

CONTROL VECTORIAL DE 4 CUADRANTES PARA MOTOR DE INDUCCIÓN CON RECTIFICADOR AUTOCONMUTADO PARA LA MEJORA DEL FACTOR DE POTENCIA

Rodolfo Moreno Martínez

Universidad Nacional de Ingeniería, Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Sección de Postgrado y Segunda Especialización

RESUMEN

En el presente trabajo se muestran los resultados de simulación del estudio realizado sobre un sistema que mejora el factor de potencia y disminuye la distorsión de corriente absorbida de la red por los inversores de tensión usados en el control de velocidad de motores de inducción, añadiéndole capacidad de recuperar energía hacia la red. Un inversor trifásico de tensión es usado en lugar del clásico rectificador de diodos para la mejora de la calidad de la energía al ingreso del sistema. El nuevo sistema de control de velocidad consta de un primer inversor que se encarga de controlar al motor de inducción empleando la técnica de control Vectorial directo, este inversor esta conectado a un segundo inversor a través de sus terminales DC el que a su vez se conecta con la línea AC a través de inductores y controlado de manera que el factor de potencia sea uno, mantenga constante la tensión del lado DC y que la corriente AC absorbida presente mínima distorsión.

ABSTRACT

The present work shows the simulation results of the study performed on a system that improves the factor power of a network and diminishes the harmonic distortion of the current consumed by AC drives, giving the network the additional capability of energy regeneration. In order to improve the energie quality of the system, a three phase voltage source inverter is used instead of the classical diode-based rectifier . The proposed AC drive consists of a three phase voltage source inverter that drives an induction motor using the direct field orientation control method. The DC terminals of the AC drive is connected to a second inverter, which in turn is connected to the AC network by means of a three phase reactor or transformer in order to reduce the distortion of the AC current utility by keeping the AC current in phase with the voltage utility and maintaining the voltage at the DC link constant.

INTRODUCCIÓN

Los sistemas de control de velocidad[1] de motores de inducción presentan normalmente en el circuito de potencia un rectificador no controlado para la conversión de la corriente AC en DC tensión cuyo rizado es disminuido por un filtro C como se muestra en la Figura 1a en este caso la corriente absorbida de la red muestra grandes picos producidos por la carga del condensador como aparece en la Figura 2a. Dependiendo de la potencia se suele colocar

inductores L para disminuirlos como se muestra en la Figura 1 y Figura 2b. Cuando el rotor supera la velocidad del campo giratorio del estator en el caso de frenado, el motor pasa a funcionar como generador entregando energía, la que fluye por los diodos del inversor hacia el condensador aumentando su carga y tensión. Este inconveniente es resuelto usando una resistencia R y una llave de potencia Sw como en la Figura 1a la que es accionada en forma conmutada

descargando el exceso de carga del condensador en la resistencia. Cuando la potencia disipada es muy grande se suele emplear un sistema de recuperación de energía como el mostrado en la Figura 1b usando un rectificador controlado y operándolo como inversor es decir con ángulo de control entre $90 < \alpha < 180$ así la energía proveniente del motor es inyectado a la red. La corriente del sistema de recuperación sigue siendo

distorsionada como la mostrada en la Figura 2b pero con ángulo de fase de 180 grados respecto de la tensión V_{sa} . En resumen estos sistemas inyectan armónicos de corriente a la red y consumen gran cantidad de potencia reactiva, produciendo problemas de distorsión de tensión en el sistema de potencia donde están conectados o en otros puntos de la red por posibles efectos de resonancia.

