

CONTROL DIRECTO DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA MEDIANTE VECTORES ESPACIALES

J. M. ALLER¹, A. BUENO², J. A. RESTREPO³ Y G. NORIEGA⁴

¹ Dpto. de Conversión y Transporte de Energía, ² Dpto. de Tecnología Industrial

³ Dpto. de Electrónica y Circuitos, ⁴ Coordinación de Doctorado

Universidad Simón Bolívar, Valle de Sartenejas, Edo. Miranda, Caracas 1080A, Venezuela.

Recibido: marzo de 2006

Recibido en forma final revisado: diciembre de 2006

RESUMEN

En este trabajo se comparan dos técnicas de control vectorial que permiten regular la inyección de potencia activa y reactiva instantánea en un sistema de potencia. El primer método se fundamenta en la aplicación de la estrategia utilizada en los Controladores Directos de Par (DTC, siglas en inglés) que se vienen utilizando en la regulación de velocidad de las máquinas de corriente alterna. La segunda propuesta desarrollada por los autores, utiliza la optimización del vector espacial de la tensión del puente convertidor para reducir el error medio cuadrático de las potencias activas y reactivas instantáneas. Ambos mecanismos de control presentan ventajas y desventajas en sus características que combinadas permiten mejorar la respuesta dinámica y estática del Controlador Directo de Potencia (CDP). El nuevo sistema de control propuesto es inmune a las distorsiones armónicas presentes en la red y permite la regulación prácticamente instantánea ($< 10\text{ }\mu\text{s}$) del flujo de potencias activas y reactivas tal como lo demuestran las simulaciones realizadas.

Palabras clave: Control Directo de Potencia, Control Directo de Par, Vectores Espaciales, Optimización, Potencia Activa y Reactiva.

DIRECT CONTROL OF ACTIVE AND REACTIVE POWER USING SPACE VECTORS

ABSTRACT

This paper compares two space vector techniques that can be used to regulate the instantaneous active and reactive power flow in a Power System. The first method uses the Direct Torque Control (DTC), employed frequently on speed regulation of the AC machines. The second one proposed by authors, uses the optimization of the space vector voltage in a controller bridge to reduce the least square error by controlling the instantaneous active and reactive power. These control methods have several advantages and disadvantages and are combined to improve the static and dynamic Direct Power Control (DPC) performance. The new proposed control system is not affected by harmonic distortion in the network and the obtained regulation of active and reactive power flow is practically instantaneous ($< 10\text{ }\mu\text{s}$) as is shown by performed simulations.

Keywords: Direct Power Control, Direct Torque Control, Space Vectors, Optimization, Active and Reactive power.

INTRODUCCIÓN

El Control Directo de Par o DTC (Direct Torque Control) es una herramienta empleada frecuentemente en el control de velocidad de las máquinas de corriente alterna (Noguchi y Takahashi, 1986). El interés fundamental de esta técnica reside en la posibilidad de controlar instantáneamente el flujo y el par, independientemente de los parámetros que describen los modelos del convertidor electromecánico. Los métodos de control que se fundamentan en modelos de las máquinas para estimar el par o los enlaces de flujo producen errores debido a la introducción de hipótesis simplificadoras

en su deducción o por la variación de los parámetros durante la operación. El control directo de par se fundamenta en la posibilidad de obtener el valor del par eléctrico utilizando variables que pueden ser medidas directamente en el estator de la máquina. El par eléctrico se obtiene realizando el producto vectorial del vector espacial del enlace de flujo del estator y el vector espacial de la corriente del estator:

$$T_e = \vec{\lambda}_e \times \vec{i}_e \quad (1)$$

donde:

$$\vec{\lambda}_e = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\lambda_{ae}(t) + \lambda_{be}(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \lambda_{ce}(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right]$$

$$\vec{i}_e = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_{ae}(t) + i_{be}(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{ce}(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right]$$

Para determinar el enlace de flujo $\vec{\lambda}_e$ en la expresión (1) se integra la fuerza electromotriz que aparece en las bobinas del estator:

$$\vec{\lambda}_e = \int_0^t \vec{e}_e dt' = \int_0^t (\vec{v}_e - R_e \vec{i}_e) dt' = \lambda_e(t) \cdot e^{j\delta_e(t)} \quad (2)$$

El módulo del enlace de flujo $\lambda_e(t)$ y su correspondiente ángulo $\delta_e(t)$ se pueden controlar mediante la selección apropiada de la tensión \vec{v}_e . En un inversor o en un rectificador activo con seis interruptores, existen solamente siete posibles vectores espaciales de la tensión \vec{v}_1 tal como se muestra en la figura 1. Seleccionar apropiadamente el vector espacial de la tensión \vec{v}_1 que produce la variación deseada del enlace de flujo y del par eléctrico para un estado dado de estas variables genera la tabla 1. En una de las seis zonas donde puede estar el flujo se escoge el vector espacial que aumenta o disminuye más el enlace de flujo, acelerando o frenando este vector para regular el par (Restrepo *et al.*, 2000; Aller *et al.*, 2000; Noguchi y Takahashi, 1986).

