

**INDIRECT FIELD ORIENTED CONTROL WITH ROTOR TIME ADAPTATION****ESQUEMA INDIRECTO POR CAMPO ORIENTADO CON ADAPTACIÓN DE LA CONSTANTE DE TIEMPO DEL ROTOR****Msc. Jorge Luis Díaz Rodríguez., PhD. Aldo Pardo García****Universidad de Pamplona.** Ciudadela Universitaria. Pamplona, Colombia.

Tel: 57-7-5685303, Fax: 57-7-5685303 Ext. 156

E-mail: {jdiazcu, apardo13}@unipamplona.edu.co

**Abstract:** This papers deals with the use of a Model of Reference Adaptive Control (MRAC) scheme for parameter adaptation of an indirect field oriented control of an induction motor. The behavior of the parameters was analyzed using three different reference models. The considered reference models were: direct axis voltage(d), quadrature axis voltage (q) and reactive power. For each reference model the adaptation error was analyze. Using the obtained equations the parameter convergence in different motor conditions was analyzed.

**Resumen:** Este trabajo trata sobre la utilización de un esquema de Control Adaptable por Modelo de Referencia (MRAC) para la adaptación de parámetros de un control indirecto por campo orientado de un motor de inducción. Se analiza el comportamiento de los parámetros utilizando tres modelos de referencias distintos. Los modelos de referencia considerados fueron: voltaje en el eje directo (d), voltaje en el eje en cuadratura (q) y potencia reactiva. Para cada modelo de referencia se desarrolló el error de adaptación. A través de estas ecuaciones se analizó la convergencia de parámetros en diversas condiciones del motor.

**Keywords:** Induction Motor, Vector Control, Field Oriented Control, Adaptive Control, Parameter Estimation, Model of Reference Adaptive Control (MRAC).

## 1. INTRODUCCIÓN

El control por campo orientado es el método más popular para obtener mejores prestaciones dinámicas en los accionamientos eléctricos con motores de inducción. Existen dos categorías básicas del campo orientado: método directo e indirecto.

La diferencia principal es que el método directo logra el desacoplo mediante la medición directa o indirecta del flujo eléctrico del rotor, mientras que el método indirecto lo logra mediante la medición de la velocidad y el cálculo del deslizamiento con los valores de la referencia.

Ambos esquemas utilizan típicamente algún tipo de regulación de corriente del estator.

El método indirecto ha sido el preferido ya que no se necesita medir o estimar el flujo, simplificando con esto el controlador y reduciendo los costos. Sin embargo el cálculo de la frecuencia del deslizamiento depende de la constante de tiempo del rotor la cual varía principalmente con la temperatura del rotor. Y si no se conoce su valor exacto los indicadores dinámicos del control por campo orientado se deterioran.

Se ha propuesto varios esquemas por MRAC para adaptar tales variaciones (Garcés L. J., Mar/Apr. 1990, Sugimoto and Tamai S., 1987). Como se conoce en este método se especifica el comportamiento deseado del motor por un modelo de referencia. Para lograr la adaptación se utiliza la señal de error entre la salida del modelo de referencia y las mediciones en los terminales del motor. Varios modelos de referencia han sido presentados en la literatura. En (Garcés L. J., Mar/Apr. 1990) el modelo de referencia corresponde a una función modificada de la potencia reactiva. En (Rowan T. M., Kerkman R. J. and Leggate D., July/Aug. 1991) se utiliza un modelo de referencia basado en el par. En (Reginatto R.), se proponen 3 modelos de referencia basados en los voltajes. Todos estos modelos de referencia son algebraicos, y la mayoría de ellos basados en la operación en estado estable del motor de inducción.

## 2. MÉTODO DE ADAPTACIÓN POR MRAC

La figura 1 muestra la estructura básica de un esquema MRAC con adaptación de la ganancia de la frecuencia del deslizamiento similar al esquema MRAC generalizado mostrado en (Reginatto R., Sugimoto and Tamai S., 1987).

