

## ESTRATEGIA DE CAMPO ORIENTADO EN EL CONTROL DE MOTORES DE INDUCCIÓN

### RESUMEN

En este artículo se describen los aspectos más relevantes de la estrategia de campo orientado, la cual se ha impuesto actualmente en el control de los motores de inducción.

**PALABRAS CLAVES:** Transformaciones de Clark y de Park.

### ABSTRACT

*This paper shows the more important aspects of oriented field strategy for induction motor control.*

**KEYWORDS:** Clark and Park transformations.

### DARÍO E. RODAS

Ingeniero Electricista  
 Profesor Titular  
 Universidad Tecnológica de Pereira  
 drodas@utp.edu.co

## 1. INTRODUCCIÓN

En el control de motores de inducción se utilizan diferentes métodos, los más utilizados son:

Principio de V/f constante, en lazo abierto y cerrado.  
 Campo orientado.

Este artículo se ocupa de mostrar los aspectos más importantes de la estrategia de campo orientado en el control de los motores de inducción

## 2. CONTROL DE MOTOR D.C. DE EXCITACIÓN INDEPENDIENTE

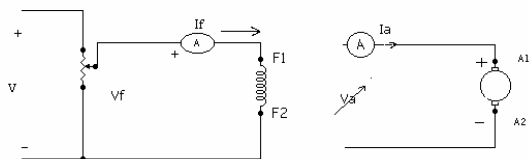


Figura 1. Motor de excitación independiente.

El torque electromagnético en un motor DC se describe por cualquiera de las siguientes 2 expresiones equivalentes:

$$T_e = M_{af} I_f I_a \tag{1}$$

Donde:

- $M_{af}$ : Inductancia mutua campo – armadura
- $I_f$ : Corriente de campo ( $I_f = V_f / R_f$ )
- $I_a$ : corriente de armadura.

$$T_e = K \Phi I_a \tag{2}$$

Donde

$\Phi$ : flujo en weber producido por la corriente de campo ( $I_f$ )

$K$  = Constante que depende del número de polos, de los conductores del inducido y de la cantidad de ramas en paralelo:  $(PZ/2\pi a)$ .

Obviamente se cumple:

$$M_{af} I_f = K \Phi$$

Sea que se use la expresión (1) o (2), el torque se puede controlar por medio de 2 estrategias: control por campo o control por armadura. La corriente de campo y en consecuencia el flujo se modifica en forma muy simple, pues basta con modificar el valor de un reóstato. La corriente de armadura se podría controlar directamente a través de fuentes de corriente (medios electrónicos). Sin embargo lo más utilizado es modificando el voltaje  $V_a$  aplicado al circuito de la armadura.

La ley de Kirchhoff. de voltaje para el circuito de armadura es:

$$V_a = E_g + I_a R_a \tag{3}$$

- $V_a$ : Voltaje aplicado a la armadura
- $R_a$ : Resistencia total del circuito de armadura
- $E_g$ : Voltaje inducido por efecto electromagnético.

$$\begin{aligned} E_g &= K \Phi \omega \quad \text{ó} \\ E_g &= M_{af} I_f \omega \end{aligned} \tag{4}$$

Donde  $\omega$  es la velocidad mecánica en rad/s.

Reemplazando (4) en (3), despejando la corriente de armadura:

$$I_a = \{V_a - M_{af} I_f \omega\} / R_a \tag{5}$$

y sustituyendo (5) en (1), se obtiene:

$$T_e = \{M_{af} I_f V_a - (M_{af})^2 (I_f)^2 \omega\} / R_a \tag{6}$$

La expresión (6) permite calcular el torque, en función de las *variables de control*  $I_f$  y  $V_a$ .

El proceso de producción (o carga mecánica), demanda un determinado torque y una velocidad específica, de (6) se observa que quedan 2 variables por fijar:  $V_a$  e  $I_f$ .

Opciones:

- Se fija el voltaje  $V_a$  (ej, el nominal) y se obtiene la corriente  $I_f$  necesaria (sin exceder su límite máximo de diseño).
- Se fija la corriente  $I_f$  (ej, la nominal) y se obtiene el voltaje  $V_a$  necesario.
- Mezcla de ambos, se varía tanto  $I_f$  como  $V_a$ .

En todos los casos se debe chequear con la expresión (5) que la corriente de armadura no tome valores excesivos.