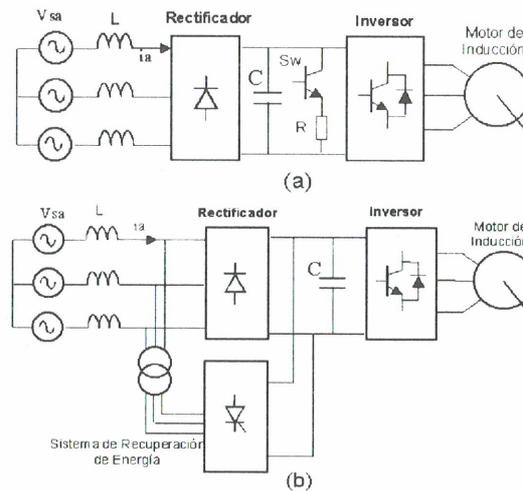


Fig. 1 Sistemas de control de velocidad convencional

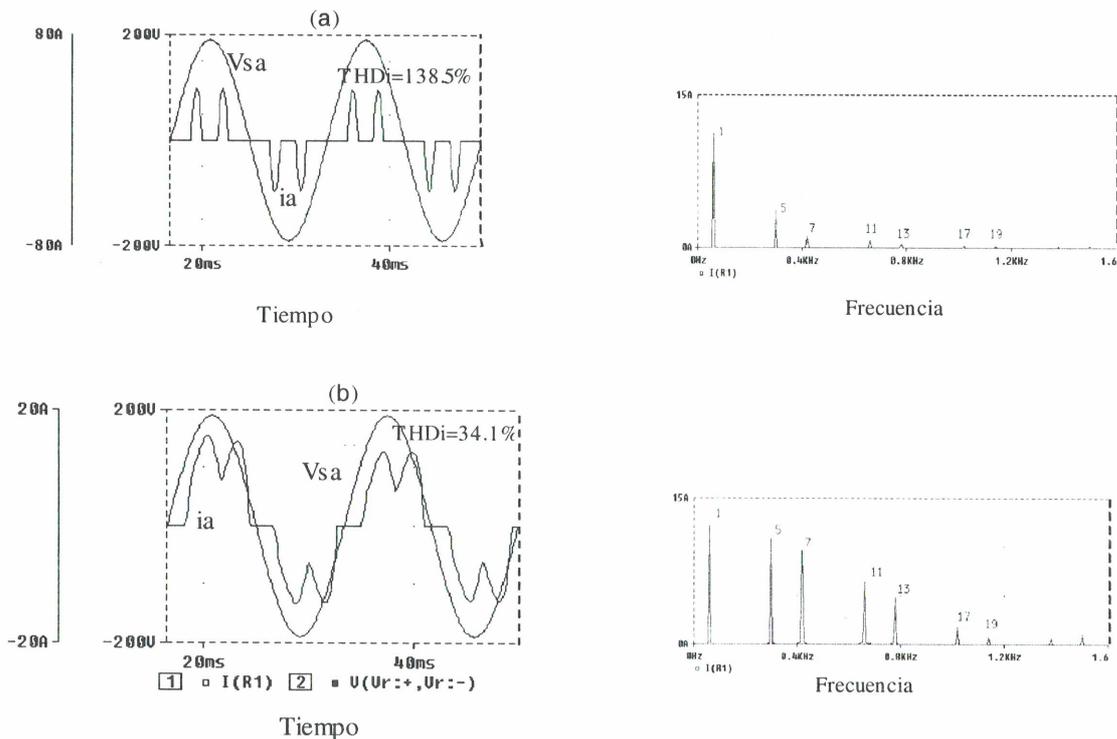


Fig. 2 Formas de ondas de tensión y corriente absorbida por los sistemas de control de velocidad

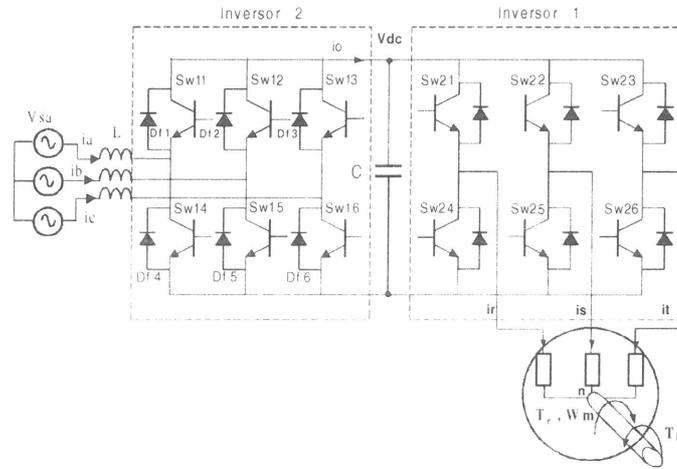


Fig. 3 Nuevo sistema de control de velocidad de 4 cuadrantes para motores de inducción

Estos inconvenientes son resueltos usando un rectificador auto conmutado (PWM)[1][2] en lugar del rectificador como se muestra en la figura 3

PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL INVERSOR 2

El inversor 2 (Figura 3) del nuevo sistema, mostrado en la figura 4 controla la magnitud y dirección de la potencia activa, la que podrá fluir del lado AC hacia el lado DC en la operación como rectificador siendo en este caso, los diodos Df los que conducirán por mas tiempo que las llaves de potencia Sw o controlar flujo de potencia del lado DC hacia lado AC en la operación como inversor en la que las llaves Sw pasarán a conducir por más tiempo que los diodos[1].

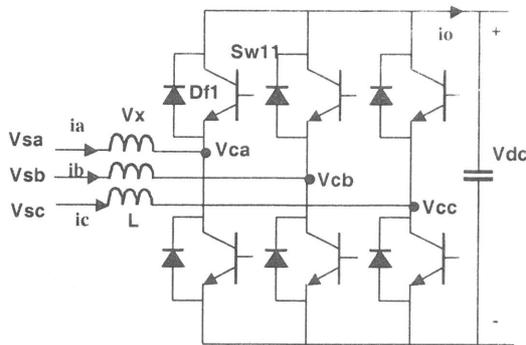


Fig. 4 Inversor trifásico de tensión

En la figura 4 las tensiones Vsa, Vsb y Vsc corresponden a la tensión de fase de red con frecuencia y amplitud constante y las tensiones Vca, Vcb y Vcc

son las tensiones por fase generadas por el inversor. Cuando los dispositivos de potencia (Sw) son accionados empleando alguna técnica de modulación (PWM) las tensiones generadas resultan ondas de tensión pulsada cuya componente fundamental es senoidal de frecuencia igual a la de la red pero de amplitud variable y fase controlable respecto a la tensión de red.

