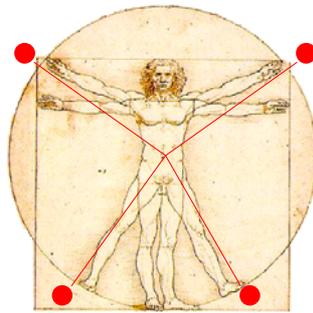


TECNOLOGÍ@ y DESARROLLO

Revista de Ciencia, Tecnología y Medio Ambiente

VOLUMEN II . AÑO 2004

SEPARATA



IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR ROBUSTO DE ESTRUCTURA VARIABLE MEDIANTE FPGA

Basil M. Al-Hadithi, Juan Suardíaz Muro



UNIVERSIDAD ALFONSO X EL SABIO
Escuela Politécnica Superior

Villanueva de la Cañada (Madrid)

© Del texto: Basil M. Al-Hadithi, Juan Suardíaz Muro
Octubre, 2004

http://www.uax.es/publicaciones/archivos/TECELS04_002.pdf

© De la edición: *Revista Tecnol@ y desarrollo*
Escuela Politécnica Superior.
Universidad Alfonso X el Sabio.
28691, Villanueva de la Cañada (Madrid).
ISSN: 1696-8085
Editor: Julio Merino García tecnologia@uax.es

No está permitida la reproducción total o parcial de este artículo, ni su almacenamiento o transmisión ya sea electrónico, químico, mecánico, por fotocopia u otros métodos, sin permiso previo por escrito de la revista.

Tecnol@ y desarrollo. ISSN 1696-8085. Vol.II. 2004.

IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR ROBUSTO DE ESTRUCTURA VARIABLE MEDIANTE FPGA

Basil M. Al-Hadithi^a, Juan Suardíaz Muro^b

^aDr Ing. Industrial,
Departamento de Electrónica y Sistemas, Escuela Politécnica Superior, Universidad Alfonso X el Sabio.
Avda. De la Universidad nº1, Villanueva de la Cañada, 28691 Madrid. España. Tlf.:918105035, email:
bmal@uax.es

^bDr Ing. Industrial,
Departamento de Tecnología Electrónica, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales,
Universidad Politécnica de Cartagena (Murcia).
Campus Moralla del Mar, 30202, Cartagena. España. Tlf.:968325380, email: Juan.Suardiaz@upct.es

RESUMEN: Este artículo presenta una implementación hardware de un Controlador de Estructura Variable (VSC, Variable Structure Controller), basado un control en Modo Deslizante (SM, Sliding Mode), aplicado a controlar un servomotor . El algoritmo de control implementado aquí descrito se ha utilizado con objeto de obtener una mejora significativa en las prestaciones de un sistema de control, fundamentalmente en lo que a consecución de condiciones estables y robustez se refiere. La validez teórica de la implementación hardware detallada ha sido verificada empleando la herramienta de modelización y simulación Xilinx System Generator. Los resultados obtenidos muestran un adecuado grado de precisión y robustez del comportamiento del controlador hardware propuesto.

PALABRAS CLAVE: Controlador de Estructura Variable, Modo Deslizante, FPGAs, Arquitecturas Reconfigurables

***ABSTRACT:** This paper deals with a Variable Structure Controller (VSC) hardware implementation based on a Sliding Mode (SM) control, which is applied to control a servomotor. A control algorithm was developed to achieve a real improvement of the control system's performance, mainly that referred to robustness. The design has been tested using Xilinx System Generator modelization and simulation tool. The obtained results show a robust and accurate behaviour of the here described controller.*

KEYWORDS: Variable Structure Controller, Sliding Mode, FPGAs, A Reconfigurable Architectures

1. Introducción

Un sistema de estructura variable se caracteriza por la habilidad con la que trata no linealidades e incertidumbres (Chen, 1998) en los sistemas de control así como por su invarianza frente a fluctuaciones de los parámetros y perturbaciones (Klein, 1978) así como por su robustez. Esta característica de los sistemas de estructura variable es muy deseada porque se pueden elegir los parámetros de la línea de conmutación independientemente de los parámetros del sistema original, lo que ofrece un control muy robusto.

Se aplica la teoría del Control de Estructura Variable (VSC, *Variable Structure Control*) al control de sistemas no lineales, sistemas con retraso, sistemas estocásticos, sistemas de gran escala, sistemas multivariados, etc. Las técnicas del VSC se han extendido más allá de la estabilización de sistemas al seguimiento de movimientos, control óptimo y al control adaptativo. Sin embargo, presenta algunas desventajas como el efecto de alta ganancia y el ruido continuo (*Chattering*).

El VSC con el modo deslizante (SM, *Sliding Mode*) fue propuesto y elaborado por primera vez por (Emelyanov, 1967) y varios investigadores (Utkin, 1977), (España, 1984), donde era aplicado al control de una planta de proceso modelada en el plano de fases mediante un sistema lineal de segundo orden. No obstante, en sus inicios la teoría del VSC no atrajo mucha atención en aplicaciones industriales. La razón pudo ser doble: primero, las técnicas más populares de diseño de sistemas de control hicieron sombra al VSC; segundo, las propiedades importantes de robustez del VSC no se habían reconocido o apreciado entonces.

