

outra vez devido a la perturbación que supone el cambio del par de carga en este lazo de control. En la respuesta de corriente de eje transverso, esta corriente cambia rápidamente para dar el nuevo par de carga.

La figura 5 muestra la evolución de las 3 corrientes de fase durante los transitorios de carga. Se puede apreciar como disminuye la corriente al quitar la carga y aumenta al añadirla de nuevo, estando los valores dentro de unos límites razonables.

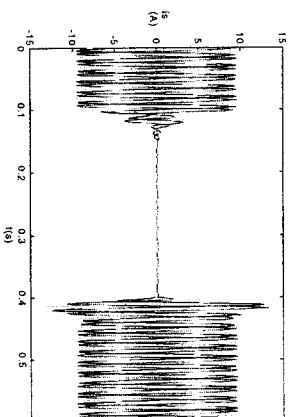


Figura 5

#### 4. Conclusiones

En este artículo se ha analizado la respuesta de un motor síncrono de imanes permanentes mediante un sistema de control basado en la realimentación del estado del motor. El sistema de control consta de dos bucles de regulación, uno de velocidad y uno de control de corriente de eje directo. Aunque en el diseño del sistema se consideran ambos bucles desacoplados, las simulaciones sobre el modelo del sistema real muestran que las acciones en un bucle no perturbaban en demasía la variable a controlar en el otro bucle, debido a la robustez del sistema de control propuesto. Las simulaciones muestran asimismo el buen comportamiento dinámico del motor con el sistema de control desarrollado. Una ventaja de este sistema de control es que es especialmente adecuado para el empleo de observadores de estado, con el fin de eliminar los sensores de velocidad y de posición. La estimación de variables ha sido y está siendo ampliamente estudiada en la bibliografía, y se plantea como un paso futuro del sistema de control por realimentación del estado aquí desarrollado.

#### 5. Referencias

- [1] R. Wu, G.R. Stemon, "A Permanent Magnet Motor Drive without a shaft sensor", Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting, pp 553-558, 1990.
- [2] N. Ertugrul, P. Arcanley, "A new algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors", IEEE Tran. Indus. Appli., vol 30, nº 1, pp.126-133, January / February, 1994.
- [3] N. Matsui, M. Shigyo, "Brushless dc motor control without position and speed sensors", IEEE Tran. Indus. Appli., vol 28, nº 1, pp.120-127 January / February, 1992.
- [4] T. Takeshita, N. Matsui, "Sensorless Brushless DC Motor Drive with EMF Constant Identifier", IEEE Tran. Indus. Appli., 1994.
- [5] S. Bologmani, R. Oboe, M. Zaghonto, "DSP-Based Extended Kalman Filter Estimation of speed and Rotor Position of a PM Synchronous Motor", IEEE Tran. Indus. Appli., 1994.
- [6] K. Ogata, "Ingeniería de control moderna", Ed. Prentice Hall, 1993 (2ª edición).
- [7] Gene F. Franklin, J. D. Powell, Abbas Emami-Naeini, "Feedback Control of Dynamic Systems", Ed. Addison-Wesley, 1994 (3ª edición).

## Implementação de um Modulador de Largura de Impulso para Accionamento de um Motor de Indução Trifásico

Minas, Graça

E-mail: gminas@dei.uminho.pt

Martins, Júlio S.

E-mail: jmartins@dei.uminho.pt

Universidade do Minho, Departamento de Electrónica Industrial  
Largo do Paço, 4709 Braga CODEX, Portugal  
Tel.: +351 53 604702 Fax: +351 53 615046

#### Resumo

Nesta comunicação descreve-se a implementação de um modulador de largura de impulso (PWM - Pulse Width Modulator), adequado para accionamento do motor de indução, quer para esquemas de controlo escalar, quer para esquemas de controlo vectorial. Um microcontrolador *standard* de 16 bits de elevado desempenho e com um mínimo de *hardware* adicional é utilizado para a execução desta tarefa, possibilitando uma solução económica e flexível. O modulador foi testado no accionamento de um motor de indução alimentado por um inversor fonte de tensão com IGBT's. Com o recurso à programação orientada a eventos (*Visual Basic*) foi ainda desenvolvida uma interface gráfica que permite a comunicação entre o utilizador e o microcontrolador, assim como a recolha de dados em tempo real e a sua integração noutras aplicações do *Windows*.