Para colocar la corriente ia en fase con la tensión Vsa (factor de potencia uno), las tensiones generadas por el inversor son colocadas en atraso con referencia a Vsa como se muestra en la Figura 5 de esta forma, la potencia fluirá del lado AC hacia el lado DC la que será controlada a través del ángulo α entre las tensiones de red y del inversor para mantener del nivel de tensión Vdc constante con las variaciones de la corriente de carga.

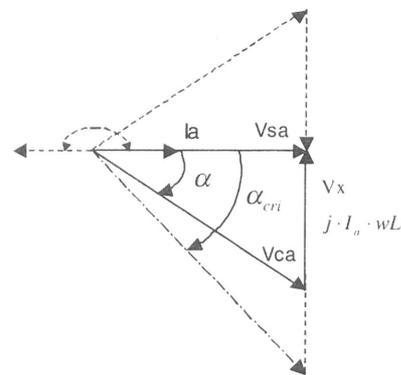


Fig. 5 Diagrama fasorial de la operación a factor de potencia uno del inversor

El triángulo formado por líneas continuas (Figura 5) corresponde a la operación del inversor como rectificador a factor de potencia uno (flujo de potencia positivo). Cuando las tensiones de inversor se colocan con un ángulo en adelante respecto de la tensión de la red, como en el triángulo formado por las líneas discontinuas, la corriente se desfasa 180 de la tensión y el flujo de potencia se invierte es decir que va del lado DC hacia la red regenerando energía hacia la red (flujo de potencia negativo).

ECUACIONES DEL INVERSOR 2

Las tensiones del lado AC y DC del inversor 2 están relacionadas por [3]:

$$V_{ca} = M \cdot (V_{dc} / 2) / \sqrt{2} \quad (1)$$

Donde: M se define como índice de modulación que depende del tipo de modulación (PWM) y V_{ca} es la tensión de fase eficaz por fase a la salida (lado AC) del inversor.

A partir del triángulo de la Figura 5 se obtiene una relación entre la tensión V_{dc} y la tensión de línea V_{sab} (eficaz), donde α es el ángulo entre las tensiones.

$$V_{dc} = \frac{(2/\sqrt{3}) \cdot \sqrt{2} V_{sab}}{M \cdot \cos \alpha} \quad (2)$$

De la expresión de potencia en el lado DC:

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc}; \quad R_{dc} = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \frac{V_{dc}^2}{P_{dc}} \quad (3)$$

Se define el factor de carga como:

$$k = \frac{wL}{R_{dc}} = \frac{wL \cdot P_{dc}}{V_{dc}^2} \quad (4)$$

De la Figura 5 y de la relación (4) se obtiene una relación para el ángulo de fase:

$$\text{sen} 2\alpha = \frac{4k}{M^2} \quad (5)$$

De esta relación se deduce el rango posible de operación a factor de potencia uno cuando el ángulo α se incrementa con el factor de carga k . Si el ángulo excede $\pi/4$ se ingresara en la zona de inestabilidad donde la tensión disminuye con el incremento del ángulo. Por lo tanto se define un ángulo crítico y un factor de carga crítico como:

$$\alpha_{cri} = \pi/4; \quad k_{cri} = M_{cri}^2 / 4 \quad (6)$$

De la ecuación 2 y 4 se obtiene una relación para P_{dc} :

$$P_{dc} = \frac{k}{wL} \frac{(4/3)V_{sab}^2}{M^2 \cdot \cos^2 \alpha} \quad (7)$$

que para el caso crítico será:

$$P_{dc,cri} = \frac{V_{sab}^2}{3 \cdot wL} \quad (8)$$

Si P_r es la potencia de proyecto que debe entregar el inversor 2 en el lado dc entonces el valor del inductor de entrada estará restringido por la relación:

$$P_{dc,cri} = V_{sab}^2 / 3wL > P_r \quad (9)$$

$$L < V_{sab}^2 / 3P_r w \quad (10)$$

La relación (10) nos da el límite máximo para el valor de la inductancia.

Por otro lado el valor mínimo para L se puede estimar a partir del rizado de corriente i_a (AC) producido por la frecuencia de conmutación del inversor 2 y que se presenta junto con la componente fundamental. Cuando se emplea el método de modulación senoidal el armónico dominante se presenta cerca de la frecuencia de conmutación. Si el orden del armónico es "n", la componente de tensión generada será E_n la que producirá una corriente I_n cuya amplitud estará reducida en $1/n$ de la componente fundamental I_a siendo por tanto el valor mínimo requerido para L:

$$L > (E_n / n) / [(I_a / n) \cdot w] \quad (11)$$

El posible valor del inductor para el acoplamiento del inversor 2 con la línea deberá satisfacer las relaciones (10) y (11)[3].

El valor del condensador C de acoplamiento entre los inversores debe ser escogido de manera que satisfaga los siguientes criterios[3]:

- Debe mantener el rizado de la tensión DC por debajo de cierto límite.

- Debe limitar las fluctuaciones del voltaje DC durante los transitorios de carga.