Desde 1980, dos desarrollos han incrementado en gran medida la atención sobre el VSC (Hung, 1993). El primero es la existencia de un método general de diseño de VSC para sistemas complejos. El segundo es el reconocimiento total de la robustez perfecta del VSC con respecto a las perturbaciones. Como resultado, la investigación y el desarrollo se han acelerado en los campos teóricos y de aplicaciones.

Tras haber recorrido una larga historia de investigación y desarrollo, el VSC se ha establecido como un método general de control. Su viabilidad es cada vez más reconocida por los profesionales del control, aunque quedan todavía problemas por investigar. El VSC resulta muy atractivo para los ingenieros de control, ya que sus conceptos básicos son fáciles de comprender y ha dado un rendimiento satisfactorio en

muchas áreas prácticas de la electrónica industrial. El VSC es aplicable a muchos sistemas de control donde no están bien des-arrollados otros métodos de diseño. Aunque las contribuciones en el diseño y análisis teórico de sistemas con VSC continúan mejorando, resulta importante dirigir también la investigación experimental hacia toda clase de problemas industriales. Los resultados de estos estudios mejorarán indudablemente la confianza de los ingenieros en el uso del VSC (Hung, 1993).

Se puede considerar el SM como una combinación del VSC y el método de la asignación de autovalores, porque en el método del modo deslizante los estados del sistema siguen la ecuación de línea de conmutación $s(x)=0$. Esto es similar al caso de asignación de los autovalores, pero la diferencia es que este método es sólo aplicable a sistemas lineales y que los autovalores asignados dependen de los parámetros del sistema a controlar; mientras el controlador en el SM es insensible a variaciones en los parámetros del sistema original.

El control deslizante (SM, *Sliding Mode*) es de interés reciente (Itkis, 1976), (Loting, 1984), (Utkin, 1977), debido al progreso de la microelectrónica y de la electrónica de potencia (Utkin, 1977), (Hung, 1993), (Itkis, 1976). Se ha implementado en aplicaciones de control de robots (Sabanovic, 1981) y control de motores (Kaynak, 1984), dando lugar a la publicación de muchos estudios teóricos (Hung, 1993).

El VSC se modela generalmente en el plano de fases (ver la figura 1). Se basa en conmutaciones y control discontinuo para guiar una trayectoria de fase hacia un plano prefijado y forzándola a deslizarse sobre el mismo. La robustez es un aspecto importante dentro del VSC. Las trayectorias en el plano de fases se dirigen hacia una línea de conmutación, debiendo permanecer en ella. Un estudio detallado sobre este aspecto se encuentra en (Hung, 1993).

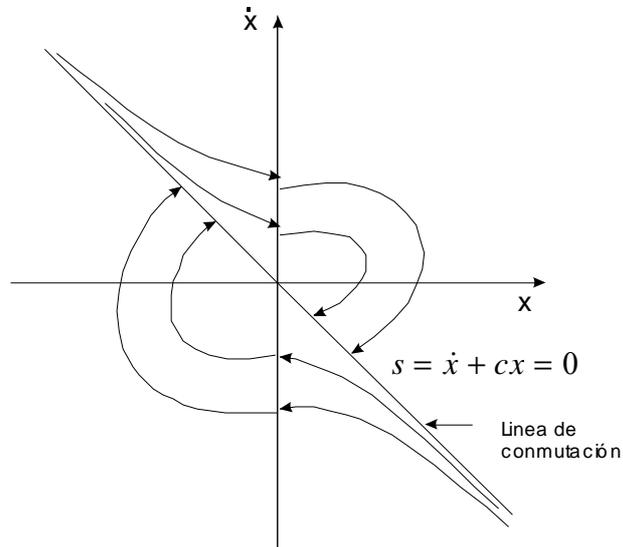


Fig. 1. Sistema de estructura variable consistente en dos sistemas inestables

2. Características del VSC

En cuanto a las características de diseño de un VSC, es deseable conseguir simultáneamente:

- alcanzar el plano deslizante rápidamente;
- mantener la trayectoria cerca de él;
- reducir el número de conmutaciones entre estructuras.

Sin embargo, alcanzar rápidamente el plano deslizante implica también alcanzar una rápida salida, a menos que se permitan unas conmutaciones frecuentes entre estructuras. En un esquema de control digital, la trayectoria partirá de la referencia incrementándose con el tiempo de muestreo (España, 1984).