**Palavras-chave:** PWM (modulação de largura de impulso), interface gráfica.

#### 1. Introdução

Os contínuos esforços a nível da indústria no sentido do aumento da produtividade e redução de custos com o consumo de energia, num mercado cada vez mais exigente em termos de qualidade dos seus produtos, são algumas das razões que levaram a que, sobretudo nas duas últimas décadas, se tenha feito um grande esforço no desenvolvimento de sistemas de accionamento baseados na utilização de máquinas eléctricas de corrente alternada. Esse desenvolvimento, verificado em áreas como a microelectrónica e a tecnologia dos semicondutores de potência, faz com que os sistemas de accionamento para máquinas eléctricas de corrente alternada consigam competir cada vez com mais vantagens com os que se baseiam na utilização de motores de corrente contínua.

A única maneira de variar eficazmente a velocidade de uma máquina de corrente alternada dentro de uma larga gama, obriga a variar simultaneamente, quer a amplitude,

quer a frequência da tensão de alimentação da máquina [1]. Na solução que actualmente se aceita como *standard*, estes dois parâmetros são modificados num estágio de conversão DC-AC, por meio de um inversor comandado por técnicas de modulação de largura de impulso.

Este artigo descreve a implementação de um modulador para comando de um inversor fonte de tensão. Os principais objectivos perseguidos na sua concepção foram os seguintes:

- implementação de um modulador trifásico capaz de sintetizar ondas de boa qualidade para uma larga gama de frequência e amplitude (e com uma boa resolução);
- obtenção de uma solução o mais simples possível tendo em vista a minimização do *hardware*;
- implementação do *software* de tal forma que possa ser reutilizável noutras aplicações;
- possibilidade de visualização de curvas relativas ao funcionamento da máquina a accionar.

## 2. Técnica de Modulação Implementada

A técnica de modulação utilizada é basicamente a de modulação sinusoidal (SPWM - *Sinusoidal Pulse Width Modulation*). Este método popularizou-se pela sua simplicidade, fácil implementação e por produzir bons resultados. Numa implementação analógica, uma onda sinusoidal (normalmente chamada de referência ou moduladora) de frequência igual à da onda que se pretende sintetizar, é comparada com uma portadora triangular de frequência várias vezes superior [2]. Os pontos de intersecção da portadora e da referência sinusoidal determinam os instantes de comutação dos interruptores do inversor. Normalmente a amplitude da portadora é mantida constante e a sua frequência ( $f_p$ ) fixa a frequência de comutação do inversor. A amplitude da onda de PWM gerada é dependente da razão entre os valores de pico da referência e da portadora, parâmetro que frequentemente se designa por "índice de modulação" ( $ma$ ). Um outro parâmetro importante é a razão entre as frequências da portadora e da referência, ou "razão de frequência" ( $m_f$ ).

Uma das desvantagens da utilização de modulação sinusoidal tem a ver com o mau aproveitamento da tensão instalada no barramento DC, uma vez que o valor máximo obtido para a amplitude da componente fundamental da tensão de saída é de apenas  $U_{DC}/2$ . No caso de um modulador trifásico existem várias soluções que permitem maximizar a amplitude da tensão de saída, com base na modificação das três referências sinusoidais [3,4]. A solução implementada consiste na adição de um harmónico de ordem três a cada uma das referências (Figura 1). Este procedimento não agrava a distorção harmónica da forma de onda modulada, já que os harmónicos triplos são eliminados da corrente da carga pelo arranjo trifásico, desde que esta esteja ligada em estrela sem neutro. Além disso, é possível aumentar o valor da amplitude da componente fundamental. Em [5] demonstra-se que o maior aumento conseguido é de  $2/\sqrt{3}$ , obtido utilizando como referências as expressões de (1).

