

Control vectorial del motor de inducción para el control de velocidad del rotor por cambio de frecuencia

Vectorial control of the induction engine for the speed control of the rotor for the frequency variation

Jaime Antonio González Castellanos
Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro,
Rio de Janeiro, Brasil
Universidad de Los Andes, ULA,
Mérida 5101, Venezuela
e-mail: jaimea@ele.puc-rio.br, gjaime@ing.ula.ve

Marcos Azevedo da Silveira
Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro,
Rio de Janeiro, Brasil
e-mail: marcos@ele.puc-rio.br

Eduardo J.P. Pacheco
Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro,
Rio de Janeiro, Brasil
e-mail: pacheco@ele.puc-rio.br

Resumen

Es propuesto un método de control de velocidad por variación de la frecuencia de la red de alimentación con control vectorial para un motor de inducción permitiendo mantener el torque nominal durante todo el rango de variación. El sistema propuesto es validado en un modelo del motor de inducción con la ayuda del programa SIMULINK del Matlab.

Palabras Claves: Motores de Inducción, Control de velocidad

Abstract

A speed control method by frequency variation of the power supply network with vectorial control for an induction drive system is proposed. This control allows to maintain the nominal torque during the speed variation range. The proposed drive system is validated with an induction motor model and the SIMULINK Matlab program help.

Key words: Induction Drives, Speed Control.

1 Introducción

El motor de inducción es ampliamente utilizado en la industria gracias a su simplicidad, bajo costo de mantenimiento, mayor relación de torque/amperio, posibilidad de encapsulamiento (para los motores de jaula de ardilla), lo que permite su utilización en ambientes corrosivos o

de clasificación de seguridad intrínseca. El motor de inducción era considerado como una máquina de velocidad casi constante y no era posible conseguir rangos de variaciones de velocidad en forma continua en una forma simple y barata. Con la llegada de los elementos de electrónica de potencia fue posible lograr fuentes de alimentación trifásica de frecuencia variable y comenzó entonces un gran desa-

rollo en el campo de control de velocidad por cambio de frecuencia. Al lograr modificación de la frecuencia, los investigadores encontraron otro gran problema que fue la necesidad de mantener la capacidad de producción del torque magnético cuando es disminuida la tensión de alimentación, en el rango de frecuencias bajas (frecuencias menores a la frecuencia nominal) ya que es necesario mantener el flujo magnetizante constante durante todo el control.

Como es sabido el motor de inducción es una máquina de una sola fuente de excitación y por tanto en la corriente del estator se produce tanto la corriente de excitación como la corriente del torque. Para lograr mantener el torque nominal para las condiciones de frecuencia baja es aplicado el principio de control vectorial, que consiste en descomponer las dos corrientes y poder aplicar entonces dicho control.

El presente trabajo muestra, a partir del modelo matemático de la máquina de inducción, simulado en el programa SIMULINK, la aplicación del control vectorial para la variación de velocidad por cambio de frecuencia para los motores de inducción.

Primero se presentará el modelo matemático de la máquina de inducción, bajo las condiciones de alimentación de una fuente senoidal y una fuente nosenoidal (inversor PWM) para luego estudiar y modelar el control vectorial y presentar los resultados obtenidos.

2 Modelo Matemático de la Máquina de Inducción

Para el estudio, se utilizará una máquina bipolar trifásica, alimentada por un set de corrientes o tensiones balanceadas y desfasadas 120° eléctricos. La figura 1 presenta el esquema de la máquina bipolar de inducción con su distribución de campo magnético producido por cada una de las fases.

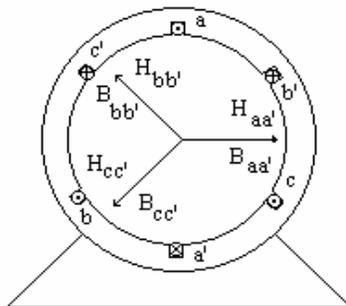


Fig. 1 Máquina bipolar de inducción

La figura 2 muestra la distribución de los ejes del sistema para tres y para dos ejes. Las expresiones de tensión para el motor de inducción son determinadas por las ecuaciones (1) hasta (6).