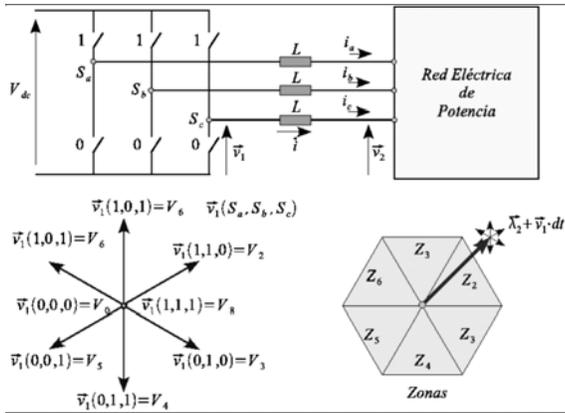


Figura 1. Vectores espaciales de la tensión de salida de un inversor activo.

En este trabajo se presentan dos alternativas para el control vectorial directo de la potencia activa y reactiva que entrega un puente convertidor al sistema (Noguchi *et al.*, 1998; Manninen, 1995). La primera técnica propuesta se fundamenta en la proporcionalidad existente entre el par y la potencia eléctrica, por una parte y la potencia reactiva con el flujo, por la otra. Al acoplar un puente a la red eléctrica de potencia queda definida la velocidad sincrónica de dicho sistema, la regulación de la magnitud de la tensión del puente ajusta la potencia reactiva y su ángulo la potencia reactiva y activa. La segunda propuesta selecciona como vector

espacial de la tensión del puente convertidor, aquel que minimiza la función de costo formulada mediante la superposición ponderada de los cuadrados de las variaciones de las potencias activas y reactivas instantáneas. En caso que esta ponderación sea unitaria, se optimiza directamente la potencia aparente cuadrática. En la tabla 1 se presenta el esquema de control desarrollado por (Noguchi y Takahashi, 1986), para la selección del vector espacial de tensión que realiza la corrección más rápida del error de enlace de flujo y par eléctrico para cada una de las seis zonas espaciales.

Tabla 1. Selección del vector espacial de la tensión (Noguchi y Takahashi, 1986).

ϵ_T	ϵ_λ	Z ₁	Z ₂	Z ₃	Z ₄	Z ₅	Z ₆
$\epsilon_T > 0$	$\epsilon_\lambda > 0$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
$\epsilon_T > 0$	$\epsilon_\lambda < 0$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
$\epsilon_T < 0$	$\epsilon_\lambda > 0$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$\epsilon_T < 0$	$\epsilon_\lambda < 0$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
$\epsilon_T \approx 0$	$\epsilon_\lambda \approx 0$	V _{0,7}					

CONTROLADOR DIRECTO DE POTENCIA

La potencia activa y reactiva se puede calcular utilizando los vectores espaciales mediante la expresión (Aller *et al.*, 1999):

$$\vec{s}(t) = \vec{v}(t) \cdot \vec{i}^*(t) = p(t) + j q(t) \quad (3)$$

En una línea de transmisión puramente inductiva se tiene que:

$$Lp \vec{i} = \vec{v}_1 - \vec{v}_2 \quad (4)$$

Integrando la expresión (4) se obtiene:

$$\vec{i} = \frac{1}{L} \int_0^t (\vec{v}_1 - \vec{v}_2) dt' = \frac{\vec{\lambda}_1 - \vec{\lambda}_2}{L} = \frac{\lambda_1 e^{j\delta_1} - \lambda_2 e^{j\delta_2}}{L} \quad (5)$$

Reemplazando la expresión (5) en la ecuación de la potencia (3) se puede obtener en el extremo de la inductancia L que se conecta a la red:

$$\begin{aligned} \vec{s}_2(t) &= p_2(t) + j q_2(t) = \vec{v}_2(t) \cdot \vec{i}^*(t) = \\ &= \vec{v}_2 \cdot \frac{\lambda_1 e^{-j\delta_1} - \lambda_2 e^{-j\delta_2}}{L} = p \lambda_2 \cdot \frac{\lambda_1 e^{-j\delta_1} - \lambda_2 e^{-j\delta_2}}{L} = \\ &= \frac{1}{L} (j \delta_2 \lambda_2 e^{j\delta_2} + p \lambda_2 e^{j\delta_2}) \cdot (\lambda_1 e^{-j\delta_1} - \lambda_2 e^{-j\delta_2}) = \\ &= \frac{1}{L} (j \delta_2 \lambda_1 \lambda_2 e^{j(\delta_2 - \delta_1)} - j \delta_2 \lambda_2^2 + \dots \\ &\quad \dots + \lambda_1 p \lambda_2 e^{j(\delta_2 - \delta_1)} - \lambda_2 p \lambda_2) \quad (6) \end{aligned}$$

