

ENFOQUE DE LOS CONTROLADORES PI EN EL CONTROL VECTORIAL DIRECTO DE MOTORES DE INDUCCIÓN

Alberto Soto Lock
 Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
 E-mail: asoto@uni.edu.pe

RESÚMEN

Desde su invención, el control vectorial ha sido una herramienta muy útil para controlar la Máquina de Inducción (MI) tanto en el estado estacionario como en el transitorio. Uno de los métodos de control vectorial es el que usa como referencia el flujo concatenado por el rotor, consiguiendo de este modo reducir la planta no lineal de la MI a un sistema referido a los ejes dq, semejante a la máquina de corriente continua (c.c.). Este artículo, además de ilustrar los fundamentos teóricos de este método de control vectorial, muestra un enfoque que pueden tener los controladores Proporcional Integral para controlar la MI, a fin de que se obtenga un alto rendimiento dinámico.

ABSTRACT

Since its invention, the Field Orientation Vector Control has been usefully for controlling Induction Machines (IM) for high dynamic performance. Among Field Orientation Vector Control methods, one uses leakage rotor referential flux, in order to reduce non linear model equations of IM to a system based on dq axes model, similar to DC motor. On this article, it is show fundamentals of this Vector Control method as well as a method for calibrating Proportional Integral controllers in order to archive a high dynamic performance IM control.

INTRODUCCIÓN

Dada la no linealidad de la MI, desde su invención por Tesla (1888), la MI ha sido considerada como una máquina complicada y difícil de controlar. Gracias a los esfuerzos de Blasche (Alemania, 1972) que la MI comenzó a ser mejor considerada, al inventar el control vectorial, principalmente después del desarrollo de los microprocesadores de estado sólido. Las ecuaciones de la máquina de inducción pueden ser expresadas como [7]:

$$[V] = [r][i] + [L] \frac{d[i]}{dt} + \frac{d[L]}{d\theta} [i] \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (1.a)$$

$$[r] = \text{Diag}[r_s, r_s, r_s, r_r, r_r, r_r] \quad (1.b)$$

$$[V] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}, V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^T \quad (1.c)$$

$$[i] = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ar}, i_{br}, i_{cr}]^T \quad (1.d)$$

Donde:

ε es el ángulo de giro del rotor

$$L = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{a,a} & L_{b,a} & L_{c,a} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} & L_{a,b} & L_{b,b} & L_{c,b} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} & L_{a,c} & L_{b,c} & L_{c,c} \\ L_{a,a} & L_{a,b} & L_{a,c} & L_{a,a} & L_{a,b} & L_{a,c} \\ L_{b,a} & L_{b,b} & L_{b,c} & L_{a,b} & L_{b,b} & L_{b,b} \\ L_{c,a} & L_{c,b} & L_{a,b} & L_{a,c} & L_{b,b} & L_{c,c} \end{bmatrix} \quad (1.e)$$

Si en la ec.(1.a) se reemplazan las ecs. (1.b), (1.c), (1.d) y (1.e) se verá que en la expresión de los voltajes del rotor aparecen las corrientes del estator y viceversa. Tal acoplamiento hace que la MI sea una máquina muy difícil de controlar.

Cuando se definen los vectores espaciales, de modo que:

$$\underline{i}_S(t) = i_{Sa}(t) + i_{Sb}(t)e^{j\gamma} + i_{Sc}(t)e^{j2\gamma} \quad (2.a)$$

$$\underline{u}_S(t) = u_{Sa}(t) + u_{Sb}(t)e^{j\gamma} + u_{Sc}(t)e^{j2\gamma} \quad (2.b)$$

$$\underline{i}_R(t) = i_{Ra}(t) + i_{Rb}(t)e^{j\gamma} + i_{Rc}(t)e^{j2\gamma} \quad (2.c)$$

$$\underline{u}_R(t) = u_{Ra}(t) + u_{Rb}(t)e^{j\gamma} + u_{Rc}(t)e^{j2\gamma} \quad (2.d)$$

donde $\gamma = 120$

Se tendrá el siguiente sistema de ecuaciones[3]

$$u_S = R_S i_S + L_S \frac{di_S}{dt} + M \frac{d}{dt} (i_R e^{j\epsilon}) \quad (3.a)$$

$$u_R = R_R i_R + L_R \frac{di_R}{dt} + M \frac{d}{dt} (i_S e^{j\epsilon}) \quad (3.b)$$

$$m_d = \frac{2}{3} M [i_S \otimes (i_R e^{j\epsilon})] \quad (3.c)$$

donde m_d es el torque del motor.