### Conclusión

El control en un motor DC es extremadamente simple, es por ello que en el control de los motores de Inducción se persigue a toda costa asemejarlos a los de DC y establecer algo similar a la expresión (2):

$$T_e = K \Phi I_a \quad (2)$$

### 3. MÉTODOS DE CONTROL EN MOTORES DE INDUCCIÓN (MI)

La velocidad en Rpm de un motor de inducción en estado estable es:

$$Rpm = (120f/Polos)(1 - s) \quad (7)$$

Donde  $s$  es el deslizamiento clásico del motor de inducción.

Se ve entonces que existen 3 formas de variar la velocidad a un motor de inducción: variando el número de polos, variando el valor del deslizamiento y variando la frecuencia.

Variar el número de polos requiere un motor con dos o más conjunto de bobinados.

Variar el valor del deslizamiento se puede hacer mediante el ajuste de la tensión aplicada al estator, pero el torque se reduce en forma cuadrática a la reducción de tensión.

El tercer método de control de velocidad es modificando la frecuencia. En procura de mantener un flujo constante y evitar corrientes altas tanto en el estator como en el rotor se recomienda mantener la relación:  $(V/f)$  constantes, en especial a frecuencias por debajo de la nominal. Para frecuencias por encima de la nominal ya no se recomienda esto debido a que se sometería el motor a voltajes mayores al nominal y al aumentar la frecuencia

se llega a una situación conocida como debilitamiento de campo.

### 3.1 Formulación Básica Requerida del M.I

Clásicamente del estudio del motor de inducción y utilizando la transformación de marco de referencia arbitrario, es necesario contar con las siguientes expresiones, de [9] y [10]:

#### 3.1.1 Transformación de Marco de Referencia Arbitrario

$x, y, z$  : Arrollamiento trifásico general giratorio (o no) a la velocidad  $\omega_1$  (fases reales).

$d, q, o$  : Arrollamiento ortogonal giratorio a  $\omega_a$  (q adelanta a d)

$\theta_i$ : Angulo eléctrico entre  $x$  y  $d$ , algebraicamente y medido de  $x$  a  $d$  (en otras transformaciones similares lo hacen entre  $x$  y  $q$ )

$$[T] = (2/3) \begin{bmatrix} \cos \theta_i & \cos(\theta_i - 120) & \cos(\theta_i + 120) \\ -\sin \theta_i & -\sin(\theta_i - 120) & -\sin(\theta_i + 120) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Las variables en el dominio de los nuevos ejes es:

$$[f]_{dqo} = [T][f]_{xyz} \quad (9)$$

Nota. Es importante el orden  $d-q-o$ . En otras transformaciones similares es  $q-d-o$ .

La transformación inversa es:

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i & 1 \\ \cos(\theta_i - 120) & -\sin(\theta_i - 120) & 1 \\ \cos(\theta_i + 120) & -\sin(\theta_i + 120) & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$[f]_{xyz} = [T]^{-1}[f]_{dqo} \quad (11)$$

Efectuando la transformación a los 3 bobinados  $x, y, z$  generales a ejes  $d, q, o$  se obtiene:

$$\begin{aligned} v_d &= R i_d + d\lambda_d/dt - (\omega_a - \omega_1)\lambda_q \\ v_q &= R i_q + d\lambda_q/dt + (\omega_a - \omega_1)\lambda_d \\ v_o &= R i_o + d\lambda_o/dt \end{aligned}$$

$\omega_a - \omega_1$  : velocidad relativa

Para el motor de inducción y con los subíndices  $s$  para el estator y  $r$  para el rotor:

$d_s, q_s, o_s$  : Arrollamientos equivalentes estáticos  
 $d_r, q_r, o_r$  : Arrollamientos equivalentes rotóricos

$\omega_a$ : Velocidad angular de los ejes d y q (del marco de referencia)

$\omega_m$ : Velocidad angular del rotor en rade/s =  $p\Omega m$

p: número de pares de polos

$\Omega m$ : velocidad del rotor en radm/s

$\theta_s$ : Angulo **eléctrico** entre a (fase real a del estator) y d

$\theta_r$ : Angulo **eléctrico** entre A ( fase real A del rotor) y d

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (12)$$

Haciendo las transformaciones estáticas y rotóricas por medio de las respectivas matrices de transformación y teniendo que:

$\omega_{1s} = 0$  Velocidad angular de los arrollamientos del estator

$\omega_{1r} = \omega_m$  Velocidad angular de los arrollamientos del rotor

$V_{dr} = V_{qr} = V_{or} = 0$ . Resultado al que se llega pues los arrollamientos del rotor están cortocircuitados.