Separando la parte real y la parte imaginaria en la expresión (6), se obtiene:

$$p_2(t) = \frac{1}{L} \left(\dot{\delta}_2 \lambda_1 \lambda_2 \sin \Delta\delta + [\lambda_1 \cos \Delta\delta - \lambda_2] p\lambda_2 \right) \quad (7)$$

$$q_2(t) = \frac{1}{L} \left(\dot{\delta}_2 \lambda_1 \lambda_2 \cos \Delta\delta - \dot{\delta}_2 \lambda_2^2 - [\lambda_1 \sin \Delta\delta] p\lambda_2 \right) \quad (8)$$

donde: $\Delta\delta = \delta_1 - \delta_2$

En las expresiones (7) y (8), los términos en $p\lambda_2$ son nulos si se considera que la tensión \vec{v}_2 tiene un módulo constante v_2 y su ángulo gira a la velocidad ω_e :

$$\begin{aligned} \vec{\lambda}_2 &= \int_0^t \vec{v}_2 dt' = \int_0^t v_2 \cdot e^{j(\omega_e t + \phi_2)} dt' = \\ &= \frac{v_2}{\omega_e} e^{j(\omega_e t + \phi_2 - \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (9)$$

De acuerdo con el resultado obtenido en (9), la derivada del módulo del enlace de flujo en el sistema $p\lambda_2$ es:

$$p\lambda_2 = p\left(\frac{v_2}{\omega_e}\right) = 0 \quad (10)$$

Por otra parte en presencia de armónicos en el sistema, es necesario realizar una consideración adicional porque la condición (9) no se satisface. En esta situación es necesario recordar que si las señales son periódicas, el valor medio en un período no dependerá de los términos en $p\lambda_2$ debido a que en los extremos del período de repetición el enlace de flujo λ_2 tiene el mismo valor y su integral por tanto es cero:

$$\begin{aligned} P_2 &= \frac{1}{T} \int_0^T p_2(\tau) d\tau = \frac{1}{TL} \int_0^T (\dot{\delta}_2 \lambda_1 \lambda_2 \sin \Delta\delta + \dots \\ &\dots + [\lambda_1 \cos \Delta\delta - \lambda_2] p\lambda_2) d\tau = \\ &= \frac{1}{TL} \int_0^T (\dot{\delta}_2 \lambda_1 \lambda_2 \sin \Delta\delta) d\tau + \dots \\ &\dots + \frac{1}{TL} \int_{\lambda_2(0)}^{\lambda_2(T)} [\lambda_1 \cos \Delta\delta - \lambda_2'] d\lambda_2' = \\ &= \frac{1}{TL} \int_0^T (\dot{\delta}_2 \lambda_1 \lambda_2 \sin \Delta\delta) d\tau \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} Q_2 &= \frac{1}{T} \int_0^T q_2(\tau) d\tau = \frac{1}{TL} \int_0^T (\dot{\delta}_2 \lambda_1 \lambda_2 \cos \Delta\delta + \dots \\ &\dots - \dot{\delta}_2 \lambda_2^2 - [\lambda_1 \sin \Delta\delta] p\lambda_2) d\tau = \\ &= \frac{1}{TL} \int_0^T (\dot{\delta}_2 \lambda_1 \lambda_2 \cos \Delta\delta - \dot{\delta}_2 \lambda_2^2) d\tau + \dots \\ &\dots + \frac{1}{TL} \int_{\lambda_2(0)}^{\lambda_2(T)} [\lambda_1 \sin \Delta\delta] d\lambda_2' = \\ &= \frac{1}{TL} \int_0^T (\dot{\delta}_2 \lambda_1 \lambda_2 \cos \Delta\delta - \dot{\delta}_2 \lambda_2^2) d\tau \end{aligned} \quad (12)$$

En condiciones de régimen permanente de la fuente, con $\lambda_1 \approx cte$, $\lambda_2 \approx cte$ y $\Delta\delta \approx cte$, se obtienen las siguientes

expresiones aproximadas para la potencia media activa y reactiva:

$$P_2 \approx \frac{\omega_e}{L} \lambda_1 \lambda_2 \sin \Delta\delta \quad (11)$$

$$Q_2 \approx \frac{\omega_e}{L} (\lambda_1 \lambda_2 \cos \Delta\delta - \lambda_2^2) \quad (12)$$

Operando con la magnitud de los enlaces de flujo λ_1 y λ_2 constantes, lo cual garantiza que se cumpla la condición (10), implica que el control en la potencia activa media P_2 se obtiene principalmente de la variación del ángulo $\Delta\delta = \delta_1 - \delta_2$. Por otra parte, la diferencia entre $\lambda_1 \cos \Delta\delta$ y λ_2 , determina la contribución de potencia reactiva media Q_2 inyectada al sistema de potencia.

