

Modulación y control de convertidores de corriente para accionamiento de motores asíncronos*

I. J. IGLESIAS (*)

RESUMEN En este artículo se presenta el análisis y diseño de una estrategia de control y modulación de un convertidor de corriente (CSI: Current Source Inverter), utilizado para el accionamiento de un motor asíncrono, en el que un nivel bajo de armónicos y un comportamiento dinámico de altas prestaciones son los objetivos básicos. La estrategia de modulación descrita y probada mediante simulación está basada en la selección del fasor óptimo entre los siete posibles fasores de corriente que puede generar el convertidor en el plano d-q. El motor asíncrono va controlado mediante un control vectorial orientado con el flujo del rotor que se implanta mediante dos sencillos lazos de control de flujo y velocidad. Las simulaciones desarrolladas han mostrado el buen comportamiento de esta técnica de modulación para un amplio rango de frecuencias (600 Hz. a 5 KHz.), por lo que podría ser aplicado a sistemas de tracción de media a alta potencia (100 kW. a 1 MW.)

MODULATION AND CONTROL OF CURRENT SOURCE CONVERTERS FOR INDUCTION MOTOR DRIVES

ABSTRACT *This paper presents the analysis and design of a modulation and control strategy for a Current Source Inverter (CSI) driving an Induction Motor, where low harmonics and high dynamic performance are the main targets. The modulation strategy described and tested, in simulation, is based on the optimal selection between the seven available current phasors of the inverter in the d-q plane. A rotor-flux oriented control of the induction motor is implemented by means of flux and speed control loops. The simulations carried out have shown good performance of this modulation technique for a high frequency range (600 Hz to 5 kHz), consequently it could be applied from medium to high (100 kW to 1MW) power applications.*

Palabras clave: Inversores de corriente; Control vectorial de máquinas eléctricas; Modulación óptima.

INTRODUCCIÓN

El motor de inducción o asíncrono ha sido objeto de numerosos artículos donde diferentes alternativas de control han sido estudiadas siguiendo el concepto de Control Vectorial [Blaschke, 1972]. La polución de la red eléctrica mediante la inyección de armónicos provenientes de accionamientos eléctricos, es un tema de interés creciente, de forma que la calidad de las corrientes inyectadas por los convertidores electrónicos es un aspecto a mejorar en el diseño de estos. A este respecto los Inversores de corriente (CSI) se presentan como

una alternativa interesante, en particular para aplicaciones de alta potencia.

Los inversores de corriente (CSI) han sido utilizados en el campo de la electrónica de potencia desde hace varias décadas, basados en la utilización de tiristores. Sin embargo la aparición de microprocesadores con alta capacidad de cálculo, unido a los semiconductores apagables por puerta como tiristores GTO (Gate turn off) o transistores IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), ha incrementado las posibilidades de aplicación de los inversores de corriente.

La configuración completa del accionamiento que se presenta se muestra en la figura 1. Se trata de un convertidor de 4 cuadrantes que con la ayuda de una estrategia de modulación apropiada puede proporcionar tensiones y corrientes quasi-senoidales, tanto en el lado de la máquina como en el lado de la red. Una de las desventajas de este tipo de accionamiento se puede derivar de la posible resonancia que puede aparecer debido a la existencia de condensadores a la entrada del convertidor. Como se mostrará, un apropiado control de la tensión de los condensadores puede eliminar este efecto.

La modulación de ancho de pulsos (PWM: Pulse Width Modulation) en este tipo de convertidores ha sido el tema de varias publicaciones recientes [Amler, 1991; Jenni, 1990; Vo-

* Este artículo ha sido extraído de la presentación realizada en Septiembre de 1997 en el Congreso: *7th European Conference on Power Electronics and Applications*, bajo el título: *Modulation and Control of Current Source Converters for High Dynamic Performance of Induction Motors*.

(*) Director de Programa. Sector de Técnicas Físicas y Electrónicas del Centro de Estudios de Técnicas Aplicadas del CEDEX (Ministerio de Fomento).

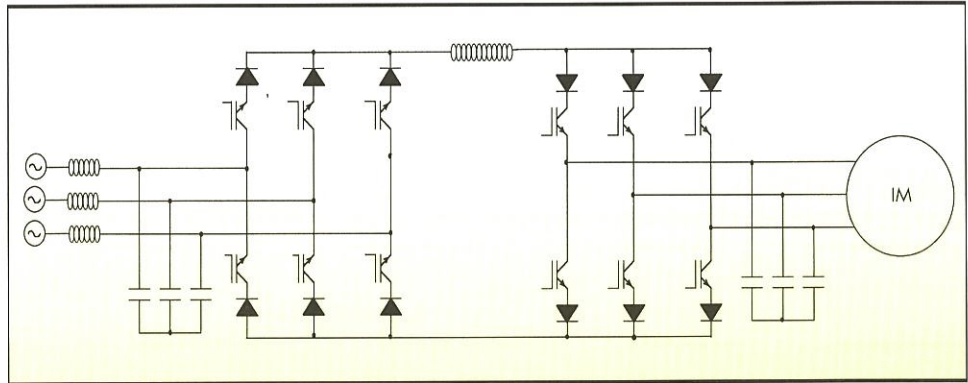


FIGURA 1. Topología completa del Accionamiento AC/AC.

gel, 1995; Schröder, 1995]. En este artículo se presenta una variación de las estrategias analizadas por Amler [1995] y Schröder [1995], mediante la implantación en un DSP (Digital Signal Processor) de un algoritmo de cálculo mas simple. Los resultados presentados en este artículo son muy prometedores debido a la rapidez de respuesta en transitorios y al bajo contenido de armónicos de corriente obtenidos con una baja frecuencia de disparo del inversor.

ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN Y CONTROL

DESCRIPCIÓN GENERAL

La estrategia de modulación está basada en la técnica conocida como modulación de vectores espaciales (SVM: Space Vector Modulation), que ha sido normalmente aplicada en inversores de tensión [Van der Broeck et al, 1988]. Esta técnica se basa en obtener un vector de tensión de referencia, mediante el promediado de los vectores adyacentes proporcionados por el inversor durante un periodo de muestreo T_s . De forma similar, la técnica aquí descrita arranca del conocimiento de los vectores de corriente disponibles en una configuración de inversor en fuente de corriente. Esto se muestra en la figura 2, donde aparece el hexágono formado por los

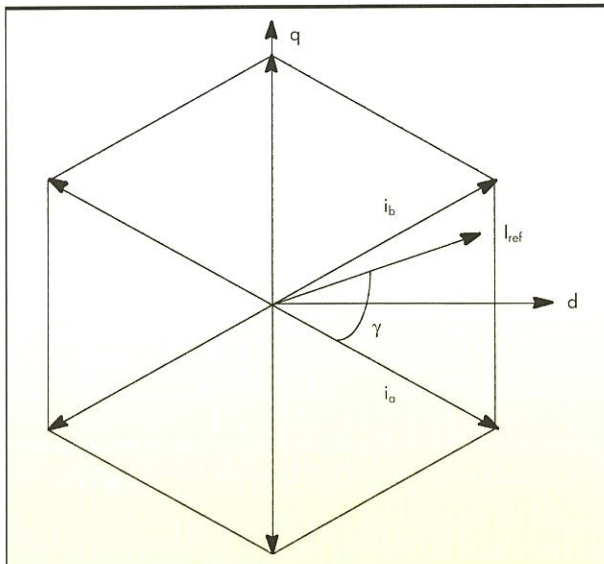


FIGURA 2. Diagrama fasorial de las corrientes generadas por el Inversor de Corriente.

seis vectores activos producidos por el inversor de corriente; además de estos seis vectores pueden existir otras tres combinaciones que producen una corriente de salida nula, cuando se disparan dos IGBTs de la misma rama. Los vectores de la figura 2 son la representación bifásica de las correspondientes corrientes trifásicas una vez aplicadas las conocidas transformaciones de Park.

El vector de referencia I_{ref} corresponde con el vector de salida de los lazos de control del motor asíncrono y puede ser considerado como la corriente bifásica correspondiente, una vez aplicadas las transformaciones de Park, a las corrientes trifásicas necesarias para cumplir con los requerimientos del sistema de control.

El procedimiento de promediado necesario para generar el patrón de disparo PWM, se basa en la ecuación:

$$I_{ref} \cdot T_s = i_a \cdot t_a + i_b \cdot t_b + i_o \cdot t_o \quad (1)$$

donde,

I_{ref} = corriente de referencia.

T_s = periodo de muestreo.

i_a = vector de corriente adyacente.

i_b = vector de corriente adyacente.

t_a = tiempo de activación del vector de corriente i_a .

t_b = tiempo de activación del vector de corriente i_b .

i_o = vector de corriente nula.

t_o = tiempo de activación del vector de corriente nula i_o .

Cada componente de la ecuación (1) puede ser expresado en forma de módulo argumento como sigue:

$$I_{ref} = |I_{ref}| e^{j\gamma} \quad (2)$$

donde γ representa el ángulo relativo a cada segmento. Asumiendo una transformación no invariante de potencia [Amler, 1991; Vas, 1990], cualquier vector de corriente i_p (Fig. 2) puede ser representado por:

$$i_p = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{DC} f_u \quad (3)$$

$$f_u \begin{cases} \sqrt{3} e^{j\frac{2\pi}{6}(m-1/2)} \Rightarrow m = 1 \rightarrow 6 \\ 0 \Rightarrow m = 0 \end{cases} \quad (4)$$

donde,

f_u = función de disparo.

I_{DC} = corriente en el lazo de continua.

Para calcular los tiempos t_a , t_b y t_o , es conveniente representar el fasor de corriente de referencia I_{ref} en un sextante cualquiera de la figura 2. Esto se muestra en la figura 3 para un sextante generalizado k ; los dos fasores activos que lo delimitan están expresados por las ecuaciones (5) y (6).

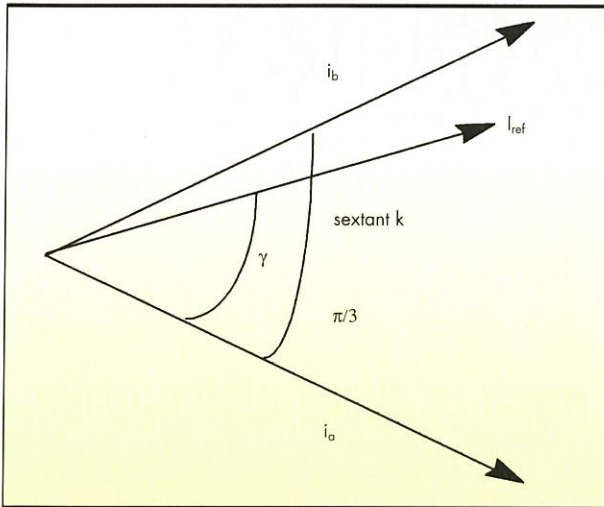


FIGURA 3. Sextante arbitrario para el cálculo de los tiempos de disparo.

$$i_a = |i_a| \sqrt{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3} - \left(\frac{\pi}{6}\right)} \quad (5)$$

y

$$i_b = |i_b| \sqrt{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3} - \left(\frac{\pi}{6}\right)} \quad (6)$$

donde

$$|i_a| = |i_b| = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{DC}$$

Si el fasor de referencia I_{ref} está definido mediante un ángulo θ , medido desde el eje estacionario d:

$$I_{ref} = |I_{ref}| e^{j\theta} \quad (7)$$

donde,

$$\theta = \gamma - \frac{\pi}{6} + (k-1) \frac{\pi}{3}$$

Sustituyendo (5), (6) y (7) en (1) y teniendo en cuenta que i_o es igual a cero,

$$|I_{ref}| e^{j\theta} \cdot T_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{DC} \left(\sqrt{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3} - \left(\frac{\pi}{6}\right)} t_a + \sqrt{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3} - \left(\frac{\pi}{6}\right)} t_b \right) \quad (8)$$

La ecuación (8) puede ser separada en su parte real e imaginaria:

$$\frac{T_s M_I}{\sqrt{3}} = t_a \cos \gamma + t_b \cos \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) \quad (9)$$

$$0 = -t_a \sin \gamma + t_b \sin \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) \quad (10)$$

donde,

$$M_I = \frac{I_{ref}}{\sqrt{\frac{2}{3}} I_{DC}} = \text{índice de modulación}$$

