

Implementación de un Controlador Electrónico para un Servomotor “Brushless” de AC

Javier Ollervides, Iván González, Víctor Santibáñez y Alejandro Dzul

Instituto Tecnológico de la Laguna, Blvd. Revolución y Cuauhtémoc, Torreón, Coah., 27000, México
e-mail: jollervi@itlalaguna.edu.mx, vsantiba@itlalaguna.edu.mx, dzul@faraday.itlalaguna.edu.mx

Teléfono: (52)-871-7051324

Resumen—Los servomotores de pasos híbridos (*HSM*) (en este caso de dos fases) pertenecen a la familia de los servomotores “brushless” síncronos de AC (*BLAC*), y son considerados como una muy buena alternativa para la implementación de controladores de posición de alta precisión en sistemas mecatrónicos. En este trabajo se propone la implementación de un propulsor o manejador de potencia electrónico (“Power Electronic Driver”) para accionar un servomotor *BLAC-HSM*, el análisis matemático de este sistema es ampliamente abordado en la literatura moderna. Para la implementación experimental del controlador electrónico se propone el uso de un controlador proporcional-derivativo *PD* con realimentación de posición y velocidad, más un controlador proporcional *P* con realimentación de corriente y conmutación sinusoidal por fase (típicamente usada en este tipo de servomotores de AC). La tecnología de implementación digital que hemos utilizado consiste en un DSC (“Digital Signal Controller”) de altas prestaciones de la familia de TMS320C2000 de “Texas Instruments”, con capacidad por hardware para realizar operaciones con números reales de punto fijo y de punto flotante.

Palabras clave: Servomotores “brushless” de AC, controlador *PDP*, controlador digital de señal, modulación sinusoidal de ancho de pulso (*SPWM*).

I. INTRODUCCIÓN

Los servomotores híbridos de pasos de alto par, denotados en este artículo mediante las siglas *BLAC-HSM*, son una alternativa muy extendida en aplicaciones de control de movimiento de alto desempeño. Las aplicaciones típicas incluyen sistemas robóticos de manufactura, robots móviles, máquinas de control numérico por computadora (*CNC* por su siglas en inglés “Computer Numeric Control”), y servoposicionamiento de sistemas mecatrónicos (Khorrami, 2003) y (Dawson, 1998).

Los servomotores *BLAC-HSM* son máquinas eléctricas con polos salientes dobles que incorporan un imán permanente en la flecha del rotor, como se describe en (Acarnley, 1984). El problema de control de los servomotores *BLAC-HSM*, es complicado debido al acoplamiento no lineal de las múltiples entradas del servomotor con la dinámica electromecánica no lineal del sistema, pero es posible utilizar el modelo dinámico preciso del servomotor, para reproducir la respuesta del sistema si se aplica un controlador no lineal en malla cerrada.

En este artículo se plantea la implementación de un sistema de control electrónico para un servomotor “brushless” de AC, el cual está basado en un sistema embebido con microcontrolador de la familia *TMS320C2000*, específicamente con el DSC *TMS320F28335*. La etapa de potencia eléctrica se conforma de un amplificador de potencia conmutado con dos puentes H completos, las entradas del amplificador conmutado son accionadas por el subsistema de salidas *PWM* del DSC. La realimentación de corriente es obtenida mediante dos sensores de corriente de efecto hall, y utilizando el sistema de conversión A/D del DSC. Para la medición de la posición de la flecha del servomotor *BLAC-HSM* se utiliza un codificador óptico incremental (“Optical Encoder”), mientras que la velocidad angular de la flecha del servomotor se estima numéricamente en el DSC. El servomotor *BLAC-HSM* utilizado en la fase de implementación es de alto par con dos fases de alimentación eléctricas. Las ventajas del funcionamiento resultante del controlador en malla cerrada sobre cualquier técnica de accionamiento por pulsos en lazo abierto, compensa el costo y la complejidad adicional de los circuitos del controlador electrónico del servomotor *BLAC-HSM* (Dawson, 1998).