Las ecuaciones (13) y (14) pueden ser expresadas a partir de los vectores espaciales del enlace de flujo $\vec{\lambda}_2$ y la corriente

$$\begin{aligned} \vec{i} \text{ como:} \\ P_2 &= \omega_e (\vec{\lambda}_2 \times \vec{i}) = \omega_e \left(\lambda_2 e^{j\delta_2} \times \frac{\lambda_1 e^{j\delta_1} - \lambda_2 e^{j\delta_2}}{L} \right) = \\ &= \frac{\omega_e}{L} \lambda_1 \lambda_2 \sin(\delta_1 - \delta_2) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} Q_2 &= \omega_e (\vec{\lambda}_2 \cdot \vec{i}) = \omega_e \left(\lambda_2 e^{j\delta_2} \cdot \frac{\lambda_1 e^{j\delta_1} - \lambda_2 e^{j\delta_2}}{L} \right) = \\ &= \frac{\omega_e}{L} (\lambda_1 \lambda_2 \cos(\delta_1 - \delta_2) - \lambda_2^2) \end{aligned} \quad (16)$$

Las expresiones (15) y (16) permiten estimar la potencia activa y reactiva media, inyectada al sistema a partir de los vectores espaciales del enlace de flujo $\vec{\lambda}_2$ y de la corriente \vec{i} . Un controlador directo de potencia activa y reactiva compara los valores de referencia P_{ref} y Q_{ref} con los obtenidos del producto vectorial y escalar de estos vectores espaciales. Los errores obtenidos, $\Delta P = P_{ref} - P_2$ y $\Delta Q = Q_{ref} - Q_2$, se utilizan para ingresar en la tabla 1 que determina el vector espacial de la tensión del convertidor más adecuado para corregirlos, de acuerdo con la zona donde se encuentre el enlace de flujo $\vec{\lambda}_2$ (Malinowski, 2001; Malinowski *et al.*, 2001). Si se utiliza el error de potencia activa ΔP para entrar en la tabla DTC como error de par ϵ_T , y el error de potencia reactiva ΔQ como error de enlace de flujo ϵ_λ , se obtiene el controlador directo de potencia activa y reactiva propuesto. En la figura 2 se muestra el control propuesto.

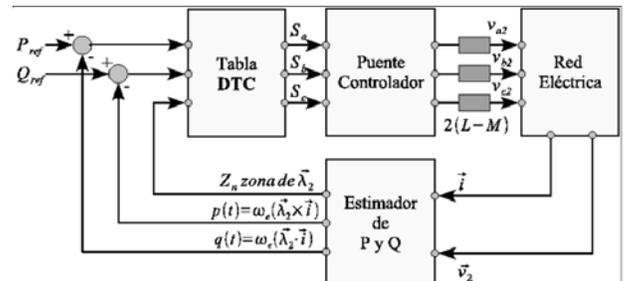


Figura 2. Esquema de un controlador directo de potencia activa y reactiva

CONTROLADOR POR OPTIMIZACIÓN DE LA POTENCIA APARENTE

El puente convertidor puede generar siete posibles vectores espaciales de la tensión \vec{v}_1 , de acuerdo a las posibles combinaciones de los interruptores que lo conforman. Estas tensiones espaciales están indicadas en la figura 1. Si se establece una función de costo utilizando los errores cuadráticos entre las potencias activas y reactivas instantáneas calculadas para una tensión determinada y las referencias de potencia activa y reactiva correspondientes, se obtiene:

$$J_k(t + \Delta t) = k_1 [\epsilon P(t) - \Delta P_k]^2 + \dots \dots + k_2 [\epsilon Q(t) - \Delta Q_k]^2 \quad (17)$$

donde:

$$\epsilon P(t) = P_{ref} - P(t), \quad \epsilon Q(t) = Q_{ref} - Q(t)$$

$$\begin{aligned} \Delta S_k &= \Delta P_k + j \Delta Q_k = \vec{v}_2(t) (\Delta \vec{i})^* = \\ &= \vec{v}_2(t) \left(\frac{\vec{v}_1(k) - \vec{v}_2(t)}{L} \right)^* \Delta t \end{aligned}$$

$$\vec{v}_1(k) = \begin{cases} 0, & \forall k = 0, 7 \\ \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j \frac{2\pi}{6} (k-1)}, & \forall k = 1, \dots, 6 \end{cases}$$

Cuando el vector espacial $\vec{v}_1(k)$ minimiza la función de costo J_k , ecuación (17), en el instante de tiempo t , se obtiene el vector de tensión del puente convertidor que optimiza el flujo de potencia activa y reactiva al sistema. Variando los coeficientes k_1 y k_2 , se privilegia al control de una de las componentes de potencia con respecto a la otra. Escogiendo estos dos coeficientes iguales se obtiene un controlador de potencia aparente instantáneo. Cuando la selección del vector espacial de la tensión es capaz de anular en su valor medio a la función de costos, el sistema de control es capaz de ajustar independientemente ambas variables. En caso contrario la selección de los coeficientes k_1 y k_2 , juega un papel importante en el seguimiento de la referencia.