Resolviendo las ecuaciones (9) y (10), se obtiene:

$$t_a = \frac{2}{3} T_s M_I \sin \left(\frac{\pi}{3} - \gamma \right) \quad (11)$$

$$t_b = \frac{2}{3} T_s M_I \sin \gamma \quad (12)$$

El tiempo restante, t_o , es dedicado a vectores nulos, y se calcula por la expresión:

$$\frac{t_o}{2} = T_s - \frac{(t_a + t_b)}{2} \quad (13)$$

La ecuación anterior indica que t_o será dividido en dos periodos iguales distribuyéndolo al principio y al final del periodo de muestreo T_s . Esta separación de las recirculaciones en dos periodos iguales ha demostrado ser útil para controlar la tensión en bornes de los condensadores de entrada (ver Fig. 1).

CONVERTIDOR DE ENTRADA

El convertidor de entrada conecta el accionamiento con la red (ver Fig. 1). Las principales características requeridas a este convertidor podrían ser resumidas en los siguientes objetivos: Capacidad de operación en los 4 cuadrantes, baja contenido de armónicos en las corrientes de entrada, factor de potencia cercano a la unidad y buena respuesta transitoria.

Los tres primeros objetivos se pueden alcanzar mediante la utilización de un patrón de disparo basado en la minimización off-line de los armónicos de orden bajo (5, 7, 11 y 13). Este tipo de patrón estático (el adjetivo de estático proviene de que la minimización se hace previamente y no de forma dinámica con el convertidor operando), ha sido recientemente utilizado en el proyecto de un SMES (Superconducting Magnet Energy Storage), donde un Inversor de Corriente ha sido utilizado para alimentar a la bobina superconductora [Iglesias et al 1996]. La ventaja principal de este tipo de modulación radica en la baja frecuencia de disparo que puede ser utilizada con un valor aceptable de distorsión armónica en las corrientes de entrada. Esta característica es muy importante principalmente para aplicaciones de alta potencia, debido a la limitación de frecuencia (<1kHz) de los tiristores apagables por puerta (GTOs). Por otro lado, la técnica de minimización off-line (PWM estático) presenta un comportamiento dinámico muy pobre. En efecto, una variación brusca en el ángulo de disparo puede dar lugar a un fenómeno de resonancia del filtro de entrada L-C [Iglesias et al 1995; Iglesias et al 1996]. El control propuesto en este artículo (patrón PWM dinámico) resuelve este problema evitando cualquier tipo de resonancia, ya que las variaciones de ángulo de disparo las realiza de una forma controlada, siguiendo en todo momento al fasor de referencia.

CONVERTIDOR DEL LADO DEL MOTOR

La máquina de inducción de la figura 1 es controlada mediante un esquema de control vectorial orientado con el flujo del rotor. Las ecuaciones del motor en un sistema de referencia fijo con el flujo del rotor están recogidas en la ecuación (14) [Bresnahan et al, 1995]. Basado en estas ecuacio-

nes se ha desarrollado un modelo de la máquina que ha sido escrito en el lenguaje MAST, lenguaje AHDL (Analogue Hardware Description Language) del simulador SABER™. El patrón dinámico de disparo descrito anteriormente ha

sido también integrado dentro de un modelo en MAST y utilizado para simular el disparo de los convertidores tanto de entrada como del lado del motor. Los resultados de estas simulaciones son presentados en la siguiente sección.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sx}}{dt} \\ \frac{di_{sy}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{rx}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{ry}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} + \frac{T_r' \cdot L_m^2}{L_s \cdot L_r \cdot \sigma}\right) & -\omega_e & \frac{T_r' \cdot L_m}{L_s \cdot L_r \cdot \sigma} & \frac{\omega_e \cdot L_m}{L_s \cdot L_r \cdot \sigma} \\ -\omega_e & -\left(\frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} + \frac{T_r' \cdot L_m^2}{L_s \cdot L_r \cdot \sigma}\right) & \frac{-\omega_e \cdot L_m}{L_s \cdot L_r \cdot \sigma} & \frac{T_r' \cdot L_m}{L_s \cdot L_r \cdot \sigma} \\ T_r' \cdot L_m & 0 & -T_r' & \omega_{slip} \\ 0 & T_r' \cdot L_m & \omega_{slip} & T_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ \Psi_{rx} \\ \Psi_{ry} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix} \quad (14)$$

donde: $T_r' = \frac{R_r}{L_r} = \frac{1}{T_r}$; $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s}\right)$; ω_e = velocidad de sincronismo;

ω_r = velocidad del rotor; $\omega_{slip} = \omega_e - \omega_r$

SIMULACIONES EN SABER

Las simulaciones de ambos convertidores se han llevado a cabo mediante el simulador SABER™.

CONVERTIDOR DE ENTRADA

La figura 4 muestra el esquema del convertidor de entrada simulado con SABER. Los interruptores semiconductores (GTOs o IGBTs) han sido reemplazados por interruptores ideales de cara a reducir inicialmente el tiempo de simulación. Se incluye el convertidor de corriente, la red, los condensadores de entrada y el modelo de disparo dinámico en PWM programado en MAST.

Con el objetivo de comprobar el funcionamiento correcto del patrón de disparo propuesto, se realizaron simulaciones que permitieran su comparación, durante un estado transitorio, con el patrón de disparo estático antes mencionado. Simulaciones previas [Bautista 1996], verificadas con resultados experimentales [Iglesias et al 1996], han mostrado que mediante el patrón estático se pueden conseguir buenas formas de onda de corriente durante el estado estacionario, sin embargo su respuesta transitoria es menos atractiva, como se muestra en la figura 5, donde un incremento del ángulo de disparo da lugar a una sobrecorriente importante.