II. MODELO DEL SERVOMOTOR

El modelo dinámico del servomotor de pasos híbrido de dos fases es descrito en esta sección. La dinámica se puede descomponer en un subsistema mecánico y dos subsistemas eléctricos que están acoplados por los términos de la transmisión del par eléctrico y el voltaje contra-electromotriz. El acoplamiento entre los subsistemas es una parte integral de la operación del servomotor y se muestra en la Figura 1. La dinámica del subsistema mecánico para el servomotor de pasos híbrido se define en (1), y puede ser verificado en las siguientes referencias: (Blanch, 1993), (Kuo, 1979), (Spong, 1989), (Zribi, 1991), (Dawson, 1998) y (Krause, 2002).

$$J\alpha + B\omega + K_d \text{sen}(4N_p\theta) = K_m \sum_{j=1}^2 -\text{sen}(x_j)I_j \quad (1)$$

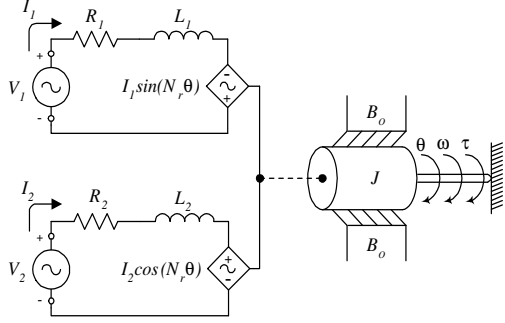


Figura 1. Diagrama Electromecánico del Servomotor.

donde $\theta(t)$, $\omega(t)$, y $\alpha(t)$ representan la posición, velocidad y aceleración de la carga, respectivamente. El parámetro constante $J = 0,2817$ [Kg - m²] denota la inercia mecánica del rotor y su carga, el parámetro constante $B_o = 0,0145$ [$\frac{N-m-s}{rad}$] representa el coeficiente de fricción viscosa. El término $K_d \text{sen}(4N_p q)$ es usado para modelar el par de detención y $K_d = 0,0334$ [N - m] es usualmente referida como la constante de par de detención. El término $K_m \sum_{j=1}^2 -\text{sen}(x_j) I_j$ puede ser considerado como la entrada de par originada en el subsistema eléctrico, donde $K_m = 0,2582$ [$\frac{N-m}{A}$] caracteriza la conversión electromecánica de las corrientes de los devanados en el par eléctrico del servomotor. En dicha ecuación, I_j denota la corriente de fase, x_j está dada por:

$$x_j = N_p \theta - (j - 1) \frac{\pi}{2} \quad (2)$$

en la cual N_p representa el número de dientes del rotor.

La dinámica de las corrientes para las dos subsistemas eléctricos está descrita en (Khorrami, 2003) y (Dawson, 1998) como

$$L \dot{I}_j = v_j - R I_j + K_m \omega \text{sen}(x_j) \quad (3)$$

donde v_j es la variable de entrada de voltaje por fase. Los parámetros eléctricos $R = 0,7$ [Ω] y $L = 3$ [mH] que son constantes, describen la resistencia y la inductancia de los devanados eléctricos, respectivamente. El término de voltaje contra-electromotriz $K_m \omega \text{sen}(x_j)$ puede ser considerado como una retroalimentación inherente del subsistema mecánico. Los subsistemas eléctricos descritos por los parámetros R , L y K_m son considerados iguales para cada una de las dos fases. La interconexión de los sistemas es ilustrada en la Figura 1 donde las entradas del sistema son los voltajes de fase v_j y la variable de salida es la posición de la flecha del servomotor denotada como θ .

III. OBJETIVOS DE CONTROL

Dada la medición de todos los estados (*i.e.* : θ, ω, I_1, I_2), el objetivo de control consiste en utilizar un controlador

de posición para manipular la dinámica electromecánica del servomotor *BLAC-HSM*, de tal forma que el error de seguimiento de la posición angular de la flecha del servomotor $\theta_e(t)$ sea desvaneciente; tal variable se define como:

$$\theta_e(t) = \theta_d(t) - \theta(t) \quad (4)$$

donde $\theta_d(t)$ representa la trayectoria de posición deseada de la flecha del servomotor. Se considera que $\theta_d(t)$, su primera y su segunda derivadas son funciones acotadas en el tiempo.