La variable  $Y^*$  es la salida del modelo de referencia y representa el valor de alguna de las variables del motor. La variable  $Y$  es el valor real de esta variable que se obtiene mediante mediciones realizadas en los terminales del motor. La diferencia  $Y^* - Y$  produce el error de adaptación  $e_a$  el cual es multiplicado por la

referencia de la corriente que produce el par  $i_{qs}^c$ , que luego se integra para producir la ganancia de la frecuencia del deslizamiento  $\hat{k}_s$ , se usa directamente por el control en campo orientado, para determinar la frecuencia del deslizamiento  $w_{sl}$ .

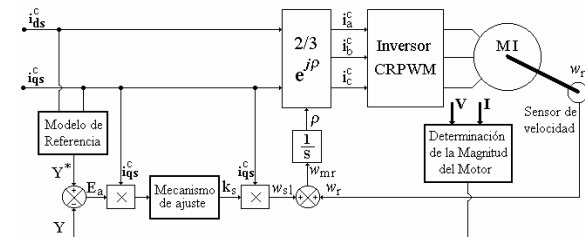


Fig. 1. Diagrama del sistema en Campo Orientado.

El objetivo de este método es adaptar la ganancia  $\hat{k}_s$  para lograr la convergencia del error de adaptación a cero. El modelo de referencia juega un papel determinante en esta estructura de adaptación, ya que en él se especifica el comportamiento del sistema, en este caso el comportamiento del motor de inducción en campo orientado. Así el modelo de referencia debe ser capaz de predecir este comportamiento para que la ganancia  $\hat{k}_s$  converja a su valor nominal, o sea que el error de adaptación tienda a cero.

Todos estos modelos están basados en el modelo del motor de inducción con circuito magnético lineal y a flujo de referencia constante.

## 3. MODELO DE REFERENCIA ALGEBRAICO

Los modelos de referencias algebraicos son aquellos que contienen sólo operaciones algebraicas. Ellos no incluyen operaciones integrales o diferenciales.

Los modelos de referencias algebraicos que consideramos en este trabajo son obtenidos de la operación en estado estable. En esta situación el voltaje del estator en referencia a los ejes sincrónicos está dada por:

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + w_e \lambda_{ds} \quad (1)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - w_e \lambda_{qs} \quad (2)$$

Donde los símbolos están definidos en los anexos.

El flujo del estator en campo orientado esta dado por:

$$\lambda_{qs} = L_{\sigma} i_{qs} \quad (3)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} \quad (4)$$

El modelo de referencia del voltaje en el eje d se desarrolla mediante la sustitución en 2 de la condición del campo orientado 3. Esto esta dado en (Reginatto R)

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds}^c - w_e L_{\sigma} i_{qs}^c \quad (5)$$

El modelo de referencia del voltaje en el eje q se obtiene mediante la sustitución en 1 la condición del campo orientado 4. Se obtiene (Reginatto R):

$$v_{qs}^* = R_s i_{qs}^c + w_e L_s i_{ds}^c \quad (6)$$

La potencia reactiva es obtenida mediante:

$$Q = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \quad (7)$$

El modelo de referencia de la potencia reactiva es determinado mediante la sustitución de la ecuación 1 y 2 en 7, aplicando las condiciones 3 y 4 del campo orientado. Esto esta dado en (Reginatto R).

$$Q^* = w_e \left( L_s i_{ds}^c + L_{\sigma} i_{qs}^c \right) \quad (8)$$

Las ecuaciones 5-8 producen la variable  $Y^*$  en la figura 1. La variable correspondiente  $Y$  se obtiene directamente mediante la medición de  $v_{ds}$  y  $v_{qs}$  de los ejes d y q de los modelos de referencia de voltaje y de la ecuación 7 se obtiene el modelo de referencia de la potencia reactiva.

### 3.1 Error de adaptación

Para formular el error de adaptación, todos los parámetros del motor que describen los modelos de referencia se suponen conocidos y debe existir una correspondencia exacta entre las corrientes reales y las de referencia del motor. En este trabajo no se considera el efecto de la saturación. Las expresiones del error de adaptación son obtenidas tomando la diferencia  $Y^* - Y$  para cada modelo de referencia. El voltaje del estator medido en los terminales del motor viene dado por 18 y 19. Usando estas dos ecuaciones y la 7 obtenemos: (Sugimoto and Tamai S., 1987).

