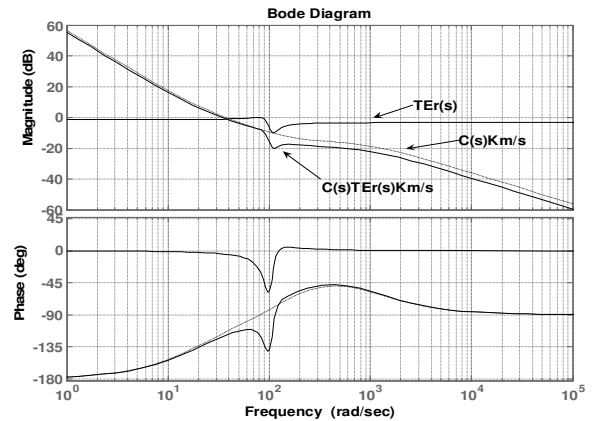


Figura 9. Diagramas de Bode de  $T_{Er}(s)$ ,  $K_m C(s)/s$  y  $K_m T_{Er}(s)C(s)/s$

El esquema de control se implementó en el banco de pruebas. La Figura 10 muestra la respuesta en tiempo real de

$\omega_r$  con  $\omega_{ref} = 150\text{rad/s}$ , el controlador (13),  $\bar{\psi}_r = 0.51$  y  $T_{r,max} = 1$ . La carga de torque medida se muestra en la Figura 11.

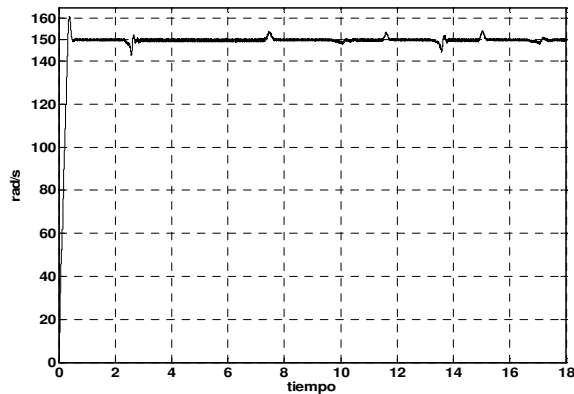


Figura 10a. Respuesta en tiempo real de la velocidad del rotor ante cargas de torque

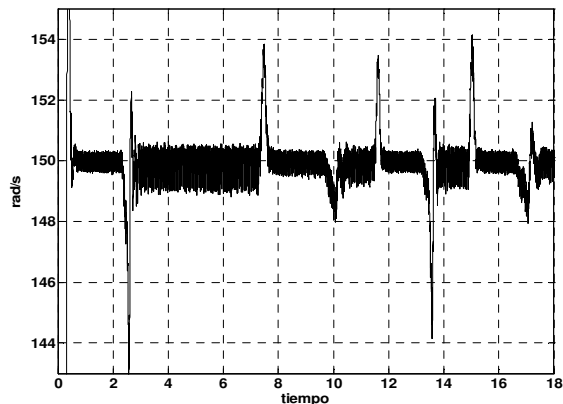


Figura 10b. Acercamiento a la respuesta en tiempo real de la velocidad del rotor ante cargas de torque

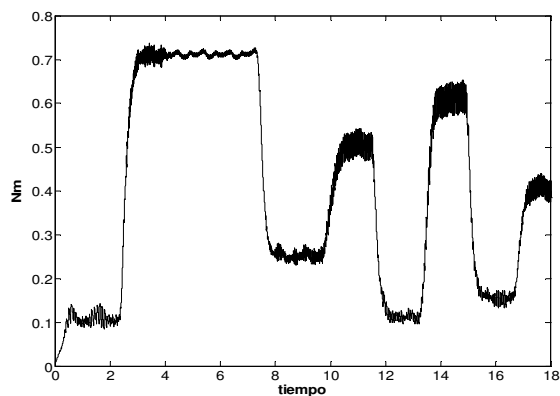


Figura 11. Carga de torque en el experimento de la Fig. 10.

### VIII. CONCLUSIONES

En este artículo se presenta una serie de ejemplos de diseño de controladores de velocidad para motores de inducción utilizando herramientas de control clásico. En

particular, los ejemplos muestran como se puede incluir el efecto de perturbaciones y en la resistencia del rotor (atrás del ángulo de deslizamiento) dentro del proceso de diseño de los controladores así como elementos de diseño clásicos. Esto resulta en sistemas de control particularmente robustos, en los cuales también se puede considerar fácilmente especificaciones de desempeño, como anchos de banda y rechazo a perturbaciones (sensibilidad y sensibilidad complementaria). Las recomendaciones de diseño se pueden aplicar a cualquier motor de inducción y se dan en términos frecuenciales, lo cual permite que se utilicen herramientas de diseño tales como “Loop Shaping”.

Un aspecto notable es que los controladores resultantes mantienen la simplicidad de los tradicionales PI/PID diseñados sin considerar perturbaciones en el subsistema de torque de IFOC, lo cual es importante para su aplicabilidad industrial.

Finalmente, algunos de los controladores diseñados se implementaron en tiempo real mostrando resultados satisfactorios, lo cual comprueba su utilidad en aplicaciones prácticas.

### REFERENCIAS

- [1] J. Liceaga-Castro, L. Amezcua-Brooks, E. Liceaga-Castro, ICAD current controller assessment under FOC motor control schemes, IEEE CERMA 2007, Mexico
- [2] J. Liceaga-Castro, L. Amezcua-Brooks, E. Liceaga-Castro, Induction motor current controller for field oriented control using individual channel design, 34th IEEE IECON 2008, USA.
- [3] J. Liceaga-Castro, L. Amezcua-Brooks, E. Liceaga-Castro, Induction Motor Identification for FOC or DTC Control Design, 27th IASTED MIC, 2008, Austria
- [4] John Chiasson, Modelling and High-Performance control of electric machines IEEE Press, USA, 2005
- [5] Bin WU, High Power Converters and AC Drives IEEE Press, USA, 2006
- [6] Gi-Won Chang, Et. al, Tuning Rules for the PI Gains of Field-Oriented Controllers of Induction Motors, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 47, No. 3, June 2000
- [7] A. S. Bazanella R. Reginatto, Instability Mechanisms in Indirect Field Oriented Control Drives: Theory and Experimental Results, IFAC 15th Triennial World Congress, Barcelona, Spain
- [8] A. S. Bazanella R. Reginatto, On Hopf bifurcations in indirect field oriented control of induction motors: Designing a robust PI controller, Proceedings of the 38 IEEE CDC Conference on Decision & Control, USA 1999
- [9] A. S. Bazanella and R. Reginatto, Robust tuning of the speed loop in indirect field oriented control of induction motors, Automatica Volume 37, Issue 11, November 2001, Pages 1811-1818
- [10] A. S. Bazanella R. Reginatto, AV. Osvaldo, Robustness margins for indirect field-oriented control of induction motors, Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision & Control Tampa, Florida USA December 1998
- [11] J. Liceaga-Castro, L. Amezcua-Brooks, E. Liceaga-Castro, Robust IFOC induction motor controllers using classical tools, IEEE CERMA 2009, Mexico September