La técnica del modo deslizante, junto con el VSC, posibilita una técnica de control muy robusta. En ella se fuerza la evolución del estado del sistema hacia una línea de conmutación y cuando el estado del sistema está cerca de esta línea se desliza hacia el origen y se dice que el sistema está en Modo Deslizante (SM). Esto representa una propiedad muy interesante donde se puede diseñar un control que no depende de los parámetros del sistema original, sino de un modo totalmente distinto del sistema a controlar; lo que ofrece un control invariante frente a las perturbaciones e incertidumbres del sistema.

Sin embargo, puede aparecer un cierto fenómeno de ‘chattering’ debido una elevada frecuencia de conmutación en las inmediaciones de la superficie de deslizamiento (Sira, 1991), así como un efecto de alta ganancia de control, con motivo de una posible compensación no lineal (Sira, 1991). Un enfoque para la reducción del ‘chattering’ implica la introducción de una franja alrededor de la superficie de conmutación, junto a la utilización de una metodología de control continuo en el interior de dicha franja (Loting, 1984), (Milosavljevic, 1985).

En este artículo se presenta una implementación hardware desarrollada utilizando la herramienta Xilinx System Generator (Xilinx, 2004), en la que se consigue controlar un servomotor, así como se examina tanto la robustez del controlador propuesto como la precisión de los resultados obtenidos en la implementación hardware frente a los predichos mediante simulación. Xilinx System Generator es una herramienta que extiende las posibilidades de Simulink (MathWorks, 2004) con unos bloques que permiten un modelado a nivel de ciclo de reloj de lógica digital y funciones de procesado digital de señal. Además presenta un traductor que permite convertir un modelo Simulink (diseñado siguiendo unas determinadas directrices particulares) en una descripción hardware sintetizable en FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*) comercializadas por Xilinx; y es que los modelos hardware construidos mediante bloques Xilinx se comportan en el entorno Simulink de forma exactamente igual a como lo harán una vez sintetizados sobre hardware. Como una parte adicional del entorno Simulink, es posible combinar estos bloques con otros propios del mismo Simulink a fin de modelar partes del sistema que no vayan a sintetizarse sobre la FPGA. Además, al igual que ocurre con el resto de modelos Simulink, es posible parametrizar los bloques Xilinx a través del propio entorno de trabajo (workspace) de MatLab (MathWorks, 2004). La herramienta Xilinx System Generator sólo traducirá a lenguaje de descripción hardware aquella parte implementada mediante bloques Xilinx, pudiéndose capturar no obstante el comportamiento de los bloques adicionales mediante un ‘*test-bench*’, permitiendo realizar así una simulación a bajo nivel de todo el sistema.

3. Procedimiento de Diseño de un VSC-SM

Se considera el diseño de un VSC con SM (Emelyanov, 1967), (Utkin, 1977), para un sistema de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1} \quad i = 1, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n &= -\sum_{i=1}^n a_i x_i + f(t) + u \end{aligned} \quad (1)$$

siendo:

u la acción de control
 a_i constantes.

Se supone que u depende sólo de x_1 que se conmuta sobre un plano de conmutación $s=0$. la ecuación de la línea de conmutación que se sigue en la implementación es la propuesta por (Utkin, 1977)

$$s = \sum_{i=1}^n c_i x_i, \quad c_i = \text{const.}, \quad c_n = 1 \quad (2)$$

Si las trayectoria del sistema se dirigen hacia el plano deslizante, entonces las siguientes pares de desigualdades:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \dot{s} > 0 \quad \text{y} \quad \lim_{s \rightarrow +0} \dot{s} < 0 \quad (3)$$

son condiciones suficientes para que el modo deslizante exista (Hung, 1993).

Para probar la invarianza del SM con respecto a los parámetros a_i , se resuelve la ecuación $s=0$ para la variable x_n y se sustituye en la ecuación (1). Las ecuaciones resultantes del SM son,

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1} \quad i = 1, \dots, n-2 \\ \dot{x}_{n-1} &= -\sum_{i=1}^{n-1} c_i x_i \end{aligned} \quad (4)$$

los cuales dependen sólo de los parámetros c_i (Emelyanov, 1957) .

El procedimiento de diseño basado en la propiedad de invarianza es el siguiente: primero, el SM deseado se construye mediante la elección de los parámetros c_i . Segundo, se consigue un control discontinuo que garantiza la existencia de los modos deslizantes en todos los puntos del plano $s=0$, también denominado plano. Tercero, la acción de control debe dirigir el estado del sistema al plano deslizante, como se explicará a continuación.

