

CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTOR DE INDUCCIÓN USANDO EL MÉTODO DIRECTO DE CONTROL DE TORQUE (DTC)

Mario Mendoza B., Rodolfo Moreno M.
Sección de Postgrado, Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
E-mails: mmendoza_36@hotmail.com y rmoreno@uni.edu.pe

RESUMEN

El control por orientación de campo es una técnica empleada en los servos mecanismos en CA que posibilita alcanzar una respuesta rápida de torque debido a que se basa en la interacción entre flujo y corriente como en un motor CC. Una alternativa para el control de los servos mecanismos en CA es el Control Directo de Torque que representa un avance en el objetivo de mejorar el desempeño y confiabilidad en el control de motores de inducción y que se basa fundamentalmente en la comparación de los valores instantáneos, de Torque y Flujo, calculados a partir de sus variables primarias (voltaje y corriente de estator), con sus respectivos valores de referencia. Los errores de Flujo y Torque resultantes son procesados por controladores por histéresis para luego seleccionar el voltaje a ser aplicado, a través del accionamiento de las llaves de potencia de un Inversor trifásico de tensión. Los criterios de selección son realizados de modo que se tenga una rápida respuesta de torque y una operación de alta eficiencia simultáneamente. El presente artículo tiene por objetivo mostrar los resultados de simulación obtenidos del estudio del Control Directo de Torque para aplicaciones de controladores en AC de alto desempeño.

ABSTRACT

This paper deals with the Direct Torque Control (DTC) methodology and its applications to high performance position and speed control of AC motors. The DTC methodology compares the instantaneous values of magnetic flux and torque with respect to their reference values, correspondingly. The flux and torque are computed from the stator current and voltage. The flux and torque error needs to be processed by two controllers with hysteresis. Then, the controller outputs are compared with a look-up table in order to select the actuator signals, i.e., the signals to activate a three-phase voltage inverter. The selection procedure of the actuator signals take into consideration a fast torque response and high performance of the system.

INTRODUCCIÓN

Actualmente, la estrategia más común en el control de velocidad de motores de inducción es el de Orientación de Campo. En la configuración de este sistema, se estiman la corriente componente del flujo, I_O^* , y la corriente componente del torque, I_T^* , a partir del flujo de referencia y el torque de referencia del motor. Por lo tanto, si los valores usados se desvían de los correctos, la respuesta transitoria y en estado estacionario se degradarán. Además se han presentado problemas cuando el inversor PWM se satura/1/, la respuesta del torque no es la requerida.

Y, finalmente, ya que el controlador AC de corriente

tiene tres comparadores de histéresis independientes, es difícil evitar el incremento de la frecuencia de conmutación, del rizado en la respuesta de torque y pérdidas armónicas de la maquina en estado estacionario /2/.

El método del Control Directo de Torque representa una alternativa para el control de Motores de Inducción, para cubrir principalmente los objetivos: i) mejorar el desempeño y confiabilidad en el control, y ii) cubrir totalmente los requerimientos para una rápido y preciso control de flujo y torque.

El DTC, se basa fundamentalmente en la comparación de los valores instantáneos, tanto del torque como del flujo, calculados a partir de sus variables primarias (voltaje y corriente de estator), con sus valores de referencia respectivos. Dichas comparaciones luego son procesadas para seleccionar el voltaje de estator apropiado.

MODELO VECTORIAL DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

El modelo vectorial del Motor de Inducción, consiste en utilizar vectores espaciales para representar sus variables eléctricas (V,I) y magnéticas (ψ), obteniendo el conjunto de ecuaciones de equilibrio vectoriales, que para el Control Directo de Torque (DTC) sólo se requiere que estén en el marco de referencia del estator.

$$v_1 = i_1 \cdot r_1 + \frac{1}{w_b} \cdot \frac{d\psi_1}{dt} \quad (1)$$

$$v_2 = i_2 \cdot r_2 + \frac{1}{w_b} \cdot \frac{d\psi_2}{dt} \quad (2)$$

$$\psi_1 = l_1 \cdot i_1 + l_m \cdot i_2 \quad (3)$$

$$\psi_2 = l_2 \cdot i_2 + l_m \cdot i_1 \quad (4)$$

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{1}{J_m} \cdot (\text{Im}(\psi_1 * i_1) - T_L) \quad (5)$$