Modelo de referencia del voltaje en el eje d:

$$e_a^{vds} = \frac{L_m}{L_r} \left( w_e \lambda_{qr} - p \lambda_{dr} \right) \quad (9)$$

Modelo de referencia del voltaje en el eje q:

$$e_a^{vqs} = -\frac{L_m}{L_r} \left[ w_e (\lambda_{qr} - L_m i_{ds}) + p \lambda_{qr} \right] - L_{\sigma} p i_{qs} \quad (10)$$

Modelo de referencia de la potencia reactiva:

$$e_a^{pr} = -\frac{L_m}{L_r} w_e \left[ i_{ds} (\lambda_{qr} - L_m i_{ds}) + i_{qs} \lambda_{qr} \right] - \frac{L_m}{L_r} \left( i_{ds} p \lambda_{qr} - i_{qs} p \lambda_{dr} \right) - L_{\sigma} i_{ds} p i_{qs} \quad (11)$$

Estas ecuaciones predicen el error de adaptación en ambos casos, en el estado estable y en régimen transitorio.

### 3.2 Análisis en estado estable

En estado estable, el término derivativo que aparece en las ecuaciones 9 - 11 es cero. El error de adaptación en estado estable se expresa mejor mediante la razón de desintonización:

$$x = \frac{\hat{k}_s}{k_s^0} \quad (12)$$

Escribiendo el error de adaptación en operación en estado estable como una función de la razón 12, obtenemos.

El modelo de referencia del voltaje en el eje d:

$$e_a^{vds} = v_0 \left[ \tau_r w_r + x \cdot \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right) \right] \cdot \frac{(1-x) \cdot \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)}{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \quad (13)$$

El modelo de referencia del voltaje en el eje q:

$$e_a^{vqs} = v_0 \left[ \tau_r w_r + x \cdot \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right) \right] \cdot \frac{x(x-1) \cdot \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \quad (14)$$

El modelo de referencia de la potencia reactiva:

$$e_a^{pr} = Q_0 \left[ \tau_r w_r + x \cdot \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right) \right] \cdot \frac{(x^2 - 1) \cdot \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( x \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \quad (15)$$

Donde:

$$v_0 = R_r i_{ds} \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \quad y \quad Q_0 = v_0 i_{ds} \quad (16, 17)$$

La razón  $i_{qs}/i_{ds}$  juega un papel importante en las ecuaciones 13-15. Como esta razón es una función del par exigido por la carga, esta expresa la dependencia de la carga de los errores de adaptación. Por supuesto, pequeños valores de la razón  $i_{qs}/i_{ds}$  implican pequeños valores de errores de adaptación. En lo extremo, el error de adaptación tiende a cero cuando  $i_{qs} = 0$ , no existe adaptación cuando sin carga. Esto no es un problema particular del método MRAC, otros esquemas tienen el mismo problema.

El error de adaptación también depende de la frecuencia, en el término  $w_r$  como se muestra en 13-15. A velocidad nominal el error de adaptación será mayor que a baja velocidad. La dependencia del error de adaptación en  $x$  es no lineal. Para  $x = 1$  no se produce error de adaptación y esto determina un punto de equilibrio para la ganancia  $\hat{k}_s$ . Esto corresponde a la condición de sintonía.

### 3.3 Análisis transitorio

Los términos derivativos de  $i_{qs}$  en la ecuación 10 y 11 demuestran que el error de adaptación depende de los transitorios de  $i_{qs}$ . Tal derivada aparece porque los modelos de referencia fueron basados en consideraciones de estado estable y no puede predecir el comportamiento transitorio del motor de inducción en campo orientado.

La ecuación 9 no demuestra tal dependencia porque  $e_a^{vds}$  depende de la derivada de  $i_{qs}$  y se supone la condición a flujo constante.

La dependencia del error de adaptación de los transitorios de  $i_{qs}$  introduce un importante problema. El problema que surge es que para cualquier transiente de  $i_{qs}$  se producirá un error de adaptación independientemente de la condición de sintonía. Esto puede ser visto como un error de

adaptación falso y causará una adaptación de  $\hat{k}_s$  a un valor erróneo. Por esto, el sistema puede salir de sintonía debido a estos transientes (Sugimoto and Tamai S., 1987).

Como la sensibilidad a la sintonía es mayor a bajos niveles de flujo, el problema será mayor en esta situación. Además, el problema será más significativo aún si se requiere cambios del par frecuentemente como por ejemplo en aplicaciones robóticas.