Se supone que la acción de control es una función lineal por tramos de x con coeficientes discontinuos (Utkin, 1977),

$$u = -\sum_{i=1}^k \Psi_i x_i - \delta \operatorname{sgn} s, \quad 1 \leq k \leq n-1 \quad (5)$$

$$\Psi = \begin{cases} \alpha & \text{si } x_i s > 0 \\ \beta_i & \text{si } x_i s < 0 \end{cases} \quad \operatorname{sgn} s = \begin{cases} +1 & \text{si } s > 0 \\ -1 & \text{si } s < 0 \end{cases}$$

$\alpha_i, \beta_i, \delta_0$ – constantes
 δ_0 es un escalar positivo pequeño

Aplicando la ecuación (3), esta claro que las condiciones necesarias y suficiente para que el modo deslizante exista son (Emelyanov, 1957), (Utkin, 1977), (Itkis, 1976).

$$\alpha_i \geq c_{i-1} - a_i - c_i c_{i-1} + c_i a_n$$

$$\beta_i \geq c_{i-1} - a_i - c_i c_{i-1} + c_i a_n, \quad i = 1, \dots, k, c_0 = 0 \quad (6)$$

$$\frac{c_{i-1} - a_i}{c_i} = c_{n-1} - a_n, \quad i = k+1, \dots, n-1$$

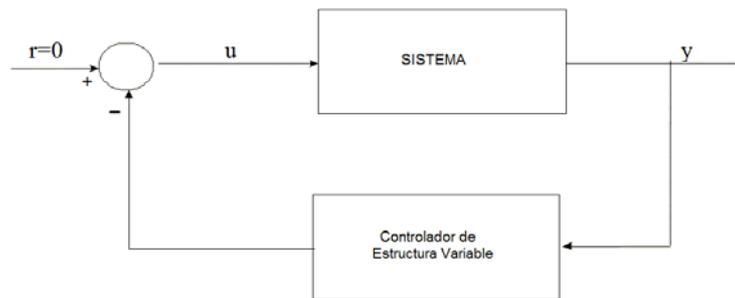


Fig. 2. Control realimentado de un sistema de control aplicando un controlador de estructura variable (VSC)

4. Sistema de Control de un Servomotor

En este trabajo se pretende controlar un servomotor cuyo modelo se muestra esquematizado en la figura 3. El motor mostrado es un motor de cc diseñado específicamente para probar sistemas de control. La tensión de entrada se aplica al inducido del circuito del motor de cc. Se aplica un voltaje fijo al arrollamiento de excitación. Si existe un error, el motor desarrolla un par para rotar la carga de salida de forma que se reduzca el error a cero. Para una corriente de campo constante, el par desarrollado por el motor $\tau(t)$ es:

$$\tau(t) = K_t \phi i_a(t) = K_t i_a(t) \quad (7)$$

como ϕ se supone que es constante, la transformada de Laplace es:

$$T(s) = K_t I_a(s) \quad (8)$$

Siendo

K_t la constante del par del motor

i_a la corriente que circula por la armadura.

Cuando la armadura está girando, se induce en el inducido un voltaje proporcional al producto del flujo y la velocidad angular. Para un flujo constante, el voltaje inducido e_m es directamente proporcional a la velocidad angular ($d\theta/dt$):

$$e_m(t) = K \phi \frac{d\theta}{dt} \quad (9)$$

donde e_m es la fuerza contraelectromotriz, K es la constante de la fuerza contraelectromotriz del motor, y θ es el desplazamiento angular del eje del motor.

$$e_m(t) = K_m \frac{d\theta}{dt} \quad (10)$$

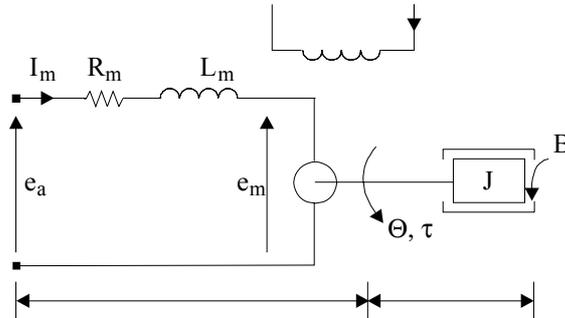


Fig. 3. Un servomotor

Aplicando la transformada de Laplace a (8), se obtiene:

$$E_m(s) = K_m \cdot s \cdot \Theta(s) \quad (11)$$

La velocidad de un servomotor cc controlado por la tensión de la armadura e_a , se encuentra regido por la siguiente ecuación diferencial:

$$E_a(s) = (L_m s + R_m) \cdot I_a(s) + E_m(s) \quad (12)$$

Despejando $I_a(s)$:

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - E_m(s)}{L_m s + R_m} \quad (13)$$

la ecuación para el equilibrio del par es:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = \tau(t) - B \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (14)$$

siendo J la inercia de la combinación del motor, carga y tren de engranaje referido al eje del motor y B es el coeficiente de fricción viscosa de la combinación del motor, carga y tren de engranaje referido al eje del motor.

Aplicando la transformada de Laplace a (14):

$$T(s) = (Js^2 + Bs) \cdot \Theta(s) \quad (15)$$

Resolviendo (15) para el desplazamiento angular del eje del motor:

$$\Theta(s) = \frac{T(s)}{Js^2 + Bs} \quad (16)$$

El diagrama de bloques de este sistema se puede construir a partir de las ecuaciones (8) (11), (13) y (16) como se muestra en la figura 4.