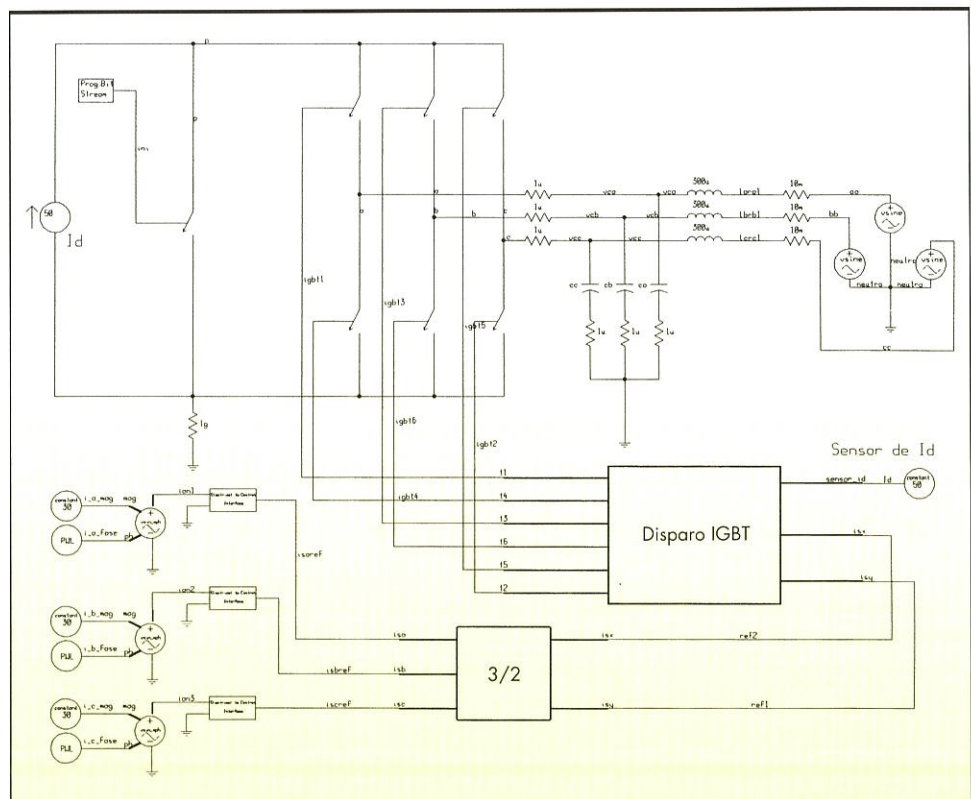


FIGURA 4. Esquema del convertidor de entrada.

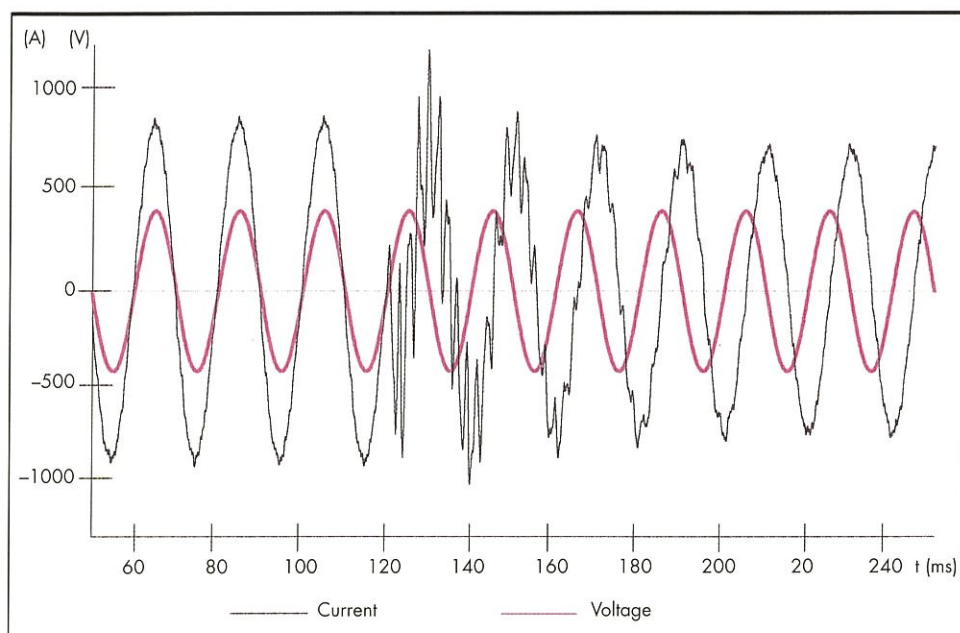


FIGURA 5. Respuesta transitoria de un Inversor de Corriente con patrón PWM estático: Incremento de α de 0° a 90° en 2 ms.

Como comparación, en la figura 6 se muestra la respuesta transitoria obtenida trabajando con el patrón de disparo PWM dinámico propuesto en este artículo. En ella se muestra como un cambio instantáneo en el ángulo de disparo no da lugar a ninguna sobrecorriente ni fenómeno resonante.

CONVERTIDOR DEL LADO DEL MOTOR

En la figura 7 se muestra el esquema de la simulación en SABERTM del Inversor de corriente que alimenta al motor. En este caso únicamente se ha probado el patrón dinámico, ya que el patrón estático no permitiría la implantación de un control vectorial en la máquina.

Uno de los objetivos mas importantes del trabajo expuesto radica en la reducción de la frecuencia de disparo, primero para reducir las pérdidas de conmutación y aumentar el rendimiento en un convertidor basado en IGBTs y segundo para poder aplicar esta estrategia en un convertidor de corriente de alta potencia, basado en GTOs, en el que la frecuencia de disparo debe estar limitada a 1 kHz. En este último caso otra restricción importante debe ser tenida en cuenta, como es el tiempo mínimo de disparo de los GTOs (en torno a los 80 μ s), que puede dar lugar a una deformación de los patrones de disparo que resulte en una distorsión inaceptable de las corrientes de entrada.