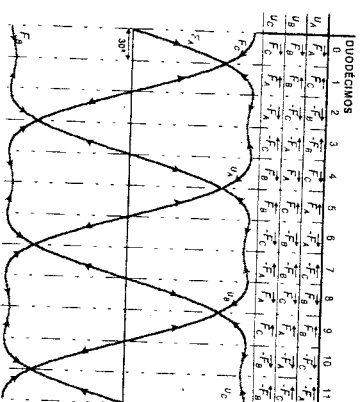


Figura 1. Sinus utilizados como referência na técnica de modulação implementada.

$$\begin{aligned}
 F_A &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[ \text{sen}(\omega t_k) + \frac{1}{6} \text{sen}(3\omega t_k) \right] \\
 F_B &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[ \text{sen}\left(\omega t_k - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \text{sen}\left(3\left(\omega t_k - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right] \\
 F_C &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left[ \text{sen}\left(\omega t_k - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} \text{sen}\left(3\left(\omega t_k - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \right]
 \end{aligned}
 \quad (1)$$

Para uma implementação digital baseada na utilização de microprocessadores e tendo em vista acelerar o algoritmo que implementa a técnica de modulação, é possível armazenar numa tabela amostras das três referências. Num sistema trifásico, as simétricas que se observam ao longo dos 360° entre as três fases (Figura 1), permitem concluir que é suficiente armazenar informação respeitante aos primeiros 30° (ou ao primeiro duodécimo) das três fases ( $F_A$ ,  $F_B$ ,  $F_C$ ), para que seja possível construir cada devidamente exploradas permitindo simplificar os algoritmos que implementam as técnicas de PWM, reduzir o tamanho de tabelas que guardam informação necessária à execução desses algoritmos e representar o valor dos ângulos com maior precisão para o mesmo número de *bits*. No caso presente, a tabela construída possui 3x256 amostras que correspondem a outros tantos valores de  $\alpha_k$ , igualmente espaçados no intervalo [0°, 30°].

As larguras dos impulsos concêntricos produzidos para cada fase ( $T_A$ ,  $T_B$  e  $T_C$ , Figura 2), podem então ser calculadas (em tempo real) de acordo com as seguintes expressões [2]:

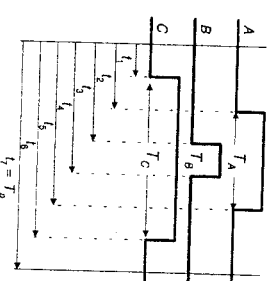


Figura 2. Instantes de comutação.

$$\begin{aligned}
 T_A &= \frac{T_p}{2} [1 - ma \times F_A(\alpha_k)] \\
 T_B &= \frac{T_p}{2} [1 - ma \times F_B(\alpha_k)] \\
 T_C &= \frac{T_p}{2} [1 - ma \times F_C(\alpha_k)]
 \end{aligned}
 \quad (2)$$

onde  $T_p = 1/f_p$  é o período da portadora e  $F_A$ ,  $F_B$  e  $F_C$ , representam o valor das três referências para um dado ângulo  $\alpha_k$ . Este ângulo é actualizado de acordo com a frequência da onda que se pretende sintetizar ( $f$ ) e a frequência da portadora, de tal forma que:

$$\alpha_{(k+1)} = \alpha_k + \omega T_p = \alpha_k + 2\pi \frac{f}{f_p} T_p \quad (3)$$

São necessários cuidados especiais para o cálculo deste ângulo, já que dele depende directamente a precisão com que é sintetizado determinado pedido de frequência (foi utilizada uma precisão de 16 bits em 30° para a representação do ângulo [6]).