Aclarando además que se refieren las variables del rotor al estator.

Se obtiene :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + d\lambda_{ds}/dt - \omega_a \lambda_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + d\lambda_{qs}/dt + \omega_a \lambda_{ds} \\ V_{os} &= R_s i_{os} + d\lambda_{os}/dt \\ 0 &= R'_r i'_{dr} + d\lambda'_{dr}/dt - (\omega_a - \omega_m) \lambda'_{qr} \\ 0 &= R'_r i'_{qr} + d\lambda'_{qr}/dt + (\omega_a - \omega_m) \lambda'_{dr} \\ 0 &= R'_r i'_{or} + d\lambda'_{or}/dt \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_h i'_{dr} \\ \lambda'_{dr} &= L'_r i'_{dr} + L_h i_{ds} \\ \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_h i'_{qr} \\ \lambda'_{qr} &= L'_r i'_{qr} + L_h i_{qs} \end{aligned} \quad (14)$$

Con:

$$\begin{aligned} L_s &= L_{aa} - L_{ab} = L_l s + L_h \\ L'_r &= L'_{AA} - L'_{AB} = L'_l r + L_h \\ L_h &= (3/2)L_{aA} = 3/2 L_{sr} \end{aligned} \quad (15)$$

Ls: Inductancia equivalente total de una fase del estator

L'r: Inductancia equivalente total de una fase del rotor, referida al estator.

L<sub>h</sub>: Inductancia equivalente de magnetización de la máquina.

Donde L<sub>l</sub>s y L<sub>l</sub>r son las inductancias de dispersión del estator y rotor respectivamente.

### 3.1.2 Otras Relaciones de Utilidad

La ecuación (14) en forma matricial y agrupada por ejes:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_h \\ L_h & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda'_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_h \\ L_h & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Otras expresiones de utilidad que relacionan flujos y corrientes en el modelo, despejadas de (16) y (17) son:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} = 1/(L_s L'_r - L_h^2) \begin{bmatrix} L'_r & -L_h \\ -L_h & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} = 1/(L_s L'_r - L_h^2) \begin{bmatrix} L'_r & -L_h \\ -L_h & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda'_{qr} \end{bmatrix} \quad (19)$$

De la segunda ecuación de (14), podemos despejar  $i'_{dr}$  en función mixta de corrientes y de flujos así:

$$i'_{dr} = \lambda'_{dr} / L'_r - (L_h/L'_r) i_{ds} \quad (20)$$

y de la cuarta ecuación de (14):

$$i'_{qr} = \lambda'_{qr} / L'_r - (L_h/L'_r) i_{qs} \quad (21)$$

## 3.2 Estrategia del Campo Orientado

### 3.2.1 Torque

El torque en este contexto es según [6]:

$$T_e = (3/2)pL_h / L'_r \{ i_{qs} \lambda'_{dr} - i_{ds} \lambda'_{qr} \} \quad (22)$$

Que bueno sería que el flujo del rotor estuviese **ORIENTADO** en la dirección del eje d, lo que equivale a decir que  $\lambda'_{qr} = 0$ .

El torque se simplificaría y quedaría:

$$T_e = (3/2)pL_h / L'_r \lambda'_{dr} i_{qs} \quad (23)$$

La expresión (23) presenta una semejanza total a la ecuación (2) de un motor DC.

### 3.2.2 Implicaciones de $\lambda'_{qr} = 0$

Según (18), no se afectan las corrientes de eje directo:  $i_{ds}$  e  $i'_{dr}$ , pero según (19), si se afectan las corrientes de eje en cuadratura  $i_{qs}$  e  $i'_{qr}$ , quedando expresiones más cortas:

$$i_{qs} = L'_r / (L'_r L_s - L_h^2) \lambda_{qs} \quad (24)$$

$$i'_{qr} = -L_h / (L'_r L_s - L_h^2) \lambda_{qs} \quad (25)$$

Todas las corrientes en d y en q son diferentes de cero, tanto del estator como del rotor.

De (21) se obtiene también:

$$i'_{qr} = - (L_h/L'_r) i_{qs} \tag{26}$$

La expresión (26) relaciona en forma directa las corrientes del eje q del rotor y del estator.