## 4. FORMULACIÓN DEL MODELO DINÁMICO

Para desarrollar un modelo dinámico del motor de inducción en campo orientado, debe considerarse su comportamiento en esta situación, como sigue:

El voltaje del estator del motor de inducción está dado por

$$v_{qs} = R_r i_{qs} + w_e L_\sigma i_{ds} + p L_\sigma i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} (w_e \lambda_{dr} + p \lambda_{qr}) \quad (18)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - w_e L_\sigma i_{qs} + p L_\sigma i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} (w_e \lambda_{qr} + p \lambda_{dr}) \quad (19)$$

En la condición de campo orientado suponiendo operación a flujo constante:

$$\lambda_{qr} = p \lambda_{dr} = 0 \quad (20)$$

$$\lambda_r = L_m i_{ds} \quad (21)$$

Sustituyendo 20 y 21 en 18 y 19 obtenemos:

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + w_e L_s i_{ds} + p L_\sigma i_{qs} \quad (22)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - w_e L_\sigma i_{qs} \quad (23)$$

Las ecuaciones 22 y 23 describen el comportamiento del voltaje del estator del motor de inducción en ambos casos, en régimen transitorio y en operación en estado estable. La única diferencia entre ellas y la ecuación 5 y 6 es la derivada de  $i_{qs}$  que aparece en la ecuación 22. Para considerar tal derivada se puede construir un modelo similar a como se muestra en la figura 2.

En la figura G(p) es el regulador PID standard. Tiene la misma función que el inversor CRPWM, produciendo el voltaje del estator  $v_{qs}^m$  para lograr que  $i_{qs}^m$  siga de cerca a  $i_{qs}^c$ , si  $G(p)$  esta diseñado para lograr esta aproximación.

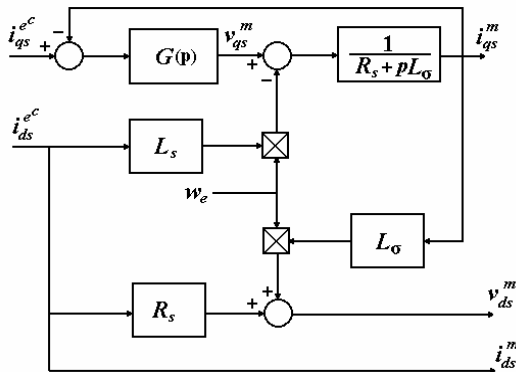


Fig. 2. Diagrama de bloque del modelo dinámico.

$$i_{qs}^m \approx i_{qs}^c \quad (24)$$

Esto puede declararse como:

$$v_{qs}^m = R_s i_{qs}^m + w_e L_s i_{ds}^c + p L_\sigma i_{qs}^m \quad (25)$$

$$\approx R_s i_{qs}^c + w_e L_s i_{ds}^c + p L_\sigma i_{qs}^c$$

$$v_{ds}^m = R_s i_{ds}^c - w_e L_\sigma i_{qs}^m \approx R_s i_{ds}^c - w_e L_\sigma i_{qs}^c \quad (26)$$

Ahora, como se estableció que  $i_{qs} = i_{qs}^c$  y  $i_{ds} = i_{ds}^c$ , la ecuación 25 declara que voltaje del estator en el eje q del modelo dinámico  $v_{qs}^m$  corresponde al voltaje actual del motor  $v_{qs}$ . Por esto, el modelo dinámico predice el comportamiento del voltaje del estator del motor de inducción en ambos casos, en régimen transitorio y operación en estado estable.

Matemáticamente el modelo dinámico puede ser escrito como:

$$i_{qs}^m = \frac{1}{R_s + p L_\sigma} (v_{qs}^m - w_e L_s i_{ds}^c) \quad (27)$$

$$v_{qs}^m = G_c(p) \cdot (i_{qs}^c - i_{qs}^m) \quad (28)$$

$$v_{ds}^m = R_s i_{ds}^c - w_e L_\sigma i_{qs}^m \quad (29)$$

#### 4.1 Modelos de referencia dinámicos

El modelo dinámico desarrollado en la sección previa se puede utilizar para construir un modelo de referencia similar al algebraico. Los modelos de referencia de los voltajes en los ejes d y q se obtienen directamente como:

$$v_{ds}^* = v_{ds}^m \quad (30)$$

$$v_{qs}^* = v_{qs}^m \quad (31)$$

El modelo de referencia de la potencia reactiva es obtenido mediante:

$$Q^* = v_{qs}^m i_{ds}^c - v_{ds}^m i_{qs}^m \quad (32)$$

Estos modelos serán denominados como modelos de referencia dinámicos porque ellos están basados en el modelo dinámico del motor de inducción.