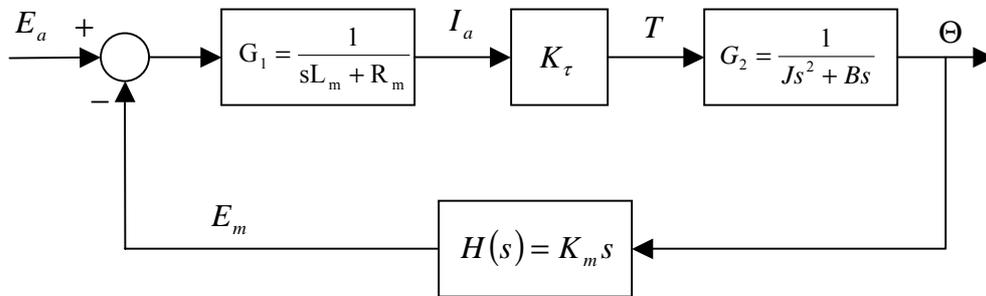


Fig. 4. Diagrama de bloques del servomotor

La función de transferencia del motor es:

$$G(s) = \frac{\Theta(s)}{E_a(s)} = \frac{G_1(s)K_\tau G_2(s)}{1 + G_1(s)K_\tau G_2(s)H(s)} \quad (17)$$

$$G(s) = \frac{K_\tau}{JL_m s^3 + (BL_m + JR_m)s^2 + (BR_m + K_\tau K_m)s} \quad (18)$$

Normalmente, en los servomotores se puede despreciar L_m por ser muy pequeña. Haciendo esto, (18) se convierte en una ecuación de segundo orden con el siguiente aspecto:

$$G(s) = \frac{K_\tau}{JR_m s^2 + (BR_m + K_\tau K_m)s} \quad (18)$$

La figura (5) muestra el controlador VSC-SM propuesto en este trabajo para controlar el motor desarrollado anteriormente.

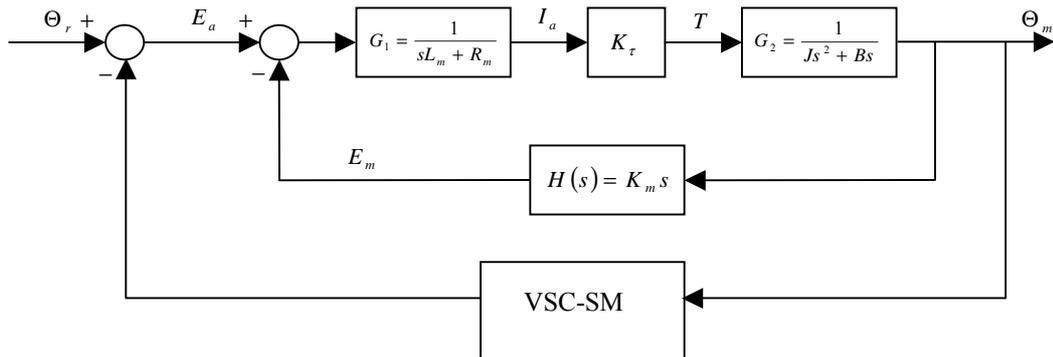


Fig. 5. El sistema de control mediante el VSC-SM

5. Implementación del Hardware de Control de un Servomotor mediante VSC-SM

Considérese un el sistema de control que representa un servomotor, representado por la siguiente ecuación de estados:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -5 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1.4 \end{pmatrix} \cdot u \quad (19)$$

En función de los criterios mencionados en (Utkin, 1977), la línea de conmutación toma la forma de:

$$S = 0,5 \cdot x_1 + x_2$$

La selección de los parámetros c se obtiene aplicando el método del control equivalente propuesto por (Utkin, 1977). Esta selección es equivalente a elegir los autovalores adecuados para la línea de conmutación donde los valores de c se eligen para que

aumente la velocidad de la respuesta. La ecuación de la línea define la ecuación característica del modo deslizante. La estabilidad asintótica se garantiza mediante la elección de los valores c para conseguir la ecuación característica deseada.

Aplicando el proceso de diseño explicado en el apartado anterior para la confección de un controlador de estructura variable, es necesario obtener los parámetros α y β . Por tanto, aplicando la ecuación (6) se tiene:

$$\alpha \geq 1 \qquad \beta \leq 1$$

El siguiente paso consiste en aplicar estos valores en la ecuación (5) y, según la condición de conmutación asociada, es posible obtener el valor asociado al controlador propuesto.

De acuerdo el proceso de diseño anteriormente descrito, una implementación hardware de este controlador debería desarrollar los siguientes pasos:

- Estimar el valor adecuado de Ψ aplicando la ecuación (5).

Para cada valor actual del par (x_1, x_2) debe calcularse un nuevo valor asociado a Ψ mediante la aplicación de la ecuación (5).

- Cómputo del nuevo par de valores (x_1, x_2) .

Deben estimarse nuevos valores de trabajo asociados al par (x_1, x_2) mediante la aplicación del método de integración de Euler, a partir de los valores previamente deducidos Ψ .