CONTROL DEL INVERSOR 2

Las ecuaciones que describen al inversor 2 de entrada[4] son obtenidas de la figura 4 (Apéndice a) las que son transformadas a un sistema giratorio (dq) con velocidad síncrona “w” (Figura 6b) resultando el siguiente sistema de ecuaciones:

$$L \frac{d i_{sq}}{dt} + wL \cdot i_{sd} + R \cdot i_{sq} = V_{sq} - V_{cq} \quad (12)$$

$$L \frac{d i_{sd}}{dt} - wL \cdot i_{sq} + R \cdot i_{sd} = V_{sd} - V_{cd} \quad (13)$$

$$C \frac{d v_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_{sq} \cdot m_{sq} + i_{sd} \cdot m_{sd}) - i_L \quad (14)$$

$$i_d^* = k_{pv} \cdot (V_{dc}^* - v_{dc}) + k_{iv} \cdot \int (V_{dc}^* - v_{dc}) dt \quad (15)$$

De las relaciones (12)-(15) se obtiene el esquema de control mostrado de la Figura 5. En este esquema el ángulo de referencia θ es obtenido a partir de las tensiones de la red y usado para orientar al vector espacial de tensiones \underline{V}_s con el eje d y para transformar las corrientes del sistema estacionario (i_a , i_b , i_c) al sistema giratorio (i_{sd} , i_{sq}). En este sistema se observa que i_{sd} es la componente activa de a la corriente y la corriente i_{sq} corresponde a la componente reactiva. Las corrientes i_{sd} y i_{sq} son comparadas con los valores de consigna i_{sd}^* , i_{sq}^* y los errores aplicados a los respectivos controladores PI (PI-d, PI-q) que regulan estas componentes.

La corriente de consigna i_{sd}^* es generada por el controlador PI (PI-v) que regula a la tensión Vdc y la corriente de consigna i_{sq}^* se fija en valor cero para la operación a factor de potencia uno.

Las ecuaciones transformadas (12), (13) muestran la presencia de términos de acoplamiento entre los sistemas d y q los que son compensados a la salida de los reguladores (V_{q}^* , V_{d}^*) por los términos de acoplamiento a través de señales realimentación positiva (feedforward). Las de señales de tensión resultantes V_{cd}^* y V_{cq}^* son luego transformadas al sistema trifásico estacionario y aplicadas al bloque modulador PWM (senoidal) para el accionamiento de las llaves de potencia del inversor 2.

CONTROL DEL INVERSOR 1

Se emplea el método de control Vectorial[8] directo por su buena respuesta dinámica debido al desacoplo entre el torque y el campo magnético de la máquina de inducción que se logra con este método.

La teoría de control vectorial considera al motor alimentado por una fuente de corriente, hipótesis que se logra cuando el inversor tipo fuente de tensión es operando con lazo de histéresis de corriente con frecuencias de conmutación altas. Esta consideración no es valida cuando el inversor debe opera en la región de debilitamiento de campo y tampoco es valida cuando el inversor debe accionar motores de gran potencia donde la frecuencia de conmutación debe ser reducida para disminuir las pérdidas por conmutación en las llaves de potencia. En estos casos el inversor es una fuente detensión y se deberá considerar entre las ecuaciones de control vectorial a las ecuaciones de tensión del motor en el sistema DQ[6].

Las ecuaciones para el control vectorial[5] son:

$$T_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \psi_r \cdot i_{qm} \quad (16)$$

$$\psi_r = \frac{L_m}{(1 + \tau_R p)} \cdot i_{dm} \quad (17)$$

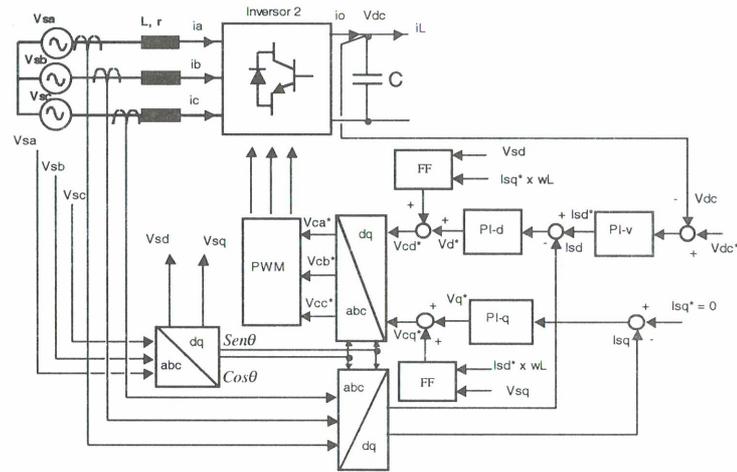


Fig.6 Diagrama de Control Vectorial del inversor 2

$$W_{sl} = R_r \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{1}{\psi_r} \cdot i_{qm} \quad (18)$$

$$W_o = W_m + W_{sl} \quad (19)$$

$$\rho = \int W_o \cdot dt \quad (20)$$

$$V_{dm} = R_s i_{dm} + \sigma \cdot L_s p i_{dm} - w_o \sigma L_s i_{qm} + \frac{L_m}{L_r} p \psi_r \quad (21)$$

$$V_{qm} = R_s i_{qm} + \sigma \cdot L_s p i_{qm} + w_o \sigma L_s i_{dm} + w_o \frac{L_m}{L_r} \psi_r \quad (22)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (23)$$

$$L_s = L_{dis} + L_m; L_r = L_{dir} + L_m \quad (24)$$

Las ecuaciones (16)-(20) forman el modelo de corrientes del motor de inducción que se deducen a partir del modelo trifásico original del motor las que luego son transformadas a un sistema de referencia DQ giratorio con velocidad síncrona W_o , cuyo eje directo (D) se hace coincidir con el vector de flujo rotorico ψ_r , (con posición angular ρ) del motor de inducción (Figura 6a). El resultado de esta transformación es que el flujo ahora será controlado