Cuando se utiliza el sistema rotatorio referido al flujo del rotor, tal como se muestra en la Fig. 1 se tendrá el sistema de ecs. (4):

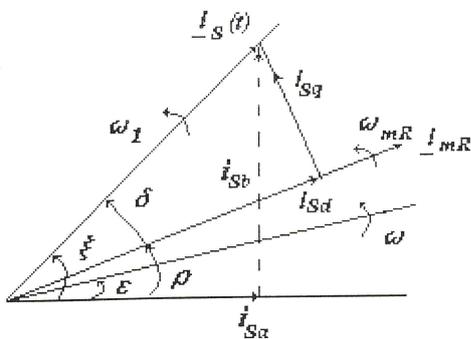


Fig.1. Descripción de las corrientes vectoriales.

$$m_d = k \cdot i_{mR} \cdot i_{Sq} \quad (4.a)$$

$$T_R \frac{di_{mR}}{dt} + i_{mR} = i_{Sd} \quad (4.b)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega + \frac{i_{Sq}}{T_R \cdot i_{mR}} \quad (4.c)$$

Donde i_{mR} es la corriente de magnetización en vacío del motor, T_R es la constante de tiempo del rotor, ρ el ángulo de i_{mR} con respecto al eje del estator. La corriente del estator es expresada como:

$$i_S e^{-j\rho} \equiv i_{Sd} + j i_{Sq} \quad (5)$$

La constante $T_R = L_R / R_R$, donde L_R y R_R son la inductancia y la resistencia del rotor respectivamente.

Este es el planteamiento del control vectorial: por medio de una transformación de coordenadas se puede eliminar el acoplamiento natural que existe entre rotor y estator de la MI. Como se puede ver, la ecuación (4.a) guarda semejanza con las ecuaciones de la máquina c.c., siempre que se pueda cumplir con el estimador del ángulo ρ planteado en las ecuaciones (4.b) y (4.c). La ecuación (5) expresa la corriente del estator en los ejes giratorios que están referidos al ángulo ρ .

Luego, se podrá armar un sistema de control semejante al de la Fig.2.

Este sistema de control enfoca la MI como si fuese la máquina c.c. de excitación independiente, controlándola en rangos de control por armadura y control por campo.

TRATAMIENTO DE LOS CONTROLADORES PI

Cuando se tiene el caso general de un controlador PID, para una señal de error e_{rr} la salida y del controlador será:

$$y = K_p e_{rr} + K_I \int e_{rr} dt + K_D \frac{de_{rr}}{dt} \quad (6)$$

Para obtener de esta ecuación (6) un controlador PI se debe hacer $K_D = 0$, ya algunos autores han señalado la suficiencia [2, 3] de usar solamente controladores PI para casos similares, de este modo se tendrá:

$$y = K_p e_{rr} + K_I \int e_{rr} dt \quad (7)$$

En el dominio de la frecuencia:

$$\frac{y}{e_{rr}} = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (8)$$

De otro modo:

$$\frac{y}{e_{rr}} = K \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (9)$$

Los controladores PI de la Fig.2. no deben tratarse del mismo modo, pues el controlador PI del eje q viene relacionado con el flujo y el controlador del eje d viene relacionado con la velocidad.

Obviamente, para que este enfoque funcione correctamente, debe asegurarse que el ángulo de giro ρ esté correctamente sintonizado, para lo cual ρ se debe expresar por medio de las ecuaciones (4.b) y (4.c).

De hecho las salidas de los controladores de velocidad y de flujo van a servir como referencia para el bloque $dq/3\Phi$ mostrado en la Fig.2. el cual por medio de las transformaciones de Park [3] transforman el sistema de bifásico a trifásico.

Estas ondas trifásicas servirán como referencia al Inversor de voltaje PWM-VSI con control de corriente.