Na solução encontrada e tendo em vista o microcontrolador utilizado na implementação, o que de facto importa calcular são os instantes de comutação ( $t_1$  a  $t_7$ ) de cada fase (Figura 2). As expressões que permitem calcular esses instantes referentes ao primeiro duodécimo podem ser facilmente obtidas de (2):

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{T_p}{4} [-ma \times F_C(\alpha_k)] ; & t_2 &= \frac{T_p}{4} [-ma \times F_A(\alpha_k)] ; & t_3 &= \frac{T_p}{4} [-ma \times F_B(\alpha_k)] \\ t_4 &= T_p - t_3 ; & t_5 &= T_p - t_2 ; & t_6 &= T_p - t_1 ; & t_7 &= T_p \end{aligned} \quad (4)$$

Explorando as simetrias do sistema trifásico anteriormente referidas, é possível calcular os instantes de comutação para os restantes duodécimos. Para tal basta notar o seguinte:

- para os duodécimos pares a tabela de amostras da referência deve ser lida no sentido ascendente e para os ímpares no sentido descendente;
- as expressões dos instantes de comutação tais que o resto da divisão inteira de duodécimo por 2 é par, são as mesmas do primeiro duodécimo (equação (4));
- para os restantes duodécimos é necessário trocar o sinal das amostras da tabela e trocar entre si os valores correspondentes à primeira e terceira amostra:

$$t_1 = \frac{T_p}{4} [l + ma \times F_B(\alpha_k)] ; \quad t_2 = \frac{T_p}{4} [l + ma \times F_A(\alpha_k)] ; \quad t_3 = \frac{T_p}{4} [l + ma \times F_C(\alpha_k)] \quad (5)$$

### 3. Descrição do Modulador

Uma versão do modulador adequada para o controlo escalar do motor de indução, como foi o caso da utilizada nos testes, aceita como entradas os pedidos da frequência e amplitude da tensão que se pretende sintetizar e gera como saída os sinais de PWM adequados ao comando dos interruptores do Inversor trifásico, de acordo com a técnica de modulação implementada. Na solução encontrada, o *hardware* do modulador resume-se a um microcontrolador *standard* de 16 bits e a um mínimo de lógica adicional que proporciona a interface com o andar de potência (Figura 3). A sua implementação teve por base o microcontrolador INTEL MCS-196 da família H810 (*High Speed Input Output*), o qual foi especialmente concebido para aplicações de controlo exigentes em termos de velocidade de processamento [7]. Apesar deste microcontrolador possuir uma arquitectura de 16 bits, suporta operações orientadas ao *bit, byte, word* (16 bits) e *double-word* (32 bits) e uma série de operações aritméticas de 16/32 bits, incluindo divisões e multiplicações.

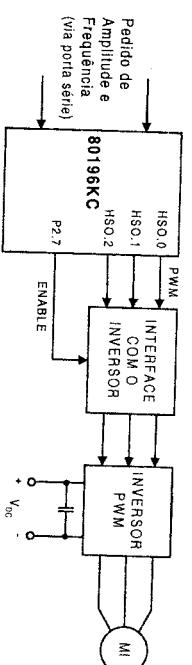


Figura 3. Diagrama simplificado do *hardware* implementado.

O que distingue esta família de microcontroladores é o sofisticado subsistema de entradas/saídas de alta velocidade, (HSIO), capaz de registar ou gerar eventos com uma resolução elevada (0.8  $\mu$ s para um oscilador de 20 MHz). A designação de "alta velocidade" resulta do facto da unidade poder executar funções com base no conteúdo de um temporizador ou de um contador, sem a intervenção do CPU (unidade de processamento central). Este subsistema foi o grande responsável pela simplicidade em termos de *hardware*, conseguida na implementação do modulador. É ele que gera as transições (eventos) em três saídas digitais para comando do inversor (HSO.0, HSO.1 e HSO.2).