Aplicando el método de Euler:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1^{(i+1)} &= \dot{x}_1^{(i)} + \dot{x}_1^{(i)} \cdot h \\ \dot{x}_2^{(i+1)} &= \dot{x}_2^{(i)} + \dot{x}_2^{(i)} \cdot h \end{aligned} \qquad (20)$$

A partir de la ecuación (9) es posible deducir que:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1^{(i)} &= \dot{x}_2^{(i)} \\ \dot{x}_2^{(i)} &= 0 \cdot \dot{x}_1^{(i)} - 5 \cdot \dot{x}_2^{(i)} + 1.4 \cdot u \end{aligned}$$

Gracias a la ecuación (5), es posible escribir:

$$\dot{x}_1^{(i)} = \dot{x}_2^{(i)}$$

$$\dot{x}_2 = 0 \cdot x_1^{(i)} - 5 \cdot x_2^{(i)} + 1.4 \cdot u = 0 \cdot x_1^{(i)} - 5 \cdot x_2^{(i)} - 1.4 \cdot (R - \Psi \cdot x_1^{(i)}) = -1.4 \cdot R + 1.4 \cdot \Psi \cdot x_1^{(i)} - 5 \cdot x_2^{(i)}$$

Finalmente, sustituyendo los resultados en la ecuación (20):

$$\begin{aligned} x_1^{(i+1)} &= x_1^{(i)} + x_2^{(i)} \cdot h \\ x_2^{(i+1)} &= x_2^{(i)} + [-1.4 \cdot R + 1.4 \cdot \Psi \cdot x_1^{(i)} - 5 \cdot x_2^{(i)}] \cdot h \end{aligned} \quad (21)$$

Como muestra la figura 6, la implementación hardware del controlador ha sido dividida en cuatro subestructuras diferentes.

El primer módulo lo constituye el denominado '*Psi(Ψ)_Generator*', encargado de estimar el valor correcto de Ψ , a partir del par actual (x_1, x_2) . Una vez que se ha estimado dicho valor, el módulo '*U_Generator*' genera la respuesta adecuada del controlador y los módulos '*X1_Generator*' y '*X2_Generator*' se encargan de calcular los nuevos valores del par (x_1, x_2) , usando el método de integración de Euler previamente comentado.

Como la implementación hardware de cada uno de los diferentes módulos presenta una latencia diferente, ha sido necesario añadir un conjunto de registros tipo D, a fin de conseguir una correcta sincronización del flujo de datos cuando se llevan a cabo los diferentes cálculos.

Finalmente, se ha utilizado un conjunto de multiplexores con la idea de introducir un valor inicial al par (x_1, x_2) , y a partir de ahí realimentar el sistema con el par (x_1, x_2) procedente de la evolución del algoritmo de integración de Euler descrito en la ecuación (21).

6 Resultados

La figura 7 muestra el resultado teórico esperado a partir de una simulación MatLab del sistema descrito mediante la ecuación (21), donde:

$$\begin{aligned}x_1(i=0) &= 0; & x_2(i=0) &= 0; & \alpha &> 1; \\ \beta &< -1; & h \text{ step-size} &= 0.03;\end{aligned}$$

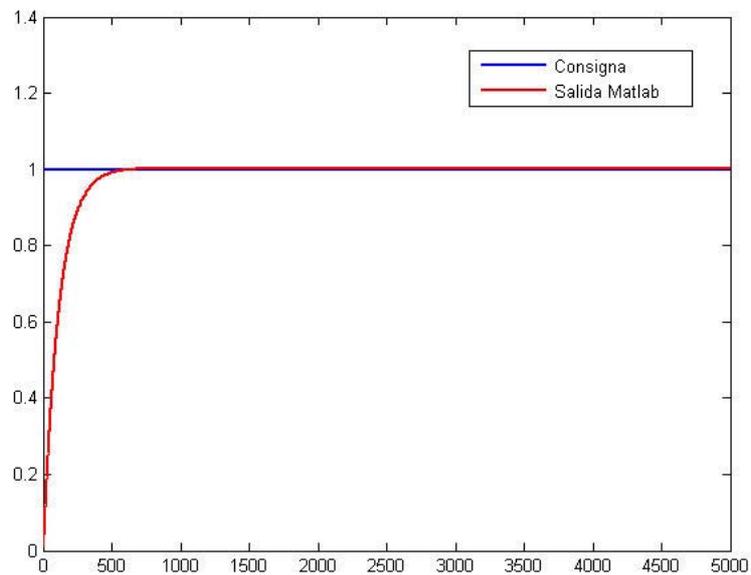


Fig. 7. Resultados teóricos procedentes de una simulación mediante MatLab

La figura 8 muestra la robustez del controlador propuesto ante perturbaciones a su entrada del tipo escalón.