VECTORES DE TENSIÓN GENERADOS POR EL INVERSOR

La siguiente figura muestra el diagrama esquemático de un Inversor PWM

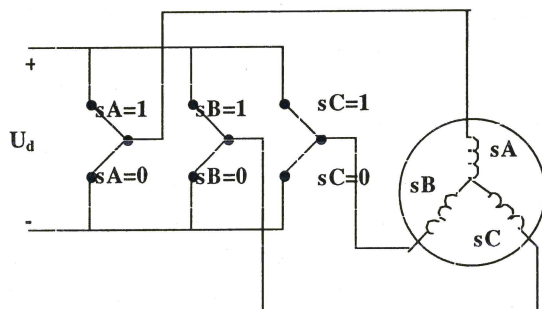


Fig.1 Esquema del Inversor PWM.

Considerando las combinaciones de los estados de los 06 interruptores(0 ó 1), el Inversor puede tener 08

posibles modos de conducción:

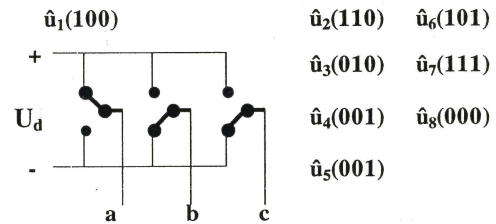


Fig. 2 Estados de conmutación.

Para los efectos de análisis, cada uno de estos valores discretos se consideran como vectores instantáneos. Entonces, de acuerdo a la combinación de los modos de conducción, los vectores de voltaje son especificados como 08 clases de vectores, dos de los cuales son vectores de voltajes que tienen valor de cero, $v(0,0,0)$ y $v(1,1,1)$, y los otros son vectores que van desde $v(0,0,1), \dots, v(1,1,0)$.

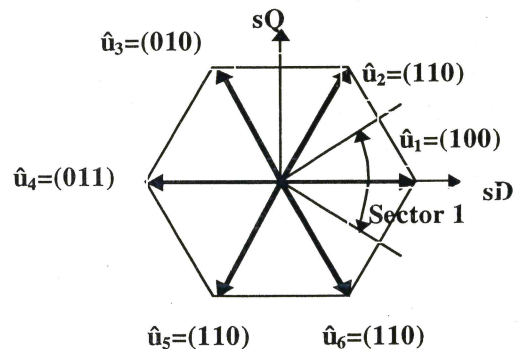


Fig. 3 Vectores de voltaje posibles.

PRINCIPIO DE OPERACIÓN

En general, en un motor de inducción, el torque electromagnético instantáneo es proporcional al producto del flujo de estator y el vector de flujo del rotor/4/:

$$T_{em} = k_r |\psi_1 \times \psi_2|$$

$$T_{em} = k_r |\psi_1| \cdot |\psi_2| \cdot \text{sen}(\delta) \quad (6)$$

donde δ es el ángulo entre ψ_1 y ψ_2 .

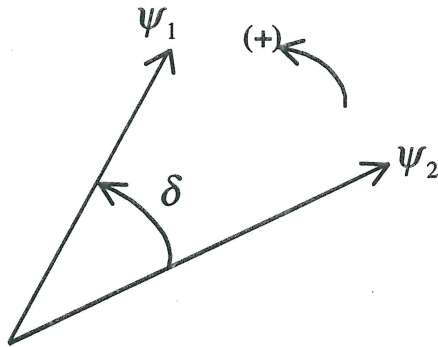


Fig. 4 Vectores espaciales de Flujo.

Si el modulo del flujo del estator ψ_1 se mantiene constante, tanto como sea posible, el torque desarrollado es controlado variando el ángulo δ . Este método es factible debido a que la constante de tiempo del rotor es mucho más grande que la constante de tiempo del estator, razón por la cual el vector de flujo rotórico varia más lentamente que el vector de flujo estatórico y por lo cual se le considera constante/5/. Esto es en esencia, el **Control Directo de Torque (DTC)**. Ahora, dado que el vector de flujo estatórico puede ser expresado por la ecuación del vector voltaje de acuerdo al modelo vectorial del motor de inducción (1), y considerando que la caída de voltaje $i_s \cdot r_s$ es despreciable, tenemos:

$$v_s \cong \frac{1}{w_b} \cdot \frac{d\psi_1}{dt} \tag{7}$$

es decir:

$$d\psi_1 \cong w_b \cdot v_1 \cdot dt \tag{8}$$

y si el intervalo de tiempo es pequeño, entonces:

$$\Delta\psi_1 \cong w_b \cdot v_1 \cdot \Delta t \tag{9}$$

luego, se puede concluir que el vector de voltaje aplicado, produce una variación del vector de flujo estatórico, la cual tiene la misma dirección del vector voltaje y una amplitud que es proporcional al voltaje mismo y al intervalo de tiempo durante el cual es aplicado la tensión/7/.