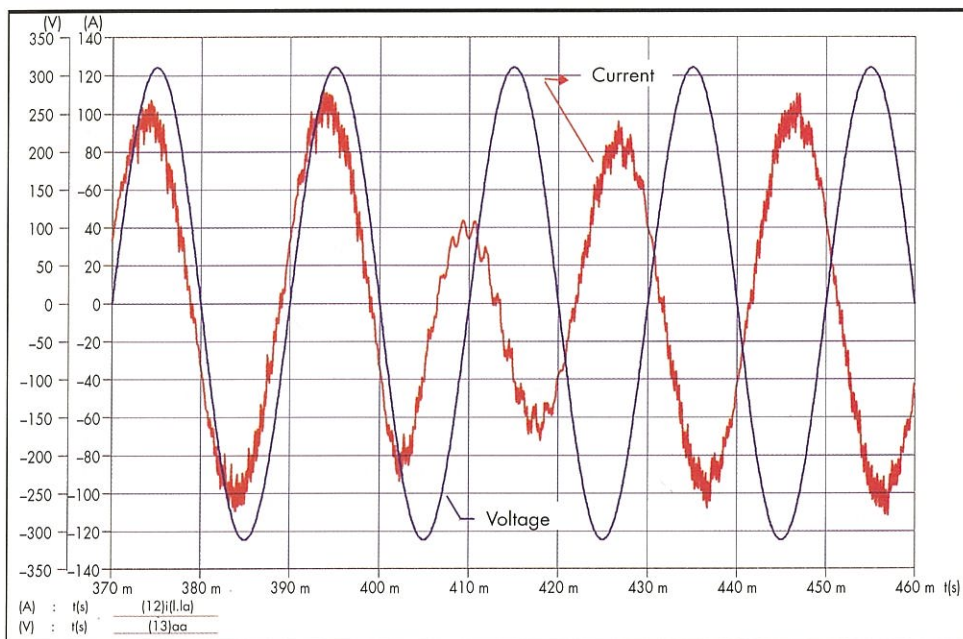


FIGURA 6. Respuesta transitoria en un Inversor de Corriente con patrón de disparo PWM dinámico.

FIGURA 7. Simulación del Inversor de Corriente con patrón PWM dinámico y del motor asíncrono controlado mediante un control vectorial en ejes fijos con el flujo del rotor.

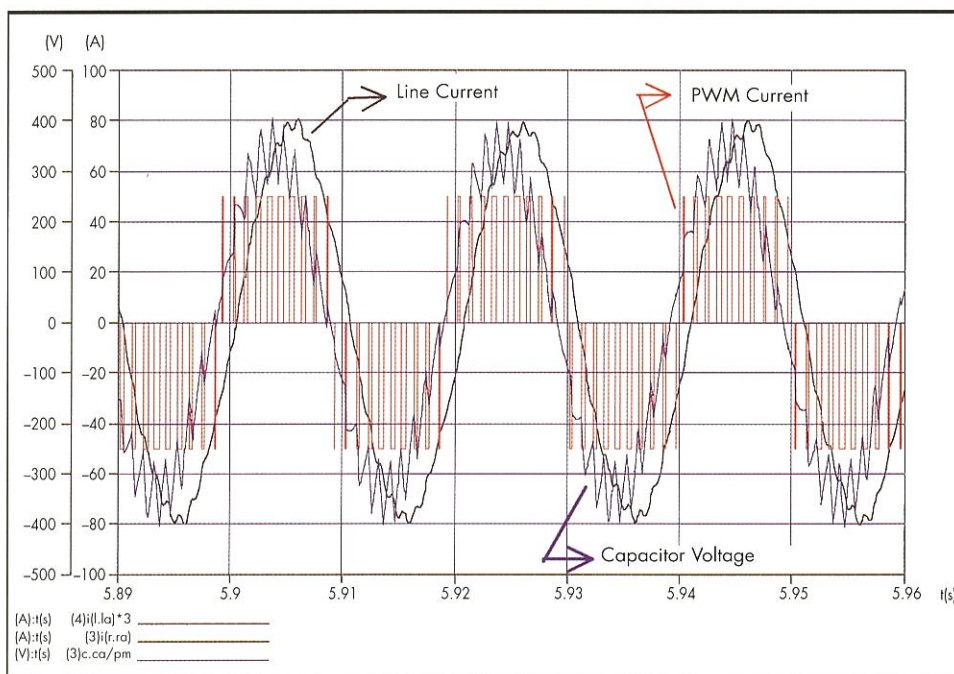
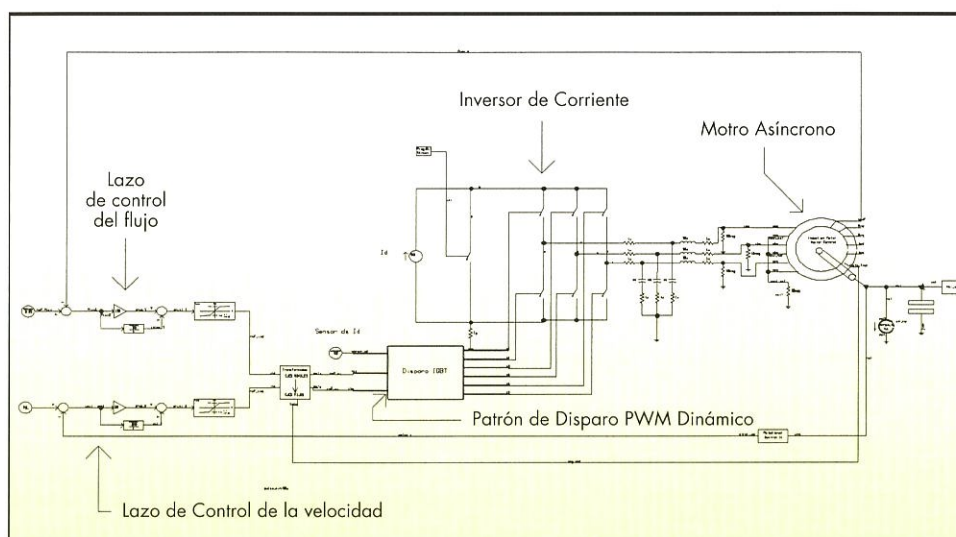


FIGURA 8. Tensión en el condensador, corriente pulsada y corriente de línea. Frecuencia de disparo: 1 kHz . C=100 μ F.

Para el inversor basado en IGBTs, se han desarrollado varias simulaciones que demuestran un excelente comportamiento para frecuencias incluso por debajo de 1 kHz. En la figura 8 se muestran la tensión en el condensador, la corriente pulsada y la corriente de línea, para una capacidad de entrada de 100 μ F . En este caso no se requiere una inductancia adicional, debido a las inductancias propias de la máquina asíncrona. La frecuencia de disparo es de 1 kHz.