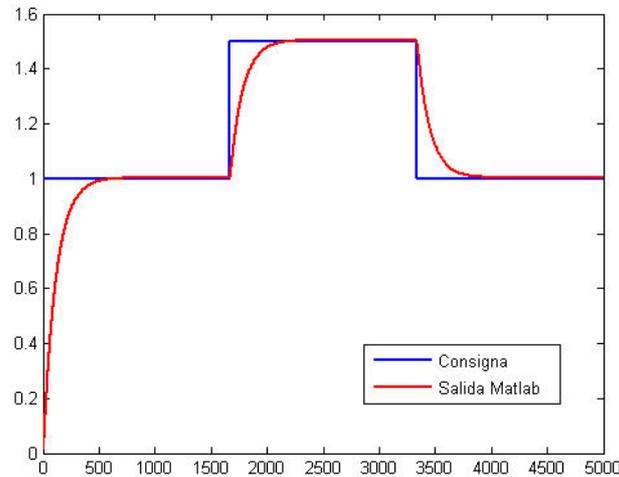
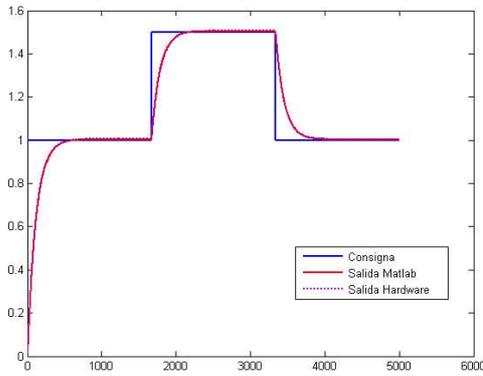


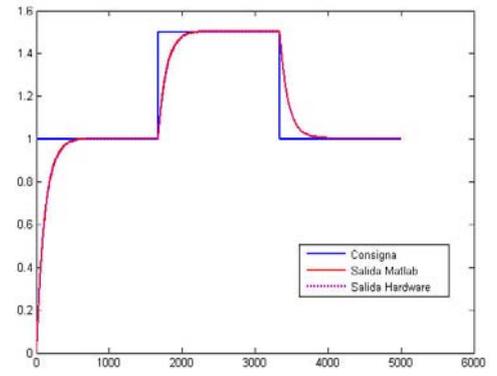
Fig. 8. Resultados teóricos procedentes de una simulación mediante MatLab

La figura 9 compara los resultados teóricos estimados mediante MatLab con los obtenidos a partir de la implementación hardware llevada a cabo utilizando la herramienta Xilinx System Generator. Es posible observar que la precisión es un factor crítico. Si se reduce el número de bits empleados en la implementación del controlador, los resultados reales y los teóricos divergen significativamente. En la figura 9 puede apreciarse la variación del comportamiento frente a diferentes longitudes de los datos (24, 18, 14 y 9 bits) y número de bits dedicados a la parte fraccionaria (18, 14, 10, 07). Las figuras 9.a y 9.b muestran una semejanza más que aceptable entre los resultados reales y los predichos teóricamente, si bien la implementación de 9.a conlleva un coste ocupacional elevado frente al de 9.b (24-18 implica 24 bits de longitud y 18 dedicados a parte fraccionaria, frente a 18-14, la cual dedica una longitud de 18 bits y 14 dedicados a la parte fraccionaria). Las figuras 9.c y 9.d muestran una divergencia entre los resultados reales y los teóricos, debidos a una reducción excesiva del ancho de palabra en la implementación hardware. Como puede apreciarse, más que la parte entera, es la parte fraccionaria la que influye significativamente en la convergencia y divergencia entre los resultados reales y los teóricos. El punto óptimo del controlador se ha conseguido con un tamaño de palabra de 18 bits, dedicando 14 bits a la codificación de la parte fraccional, con unos resultados reflejados en la figura 9.b. La figura 9.e resume el error máximo asociado a cada implementación hardware y la tabla 1 muestra los recursos

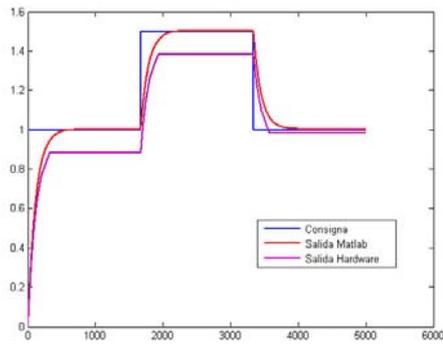
internos consumidos en el interior de la FPGA sobre la que se ha sintetizado cada una de las diferentes versiones hardware de los controladores.