Es de interés ahora ver la incidencia en las ecuaciones de voltaje (13) del estator y del rotor. Se observa que se afectan sólo las ecuaciones cuarta y quinta de (13), que corresponden a las ecuaciones de voltaje del rotor, ejes d y q. Si llamamos a:

$$\omega_s = (\omega_a - \omega_m) \tag{27}$$

$\omega_s$ : Velocidad de deslizamiento del marco de referencia respecto a la velocidad del motor.

Las ecuaciones de voltaje del rotor en cuestión quedan:

$$0 = R'_r i'_{dr} + d\lambda'_{dr}/dt \tag{28}$$

$$0 = R'_r i'_{qr} + \omega_s \lambda'_{dr} \tag{29}$$

Reemplazando en (28) y (29) las corrientes del rotor según (20) y (26):

$$0 = R'_r \{ \lambda'_{dr} / L'_r - (L_h/L'_r) i_{ds} \} + d\lambda'_{dr}/dt \tag{30}$$

$$0 = - (R'_r L_h/L'_r) i_{qs} + \omega_s \lambda'_{dr} \tag{31}$$

Colocando las expresiones (30) y (31) en términos de la constante de tiempo del rotor:

$$T_r = L'_r / R'_r \tag{32}$$

Se obtiene:

$$T_r d\lambda'_{dr}/dt + \lambda'_{dr} = L_h i_{ds} \tag{33}$$

$$\omega_s = (L_h / T_r) i_{qs} / \lambda'_{dr} \tag{34}$$

La expresión (33) describe el comportamiento del flujo del rotor de eje directo y como era de esperarse es una relación simple de primer orden con respecto a la corriente del estator también de eje directo.

La expresión (34) describe la velocidad de deslizamiento del marco de referencia como una función de la corriente del eje en cuadratura del estator y del flujo de eje directo del rotor. **Esta ecuación realmente viene a describir que tan rápido debe girar el sistema de coordenadas para mantener el flujo sobre el eje directo (Campo orientado).**

Recordemos las siguientes expresiones, dadas todas en variables eléctricas:

Según (12)  $\theta = \theta_s - \theta_r$

$\theta_s$  : Angulo eléctrico entre a y d necesario para las transformaciones de las variables del estator.

Su derivada es la velocidad del marco de referencia es decir:

$$d\theta_s/dt = \omega_a \tag{35}$$

$\theta_r$ : Angulo eléctrico entre a y A (estator y rotor) . Su derivada es la velocidad del motor es decir:  $d\theta_r/dt = \omega_m$ .

$\theta_r$ : Angulo eléctrico entre A y d necesario para las transformaciones de las variables del rotor (estas transformaciones como tal no serán importantes, pues solo las haremos a nivel del estator). Su derivada es la velocidad de deslizamiento, diferencia entre la velocidad del marco de referencia y la velocidad del motor es decir:  $d\theta_r/dt = \omega_s$ . Lo anterior viene a justificar la definición dada en (27):  $\omega_s = \omega_a - \omega_m$

Como se requiere en forma especial el ángulo  $\theta_s$  para las transformaciones del estator

De (27):

$$\omega_a = \omega_s + \omega_m$$

Reemplazando (35):

$$d\theta_s/dt = \omega_s + \omega_m, \text{ integrando:}$$

$$\theta_s = \int (\omega_s + \omega_m) dt \tag{36}$$

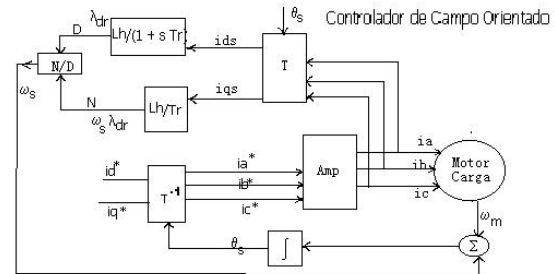


Figura 2. Controlador de Campo Orientado.

La figura 2 muestra muy esquemáticamente la forma de obtener un controlador de campo orientado. Se mide inicialmente la velocidad de rotación (en radianm/s), se convierte a radiane/s según la cantidad de polos y se obtiene  $\omega_m$ ; los bloques restantes son por si mismos suficientemente claros. Se muestran las corrientes del estator, se transforman a ejes d y q, la corriente  $i_{ds}$  se opera según (33); para obtener  $\lambda'_{dr}$  . a su vez la corriente  $i_{qs}$  se opera según (34) para obtener  $i_{qs}^*$ . Las dos últimas funciones se relacionan dividiéndolas para obtener  $\omega_s$ . Esta velocidad de deslizamiento es necesaria

para la implementación de (36) y obtener  $\theta_s$ , necesario para las transformaciones directa e inversa de Park.