Considerando la estructura del sistema electromecánico dado por (1) a (3) sólo se tiene la libertad de especificar los dos voltajes de fase v_1 y v_2 . Observando la dinámica del subsistema mecánico (1) se verifica que la corriente eléctrica de cada una de las fases contribuye al desarrollo del par eléctrico. Por esta razón, se propone definir la variable del error de corriente η_j asignando también las trayectorias de corriente deseada denotadas por I_{dj} .

$$\eta_j = I_{dj} - I_j. \quad (5)$$

La variable η_j puede ser considerada como la perturbación del error de seguimiento de corriente al subsistema dinámico mecánico (Dawson, 1998). Si los errores de seguimiento de corriente η_j en (5) son iguales a cero, entonces I_{dj} puede ser diseñada para alcanzar la posición deseada de la flecha del servomotor utilizando técnicas de control clásico con una apropiada estrategia de conmutación. Como en general los errores de seguimiento de corriente no son iguales a cero, se debe de diseñar una entrada de voltaje de control en v_j para compensar las perturbaciones de la variable η_j .

IV. ESTRATEGIA DE CONMUTACIÓN

Para poder generar las corrientes de fase apropiadas en cada una de las fases eléctricas, se propone la siguiente estrategia de conmutación continua y diferenciable:

$$I_{dj} = -\tau_d \text{sen}(x_j), \quad \text{para } j = 1, 2 \quad (6)$$

donde τ_d es el par deseado diseñado para forzar a la carga a seguir la trayectoria de posición deseada. La estrategia de conmutación en (6) puede ser vista como una tarea para mover la carga y es compartida por las dos fases eléctricas del motor. Para ilustrar la motivación en la forma de (6) supóngase que ponemos $I_j = I_{dj}$ entonces (1) se puede reescribir como

$$J \alpha + B \omega + K_d \text{sen}(4N_p \theta) = K_m \sum_{j=1}^2 -\text{sen}(x_j) I_{dj}. \quad (7)$$

Después de substituir la estrategia de conmutación propuesta en la ecuación anterior tenemos

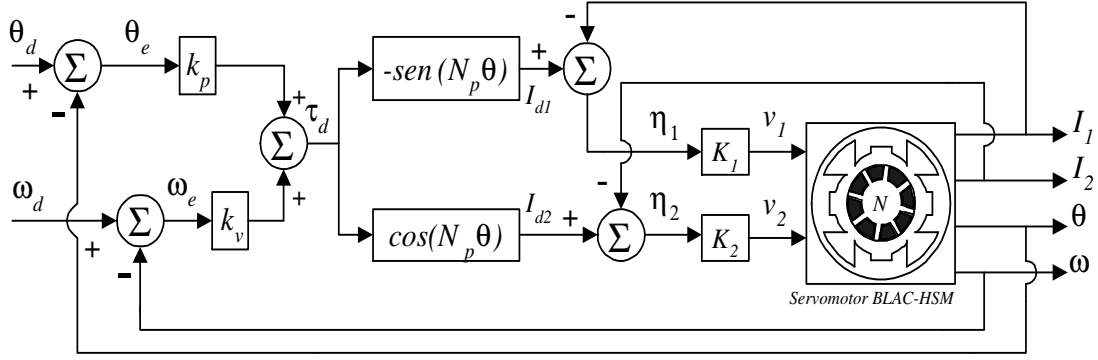


Figura 2. Diagrama de bloques del sistema de control de posición del servomotor *BLAC-HSM*.

$$J\alpha + B\omega + K_d \text{sen}(4N_p\theta) = \tau_d \quad (8)$$

La identidad $\sum_{j=1}^2 \text{sen}^2(x_j) = 1$ fue utilizada para obtener la ecuación anterior. De (8), se puede ver que la estrategia de conmutación propuesta a sido desarrollada para que la trayectoria de par deseado inherentemente se convierta en la entrada de control al subsistema mecánico, y por lo tanto puede ser diseñado para asegurar que la carga siga la trayectoria de posición deseada. Por supuesto, debido a la dinámica eléctrica, no se puede garantizar que $I_{dj} = I_j$ y por consiguiente se busca el diseño de las entradas de control de voltaje v_j para forzar la corriente actual y que esta siga a la corriente por fase deseada, esto es, forzar el error de seguimiento de corriente η_j en (5) a cero.

V. CONTROLADOR TIPO PDP

La estructura de este tipo de controlador es ampliamente abordada en la literatura (Dawson, 1998). Este controlador no está basado en el modelo completo del sistema electromecánico, pero utiliza la realimentación completa de los estados medidos del sistema, el diseño del controlador de seguimiento de posición se basa en el control de la dinámica de las corrientes de fase del servomotor. Como se ha mencionado anteriormente, primero se visualiza al servomotor como una fuente de par y se diseña el par deseado τ_d para asegurar que la carga siga a la trayectoria de la posición deseada. Después, a través de la estrategia de conmutación el par deseado es transformado en dos trayectorias de corriente deseada, una para cada fase. Finalmente, se especifica la entrada de voltaje de control para hacer que las corrientes de los devanados del estator sigan a las trayectorias de corriente deseada.