En la figura 9 se muestra el comportamiento dinámico del sistema ante una variación brusca de par resistente de 30 Nm a 120 Nm. (Par nominal = 65 Nm).

Para el inversor de corriente basado en GTOs se han obtenido resultados aceptables para frecuencias de hasta 600. Sin embargo la restricción de tiempo mínimo de encendido

del GTO genera una distorsión de corriente significativa. Debido a ello se requiere un filtro de salida mayor. En la figura 10 se muestran los resultados con un filtro de salida de 300 μ F-10 μ H.

SIMULACIÓN CONJUNTA DE AMBOS CONVERTIDORES

Se ha llevado a cabo la simulación conjunta de ambos convertidores, con el objetivo de reproducir mas fielmente el accionamiento completo. En la figura 11 se muestra uno de los resultados de esta simulación conjunta. Durante un frenado de la máquina, esta pasa a funcionar como generador y el convertidor de corriente devuelve energía al lazo de continua, aumentando la corriente continua. En ese instante el convertidor del lado de la red detecta este aumento y varía

la fase de 0° a 180° , devolviendo energía a la red y retornando la corriente continua a su valor de referencia. De esta manera el frenado del motor se realiza de forma regenerativa. Como se observa en la figura 11, el cambio de fase de la corriente de entrada se realiza de forma muy rápida y sin ningún tipo de sobrecorriente, este aspecto constituye una de las ventajas fundamentales del patrón de disparo dinámico presentado.

REALIZACIÓN PRÁCTICA

MÁQUINA ASÍNCRONA Y CONVERTIDOR DE CORRIENTE

Actualmente se está construyendo en el CEDEX un banco de ensayos que incluye los siguientes elementos: a) Un convertidor de corriente doble de 75 kW. b) Un motor asíncrono de rotor devanado de 380 V – 140 A. 70 kW y c) Un generador de corriente continua acoplado al motor que será utilizado como carga. El convertidor de corriente doble está ba-

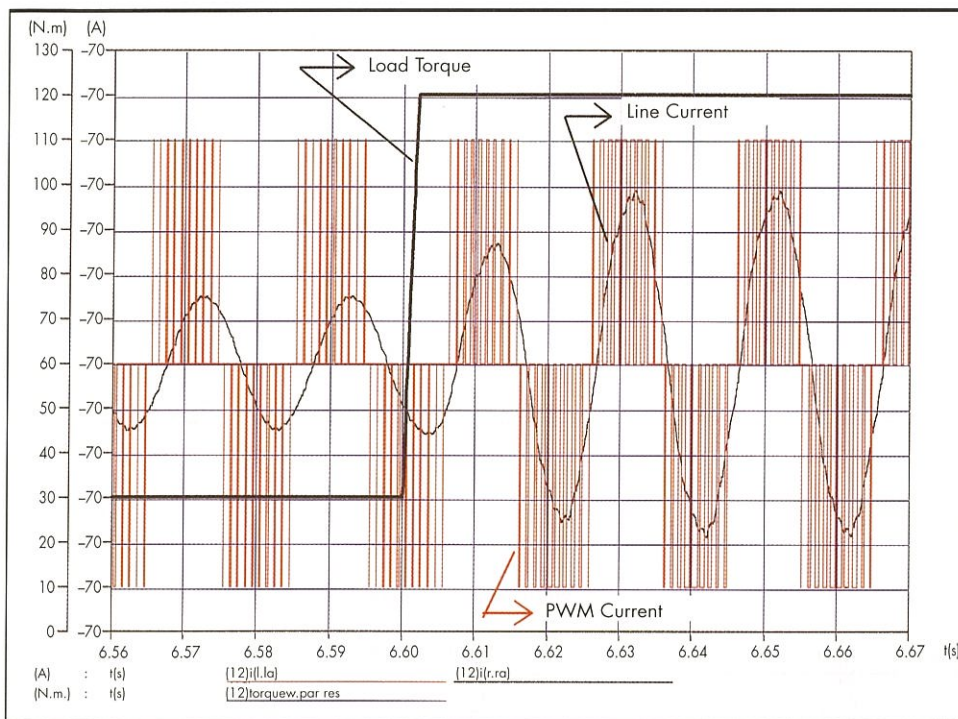


FIGURA 9. Comportamiento transitorio. Patrón Dinámico. Incremento del par resistente.