MODELO DEL CONTROLADOR

Para demostrar la factibilidad del controlador propuesto y ajustar los parámetros de diseño, se realizó un modelo numérico del sistema que incluye el puente/inversor, su controlador directo de potencia, la inductancia de acoplamiento con el sistema y la red eléctrica de potencia.

El modelo del inversor/rectificador se ha realizado en el dominio de los vectores espaciales. Las siete tensiones espaciales posibles por unidad de la tensión de la barra de corriente continua del puente y correspondientes a la estrella de vectores espaciales que se muestran en la figura 1, son:

Tabla 2. Valores del vector espacial del rectificador.

V_0, V_7	0
V_1	0,8165
V_2	0,4082 + j0,7071
V_3	-0,4082 + j0,7071
V_4	-0,8165
V_5	-0,4082 - j0,7071
V_6	0,4082 - j0,7071

El cálculo de los enlaces de flujo por integración de las fuerzas electromotrices del controlador y del sistema produce vectores espaciales que giran en torno a un punto diferente al origen de coordenadas. El método DTC se fundamenta en el giro del vector espacial de los enlaces de flujo en torno al origen de coordenadas, definiendo las seis zonas de operación ilustradas en la tabla 1. En un sistema físico real, la presencia de transformadores no ideales entre el puente y el sistema de potencia garantizan el centrado paulatino del vector espacial de los enlaces de flujo. Por otra parte es posible eliminar este problema determinando el nuevo origen de coordenadas sobre el cual gira el vector espacial del enlace de flujo. Cuando se utiliza el método de optimización de los incrementos de las potencias activas y reactivas el problema de centrar los vectores espaciales del enlace de flujo no es relevante debido a que las potencias se pueden calcular directamente de los vectores espaciales de las tensiones y corrientes del sistema tal como se presenta en la expresión (3). Si se conecta el puente convertidor con el sistema de potencia mediante un transformador de acoplamiento no ideal, los vectores espaciales de los enlaces de flujo en ambos devanados reducirán paulatinamente a cero su respectivo centro, con lo cual se podría evitar el cálculo analítico del centro de giro de estos vectores. Cuando se utilizan los centros reales de los vectores espaciales de los enlaces de flujo, se evitan los transitorios en el vector espacial de la corriente \vec{i} . Para evitar estos transitorios es conveniente inicializar el controlador DPC mediante un esquema inmune a este problema. Una alternativa puede ser utilizar el controlador por optimización de los incrementos de potencia debido a que no utiliza los vectores espaciales de los enlaces de flujo. Una vez obtenidos los centros de giro de estos vectores espaciales, se puede transferir al esquema DPC que requiere de un menor esfuerzo de cálculo porque determina directamente el vector espacial de la tensión mediante la tabla 1.

El modelo de la red se ha realizado mediante una fuente independiente de tensión trifásica balanceada, en la cual se puede introducir un contenido determinado de armónicas temporales. La fuente se convierte al dominio de los vectores espaciales mediante la transformación siguiente:

$$\vec{v}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[v_{a2}(t) + v_{b2}(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{c2}(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (18)$$

donde:

$$v_{h2}(t) = \sum_{i=1}^k \sqrt{2} V_{2i} \cos(2i - 1) \left[\omega_c t - \phi_i - \frac{2\pi}{3}(h - 1) \right],$$

$$\forall h = \{a = 1, b = 2, c = 3\}$$

v_{h2} es el contenido armónico de \vec{v}_2

RESULTADOS

Para comprobar los algoritmos propuestos se modeló un sistema de potencia constituido por una barra infinita, de tensiones equilibradas, con un 100% de primera armónica y un 5 % de quinta armónica. El rectificador se acopla a esta red mediante un enlace que contiene inductancia serie de 10% y cuya resistencia es del 1%. La barra de continua del puente convertidor se modeló mediante una fuente de tensión constante de 300%. Ambos sistemas, el convertidor y el sistema eléctrico tienen capacidades regenerativas infinitas. Se realizaron las siguientes verificaciones que se explican a continuación.

Controlador directo de potencia utilizando método DTC:

En la figura 3 se presentan los resultados obtenidos al modelar el sistema mediante el controlador directo de potencia propuesto en la sección de controlador directo de potencia. En esta simulación la referencia de potencia activa instantánea se colocó P_{ref} en 100% y la referencia de potencia reactiva instantánea se ajustó a 50%, ambas fluyendo hacia la red eléctrica. En la figura 3(a) se muestran las potencias activa y reactiva, así como la corriente real e imaginaria en función del tiempo. En la figura 3(b) se representan los vectores espaciales de los enlaces de flujo obtenidos tanto en el controlador como en la barra del sistema, el vector espacial externo corresponde al enlace de flujo del convertidor.