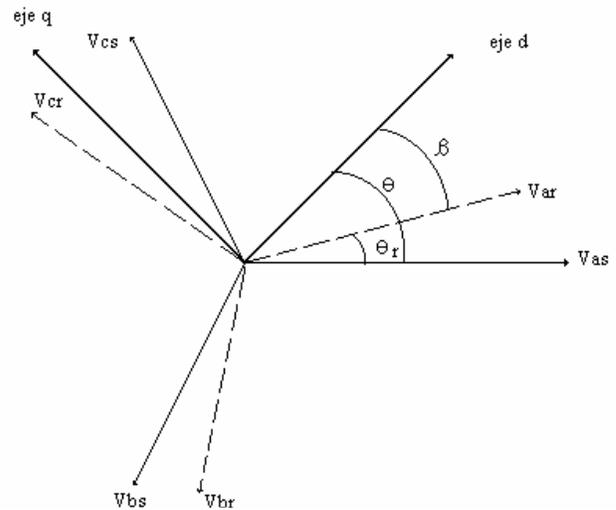


Fig. 2 Sistema de ejes propuesto (d-q)

$$v_{as} = p\lambda_{as} + i_{as}r_s \quad (1)$$

$$v_{bs} = p\lambda_{bs} + i_{bs}r_s \quad (2)$$

$$v_{cs} = p\lambda_{cs} + i_{cs}r_s \quad (3)$$

$$v_{ar} = p\lambda_{ar} + i_{ar}r_r \quad (4)$$

$$v_{br} = p\lambda_{br} + i_{br}r_r \quad (5)$$

$$v_{cr} = p\lambda_{cr} + i_{cr}r_r \quad (6)$$

Donde los enlaces de flujo (λ) creados por cada una de las fases pueden ser escritos de la siguiente forma:

$$[\lambda] = [L][i] \quad (7)$$

siendo L la matriz definida por la Ec. (8) descrita más adelante

Para transformar las ecuaciones de los tres ejes para dos ejes, se aplican las ecuaciones de transformación de las ecuaciones. (9) y (10), donde x puede ser una variable de tensión, corriente o flujo. El nuevo sistema de ejes será denominado con los índices d y q , comúnmente llamados de eje de directo y eje en cuadratura, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} L_{1s} & 0 & 0 & L_{sr} \cos \theta_r & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & L_{1s} & 0 & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos \theta_r & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & L_{1s} & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos \theta_r \\ L_{sr} \cos \theta_r & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{1r} & 0 & 0 \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos \theta_r & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & L_{1r} & 0 \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos \theta_r & 0 & 0 & L_{1r} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} x_{qs} &= \left[\frac{2}{3} \left[x_{as} \cos \theta + x_{bs} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + x_{cs} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right] \\ x_{qs} &= \left[\frac{2}{3} \left[x_{as} \sin \theta + x_{bs} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + x_{cs} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right] \quad (9) \\ x_{0s} &= \left[\frac{1}{3} \left[x_{as} + x_{bs} + x_{cs} \right] \right] \end{aligned}$$

Para el rotor se tiene:

$$\begin{aligned} x_{qr} &= \left[\frac{2}{3} \left[x_{ar} \cos \beta + x_{br} \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) + x_{cr} \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right] \\ x_{ds} &= \left[\frac{2}{3} \left[x_{ar} \sin \beta + x_{br} \sin\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) + x_{cr} \sin\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right] \quad (10) \\ x_{0r} &= \left[\frac{1}{3} \left[x_{ar} + x_{br} + x_{cr} \right] \right] \end{aligned}$$

Aplicando las ecuaciones de transformación (9) y (10) es posible obtener una nueva distribución de los enlaces de flujo en el sistema **d-q**

$$\lambda_{ds} = L_{ss} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \quad (11)$$

$$\lambda_{qs} = L_{ss} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \quad (12)$$

$$\lambda_{dr} = L_{rr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds} \quad (13)$$

$$\lambda_{qr} = L_{rr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs} \quad (14)$$