Como se mencionó, primero se formula la señal de par deseado para forzar a la carga a seguir la trayectoria de posición deseada. Esto es, se especifica el par deseado $\tau_d(t)$ para hacer que $\theta(t)$ sea cero. En este trabajo hemos utilizado

un controlador *PD* de tal forma que $\tau_d(t)$ se expresa de la siguiente forma

$$\tau_d = K_p\theta_e + K_v\omega_e \quad (9)$$

donde K_p es la ganancia proporcional de posición, K_v es la ganancia de velocidad. Dado $\tau_d(t)$ en (9), las corrientes de fase deseadas I_{dj} pueden ser calculadas directamente de la estrategia de conmutación, quedando expresadas como

$$I_{dj} = -\tau_d \text{sen}(x_j). \quad (10)$$

Finalmente se diseña la entrada de voltaje de control v_j para el sistema de lazo cerrado. En este caso se utiliza un controlador de tipo proporcional, tal como se muestra a continuación

$$v_j = k_j\eta_j \quad (11)$$

donde k_j es una ganancia proporcional positiva. En la Figura 2 se muestra claramente el diagrama de bloques del sistema de control de posición del servomotor *BLAC-HSM*, donde se observa claramente la conexión de un lazo de control de posición tipo *PD* conectado en cascada con un lazo de control tipo *P* de corriente, utilizados para calcular la amplitud de las señales sinusoidales de conmutación aplicadas por los voltajes de control, para cada fase del servomotor.

VI. SIMULACIÓN DE LA RESPUESTA DEL SISTEMA

Las trayectorias de seguimiento seleccionadas para la posición y velocidad angular deseadas de la flecha del servomotor $\theta_d(t)$ y $\omega_d(t)$ son funciones sinusoidales, expresadas como

$$\theta_d(t) = \frac{\pi}{2} \text{sen}(2t)(1 - e^{-0,3t^3}) \text{ [rad]} \quad (12)$$

$$\omega_d(t) = 0,45\pi t^2 \text{sen}(2t)e^{-0,3t^3} + \pi \cos(2t)(1 - e^{-0,3t^3}) \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] \quad (13)$$

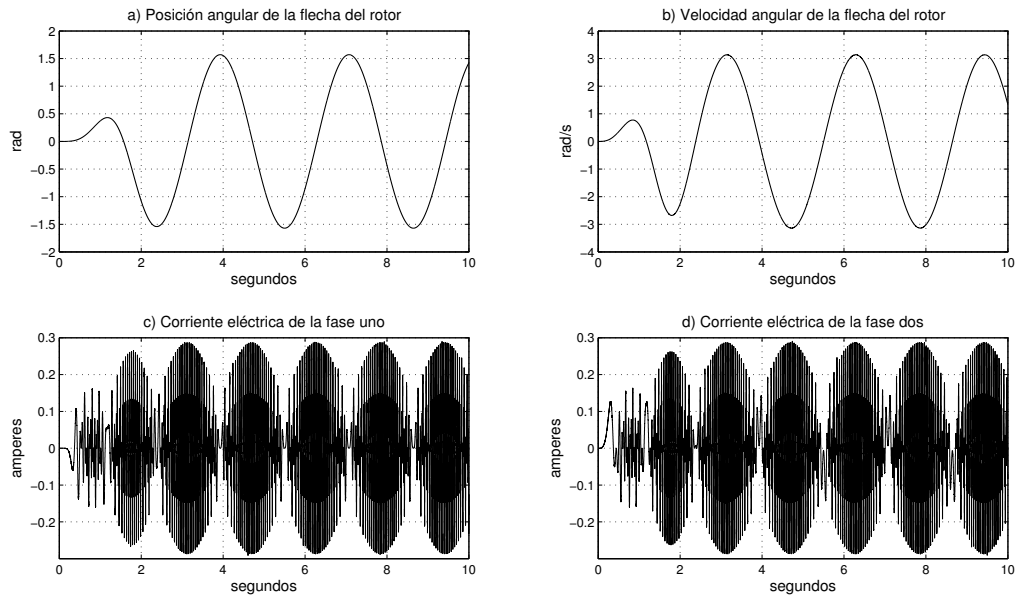


Figura 3. Graficas de la respuesta de los estados del sistema de control de posición.