únicamente por la componente de la corriente estatorica en el eje directo (i_{dm}) mientras que el torque generado por la máquina será controlado únicamente por la componente en el eje en cuadratura (i_{qm}) de la corriente estatorica. La característica de estas variables de control en el sistema de referencia DQ es que son continuas lo que facilita el proyecto de los controladores. Ya que las ecuaciones de tensión del estator del motor V_{dm} (21) y V_{qm} (22) en el sistema DQ que gira con la velocidad W_o deben ser incluidas, se observa que presentan términos de acoplamiento entre los ejes D y Q los que son compensados a través de un lazo de realimentación positiva (feedforward) como se muestra en el esquema de control de Figura 7.

El modelo de corriente del motor de inducción como se muestra en la Figura 7 es usado para obtener el ángulo de posición del sistema DQ y en donde las corrientes reales del estator son transformadas. Las corrientes de consigna I_d^* , I_q^* son obtenidas del error de velocidad y de la relación flujo frecuencia las que son comparadas con los valores actuales i_{dm} y i_{qm} y los errores aplicados a los respectivos compensadores PI los que son ajustados independientemente. A las señales de tensión de salida de los correspondientes compensadores se suman los términos de compensación del acoplamiento en los bloques FF. Las señales de tensión V_{dm}^* y V_{qm}^* son transformadas al sistema trifásico las finalmente pasan por modulador PWM senoidal para el accionamiento

del inversor 1.

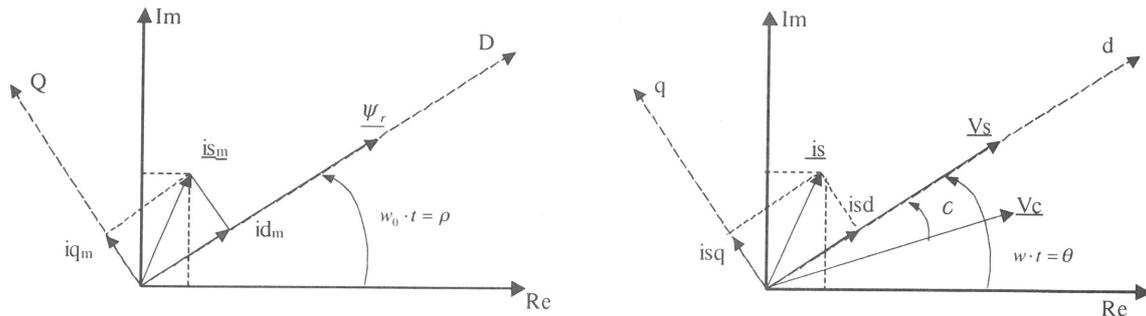


Fig. 6 (a) Diagrama de Vectores espaciales del Control Vectorial del motor de inducción.

(b) Diagrama de Vectores espaciales del Control del inversor 2 del lado de la línea.

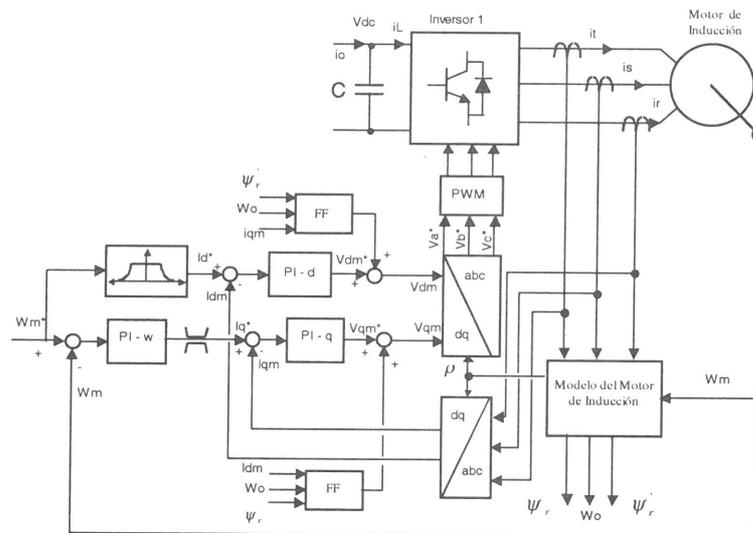


Fig. 7 Diagrama de Control Vectorial directo del inversor 1

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

La simulación se realizó en ambiente de Pspice para la que se desarrollaron los modelos de motor de inducción trifásico[6], inversor (Apéndice b), bloques de transformación, controladores PI, y bloques de modulación PWM senoidal. las características del sistema son:

Red trifásica: 220V, 60Hz

Inversor 2:

$L = 5\text{mH/fase}$, $R = 0.3 \Omega$ fase, $C = 6,500\mu\text{F}$

$V_{dc} = 400\text{V}$, $I_{dc}(\text{máx}) = 30\text{A}$

Modulación Senoidal

Frecuencia de conmutación: $f_{sw_2} = 5\text{kHz}$

Inversor 1:

Frecuencia de conmutación: $f_{sw_1} = 5\text{kHz}$

Modulación Senoidal

Motor de Inducción trifásico:

5HP, 60Hz, 220V(estrella), 4polos

$T_L(\text{nom}) = 20 \text{ Nm}$, $I(\text{nom}) = 11\text{A}$

-Resistencias del Estator y Rotor

$R_s = 0.531 \Omega/\text{fase}$, $R_r = 0.408 \Omega$

-Inductancias de dispersión:

$L_{dis} = 2.5199\text{mH/fase}$, $L_{di_r} = 2.5199\text{mH/fase}$

-Inductancia de Magnetización:

$L_m = 84.74\text{mH}$,

-Momento de inercia: $J = 0.1 \text{ kg.m}^2$

En la Figura 8 se muestra el proceso de arranque sin carga del motor de inducción cuando la velocidad de consigna Wm^* es colocada en 100 rad/s (escalón) en $t = 50\text{ms}$ (Fig. 8a). El torque desarrollado (Fig. 8b) permite el incremento de la velocidad hasta el valor de referencia en el que el torque cae a cero debido a que no se considero las pérdidas mecánicas. La corriente de magnetización “im”(Fig. d) que suministra el modelo del motor y que representa al campo magnético en el motor se mantiene constante e independiente del torque desarrollado confirmando el desacoplo de estos parámetros logrado con el control Vectorial. En $t = 320\text{ms}$ se aplica el torque de carga TL nominal mostrando en la respuesta de corriente en Fig. 8c.

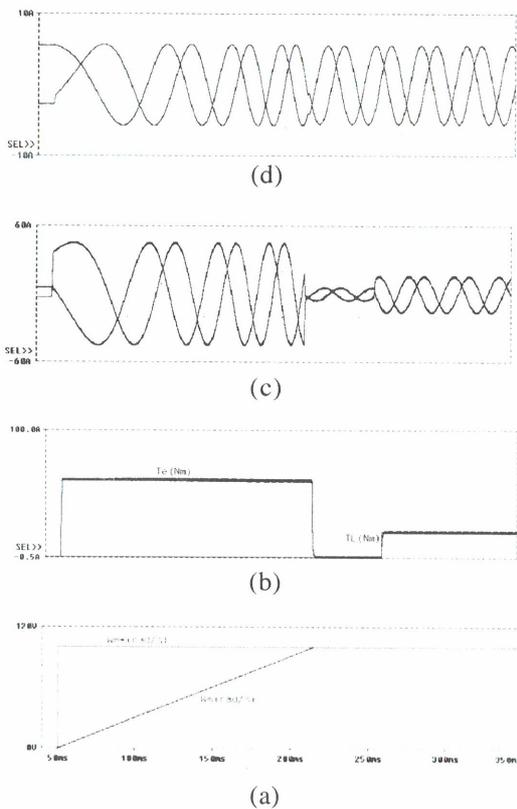


Fig. 8 Arranque del motor de inducción

En la Figura 9 se muestra la tensión V_{sa} y corriente i_a de red en la que se observa el ángulo de fase cero entre estas variables durante el arranque y el régimen estacionario. La tensión V_{dc} del condensador de acoplamiento entre los inversores se mantiene constante presentando variaciones menores de menos de 4 voltios producida por el control.

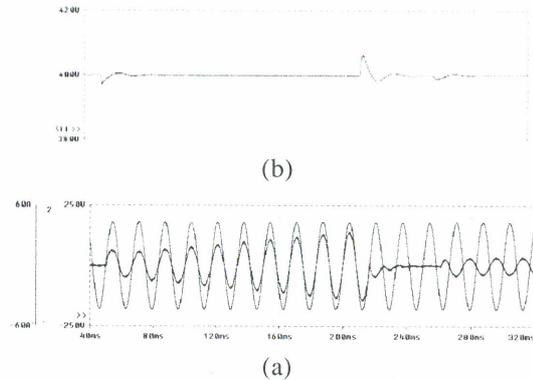


Fig. 9 (a) Tensión V_{sa} y corriente de línea i_a (b) tensión V_{dc} en el condensador C de acoplamiento.

En la Figura 10 se muestra las formas de onda de la corriente y tensión en estado estacionario en la que se verifica el factor de potencia 1 y distorsión de corriente reducida con $THDi = 6.4\%$.

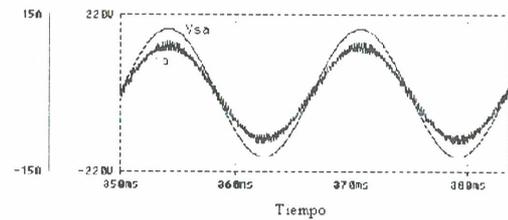


Fig. 10 Formas de onda de tensión V_{sa} y corriente de línea i_a en estado estacionario para flujo de potencia positivo (de la red hacia el motor)

En la Figura 11 se muestra el contenido armónico de la corriente de línea i_a que presenta además la componente fundamental, componentes de alta frecuencia en torno de la frecuencia de conmutación de 5kHz.