Las nuevas expresiones de tensión en el sistema de ejes **d-q**

son escritas a continuación teniendo en cuenta que estas expresiones están referidas todas al estator:

$$v_{ds} = p\lambda_{ds} - \lambda_{qs} p\theta + r_s i_{ds} \quad (15)$$

$$v_{qs} = p\lambda_{qs} + \lambda_{ds} p\theta + r_s i_{qs} \quad (16)$$

$$v'_{dr} = p\lambda'_{dr} - \lambda'_{qr} p\beta + r_r i'_{dr} \quad (17)$$

$$v'_{qr} = p\lambda'_{qr} + \lambda'_{dr} p\beta + r_r i'_{qr} \quad (18)$$

Rescribiendo las ecuaciones de los enlaces de flujo se tiene:

$$\lambda_{ds} = L_{1s} i_{ds} + M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (19)$$

$$\lambda_{qs} = L_{1s} i_{qs} + M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (20)$$

$$\lambda'_{dr} = L_{1r} i_{dr} + M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (21)$$

$$\lambda'_{qr} = L_{1r} i_{qr} + M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (22)$$

$$\lambda_{md} = M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (23)$$

$$\lambda_{mq} = M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (24)$$

con:

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} \quad (25)$$

$$L_{1s} = L_s - L_{ms} \quad (26)$$

$$L_{1r} = L_r - L_{ms} \quad (27)$$

$$M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (28)$$

El torque electromagnético puede ser escrito:

$$T = \left(\frac{n}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) \quad (29)$$

Despejando las corrientes a partir de las ecuaciones (19) hasta (24) se obtiene:

$$i_{ds} = \frac{1}{L_{1s}}(\lambda_{ds} - \lambda_{md}) \quad (30)$$

$$i_{qs} = \frac{1}{L_{1s}}(\lambda_{qs} - \lambda_{mq}) \quad (31)$$

$$i'_{dr} = \frac{i}{L'_{1r}}(\lambda'_{dr} - \lambda_{md}) \quad (32)$$

$$i'_{qr} = \frac{i}{L'_{1r}}(\lambda'_{qr} - \lambda_{mq}) \quad (33)$$

Reemplazando as ecuaciones(30) hasta (33) en las ecuaciones de tensiones y despejando los enlaces de flujo, seobtiene:

$$\lambda_{ds} = \frac{1}{p} \left[v_{ds} + \omega \lambda_{qs} + \frac{r_s}{L_{1s}}(\lambda_{ds} - \lambda_{md}) \right] \quad (34)$$

$$\lambda_{qs} = \frac{1}{p} \left[v_{qs} - \omega \lambda_{ds} + \frac{r_s}{L_{1s}}(\lambda_{qs} - \lambda_{mq}) \right] \quad (35)$$

$$\lambda'_{dr} = \frac{1}{p} \left[v_{dr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + \frac{r_r}{L_{1r}}(\lambda'_{dr} - \lambda_{md}) \right] \quad (36)$$

$$\lambda'_{qr} = \frac{1}{p} \left[v_{qr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + \frac{r_r}{L_{1r}}(\lambda'_{qr} - \lambda_{mq}) \right] \quad (37)$$

Es importante hacer notar que para poder representar el modelo del motor de inducción se deben hacer las siguientes consideraciones:

- Las resistencias no serán afectadas por la temperatura
- El circuito magnético es considerado lineal
- El rotor es cilíndrico y con entrehierro constante

Con las expresiones obtenidas se procede a simular el motor de inducción con la ayuda del programa SIMULINK del Matlab asumiendo primero una fuente trifásica de inducción y después una fuente de tensión y de frecuencia variable PWM VSI

3 Resultados

Para la simulación del motor de inducción son uti-

lizados los siguientes datos:

Tabla 1. Datos del motor de Inducción

Elemento	Valor
r _s	0.49 (ohm)
r _r	0.45(ohm)
L _s	38.8(mH)
L _r	38.8(mH)
M	35.4(mH)
P	2 polos
J	0.018Kg-m ²

Para el modelo con alimentación senoidal, con los ejes de referencia (*d-q*) girando a la velocidad sincrónica y funcionando en vacío se procede a obtener las características de velocidad del rotor, torque vs velocidad y corrientes del estator, a partir de modelo mostrado en la figura 3.