donde $f_d = 0,318$ Hz es la frecuencia de las trayectorias deseadas de la posición y de la velocidad angular para el caso seguimiento. Las condición inicial de todos los estados es cero. La simulación está hecha para un periodo de 10 segundos. Las ganancias que fueron sintonizadas para que las corrientes de fase del servomotor aseguren un comportamiento sinusoidal, tal y como se propone por la ley de conmutación del controlador *PDP* para alcanzar la posición y la velocidad angular deseadas, tales ganancias se ajustaron manualmente en los siguientes valores: $K_p = 1000$, $K_v = 100$, $k_1 = 50$ y $k_2 = 50$. Los graficas de la respuesta de la posición y la velocidad angulares del servomotor, en simulación, son mostradas en la Figura 3.a y 3.b donde se puede apreciar que la flecha del servomotor reproduce las trayectorias de posición y velocidad de las variables deseadas. La simulación de la respuesta de las corrientes es mostrada en en la Figura 3.a y 3b. La dinámica observada en las corrientes eléctricas de fase muestra una modulación en amplitud y frecuencia (compensación de par y velocidad de fase). El error de posición es mostrado en la grafica de la Figura 4 observándose un valor máximo de $\pm 2 \times 10^{-4}$ [rad].

VII. SISTEMA ELECTRÓNICO DE PROPULSIÓN

El sistema electrónico de propulsión del servomotor *BLAC-HSM* es mostrado en el diagrama de la Figura 5. A continuación se describen los modulos electrónicos que forman parte de este sistema de control: el modulo principal es un sistema embebido con un microcontrolador digital de señales (DSC de las siglas en ingles “Digital Signal Controller”) modelo *TMS320F28335* perteneciente

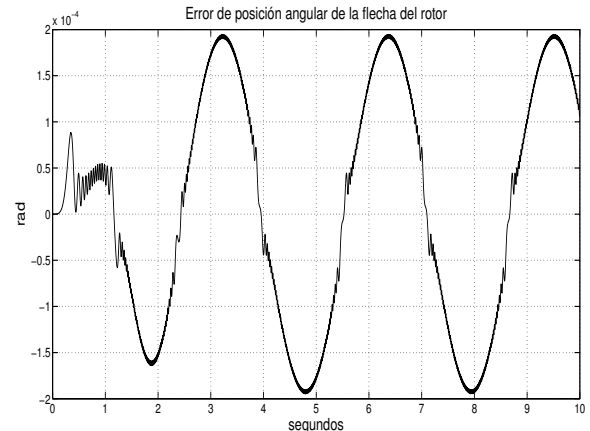


Figura 4. Grafica del error de posición angular.

a la familia *TMS320C2000* fabricado por “Texas Instruments”, este DSC es de altas prestaciones con capacidad de procesamiento para operaciones de gran precisión con números de punto flotante y punto fijo, con a una alta velocidad de procesamiento de 150 MIPS (millones de instrucciones por segundo); un servomotor *BLAC-HSM* de gran par modelo 34Y207D-LW8 (“High-Torque Series”) fabricado por “Anaheim Automation” con una capacidad nominal de corriente de 5[A] produciendo un par eléctrico máximo de 8,47 [Nm]; un módulo codificador óptico incremental (“incremental optical encoder”) modelo *E3-2500-375-IH* fabricado por “US DIGITAL”, con una resolución de 2500 [ppr] (“pulses per revolution”) montado en la parte de atrás de la flecha del servomotor; dos *CI*'s de