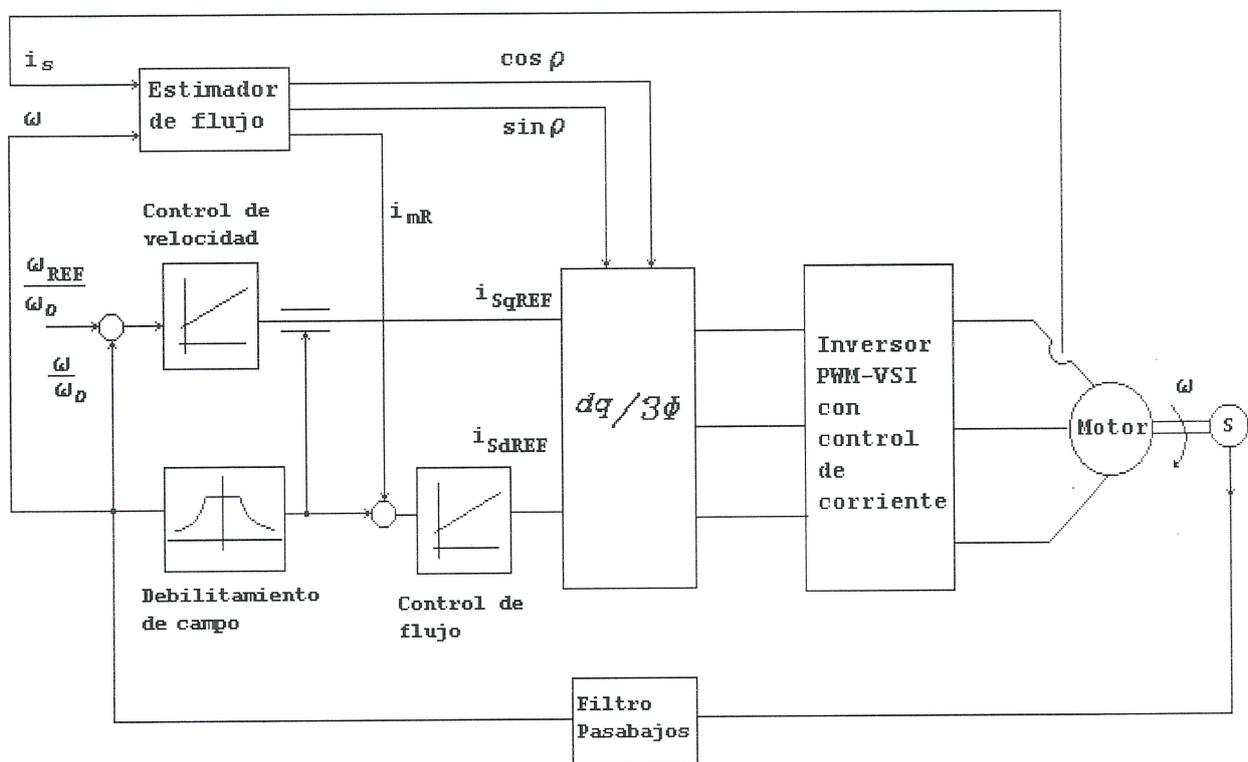


Fig.2. Diagrama de bloques del control vectorial directo de Motor de Inducción.

Tratamiento del PI de Flujo

El tratamiento del controlador de flujo es el de una planta de respuesta lenta. Como este controlador debe ser enfocado como el controlador del campo de un motor c.c, debe tomarse en consideración que, para hacer operar al motor más allá de su velocidad nominal, éste debe disminuir el campo en forma

inversamente proporcional a la velocidad (debilitamiento de campo), manteniendo el torque constante.

Como se muestra en la Fig.2 la salida del bloque de debilitamiento de campo será la referencia del controlador PI de flujo.

que una vez que la velocidad alcanza a la referencia, la salida del PI de velocidad se estabiliza.

En la Fig.5 se muestra i_{sa} vs. i_{sb} , donde se puede observar la trayectoria curva que trazan estas dos corrientes.