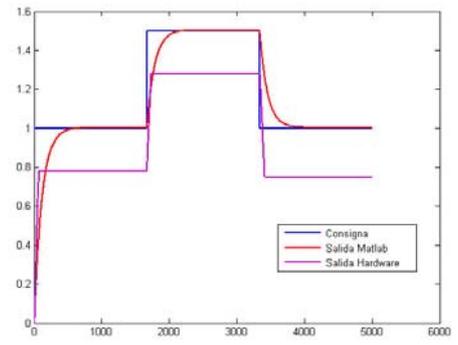
a.- Implementación tipo 24-18



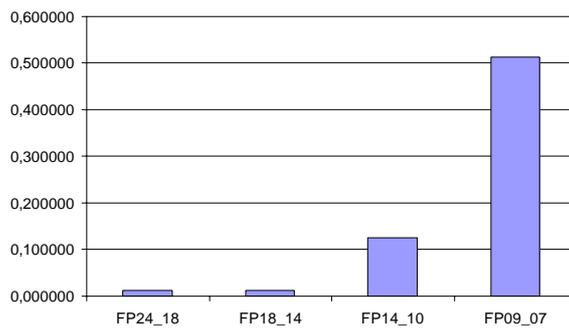
b.- Implementación tipo 18-14



c.- Implementación tipo 14-10



d.- Implementación tipo 09-07



e.- Máximo error asociado a cada implementación hardware

Fig. 9. Resultados obtenidos a partir de la implementación hardware.

7. Conclusiones

En este artículo se ha presentado la implementación hardware de un controlador de estructura variable (VSC) basado en modo deslizante (SM) para controlar un servomotor. Se ha utilizado un algoritmo de control que permite obtener un rendimiento del sistema de control mejorado, con garantías de estabilidad. La validez del diseño se ha verificado mediante la herramienta Xilinx System Generator y los resultados muestran una respuesta robusta y coherente con los resultados teóricos previstos para el modelo hardware propuesto.

Se ha comprobado que la precisión de los resultados está altamente influenciada por el tamaño de palabra utilizado. Como es de esperar, cuanto mayor sea la longitud de palabra, mayor será la precisión de los resultados. No obstante, los recursos hardware consumidos también serán mayores. En este artículo se ha mejorado la resolución del controlador de forma compatible con los requerimientos hardware, de forma que se consigan unos resultados idóneos frente a la ocupación interna del dispositivo programable utilizado, obteniendo con una implementación que dedica un ancho de palabra de 18 bits (14 para la parte fraccional) unos resultados similares a los generados con otra de 24 bits de ancho de palabra (18 de parte fraccional) y una considerable reducción de área demandada en el diseño final.

	FP24_18	FP18_14	FP14_10	FP09_07
Slices	1184	649	503	334
FlipFlops	1398	727	556	366
LUTs	1956	964	727	475
IOB	317	239	187	122
Mults	24	7	6	6
Max Error Value	0.011247	0.011247	0.12453	0.51223

Tabla 1. Recursos internos consumidos en la FPGA en cada implementación hardware diferente del controlador VSC

Los resultados suministrados por la herramienta de síntesis ISE Foundation sobre un dispositivo Virtex II para la versión final del controlador FP18_14, estiman además una frecuencia máxima del diseño de 59.280 MHz, con una ocupación del mismo no superior al 30% del dispositivo.

8. Bibliografía

- Chen C.L., and Chang MH (1998) "Optimal design of fuzzy sliding-mode control: A comparative study", Fuzzy Sets and Systems, vol. 93, pp 37-48.
- Klein C. A. and Maney J. H. (1978) "Real-time control of a multiple-element mechanical linkage with a microcomputer", IEEE Trans Ind. Elect. and Cont. Inst, number 2, vol. IECI-26.
- Emelyanov S. V. (1967) "Variable Structure Control System. Moscow: Nauka (in Russian)
- Utkin V. I. (1977) "Variable Structure Systems with Sliding modes", IEEE Trans Aut. Control, number 2, volume AC-22, pages 212-222.
- España M. D., Ortega R. S. and Espino J. J., "Variable Structure Systems with Chattering Reduction: A Microprocessor Based Design ", Automatica, number 1, volume 20, pages 133-134.
- Hung J. Y., Gao W. and Hung J. C., "Variable Structure Control: A survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, number 1, volume 40, pages 2-22, February, 1993.
- Itkis, U. "Control Systems of Variable Systems", New York: Wiley.
- Sira-Ramirez H." Nonlinear discrete variable structure systems in quasi-sliding mode", Int. J. Contr., number 5, volume 54, pages 1171-1187.
- Slotine, J. J. E. " Sliding controller design for non-linear systems", Int. J. Contr., number 2, volume 40, pages 421-434.
- Milosavljevic, General conditions for the existence of a quasi-sliding mode on the switching hyperplane in discrete variable structure systems", Automat. Remote Contr., number 3, volume 46, pages 307-314.
- Sabanovic, A, Izosimov, D. B. Application of sliding modes to induction motor control, IEEE Trans. Industry Applications, volume IA-17, pages 41-49.

Kaynak O., Harashima F., Hashimoto H., "Variable structure systems theory applied to sub-time optimal position control with an invariant trajectory", Trans. IEE Japan, Number 3/4, volume E104, pages 47-51.

The Xilinx Company: <http://www.xilinx.com>

The Mathwork Company: <http://www.mathworks.com>