#### 4.2 Error de adaptación

El error de adaptación  $e_a = Y^* - Y$  para los modelos de referencia dinámicos se obtiene de la misma forma que los algebraicos. La variable  $Y^*$  viene dada por las ecuaciones 30-32 mientras la variable  $Y$  viene dada por las ecuaciones 18,19 y 7.

El modelo de referencia del voltaje en el eje d:

$$e_a^{vds} = \frac{L_m}{L_r} (w_e \lambda_{qr} - p \lambda_{dr}) \quad (33)$$

El modelo de referencia del voltaje en el eje q:

$$e_a^{vqs} = -\frac{L_m}{L_r} [w_e (\lambda_{dr} - L_m i_{ds}) + p \lambda_{qr}] \quad (34)$$

El modelo de referencia de la potencia reactiva:

$$e_a^{Pr} = -w_e \frac{L_m}{L_r} [i_{ds} (\lambda_{dr} - L_m i_{ds}) + i_{qs} \lambda_{qr}] - \frac{L_m}{L_r} (i_{ds} p \lambda_{qr} - i_{qs} p \lambda_{dr}) \quad (35)$$

Las ecuaciones 33-35 se pueden comparar con las ecuaciones 9-11 para realizar un análisis comparativo.

#### 4.3 Análisis en Estado Estable

En operación en estado estable, los términos derivativos en las ecuaciones 33-35 son cero. De esta forma, se reduce al error de adaptación obtenido mediante el modelo de referencia algebraico (ecuaciones 9-11 en estado estable), así que ambos modelos de referencia, el dinámico y el algebraico tienen el mismo comportamiento en estado estable y producen el mismo error de adaptación. Esto puede parecer obvio porque ambos modelos de referencia predicen el mismo comportamiento para el motor de inducción en operación en estado estable. Además, el error de adaptación en el modelo de referencia dinámico para el eje d y el algebraico del mismo eje, es el mismo porque el voltaje del estator en el eje d no depende de los transientes de  $i_{qs}$ , como fue mencionado anteriormente.

#### 4.4 Análisis Transitorio

Las ecuaciones 34 y 35 muestran que el error de adaptación, a través de los modelos de referencia dinámicos del voltaje en el eje q y el de la potencia reactiva, no dependen de los transientes de  $i_{qs}$  como era en el caso del modelo de referencia algebraico. Esta es la ventaja principal del modelo de referencia dinámico sobre al algebraico. Ellos son capaces de predecir el comportamiento deseado para el motor de inducción en ambos casos, estado estable y transitorio, así no se produce error de adaptación falso durante los transientes de  $i_{qs}$ . La ecuación 26 demuestra que el modelo de referencia dinámico en el eje d es igual al algebraico. Así, se obtiene el mismo comportamiento en ambos casos, en estado estable y transitorio, esto debido a que el voltaje en el eje d no depende transientes de  $i_{qs}$  como fue mencionado anteriormente. Depende solamente de los transientes de  $i_{ds}$  que no se consideraron porque se supone la operación a flujo constante.

### 5. DEPENDENCIA DE LOS PARÁMETROS DEL MOTOR

Ambos modelos de referencia el dinámico y algebraico son dependientes de los parámetros del

motor, los parámetros del motor contiene  $R_s$ ,  $L_s$ , y  $L_\sigma$ . La resistencia del estator varía con la temperatura, mientras las inductancias  $L_s$  y  $L_\sigma$  varían con la saturación del circuito magnético del motor. (Krishnan R., F. C. Doran, Ju 1/Aug.1987, Reginatto R.).

Los modelos de referencia dinámicos del voltaje en el eje q y el de la potencia reactiva contienen estos parámetros mientras el algebraico contiene sólo dos de estos parámetros. Esto expresa mayor comportamiento robusto del modelo de referencia algebraico que el dinámico. Además, se observa que el modelo de referencia dinámico es mucho más complejo que el algebraico porque contiene operaciones integrales.