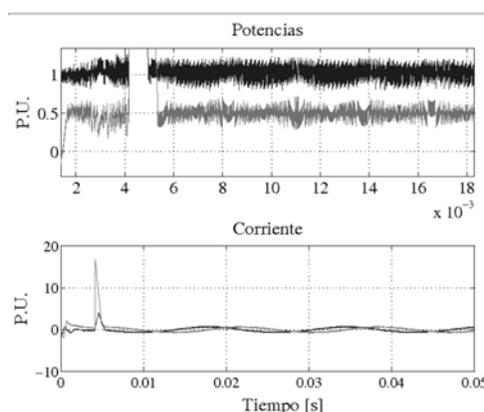
flujo del convertidor.

Aun cuando el controlador ajusta las potencias activas y reactivas dentro de la banda de histéresis utilizada en el DTC, se observa la aparición de un sobrepico en la corriente y en las potencias durante el proceso de centrado de las fuerzas electromotrices que alcanza 1600% y 3000% respectivamente. Este centrado se realiza después de un cuarto de ciclo, cuando se ha determinado con precisión este punto tal como se observa en la figura 3(b). La magnitud de estos picos se debe a la hipótesis de fuentes de tensión infinitas en ambos lados del enlace.

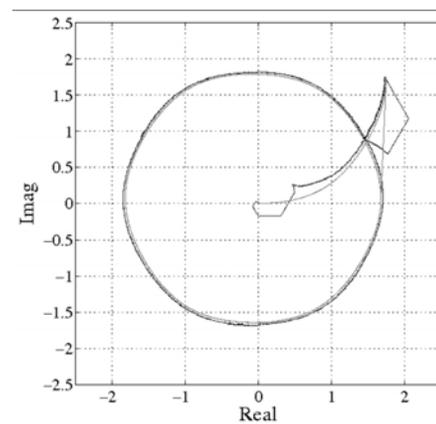
Controlador directo de potencia utilizando método de optimización:

En la figura 5 se presentan los resultados obtenidos al modelar el sistema mediante el método de optimización descrito en la sección controlador por optimización de la potencia aparente. En esta simulación la referencia de potencia activa instantánea P_{ref} también se colocó en 100% al igual que la referencia de potencia reactiva instantánea ajustada a 50%, ambas fluyendo hacia la red eléctrica de potencia. En la figura 4(a) se muestran las potencias activa y reactiva, así como la corriente real e imaginaria en función del tiempo. En la figura 4(b) se representan los vectores espaciales de los enlaces de flujo obtenidos tanto en el controlador como en la barra del sistema, el vector espacial externo corresponde al enlace de flujo del convertidor.

En este controlador desaparecen los picos de potencia y corriente debido a que esta técnica no requiere del centrado de los vectores espaciales de los enlaces de flujo, porque utiliza las tensiones y corrientes instantáneas para el cálculo de las potencias activas y reactivas instantáneas, tal como se observa en la figura 4(b). El principal inconveniente con este algoritmo consiste en el incremento de los tiempos computacionales requeridos para evaluar los vectores espaciales durante cada período de conmutación del convertidor.