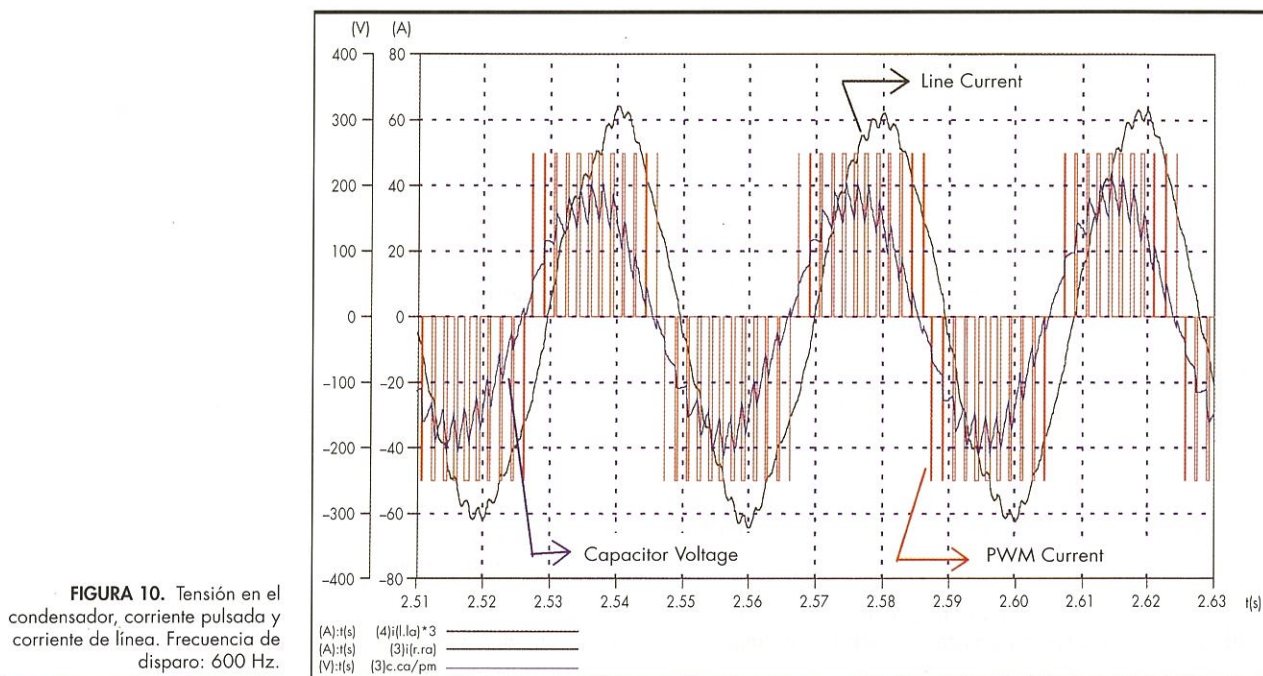


FIGURA 10. Tensión en el condensador, corriente pulsada y corriente de línea. Frecuencia de disparo: 600 Hz.

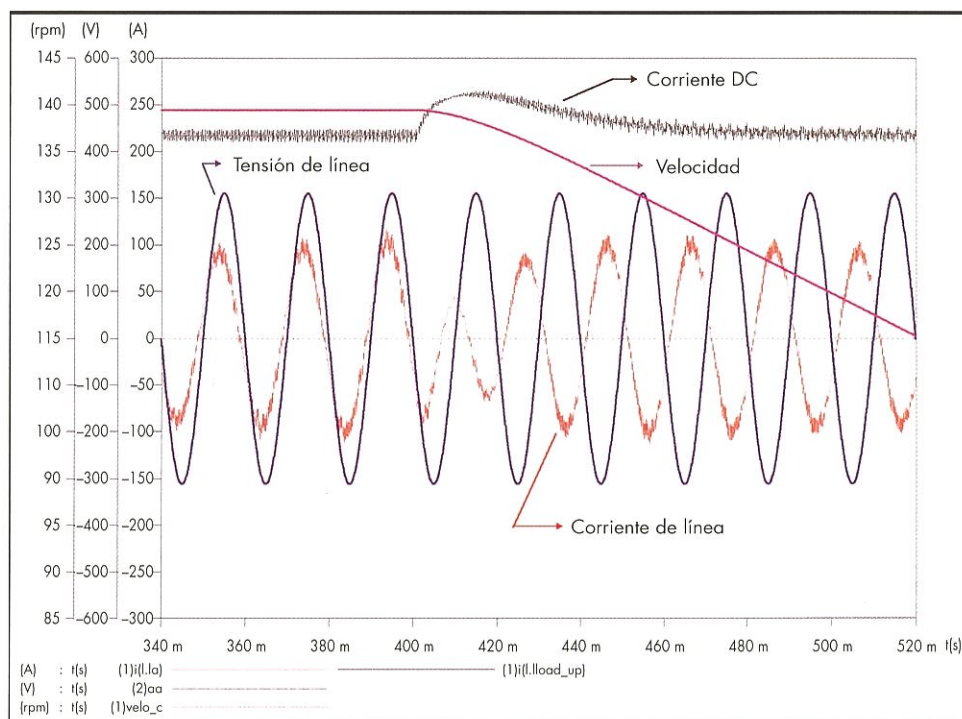


FIGURA 11. Simulación conjunta de ambos convertidores: Cambio de fase de la corriente de entrada regenerando durante el frenado del motor.

sado en IGBTs, los módulos de IGBTs comerciales, en este rango de potencia, tienen incluido un diodo en antiparalelo para su utilización en convertidores de tensión. En este caso como se trata de un convertidor de corriente, sería necesario añadir un diodo serie. Sin embargo las inductancias parásitas debidas a la conexión diodo serie-IGBT pueden generar fuertes sobretensiones a altas frecuencias. Debido a ello un módulo de potencia especial, incluyendo el diodo serie, ha sido específicamente desarrollado para esta aplicación.

En el convertidor de entrada se probarán tanto el patrón dinámico como el estático con el objetivo de analizar las diferencias sobre resultados reales. En el convertidor del lado de la máquina solamente se implantará el patrón dinámico.

IMPLANTACIÓN REAL DEL SISTEMA DE CONTROL

Software. En la fase previa de análisis de la estrategia de modulación, se desarrollaron simulaciones en lenguaje C del sistema. A partir de ellas se desarrollaron los programas de control del accionamiento: Control del convertidor de entrada, control vectorial de la máquina asíncono y control del lazo de continua. Estos programas están escritos en C y ya han sido depurados y compilados en el hardware de control.

Hardware. El sistema de control de este accionamiento está siendo implantado en el Sistema de Desarrollo de Procesamiento en Paralelo (PPDS: Parallel Processing Development System) de Texas Instruments. El PPDS constituye el banco de ensayos de los desarrollos con DSPs (Digital Signal Processors: Procesadores Digitales de Señal) del Sector de Técnicas Físicas y Electrónicas del CEDEX, y está constituido por un conjunto de 4 DSPs TMS320C40, trabajando en paralelo. La utilización de una herramienta de cálculo tan potente permite la implantación en el banco de ensayos de sistemas de control de alta complejidad, así como la monitorización simultánea del sis-

tema. Una vez se haya probado y depurado el sistema de control, podrá ser trasladado a una tarjeta de control industrial y más económica compatible con la utilización de un lenguaje de alto nivel como ANSI C.

El PPDS requiere del desarrollo de periféricos auxiliares para sus comunicaciones con el mundo exterior, a través de su puerto de comunicaciones paralelo de ocho bits. Con este propósito se han desarrollado tres tarjetas específicas: Una tarjeta de conversión analógica-digital para la adquisición de datos (corrientes, tensiones, velocidad y posición del motor), una tarjeta de conversión digital-analógica y una tarjeta de gestión de los disparos de los IGBTs. El envío de los pulsos de disparo desde el módulo de control hasta el módulo de potencia se hará mediante fibra óptica con el objetivo de reducir al máximo las interferencias electromagnéticas.