### 6. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN:

Se obtuvieron los resultados de las simulaciones para un accionamiento con campo orientado indirecto de un motor de inducción con lazo cerrado de velocidad. Se aplicó un cambio en la referencia de velocidad en  $t = 0.1$  s y se obtuvo la gráfica de  $\hat{k}_s$  vs  $t$ . Se realizaron para ambos modelos algebraicos y dinámicos de voltaje en el eje q y de potencia reactiva. El sistema inicialmente está sintonizado y trabajando a flujo nominal con el 20% de la carga. Los parámetros del motor se muestran en los anexos.

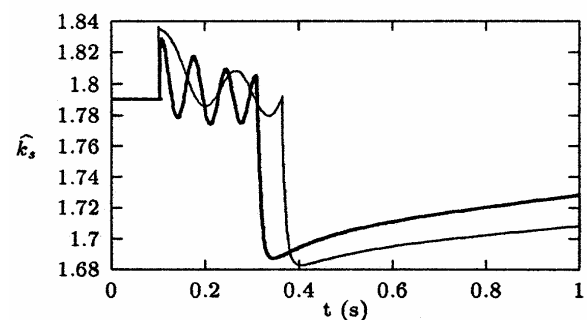


Fig. 3. Simulación del comportamiento de la adaptación de  $\hat{k}_s$  durante un cambio de referencia. Modelos de ref. algebraicos de voltaje del eje q y de potencia reactiva.

Además, la figura 3 muestra el comportamiento de  $\hat{k}_s$  para el caso de los modelos de referencia algebraicos. La figura muestra además que  $\hat{k}_s$  abandona su valor de sintonía durante el transiente de velocidad para ambos modelos. Esto es debido a que un cambio en la referencia de velocidad produce un transiente de  $i_{qs}$  el cual introduce un error de adaptación, aunque el sistema está sintonizado inicialmente.

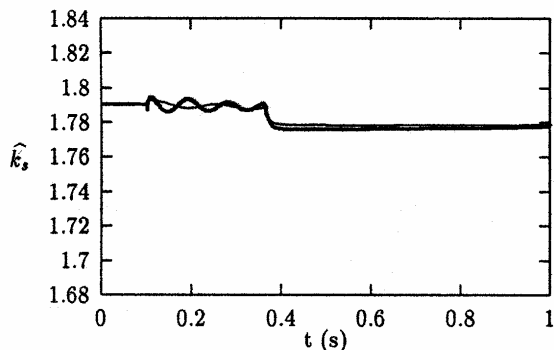


Fig. 4. Simulación del comportamiento de la adaptación de  $\hat{k}_s$  durante cambio de referencia. Modelos de ref. dinámicos de voltaje del eje q y de potencia reactiva.

La desintonización en este introducida en este caso es menor que en el caso de los modelos de referencia algebraicos. Comparando ambos resultados notamos que los modelos de referencias dinámicos tienen mejor comportamiento que sus equivalentes algebraicos.

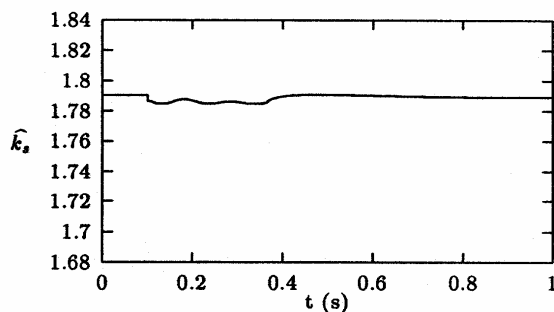


Fig. 5. Simulación del comportamiento de la adaptación de  $\hat{k}_s$  durante cambio de referencia. Modelos de ref. de voltaje del eje d.

La figura 5 muestra el comportamiento de  $\hat{k}_s$  para el modelo de referencia de voltaje en el eje d. Se observa que su comportamiento es similar al caso de los modelos de referencia dinámicos (figura 4), esto permite concluir que la desintonía que se introduce en este caso no es consecuencia de los transientes de  $i_{qs}$ , sino a otros errores que no se incluyen en estos análisis. De modo que la derivada de  $i_{qs}$  fue exactamente predicha con los modelos de referencias dinámicos.