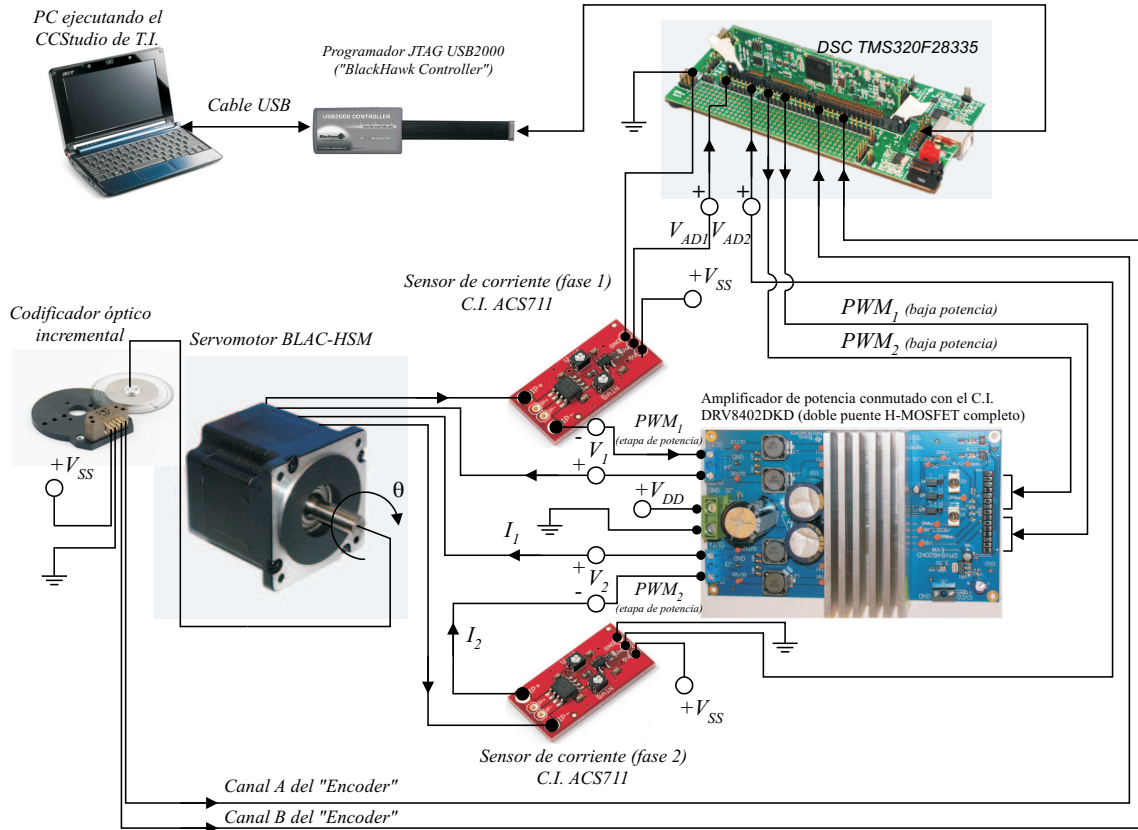


Figura 5. Sistema Electrónico de Propulsión del Servomotor.

efecto “hall” como sensores de corriente modelo ACS711 fabricado por “Allegro Microsystems”, los sensores están conectados en serie a cada fase eléctrica del servomotor (véase la Figura 5), el rango de operación de corriente es de ± 12 [A]; se debe mencionar que la medición de la corriente del servomotor se realiza por medio del sistema de conversión analógico digital (ADC) del DSC, el cual tiene 12 bits de resolución y un rango de voltaje de entrada de cero hasta 3[V]; el módulo utilizado para amplificar las señales PWM_1 y PWM_2 calculadas por el subsistema de salidas PWM del DSC, que produce la potencia eléctrica de propulsión del servomotor, es un amplificador de C.I. conmutado modelo DRV8402DKD de “Texas Instruments” con capacidad de manejar una corriente y un voltaje máximos de 7 [A] RMS y 50 [VCD] respectivamente, este amplificador conmutado contiene dos puentes H completos y circuitos electrónicos de protección contra corto circuito y sobre corriente.

El lenguaje de programación nativo para programar este DSC es el ANSI C++ y el compilador utilizado para depurar el código fuente es el CCStudio de “Texas Instruments”. Existe un conjunto de librerías en C++ proporcionadas por el fabricante, para acceder a todos los subsistemas electrónicos del DSC, así como para realizar operaciones con números de punto flotante. El algoritmo

de control realimentado de la figura 2 es programado en lenguaje C++ en una rutina de tiempo real del DSC TMS320F28335 (véase la Figura 5).