Luego, es posible proponer una estrategia de selección de vectores de tensión producido por el Inversor

para corregir errores de flujo y torque y así mantener el flujo y el torque constantes y controlados.

En resumen, el torque electromagnético puede ser cambiado rápidamente, controlando la velocidad de variación del vector de flujo del estator, la cual a su vez puede ser variada seleccionando los vectores de tensión apropiados.

CONTROL DE FLUJO Y TORQUE

El Control de flujo estatórico se realiza mediante la selección adecuada de los vectores de tensión de modo que satisfaga los límites de $\Delta |\psi_1|$:

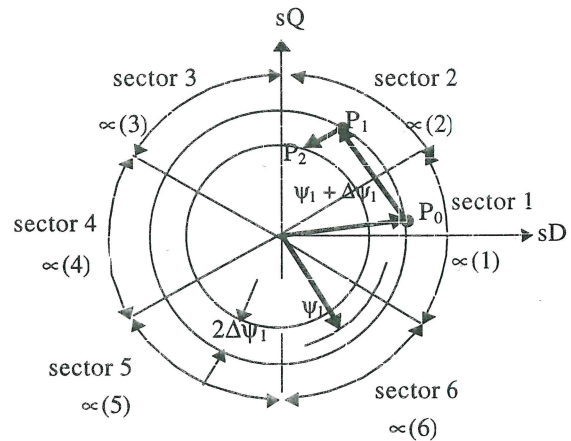


Fig. 5 Selección de vectores voltaje para ψ_1 .

$$|\psi_1| - \Delta |\psi_1| \leq |\psi_1| \leq |\psi_1| + \Delta |\psi_1| \tag{10}$$

Siendo el objetivo el de mantener el módulo del vector de flujo del estator $|\psi_1|$ dentro de la banda de histéresis, denotado por dos círculos, y cuyo ancho es de $2 \Delta \psi_1$ tal como se muestra en la Figura 5. La trayectoria del vector de flujo del estator está dividido en seis sectores. Se asume que el vector de flujo del estator está rotando en sentido anti-horario, y si, por ejemplo, se encuentra en la posición P_0 en el sector 1, que es el límite superior ($|\psi_1| + \Delta \psi_1$), y debe ser reducido; esto se puede alcanzar aplicando el vector apropiado de voltaje, que en este caso es el vector \hat{u}_3 . Así el vector de flujo del estator se moverá rápidamente desde el punto P_0 hacia el punto P_1 en el sector 2. Pero, puede verse que el punto P_1 sigue en el límite superior, por lo cual se debe escoger el vector \hat{u}_4 , lo cual hace que el vector estatórico se mueva hacia el punto P_2 aun en el sector 2.

El control de torque se realiza de acuerdo a la ecuación (6), bajo un valor de control constante de $|\psi_1|$, el incremento del torque es proporcional a δ . Por lo tanto, cuando T es pequeño comparado con su referencia T^* , es necesario incrementar T tan rápido como sea posible con una variación rápida de (δ). Cuando T alcanza T^* , es mejor decrecer T tan lento como sea posible teniendo como resultado el decremento de la frecuencia de conmutación del Inversor. La selección es hecha de manera que el error de T se encuentre siempre dentro de los límites de ambos, ΔT y $\Delta|\psi_1|$

$T^* - \Delta T \leq T \leq T^*$ cuando ψ_1 gira en sentido horario.

$T^* \leq T \leq T^* + \Delta T$ cuando ψ_1 gira en sentido anti-horario.