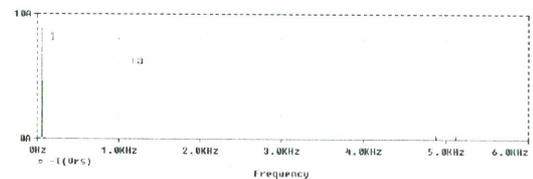


Fig. 11 Espectro armónico de la corriente de línea i_a

En la Figura 12 se muestra el caso en el que luego del arranque del motor sin carga se le aplica un torque de carga “TL” negativo (en la dirección de la rotación) que tiende a incrementar la velocidad por encima del valor de consigna Wm^* y que debido al control del inductor 1 se mantiene constante, así como el nivel de tensión V_{dc} del condensador C de acoplamiento. En

este caso:

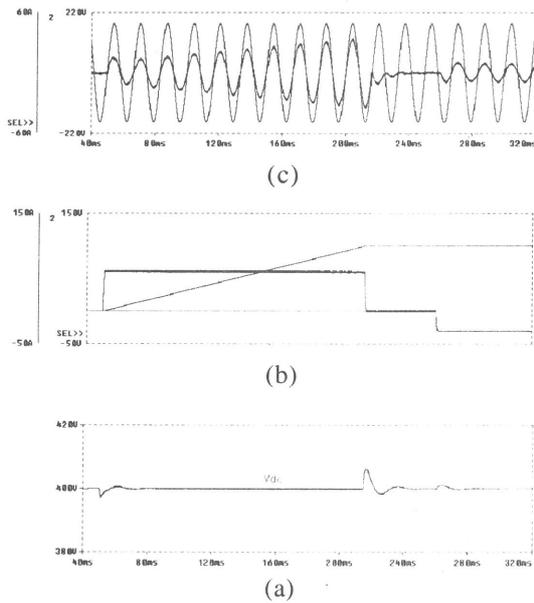


Fig. 12 Formas de onda para torque de carga negativo (a) Tensión y corriente de línea (b) Torque y velocidad (c) tensión Vdc

la energía fluye del motor hacia la red a través del inversor 2 (flujo de potencia negativo). En la Figura 13 se muestra la tensión y corriente de línea en estado estacionario en donde se observa el ángulo de fase de 180° que confirma el proceso de regeneración de energía hacia la red.

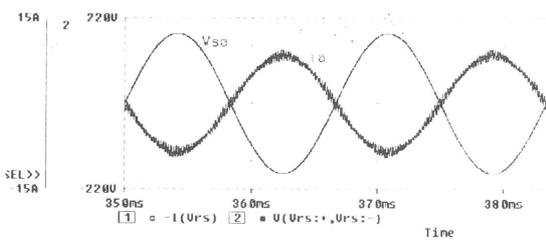


Fig. 13 Tensión y corriente en régimen estacionario para flujo negativo de potencia

En la Figura 14a se muestra la respuesta del sistema ante un cambio del sentido de giro de ω_m^* de $+100 \text{ rad/s}$ a -100 rad/s .

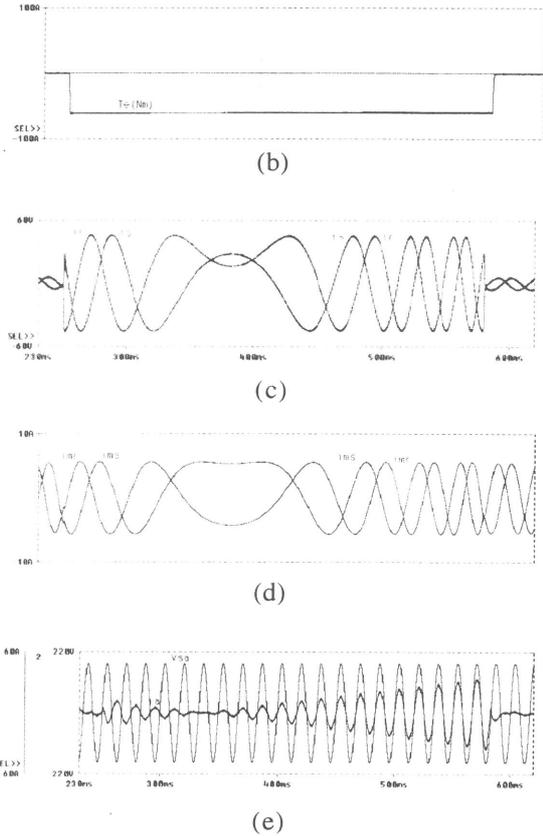
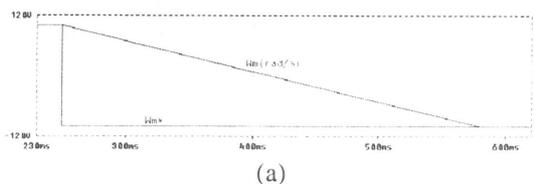


Fig. 14 Inversión del sentido de giro del motor de inducción

El torque electromagnético en la Fig. 14b es de frenado en el intervalo positivo de la velocidad y motor para la parte negativa de la velocidad. En la Fig. 14c se observa el cambio en la secuencia de las corrientes y en la Fig. 14d la amplitud de la corriente de magnetización se mantiene con constante debido al desacoplamiento, en la Fig. 14e se muestra a la corriente de línea a 180° en oposición a la tensión durante el frenado (flujo de potencia negativo) y en fase con la tensión en la región motora (flujo de potencia positivo).