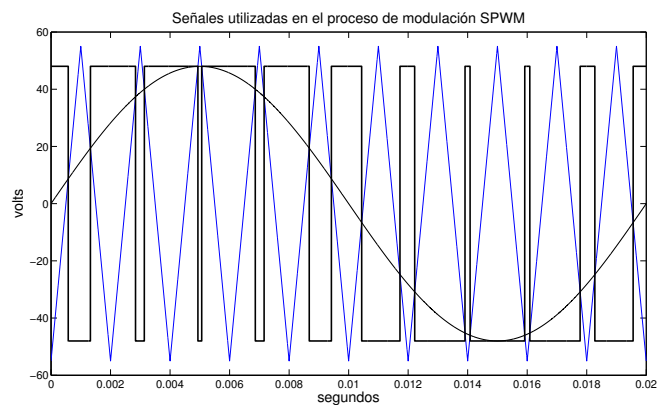


Figura 6. Signals of sinusoidal pulse with modulation (SPWM).

En la implementación de las señales de control se utiliza la técnica de modulación SPWM (“Sinusoidal Pulse Width Modulation”), donde la señal control sinusoidal, es la variable que modula, la cual es comparada con una señal triangular portadora de mayor frecuencia, para producir el

tren pulsos de conmutación que emula el comportamiento sinusoidal de la señal de control para cada una de las entradas del servomotor (véase la Figura 6) (Hart, 1997).

El índice de modulación de amplitud m_a es definido como

$$m_a = \frac{V_m}{V_p} \quad (14)$$

donde V_m es la amplitud de la señal sinusoidal moduladora y V_p es la amplitud de la señal triangular portadora. Si $m_a \leq 1$, la amplitud de la tensión de salida fundamental (obtenida del tren de pulsos rectangulares), V_1 , es linealmente proporcional a m_a , como se muestra a continuación

$$V_1 = m_a V_{CC} \quad (15)$$

donde V_{CC} es el voltaje de alimentación del circuito integrado *DRV8402* que contiene el doble puente H (con transistor MOSFET), que es utilizado para producir las señales sinusoidales conmutadas que alimentan las fases del servomotor.

De esta manera, la amplitud de la tensión de referencia es proporcional a la tensión sinusoidal del controlador, por medio del índice de modulación m_a para la fase correspondiente del servomotor. El parámetro m_a es utilizado para obtener el voltaje de referencia instantáneo, cuando el algoritmo de control en tiempo real en el *DSC TMS320C28335*.

VIII. CONCLUSIÓN

En este trabajo se implementó un sistema electrónico de control automático aplicado a un servomotor de pasos híbrido de dos fases (servomotor “brushless” de AC). Los microcontroladores digitales de alto desempeño permiten la rápida implementación de sistemas de control automático aplicados en propulsores electrónicos. El uso de amplificadores de potencia conmutados (en la forma de circuito integrado) para reproducir las señales sinusoidales de alimentación del servomotor, así como los circuitos integrados para el sensado de corriente permiten una mayor miniaturización del sistema completo. De esa forma podemos decir que el sistema de propulsión electrónico del servomotor implementado en este trabajo es un sistema de potencia embebido o incrustado, el cual ofrece grandes ventajas en aplicaciones de sistemas portátiles para el accionamiento de potencia.

IX. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado parcialmente por DGEST, CONACyT y proyecto CONACyT 134534.

REFERENCIAS

- P. P. Acarnley (1984). *Stepping Motors: A guide to Modern Theory and Practice*. 2nd ed. Stevenage, U.K.: Peregrinus.
- A. Blaich, M. Bodson, and J. Chiasson (1993) High-Speed Parameter Estimation of Step Motors. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, **Vol. 1, No. 4**, 270–279, Dec.
- D. Dawson, J. Hu and T.C. Burg (1998). *Nonlinear Control of Electric Machinery*. Marcel Dekker.
- D.H. Hart (1998). *Introduction to Power Electronics*. Prentice Hall, Inc.
- F. Khorrami, P. Krishnamurthy, and H. Melkote (2003). *Modeling and Adaptive Nonlinear Control of Electric Motors*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
- P.C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff (2002). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Wiley-Interscience.
- B. Kuo, and J. Tal (1979). *Incremental Motion Control, Step Motors and Control Systems*. Vol. II, SRL Publishing, Champaign, IL.
- M. Spong and M. Vidyasagar (1989). *Robot Dynamics and Control*. Jhon Wiley and Sons, Inc.
- M. Zribi, and J. Chiasson (1991). Position Control of PM Stepper Motor by Exact Linearization. *IEEE Transactions on Automatic Control*, **Vol. 36, No. 5**, 620–625, May. 1991.