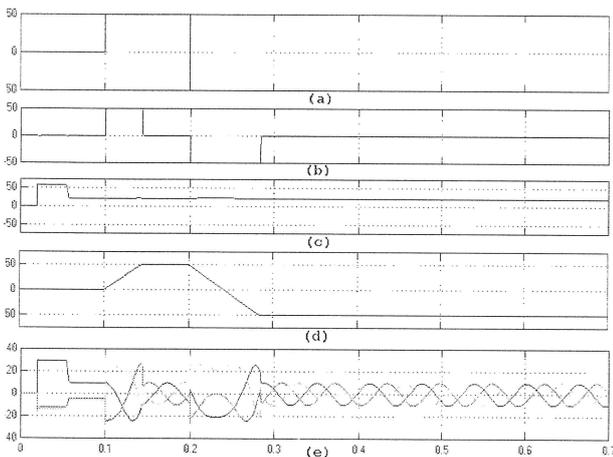


Fig.4. Resultados de simulación de la inversión de velocidad de 50 a -50 rad/s en vacío.
 (a) Velocidad angular de referencia
 (b) Salida del controlador PI de velocidad
 (c) Salida del PI de flujo (d) Velocidad angular del motor (e) Corriente en el estator.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para los resultados experimentales se utilizó un motor de Inducción de 2CV, velocidad nominal de 1800rpm [4], que fue controlado por medio de DSP, en el cual se programó el control vectorial y el inversor PWM VSI con control de corriente [4,5].

Las pruebas se hicieron en el Laboratorio de Electricidad de la COPPE-UFRJ, RJ- Río de Janeiro-Brasil.

En la Fig. 6 se muestra el resultado de la inversión de velocidad entre -900rpm y 900rpm, y la salida del PI de velocidad durante la inversión. Como se puede observar, se obtiene un tiempo de inversión de 30ms.

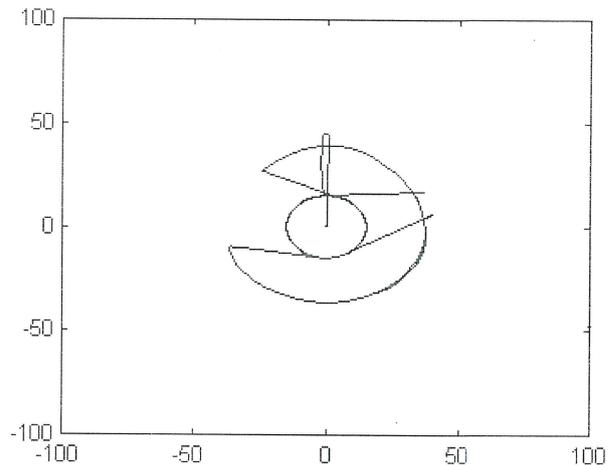


Fig.5. Vectores giratorios i_{sa} vs. i_{sb} .

En la Fig.7 se muestra la corriente de magnetización i_{mR} durante la inversión de velocidad, que el PI de flujo se encarga de regular.

Mientras que en la Fig.8 se muestra la forma de onda de dos fases de la corriente trifásica. Como se puede observar, estas corrientes coinciden plenamente con la Fig.4(e)

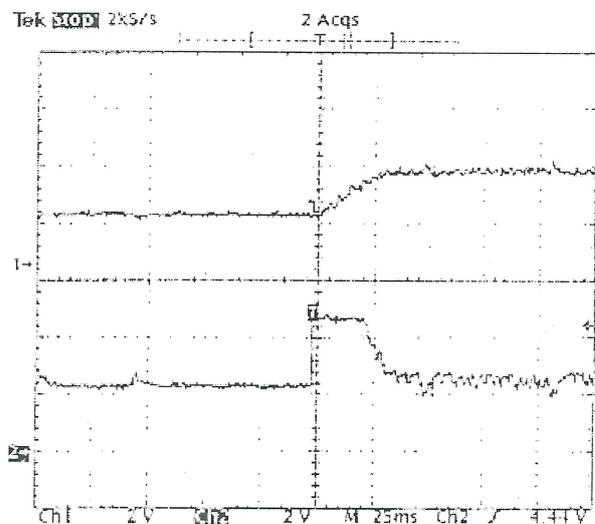


Fig.6. Resultado experimental de la inversión de velocidad de -900rpm a 900rpm:
 -Curva superior: (1050rpm/V, 2V/div) velocidad.
 -Curva inferior: (6,25Arms/V, 0,5V/div) salida del controlador PI de velocidad.