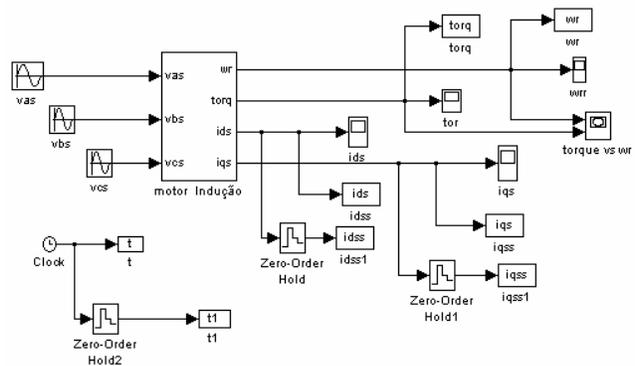
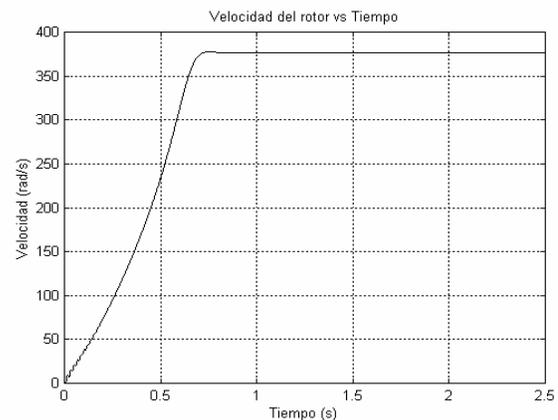


Fig. 3 Modelo del motor de Inducción con los ejes de referencia girando a la velocidad sincrónica (ω_s)