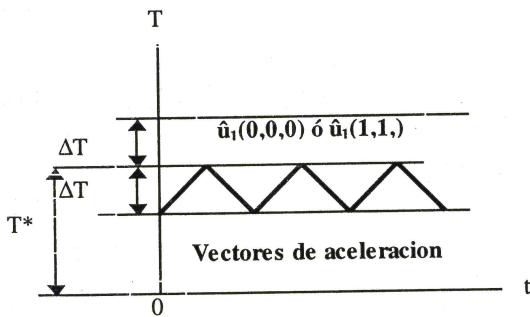
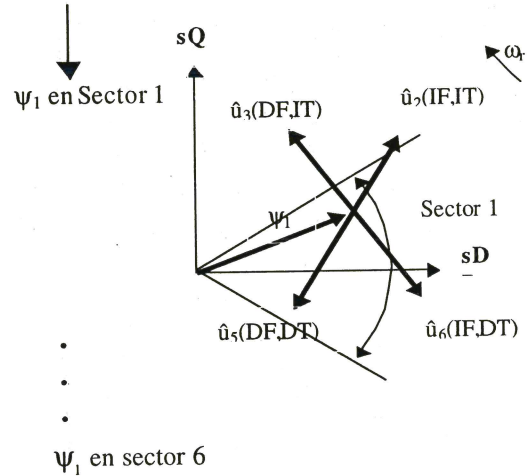
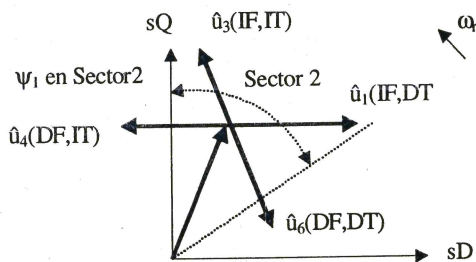


Fig. 6 Selección de vectores de voltaje para el torque.

SELECCIÓN ÓPTIMA DE LOS VECTORES DE VOLTAJE

La siguiente Figura muestra la posición de varios vectores de flujo del estator en cada uno de los seis sectores. También se muestra cual de los vectores de conmutación tiene que ser seleccionado para obtener el incremento o la disminución tanto del vector de flujo del estator como del torque electromagnético.



IF, DF: Incremento y decremento de flujo
IT, DT: Incremento y decremento de Torque

Fig. 7 Posición de los vectores del flujo del estator, y selección de vectores de voltaje por conmutación.

Los vectores obtenidos en la sección previa son tabulados para obtenerse la tabla de los vectores de voltaje. Esto nos da la selección óptima para todas las posiciones de los vectores de flujo estatórico.

Si se requiere un incremento de flujo entonces se selecciona $d\psi_1=1$; si se requiere una disminución de flujo entonces $d\psi_1=0$; La notación corresponde a que la salida digital del control de dos niveles por histéresis es $d\psi_1$.

$$d\psi_1=1 \text{ si } |\psi_1| \leq |\psi_1|^* - \Delta|\psi_1|/2$$

$$d\psi_1=0 \text{ si } |\psi_1| \geq |\psi_1|^* + \Delta|\psi_1|$$

Si se requiere un incremento de torque, se elige $dt_c=1$, y si se requiere una disminución de torque entonces $dt_c=-1$, y si no se requiere ningún cambio del torque entonces $dt_c=0$. La notación corresponde a que la salida digital del comparador de histéresis de tres niveles es dt_c :

para una rotación en sentido anti-horario:

$$dt_c=1 \text{ si } T \leq T^* - \Delta T$$

$$dt_c=0 \text{ si } T \geq T^*$$

para una rotación en sentido horario:

$$dt_c=-1 \text{ si } T \geq T^* + \Delta T$$

$$dt_c=0 \text{ si } T \leq T^*$$

En la Figura 10 se muestra la trayectoria seguida por el vector espacial de flujo estático establecido por el control en el plano complejo de referencia.

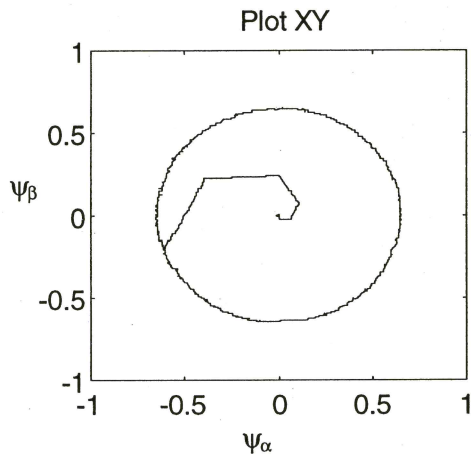


Fig. 10 Trayectoria de vector espacial de flujo del estator.