En la figura (2) se empieza con valores comandados o de referencia de las corrientes de ejes directo y en cuadratura que corresponden a las **variables de control** de la ecuación (23), así como en DC el torque depende del flujo y de la corriente de armadura, acá también depende del Flujo ( $\lambda'_{dr}$  : producido por  $i_{ds}$ , según (33: filtro de primer orden) y de la corriente  $i_{qs}$ .

### 3.2.3. Otras Implicaciones de $\lambda'_{qr} = 0$ , a nivel de voltajes de estator

Tomando las 2 primeras ecuaciones de (13), que corresponden a los voltajes de estator, en las cuales se han reemplazado (14):

$$L_s di_{ds}/dt + L_h di'_{dr}/dt = V_{ds} - R_s i_{ds} \quad (37)$$

$$L_s di_{qs}/dt + L_h di'_{qr}/dt = V_{qs} - R_s i_{qs} \quad (38)$$

Reemplazando en (37) y (38) las corrientes del rotor según (20) y (26), se obtiene:

$$\begin{cases} \{L_s - (L_h)^2/L'_r\} di_{ds}/dt + L_h/L'_r d\lambda'_{dr}/dt = V_{ds} - R_s i_{ds} \\ \{L_s - (L_h)^2/L'_r\} di_{qs}/dt = V_{qs} - R_s i_{qs} \end{cases}$$

Llamando  $L_x = \{L_s - (L_h)^2/L'_r\}$ , colocando en términos de Laplace (con condiciones iniciales cero) y reemplazando el  $\lambda'_{dr}(s)$  de la ecuación (33):

$$\lambda'_{dr}(s) = (L_h/(1 + sT_r))I_{ds}(s)$$

Las ecuaciones (37) y (38) quedan después de algunas manipulaciones matemáticas:

$$V_{ds}(s) = I_{ds}(s) \{ [L_x T_r s^2 + (L_s + R_s T_r) s + R_s] / [1 + T_r s] \} \quad (39)$$

$$V_{qs}(s) = I_{qs}(s) [L_x s + R_s] \quad (40)$$

Las ecuaciones (39) y (40), permiten obtener los voltajes del estator de ejes d y q en función de las corrientes, también del estator, de los mismos ejes.

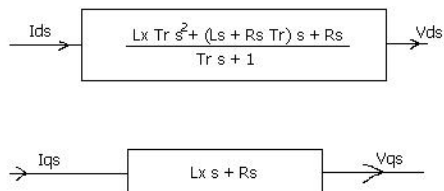


Figura 3.  $V_{ds} = f(I_{ds})$  y  $V_{qs} = f(I_{qs})$

**Nota.** Los bloques mostrados en la figura 3, en realidad no se implementan así y en su lugar se utiliza controles PI y los parámetros los ajustan por tanteo: prueba y error.

En la figura 4 se muestran estos controles PI a nivel de los valores de referencia

### 3.2.4 Transformaciones Utilizadas en Control de Campo Orientado en 2 ejes

#### 3.2.4.1 Transformación de Clarke

Se utiliza para llevar del dominio de las fases a unos ejes  $\alpha, \beta$  ortogonales pero fijos en el espacio.

La proyección que modifica el sistema de tres fases a un sistema ortogonal  $\alpha, \beta$  de dos dimensiones es:

$$i_{s\alpha} = i_a \quad (41)$$

$$i_{s\beta} = \frac{i_a}{\sqrt{3}} + \frac{2i_b}{\sqrt{3}} \quad (42)$$

Nota. La descomposición normal a los nuevos ejes se multiplicó por una constante: (2/3).

En forma matricial.

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (43)$$

Sólo es necesario tener las corrientes de las fases a y b, dado que la suma de corrientes es cero, la corriente de la tercera fase  $i_c = -(i_a + i_b)$

#### 3.2.4.2 Transformación de Park

Para llevar del dominio de  $(\alpha, \beta)$ , al sistema de referencia rotatorio arbitrario (d,q):

$$i_{ds} = i_{s\alpha} \cos \theta_s + i_{s\beta} \sin \theta_s \quad (44)$$

$$i_{qs} = -i_{s\alpha} \sin \theta_s + i_{s\beta} \cos \theta_s \quad (45)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (46)$$

donde

$\theta_s$  es la posición del flujo del rotor.