CONCLUSIONES

- El empleo del rectificador autoconmutado para la conversión de AC en DC muestra ser una solución interesante desde el punto de vista de la mejora de la calidad de energía por la baja distorsión de corriente y alto factor de potencia.

- La aplicación de los rectificadores autoconmutados en los variadores de velocidad permite la operación a factor de potencia 1 para cualquier condición de carga a la que este sometido el motor de inducción.
- La posibilidad de invertir la dirección del flujo de potencia en el rectificador autoconmutado hacia el lado de la línea, eleva la eficiencia del sistema y permite un mejor aprovechamiento de la energía durante los intervalos de frenado (frenado dinámico) por ejemplo para cargar baterías.
- El control vectorial muestra tener una buena respuesta dinámica la que permite satisfacer los requerimientos de torque y velocidad de la carga.
- Estos sistemas están siendo aplicados para motores de gran potencia donde los inversores utilizados son del tipo multinivel para la reducción de armónicos y elevar la eficiencia del sistema.

REFERENCIAS

1. N. Moham, "Power Electronics Converter, Application, and Design", John Wiley and Sons Inc, 1995.
2. H.Kohlmeir, O.Niermeyer and D.Schoder, "Highly Dynamic Four-Quadrant AC motor drive with improved power factor and online optimized pulse pattern with PROMOC", IEEE transactions on Industry Applications, Vol. IA-23, No.6, pp. 1001-1009, Dec. 1987.
3. T. Ohnishi, "Three-Phase Voltage-Fed Type PWM Power Converter via Power Factor Control", IEEJ Electrical Engineering in Japan, Vol.111, No.7, pp.104-115, 1991.
4. V. Blasco and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter", IEEE transactions on Power Electronics, Vol.12, No.1, pp.116-123, Jan. 1997.
5. B.K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1986.
6. W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", Springer, 1996.
7. R. Moreno, "Uma Contribuicao ao estudo e projeto de um Inversor Trifasico de Tensao a Tres Niveis", Tesis de Maestria, Universidade Estadual de Campinas UNICAMP-FEEC, Brasil, 1997.
8. F. Blashchke, "The principle of field oriented as applied to the new transvector closed-loop control system for rotation field machine", Siemens Rev., vol. 34, pp. 217-229, 1972.

APÉNDICE

(a) Ecuaciones del Inversor 2

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & & \\ & R & \\ & & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & & \\ & L & \\ & & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{cb} \\ V_{cc} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{cb} \\ V_{cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ca0} \\ V_{cb0} \\ V_{c0} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ca0} \\ V_{cb0} \\ V_{cc0} \end{bmatrix} = M \cdot \begin{bmatrix} f_{sw_a} \\ f_{sw_b} \\ f_{sw_c} \end{bmatrix} \cdot \frac{V_{dc}}{2}$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = [i_a \cdot f_{sw_a} + i_b \cdot f_{sw_b} + i_c \cdot f_{sw_c}] - i_L$$

f_{sw_a} , f_{sw_b} y f_{sw_c} son las funciones de conmutación del inversor.

Transformación trifásica(abc) a dq

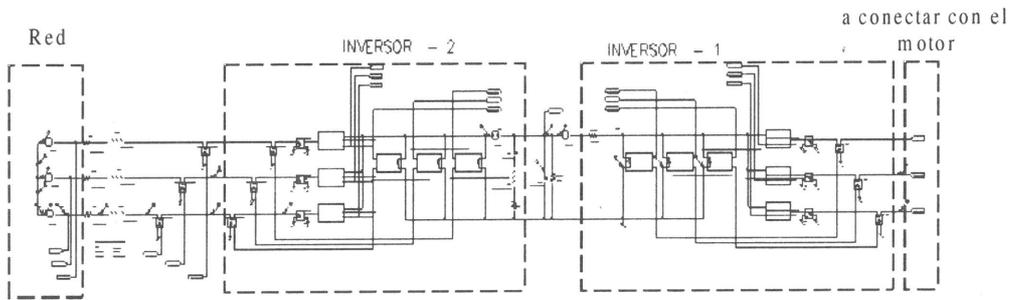
$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\text{sen} \theta & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_b \end{bmatrix}$$

$$\Sigma = S_d + jS_q$$

S_a, S_b y S_b variables trifásica en general

- (b) Modelos del inversor y del motor trifásico de inducción en Pspice.

Control vectorial de 4 cuadrantes para motor de inducción con rectificador autoconmutado para la mejora del factor de potencia



Motor trifásico de Inducción

Carga mecánica