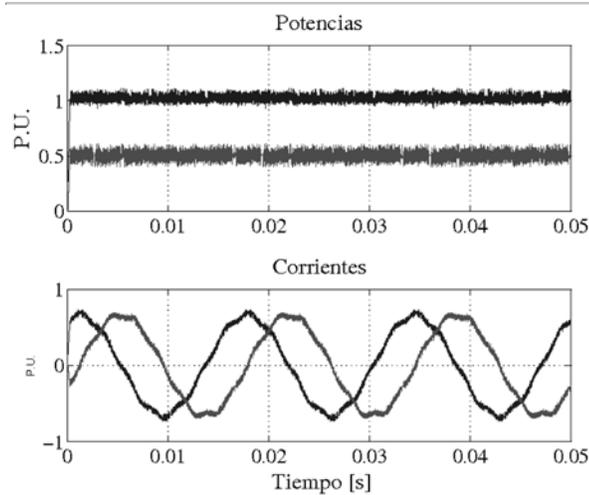


(a) Potencias y corrientes en el enlace

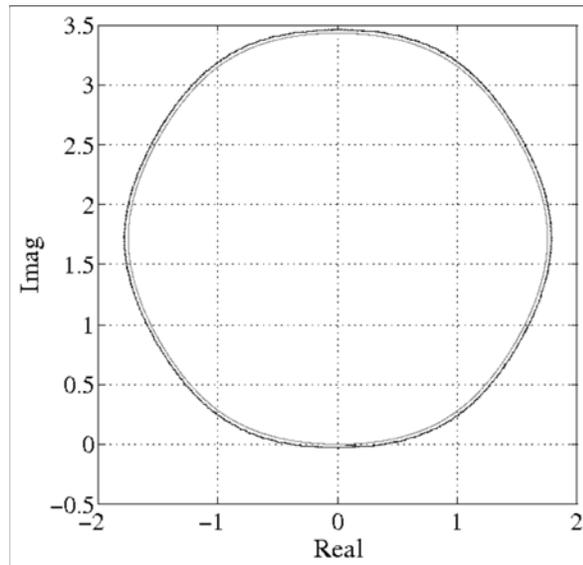


(b) Vectores espaciales de los enlaces de flujo

Figura 3. Potencias, corrientes y flujos producidos por el DPC.

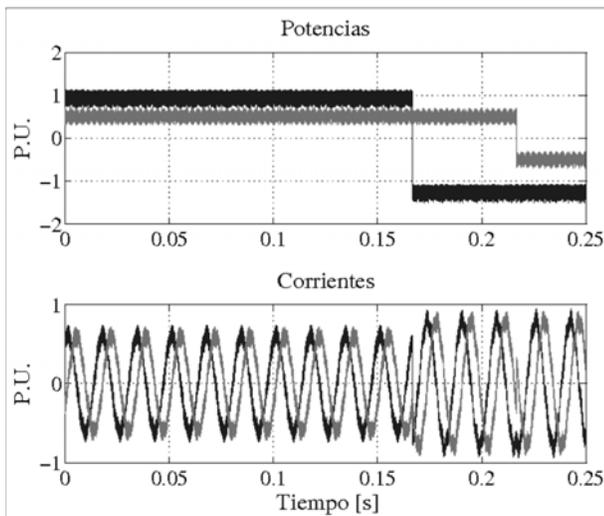


(a) Potencias y corrientes en el enlace

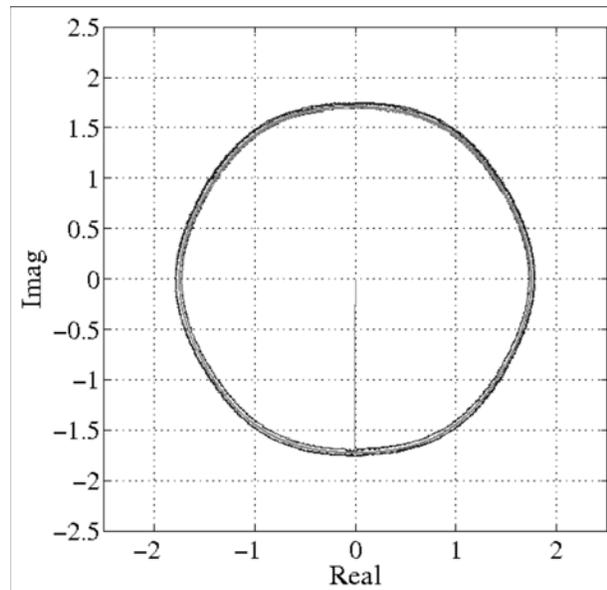


(b) Vectores espaciales de los enlaces de flujo

Figura 4. Potencias, corrientes y flujos producidos por el método de optimización del vector espacial de tensión.



(a) Potencias y corrientes en el enlace



(b) Vectores espaciales de los enlaces de flujo

Figura 5. Potencias, corrientes y flujos producidos por el método híbrido.

Controlador híbrido de potencia:

Con la finalidad de obtener las mejores características de ambos métodos de control de potencia activa y reactiva se utilizó el controlador por optimización del vector espacial de la tensión del convertidor durante el primer ciclo, con la finalidad de obtener los centros de giro de los vectores espaciales de los enlaces de flujo. Una vez obtenido el centro de estos vectores espaciales, el control se transfiere al método DPC. Para comprobar las características dinámicas del controlador híbrido propuesto se realizaron cambios súbitos en las consignas de potencia activa y reactiva, incluso cambiando el sentido del flujo por el enlace. La

potencia activa se varió desde la referencia inicial de 100% a -120%, después de 10 ciclos de operación. Por otra parte los reactivos se ajustaron desde un valor inicial de referencia de 50% a -50% al finalizar 13 ciclos de operación. Los resultados obtenidos con esta estrategia combinada, y realizando los cambios de referencias señalados anteriormente se muestran en la figura 5.

Se puede observar en la figura 5(a) un seguimiento preciso y prácticamente instantáneo de las consignas. También se observa la no presencia de picos en potencia o corriente en esta estrategia. Ante el cambio de consigna de potencia activa, el controlador incrementa la magnitud de la corriente

por el enlace y realiza un cambio en la fase correspondiente. Por otra parte, los cambios en la referencia de potencia reactiva inciden en los cambios reducidos de la magnitud del enlace de flujo del convertidor tal como se aprecia en la figura 5(b).