## 7. CONCLUSIONES

En este trabajo se analizó los efectos de los transientes de  $i_{qs}$  en los indicadores de la adaptación mediante modelos de referencia algebraicos de los voltajes y de la potencia reactiva. Además, se propuso un modelo dinámico del motor de inducción en campo orientado indirecto que considera su comportamiento transitorio, se obtuvieron modelos de referencia dinámicos basados en los voltajes y en la potencia reactiva. Finalmente, se presentó un análisis comparativo del comportamiento de los modelos de referencia algebraicos y dinámicos, incluyendo los resultados de la simulación, los cuales muestran un aumento en sus indicadores a través de estos últimos.

## REFERENCIAS

- Blaschke 1972, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines", Siemens Review, Vol. XXXIX, pp.217-220,.
- Novoty D Sep. 1986. W. and P.C.Sen, "Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives", Tutorial course presented at IEEE Ind. Applic. Soc. Annual Meeting,
- Krishnan R., F. C. Doran, Ju 1/Aug.1987 "Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems", IEEE Trans. Ind. Appl, Vol. IA-23, pp. 623-635.

- Nordin K. B., D. W. Novonty and D. S. Zinger, July/Aug. 1985. "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feed-forward Field Orientation Drive Systems", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, pp. 1009-1015,
- Krishnan R., A.S. Bharadwaj, Oct.1991. "A Review of Parameter and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems", IEEE Transaction o Power Electronics, Vol.6, pp. 695-703,
- Lorenz R. D. and D. W. Novonty, Mar/Apr. 1990. "Saturation Effects in Field-Oriented Induction Machines", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-26, pp. 283-289,
- Garcès L. J., Mar/Apr. 1990 "Parameter Adaptation for the Speed Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-16, pp. 173-178,.
- Ohnishi K., Y. Ueda and K. Miyachi , Aug. 1986. "Model Reference Adaptive System Against Rotor Resistance Variation in Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Elect. Appl., Vol. IE-33, pp. 217-223
- Lorenz R. D and Lawson D.B, May/June. 1990. "A Simplified Approach to Continuous On-line Tuning of Field-Oriented Induction Machine Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 26, pp. 420-424,
- Rowan T. M., Kerkman R. J. and Leggate D., July/Aug. 1991. "A Simple On-Line Adaptation for Indirect Field-Orientation of Induction Machine", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 27, pp. 720-727,
- Reginatto R., "Controle por Campo Orientado Indireto do Motor de Indução com Adaptação de Parâmetros Via MRAC", M. Sc. Dissertation, LCMI, UFSC.
- Sugimoto and Tamai S., 1987. "Secondary Resistance Identification of Induction- Motor Applied Model Reference Adaptive System and Its Characteristics", IEEE Trans. Ind. Applic., Vol. IA-23, pp. 296-303, March/April.

## ANEXOS

Parámetros del motor de inducción:

Motor de Inducción conectado Y, de 220 v, 4 polos, 60 Hz, 1710 rpm,  $R_s = 0.435 \Omega$ ,  $R_r = 0.816 \Omega$ ,  $X_m = 26.13 \Omega$ ,  $X_s = 0.754 \Omega$ ,  $X_r = 0.754 \Omega$

Simbología:

$v_{ds}, v_{qs}$	Voltajes del estator de los ejes d y q.
$i_{ds}, i_{qs}$	Corrientes del estator de los ejes d y q .
$i_{dr}, i_{qr}$	Corrientes del rotor de los ejes d y q.
$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$	Flujos del estator de los ejes d y q.
$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$	Flujos del rotor de los ejes d y q.
$c$	Supraíndice de las variables de referencia.
$*$	Supraíndice de salida de los modelos de ref.
$m$	Supraíndice de las variables del mod. din..
$w_e$	Frecuencia sincrónica.
$w_r$	Velocidad angular eléctrica del rotor.
$w_{sl}$	Frecuencia de deslizamiento.
$k_s$	Ganancia de la frecuencia de desliz..
$k_s^0$	Valor de sintonía de la frec. de desliz.
$\hat{k}_s$	Valor de adap. de la frec. de desliz.
$x$	<i>Razón de desintonización.</i>
$e_a$	Error de adaptación.