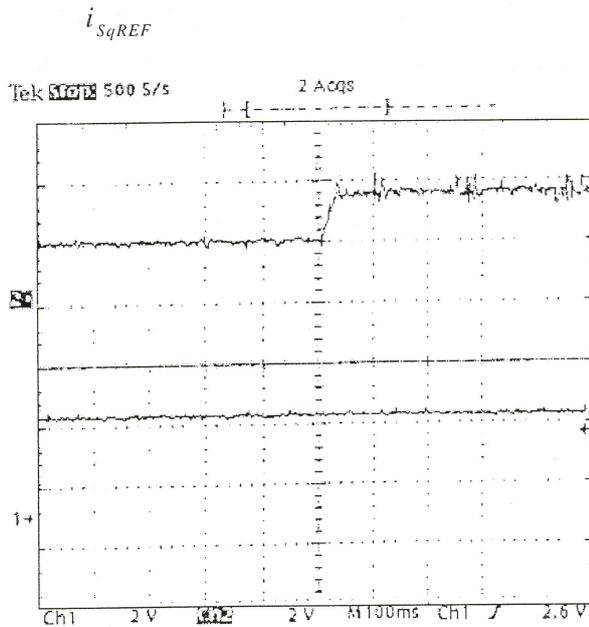


Fig.7. Resultado experimental de la inversión de velocidad de -900rpm a 900rpm :
 -Curva superior: (1050rpm/V , 2V/div) velocidad.
 -Curva inferior: ($6,25\text{Arms/V}$, $0,5\text{V/div}$) i_{mr} corriente de magnetización.

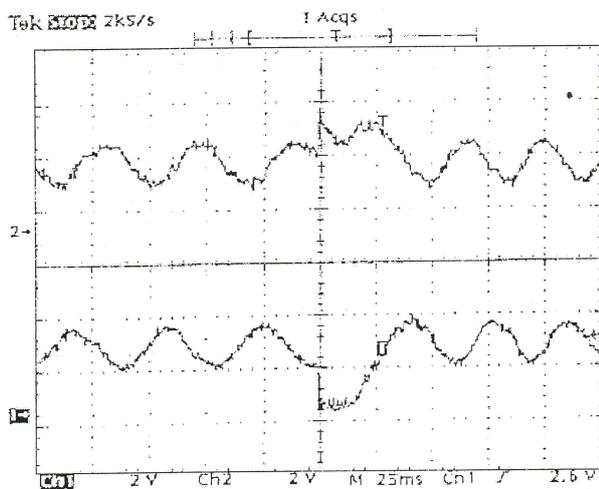


Fig.8. Resultado experimental de la inversión de velocidad en vacío de -900rpm a 900rpm :
 -Curva superior: ($6,25\text{ Arms/V}$, $0,5\text{ V/div}$) Corriente de la fase a.
 -Curva inferior: ($6,25\text{Arms/V}$, $0,5\text{V/div}$) Corriente de la fase b.

CONCLUSIONES

El PI de flujo debe tener una respuesta lenta, asegurando que la corriente de magnetización no varíe frente a transitorios debido a incremento de carga o inversión de velocidad.

El PI de velocidad es responsable por la respuesta dinámica del sistema. El control *anti-windup* incrementa la velocidad de respuesta del sistema, pues reduce el tiempo en que la parte integral se satura.

REFERENCIAS

1. **Kiel, E.** (1995). VeCon: "High performance digital control of AC drives by one chip servo controller". EPE'95, Sevilla - España, Vol 3. pp. 3005 - 3010.
2. **Krishnan R.** (2001) "Electric Motor Drives. Modeling, Analysis and Control", Prentice Hall.
3. **Leonard W.** (1997) "Control of Electrical Drives, Springer".
4. **Lock, A.** (1997) "Controle Vectorial Direto de Motor de Inducao usando DSP, Tese de Mestrado", COPPE-UFRJ, Brasil.
5. **Lock, Alberto S. Sthpan, Richard M.** (1998) "Controle Vetorial Direto de Motor de Inducao usando DSP", XII Congresso Brasileiro de Automática CBA, V. 6 pp 2226, 2230. Minas Gerais, Brasil.
6. **Maswood A.I.** (1995) "Computer application in the analysis of rectifiers and inverters", IEE Proc.- Electr. Power Appl., N° 4, July.
7. **Nasar S.A., Boldea Ion** (1999) "Electric Drives CRC Press".