O *software* do modulador é basicamente constituído por duas tarefas concorrentes: o programa principal e a rotina HSO\_INT. Optou-se por esta estrutura devido à grande diferença de tempos de execução e aos diferentes níveis de prioridade relativos às diferentes operações. O programa principal implementa a interface com o utilizador e, como tal, consiste num ciclo infinito de mais baixa prioridade em que, basicamente, se faz a monitorização de algumas variáveis cujo conteúdo é trocado com o PC via porta série. Os primeiros instantes de comutação nela calculados serão transferidos na altura própria, quando se dá a interrupção da HSO, sendo assim gerados os primeiros sinais nas respectivas saídas digitais. A rotina HSO\_INT é a tarefa de mais alta prioridade. É executada cada vez que ocorre uma transição numa linha de saída e é responsável pela produção dos eventos armazenados na HSO: os instantes de comutação, previamente calculados e armazenados numa FIFO, são transferidos para um ficheiro de registos da HSO; os instantes de comutação respeitantes ao intervalo  $T_p$  seguinte são calculados, de acordo com o método anteriormente descrito, e armazenados na FIFO.

O modulador permite ajustar a frequência de saída desde 0 Hz a 100 Hz (com inversão de marcha), com incrementos de 0.003 Hz. A frequência de comutação é de cerca de 2 kHz. Neste caso, os pedidos de amplitude e frequência podem ser actualizados a cada período da portadora. É possível obter frequências de comutação mais elevadas desde que se utilize os mesmos valores de amplitude e frequência para vários períodos da portadora.

Tanto o *software* do modulador como o *hardware* adicional implementados poderiam ser bastante simplificados se se utilizassem microcontroladores com periféricos específicos para a produção de ondas de PWM trifásicas, como é o caso dos microcontroladores INTEL MCS-196 da família *Motion Control* [7]. Contudo, a implementação recorrendo a um microcontrolador da família H810 não deixa de ser interessante, visto serem microcontroladores de uso genérico, mais baratos e mesmo com maiores exigências em termos de *software*, sobra ainda bastante tempo livre para realizar outras funções. Neste caso foi ainda possível implementar, utilizando o mesmo microcontrolador, um algoritmo para controlo de deslizamento do motor de indução.

#### 4. Interface Gráfica

A Figura 4 dá uma ideia das principais características da interface gráfica (implementada em *Visual Basic*), responsável pela comunicação entre o utilizador e o microcontrolador. Permite, nomeadamente, monitorizar e ajustar vários parâmetros relativos ao funcionamento do motor, incluindo a possibilidade de registar, em tempo real, com uma taxa de amostragem pré-definida, o modo como alguns desses parâmetros evoluem ao longo do tempo. Esta facilidade é bastante útil, não só na fase de teste, por permitir detectar e corrigir anomalias, mas também para obtenção de determinados índices de desempenho ou traçado de curvas relativas ao funcionamento do motor. A interface explora ainda as possibilidades do *Windows*, em termos de comunicação com outras ferramentas. É possível, por exemplo, com os parâmetros armazenados em disco, desenhar gráficos no *Excel* (Figura 5) de uma forma transparente ao utilizador, recorrendo à tecnologia OLE (*Object Linking and Embedding*). Esta interface permite ainda ajuda *on-line* sobre os vários comandos do menu.

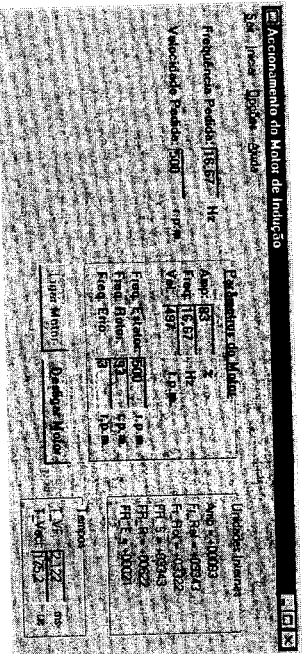


Figura 4. Janela de comunicação com o utilizador.