Fi.4 Velocidad del rotor vs tiempo para condición de vacío

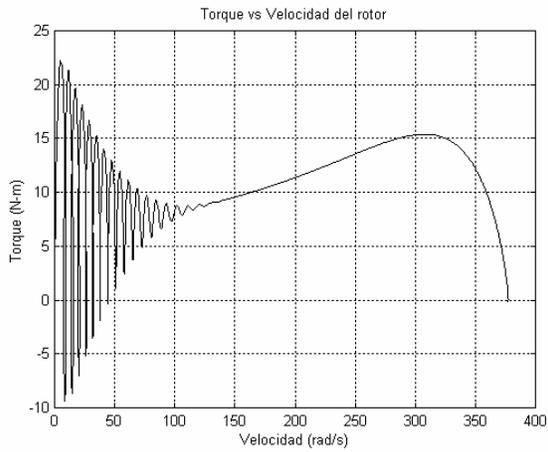


Fig. 5 Torque vs Velocidad del rotor para la condición de vacío

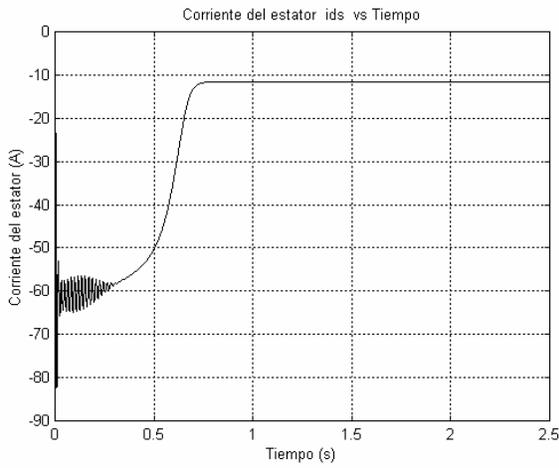


Fig. 6 Corriente del estator "ids" para la condición de vacío

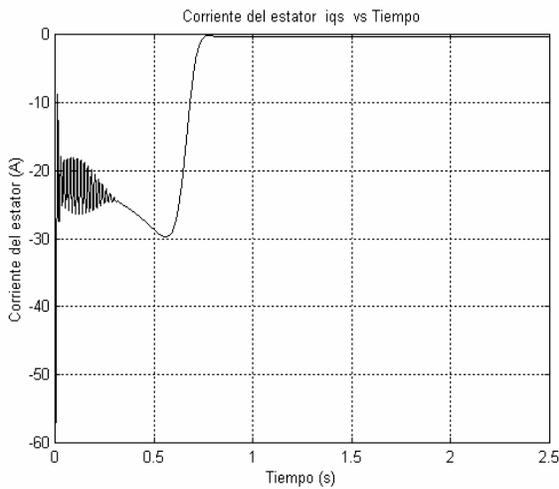


Fig. 7 Corriente del estator "iqs" para la condición de vacío

Reemplazando ahora la fuente trifásica senoidal por una fuente trifásica PWM (VSI) (Fig. 8), se grafican las mismas características anteriores.

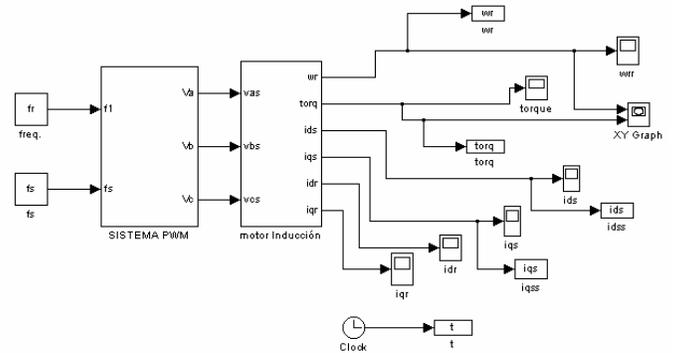


Fig. 8 Motor de Inducción con PWM (VSI) para condición de vacío

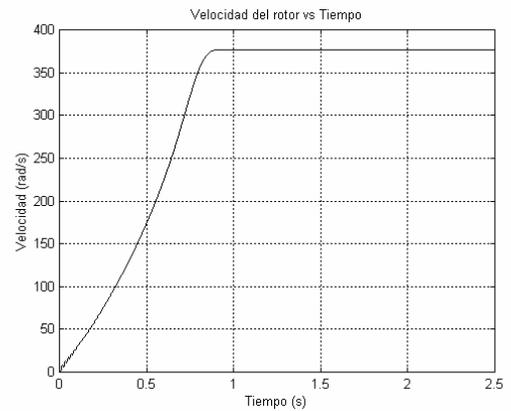


Fig. 9 Velocidad del rotor vs Tiempo con fuente PWM (VSI) y condición de vacío

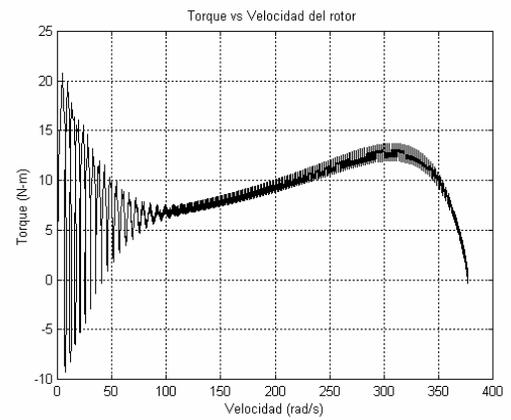


Fig. 10 Torque vs Velocidad del rotor con fuente PWM (VSI) y condición de vacío

De las graficas obtenidas (figura 9 hasta la figura 12) puede verse que el comportamiento del motor con la fuente trifásica PWM (VSI) es muy similar y sólo varía por la presencia de armónicas producidas por la misma fuente. Por tanto puede asumirse que el motor puede operar con dicha fuente, con la desventaja de los armónicos mas con la grande ventaja de poder variar su campo magnético giratorio (característica que no tiene la fuente trifásica senoidal utilizada en el caso anterior).