Reemplazando (43) en (46):

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s + \sin \theta_s / \sqrt{3} & 2 \sin \theta_s / \sqrt{3} \\ -\sin \theta_s + \cos \theta_s / \sqrt{3} & 2 \cos \theta_s / \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (47)$$

A igual resultado se llega partiendo de la ecuación (8), reemplazando  $i_c = -(i_a + i_b)$

#### 3.2.4.3 Transformación inversa de Park

Se introduce acá la transformada inversa de Park aplicada a los voltajes, pero igual se puede aplicar a las corrientes y a los flujos. Aplicada a los voltajes de referencia:

$$V_{scref} = V_{dsref} \cos \theta_s - V_{qsref} \text{sen} \theta_s \quad (48)$$

$$V_{sbref} = V_{dsref} \text{sen} \theta_s + V_{qsref} \cos \theta_s \quad (49)$$

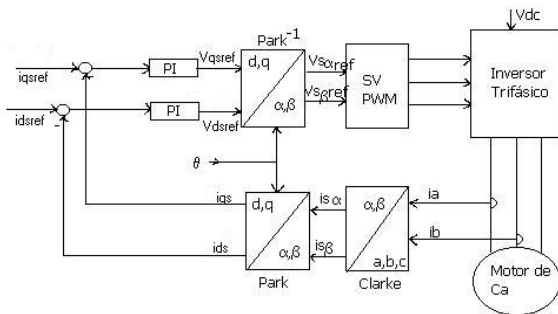


Figura 4. Control de MI con las transformaciones de Clark, Park e Inversa de Park.

#### 4. CONCLUSIONES

Se han presentado los aspectos más importantes sobre una metodología de control de los motores de inducción, muy utilizada en los últimos tiempos y con una aparente amplia difusión, aun cuando no en los libros clásicos de máquinas si en artículos de control. Sin embargo casi ningún artículo presenta por si solo una visión completa del problema. En este artículo se ha pretendido hacer una revisión bibliográfica sobre el tema, colocándolo de forma clara para la mayoría de lectores que desconozcan el tema.

En muchos casos es imposible usar sensores (sensorless), para medir la velocidad o la posición porque es técnicamente imposible o muy costoso. Se puede realizar con un observador de Kalman, algo complejo y que requiere calcular el modelo del motor en tiempo real.

Para reducir el número de sensores, las corrientes de fase pueden ser calculadas a partir de la Corriente de barra DC con un bloque estimador de corriente.

Cuando se puede, la velocidad es controlada por medio de un tacogenerador de efecto Hall.

#### 5. BIBLIOGRAFÍA

[1] Ac Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320C240. Zhenyu Yu and David Figoli. Texas Instruments Spra284A. April 1998.

[2] Digital Signal Processing Solution for AC Induction Motor. Texas Instruments Bpra043. 1996.

[3] Field Orientated Control of 3 – Phase AC Motors Texas Instruments Bpra073. February 1998.

[4] KRAUSE, C. Paul. *Analysis of Electric Machinery*. Edit Mc Graw - Hill. Book Company. 1997.

[5] LEONHARD; W. Control of Electric Drives. EESES Electric Energy Systems and Engineering Series.

[6] Massachusetts Institute of Technology. Department of Electrical Engineering and Computer Science. 6.061 Introduction to Power Systems. Class Notes Chapter 10. Analytic Design Evaluation of Induction Machines.

KIRTLEY, J L. January 2003.

[7] MATSCH, Leander W. *Máquinas Electromagnéticas y Electromecánicas*. Edit Representaciones y Servicios de Ingeniería. S.A. México.

[8] ONG, Chee - Mun Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink

[9] RODAS, R, Darío E.; ESCOBAR, Z, Antonio. Arranque con Carga de Motores de Inducción. Revista Scientia et Técnica No. 4

[10] TUXUAN, Mai. *Regímenes Transitorios en Máquinas Eléctricas*. Traductor: Ing Jairo A Palacio. Universidad del Valle.

[11] VARITEL. Principios de los Controladores de Motores a Inducción. WWW.Varitel.com