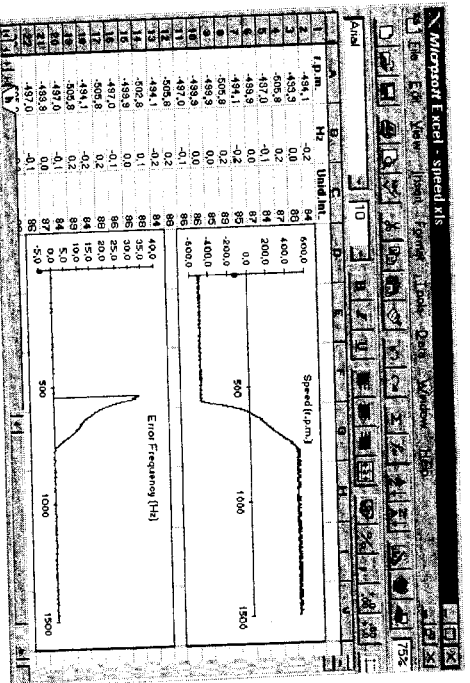


Figura 5. Parâmetros exportados automaticamente para o *Excel*.

#### 5. Resultados

Para testar o modulador foi utilizado um motor de indução trifásico de 1 CV, ligado em estrela sem neutro, alimentado por um inversor fonte de tensão com IGBT's e operando a uma frequência de comutação de cerca de 2 KHz.

As formas de onda apresentadas na Figura 6 (a), (c), (e) e (g) foram obtidas em tempo real e dizem respeito à tensão de alimentação do motor, medida entre uma fase e o ponto médio do barramento DC, e à corrente numa das fases, respectivamente. O espectro harmónico destas ondas (Figura 6 (b), (d), (f) e (h)) foi obtido pelo recurso a uma ferramenta de processamento de sinal (Datasp). A distorção harmónica total (THD) foi calculada a partir da análise espectral considerando os primeiros treze harmónicos da corrente.

Da análise da Figura 6 constata-se que o aspecto típico dos espectros de tensão e corrente é o esperado para este tipo de modulação, ou seja, as componentes mais significativas aparecem na vizinhança da frequência da portadora e seus múltiplos. Repare-se que o harmónico de ordem três, adicionado à forma de onda da tensão, não aparece no espectro da corrente, uma vez que é eliminado pelo arranjo trifásico. Note-se ainda que mesmo para uma frequência de 50 Hz, é possível obter formas de onda de corrente de boa qualidade (Figura 6 (c) e (g)).

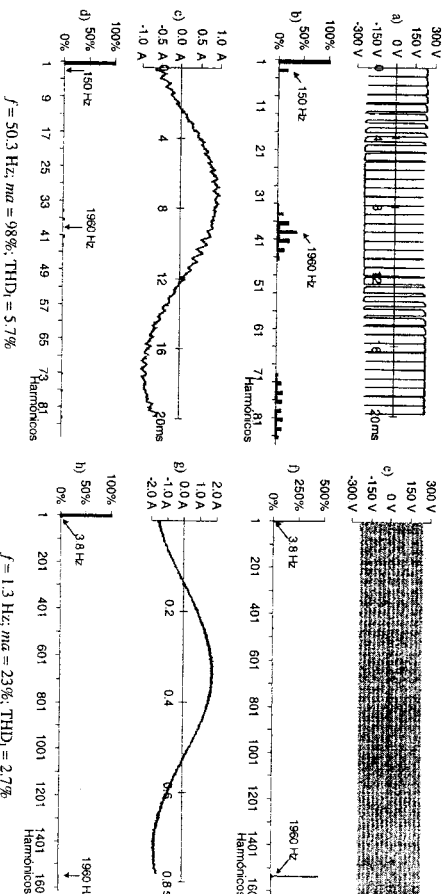


Figura 6. Modulação sinusoidal com adição do terceiro harmónico ( $f_f = 1960 \text{ Hz}$ ;  $U_{DC} = 465 \text{ V}$ ): (a) e (c) formas de onda da tensão; (b) e (d) espectros da tensão; (e) e (g) formas de onda da corrente; (f) e (h) espectros da corrente.