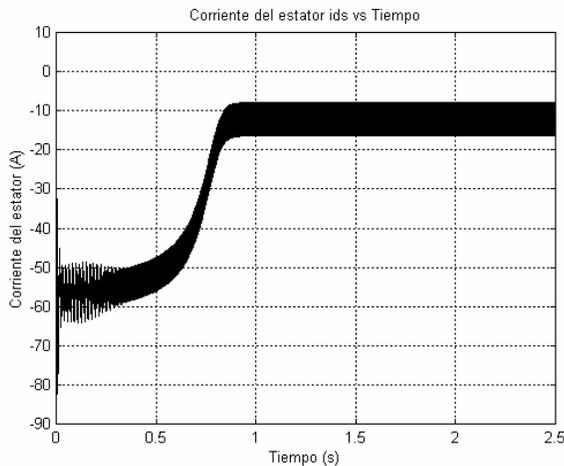


Fig. 11 Corriente del estator “ids” con fuente PWM (VSI) y condición de vacío

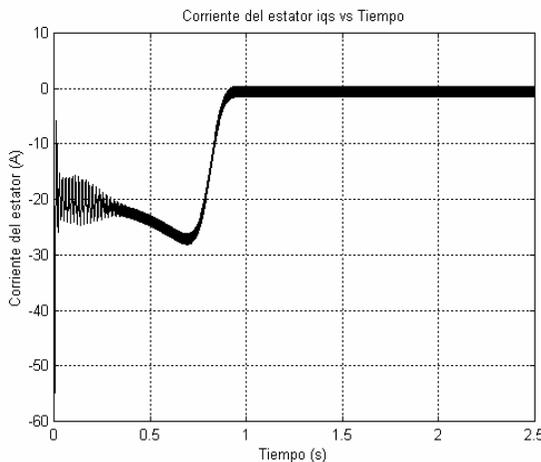


Fig. 12 Corriente del estator “iqs” con fuente PWM (VSI) y condición de vacío

4 Aplicación del Control Vectorial

Si se asume que en un instante, el vector de flujo del rotor esta en fase con el eje *d*, entonces se puede concluir que la componente de flujo en el eje *q* es igual a cero, (por tanto $i_{dr} = 0$), es decir los nuevos enlaces de flujo del rotor pueden ser escritos[2], [3],[4]:

$$i'_{dr} = M i_{ds} \tag{38}$$

$$i'_{qr} = 0 \tag{39}$$

$$T = -\left(\frac{n}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)(\lambda'_{dr} i'_{qr}) \tag{40}$$

Si i_{ds} es mantenida constante (I_0) es posible entonces controlar el torque electromagnético linealmente. La corriente i_{ds} es llamada componente de corriente magnetizante.

$$i_{qs} = -\left(\frac{L'_{lr} + M}{M}\right) i'_{qr} \tag{41}$$

$$T = \left(\frac{n}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)(M I_0 i'_{qr}) \tag{42}$$

$$T = \left(\frac{n}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\frac{M^2}{(L'_{lr} + M)}(I_0 i_{qs}) \tag{43}$$

La ecuación (43) muestra como el torque electromagnético es controlado sólo por la componente de corriente del estator i_{qs} .

De esta manera ha sido aplicado el control vectorial, es decir han sido descompuestas las corrientes del torque, en su corriente magnetizante (i_{ds}) y en su corriente de torque propiamente dicha (i_{qs}). Además de estas relaciones se deben tener en cuenta también las siguientes relaciones que son la base del control vectorial[5]:

$$i_{qs} = -\left(\frac{L'_{lr} + M}{M}\right) i'_{qr} \tag{43}$$

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \left(\frac{r'_r}{L'_{lr} + M}\right) \frac{i_{qs}}{I_0} \tag{44}$$

Para la implementación del control vectorial aplícase el siguiente circuito de control vectorial indirecto.