Estas tres tarjetas de interfase han sido desarrolladas mediante la implantación de la lógica de control en circuitos FPGA (Field Programmable Gate Arrays: Matrices de Puertas Programables) de la marca Xilinx, mediante la utilización del Sistema de Desarrollo de FPGAs y el programa Viewlogic para la captura de esquemas y la simulación digital.

En la figura 12 se muestra de forma esquemática la configuración básica del sistema de control descrito.

CONCLUSIONES

En este artículo se presenta una estrategia de modulación para ser utilizada en configuraciones de corriente y que puede ser aplicada tanto al convertidor de entrada como al de salida en un accionamiento de una máquina de inducción. La técnica presentada resulta atractiva debido al bajo nivel de armónicos obtenido tanto en la tensión como en la corriente de entrada. El convertidor de corriente doble analizado resulta especialmente apropiado para accionamientos

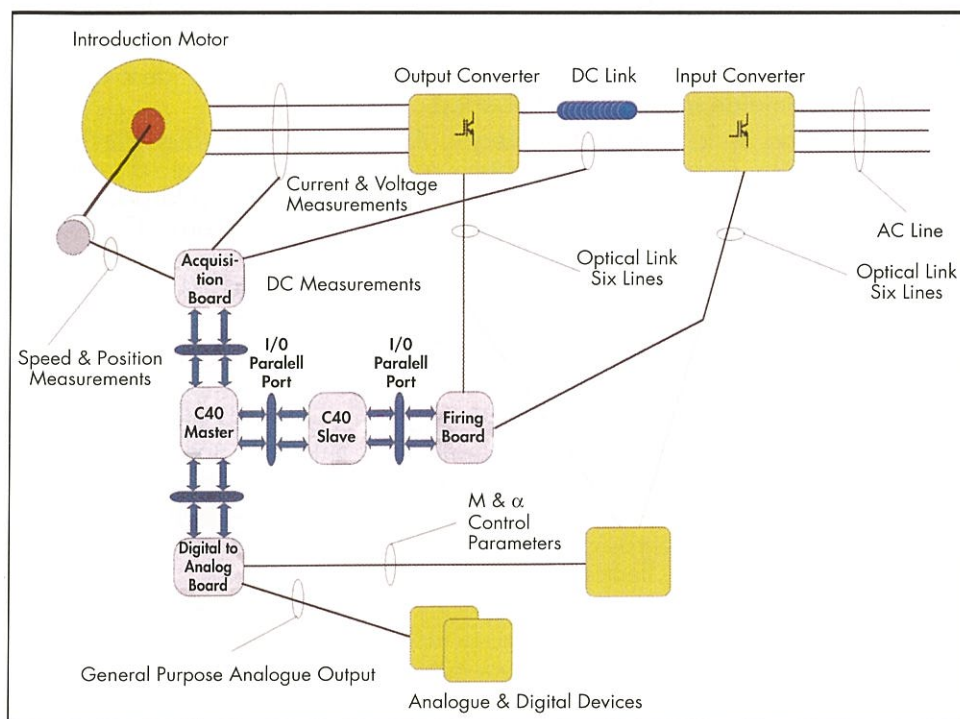


FIGURA 12. Esquema básico del Sistema de Control del accionamiento

AC/AC de alta potencia donde frecuencias altas de disparo resultan prohibitivas debido al incremento de las pérdidas. Además el uso de un convertidor de corriente en el control de un motor asíncrono reduce la complejidad del control vectorial, ya que solamente se precisan dos reguladores (flujo y velocidad) en los lazos de control de la máquina. Por todo lo anteriormente expuesto, el accionamiento presentado puede resultar muy apropiado para su utilización en cualquier sistema de alta potencia y en especial en sistemas de tracción ferroviaria.

AGRADECIMIENTOS

El trabajo presentado se inició en el CEDEX durante la estancia en periodo sabático del profesor de la Universidad de Birmingham (U.K.) Dr. Zelaya. Esta estancia se realizó mediante una beca del Ministerio de Educación y Ciencia de España.

REFERENCIAS

- AMLER, G., 1991, "A PWM Current-Source Inverter for high quality drives", EPE Journal, Vol. 1, No 1, pp. 21-32.
- BAUTISTA, A., 1996, "Convertidores de Potencia para Sistemas de Almacenamiento de Energía Eléctrica en Bobinas Superconductoras", PhD Thesis, Universidad Politécnica de Madrid, Spain.
- BLASCHKE, F., 1972, "The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECKTOR closed-loop system for rotating machines", Siemens review, No 5, pp 217-220.

BRESNAHAN, K.; ZELAYA-DE LA PARRA, H.; EVANS, P. D., 1995, "Analysis of Rotor Flux reference frame by partition of its control structure", EPE'95-Sevilla, Vol. 3, pp.387-392.

IGLESIAS, I. J.; ACERO, J.; BAUTISTA, A.; VISIERS M., 1995, "Comparative Study between six and twelve pulse current converters for SMES systems", EPE'95-Sevilla, Vol. 2, pp 552-557.

IGLESIAS, I. J.; BAUTISTA, A.; VISIERS M., 1996, "Experimental results of a SMES fed by a current source inverter", 1996 Applied Superconductivity Conference, Pittsburgh, Pennsylvania. August 1996.

JENNI, F., 1990, "The high frequency PWM current source Inverter: Its inherent problems and their remedies", IEE Conference publication No 324, pp. 162-167.

SCHROEDER, D., 1995, "The PWM current source inverter-a high power inverter", EPE 2 Forum, CERN, Geneva, pp. C51-C64.

VAN DER BROECK H. W.; SKODELNY H. C. and STANKE G. V., 1988, "Analysis and realisation of a pulse width modulator based on space vectors", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-24, No 1, pp 142-150

VAS, P., 1990, "Vector Control of Ac Machines", Oxford Science Publications.

VOGEL, R., 1995, "State-oriented control of optimised pulse patterns applied to a PWM current source inverter, EPE'95-Sevilla, Vol. 1, pp. 71-76.