#### 6. Conclusões

Neste artigo apresenta-se um modulador de PWM capaz de gerar formas de onda de boa qualidade para comando de máquinas eléctricas de corrente alternada. A sua implementação baseou-se na utilização de um microcontrolador *standard* de 16 bits de elevado desempenho, o que permitiu encontrar uma solução simples (em termos de *hardware*), económica, flexível e fácil de integrar juntamente com sistemas de controlo.

Os algoritmos implementados são extremamente eficientes, permitindo, por exemplo, que o mesmo microcontrolador, para além da técnica de PWM descrita, implemente também um algoritmo de controlo de deslizamento do motor de indução (controlo escalar), adequado para muitas aplicações nas quais não se pretendem elevados desempenhos.

Foi ainda desenvolvida uma interface gráfica para comunicação com o utilizador, que, para além de monitorizar e registar em tempo real o modo como diversas variáveis relativas ao funcionamento do motor evoluem ao longo do tempo, permite ainda integrar essa informação noutras aplicações do Windows.

## Referências Bibliográficas

- [1] BOSE, Bimal K., ed. lit. - *Modern power electronics: evolution, technology, and applications*. New York: IEEE Press, 1991.
- [2] BOWES, S. R. - *New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter*. "IEE Proc.", Vol. 122, nº 11 (Nov. 1975), p. 1279-1285.
- [3] RASHID, Muhammad H. - *Power electronics: circuits, devices, and applications*. 2ª ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [4] TRZYNADLOWSKI, Andrzej M. - *An overview of modern PWM techniques for three-phase, voltage-controlled, voltage-source inverters*. In "IEEE ISIE 96 International Symposium on Industrial Electronics". Warsaw, 17-20 de Junho, Vol.º 1, p. 25-39.
- [5] HOLLDSWORTH, John A.; GRANT, Duncan A. - *The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter*. "IEEE Transactions on Industry Applications". Vol. IA-20, nº 5 (Set./Out. 1984), p. 1224-1228.
- [6] MINNAS, Graça - *Técnicas de modulação de largura de impulso para accionamento de máquinas eléctricas de corrente alternada*. Braga: Universidade do Minho, 1998. Tese de mestrado.
- [7] *Your guide to Intel's entire line of embedded products and services*. Intel Corporation, 1996.

## Reducción de las corrientes de fuga a tierra en un motor regulado por un PWM

Xavier Alabern Morera, Antonio Font Pierra, Antonio García Pascual,  
Lluís Humet Coderch, Ramón M<sup>o</sup> Mujal Rosas

Miembros del Departament d'Enginyeria Elèctrica de la Universitat Politècnica de Catalunya UPC. Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Terrassa  
C/ Colón 1, (08222) Terrassa-Barcelona  
E-mail: alabern@ec.upc.es

Área temática: 1. Máquinas Eléctricas y Electrónica de Potencia

Subárea temática: 1.4. Protección y Control

1.5. Diagnóstico de averías y ensayos

### Resumen

Este trabajo versa sobre la reducción de las corrientes armónicas de fuga a tierra en el motor de jaula de ardilla, alimentando con convertidor PWM, mediante la utilización de filtros a la salida del convertidor. Las consecuencias que se derivan de esta reducción son: mayor vida útil de los aislamientos, así como un mejor funcionamiento global del motor.

### Palabras Clave

Corrientes de fuga. Convertidor PWM. Ondulador trifásico.

### 1. Análisis crítico de los valores de las distintas tensiones de cero en un convertidor de frecuencia del tipo DTC y de corrientes de tierra

Exponemos el caso de un transformador de alimentación que alimenta una zona del Campus Universitario de Terrassa, el cual lo consideramos de potencia infinita, por la relación entre su potencia nominal (1500 kVA) y la potencia del convertidor que analizamos (de 25 ~ 30 kVA) situado dentro del Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Terrassa.

El transformador de alimentación está conectado en estrella con salida de 4 hilos y su neutro puesto a tierra en la misma ET. Este es el punto que tomamos como tensión de referencia.