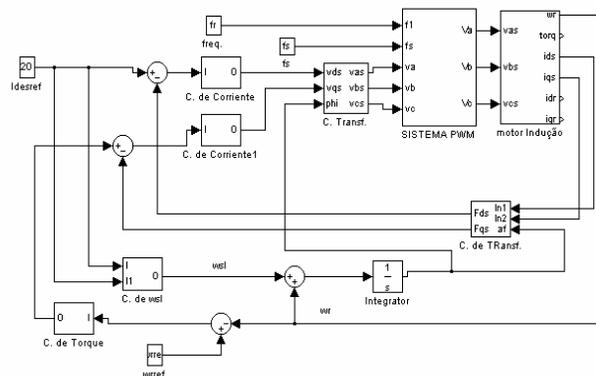


Fig. 13 Circuito con Control Vectorial indirecto

A continuación serán simuladas dos condiciones:

- Motor funcionando con 70 % de carga y luego es aplicado ($t=1.3$ s.) el 30% restante.
- Motor con 100% de carga acoplada al eje y girando a una frecuencia de 2 hz.

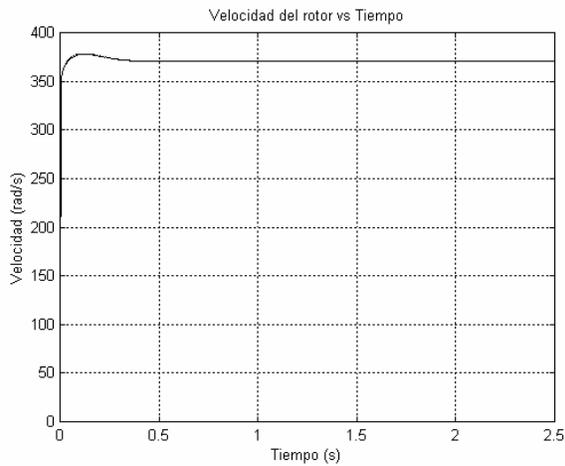


Fig.14 Velocidad del rotor con aumento de carga en 1.3 s

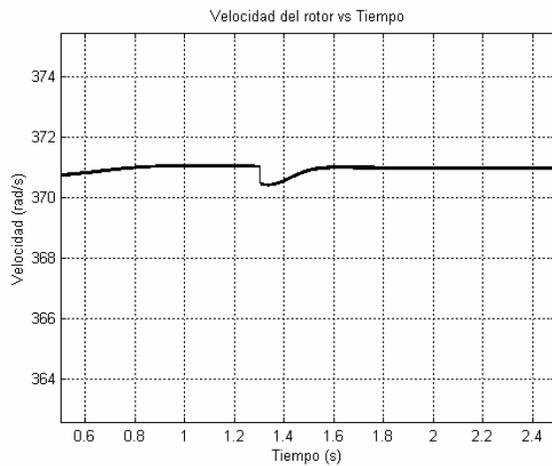


Fig. 15 Respuesta del control para el aumento de carga (zoom de la figura anterior)

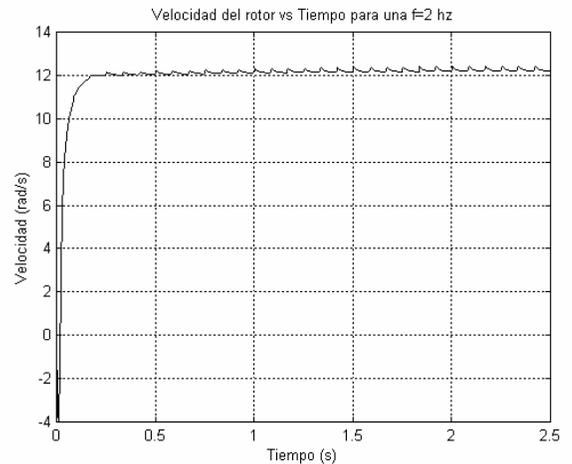


Fig. 16 Velocidad del rotor vs Tiempo para una frecuencia de 2 hz