En la Figura 11a se muestra la respuesta del sistema ante un cambio del sentido de giro de ω_m^* de $+50$ rad/s a -50 rad/s.

El torque electromagnético en la Figura 11b es el frenado en el intervalo positivo de la velocidad del motor. En la Figura 11c se observa el cambio en la secuencia de las corrientes. También en la Figura 11d se observa el cambio de secuencia en las ondas de flujo alfa y beta.

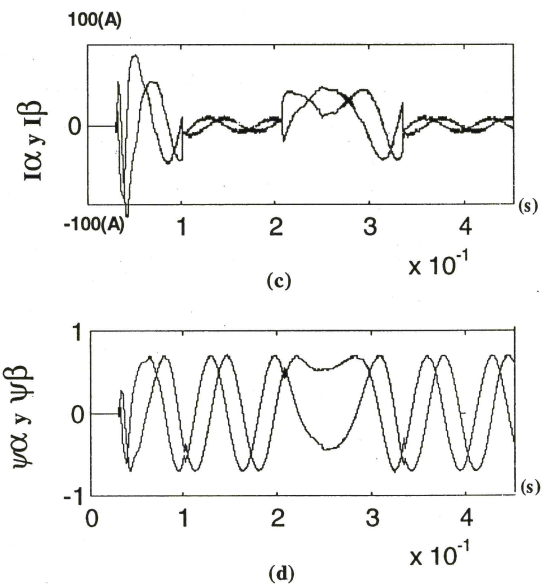
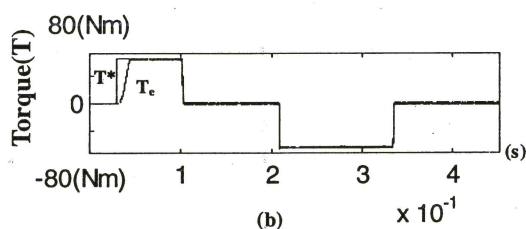
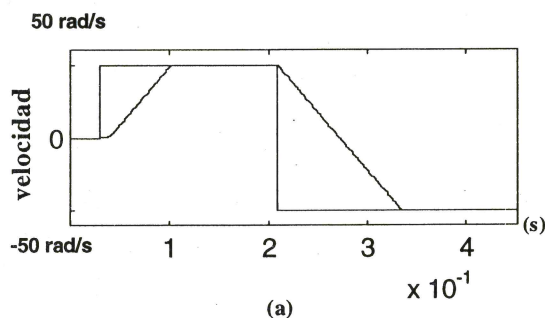


Fig. 11 Inversión del sentido de giro del motor de inducción.

CONCLUSIONES

Las simulaciones mostraron que el DTC es una técnica de control con:

- Excelente respuesta dinámica, ya que el torque calculado sigue inmediatamente al torque de referencia.
- Es más robusta, ya que en el modelo vectorial, el único parámetro considerado es la resistencia del estator, a diferencia del método por orientación de campo que considera las inductancias.
- Posee un algoritmo de control relativamente sencillo, ya que todos los cálculos se realizan en el marco de referencia del estator, y elimina la necesidad de realizar transformaciones de las ecuaciones a un marco de referencia arbitrario.

REFERENCIAS

1. Werner Leonhard, "Control of Electrical Drives", Electric Energy Systems and Engineering Series, Editorial Springer, 1997.
2. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of

- an induction motor", IEEE Trans. Ind. Application, vol IA 22, no.5, sep/oct, 1986.
3. **M. Depenbrock**, "Direct self control (DSC) of inverter fed induction machine", IEEE Trans. Power Electronics, vol .3, no.4, October 1988.
 4. **James N. Nash**, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.33, No.2, March/April 1977.
 5. **Peter Vas**, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford Science Publications, 1988.
 7. **Edward Y., Y. Ho**, "Decoupling Control of Induction Motor Drives" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.35, No.2, May 1988.
 8. **Alfredo Nava Segura, y Edgar Peralta Sánchez**, "Control Directo de Torque en Motores de Inducción, usando DSP" Memoria Técnica/ Proceedings CONIELECOMP-2000.