CONCLUSIONES

Este trabajo introduce dos métodos de control vectorial de potencia activa y reactiva de un convertidor electrónico de potencia, fundamentados en la selección del vector espacial de tensión que regula estos flujos. El primer método es semejante al clásico DTC que es frecuentemente utilizado en los controladores de las máquinas de corriente alterna. La segunda propuesta se fundamenta en la minimización de los errores instantáneos de la potencia aparente que produce cada posible combinación de los interruptores del puente convertidor.

La técnica del control directo de la potencia es muy rápida computacionalmente hablando, debido a que el vector espacial se escoge a partir de una tabla preexistente en función de la zona espacial del enlace de flujo, y de los errores de potencia. La determinación matemática de estos vectores desplaza su centro de giro y para obtener el control deseado es necesario calcular este punto. Este método requiere que los vectores espaciales giren en torno al origen de coordenadas y este proceso introduce perturbaciones de magnitud considerable en las potencias y en la corriente del enlace.

El método de selección del vector espacial que optimiza el seguimiento de la potencia aparente instantánea es efectivo para eliminar los sobrepicos de corriente y potencia debido a que no utiliza el vector espacial del enlace de flujo. Sin embargo este algoritmo requiere de mayor esfuerzo computacional porque demanda de la evaluación de todas las posibles combinaciones del vector de tensión en cada proceso de conmutación. La selección de los coeficientes $k_1 = k_2 = 1$, demostró en las simulaciones un comportamiento rápido y preciso ante las variaciones en las consignas de potencia.

Combinando ambos métodos ha sido posible diseñar un nuevo controlador vectorial de potencia activa y reactiva instantánea con una respuesta estable y prácticamente instantánea a las variaciones de las consignas que elimina los sobrepicos de corriente y potencia durante el centrado de los enlaces de flujo y reduce considerablemente el esfuerzo computacional requerido, con lo cual se facilita su implantación práctica con microprocesadores.

Las simulaciones realizadas mostraron la posibilidad de controlar potencia activa y reactiva en presencia de armónicas en la red eléctrica de potencia. La asociación de la potencia activa con el producto vectorial del enlace de flujo y la corriente, así como de la potencia reactiva con el correspondiente producto escalar, constituye una herramienta efectiva para la estimación de estas magnitudes, que permite extender los métodos del control directo de par

al control directo de las potencias.

Las prestaciones dinámicas y estáticas del controlador híbrido requieren de su evaluación experimental para la detección y resolución de problemas de ruido y de procesamiento de señales propios de los sistemas físicos.

AGRADECIMIENTOS

Los autores de este trabajo desean expresar su agradecimiento al Decanato de Investigaciones de la Universidad Simón Bolívar, quien a través del financiamiento al grupo de investigación de Sistemas Industriales de Electrónica de Potencia (GID-04) ha hecho posible la realización de este trabajo.

REFERENCIAS

- ALLER, J. M., BUENO, A., RESTREPO, J., GIMÉNEZ, M. I., & GUZMÁN, V. (1999): Advantages of instantaneous reactive power definition in three phase system measurements. *IEEE Power Engineering Review*, 19(6); pp. 49-50.
- ALLER, J. M., RESTREPO, J., BUENO, A., PAGÁ, T., GUZMÁN, V., & GIMÉNEZ, M.I. (2000): Sensorless speed control of the induction machine combining field oriented method and DTC. *IEEE Internacional Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems*, pp. 791-796, Cancún, México.
- MALINOWSKI, M. (2001): Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers. *PhD thesis, Warsaw University of Technology*, Warsaw, Poland.
- MALINOWSKI, M., KAZMIERKOWSKI, M., HASEN, S., BLAABJERG, F., AND MARQUES, G. D. (2001): Virtualux based direct power control of three-phase PWM rectifier. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, 37- 4: pp. 1019-1027.
- MANNINEN, V. (1995): Application of direct torque control modulation technology to a line converter. *5th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 95)*, pp. 1292-1296, Sevilla, España.
- NOGUCHI, T. & TAKAHASHI, I. (1986): A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, IA-22; pp. 820-827.
- NOGUCHI, T., TOMIKI, H., KONDO, S. & TAKAHASHI, I. (1998): Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors. *IEEE Trans. Ind. Applications*, 34; pp. 473-479.
- RESTREPO, J., ALLER, J. M., PAGÁ, T., GUZMÁN, V., BUENO, A. & GIMÉNEZ, M. I. (2000): Direct torque control of the induction machine using field oriented method and time frequency transformation for speed estimation and parameter adaptation. *The International Conference on Electrical Machines*, pp. 1105-1109, Helsinki, Finland.