

CONTROL NEUROMÓRFICO DE ORDEN FRACCIONARIO PARA UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA

Andrés J. Serrano, Blas M. Vinagre, Inés Tejado

Universidad de Extremadura, Escuela de Ingenierías Industriales

Avda. de Elvas s/n, 06006 Badajoz, España; {ajserranob, bvinagre, itejbal}@unex.es

Resumen

El control neuromórfico utiliza estructuras de control inspiradas en el sistema biológico humano. Se basa en el efecto de codificar las señales de control mediante pulsos, de forma similar a como lo realiza una neurona. En el control de orden fraccionario se utilizan operadores derivada e integral de orden no entero, que permiten obtener especificaciones de control distintas a las de orden entero. En este trabajo se estudia el comportamiento de un controlador de estructura neuromórfica para un motor de corriente continua y que es gobernado por un controlador de orden fraccionario, a través de modelos de simulación.

Palabras clave: Control neuromórfico, control de orden fraccionario, simulaciones.

1. INTRODUCCIÓN

El control neuromórfico está inspirado en el comportamiento de los mecanismos de actuación y control del sistema biológico humano, que consigue movimientos precisos a pesar de que sus elementos individuales, las neuronas y los músculos, son imprecisos.

La implementación del control neuromórfico mediante circuitos analógicos presenta, además, la capacidad para crear reguladores con pocos componentes y con un bajo consumo de energía [1].

Por otro lado, el control de orden fraccionario trabaja con sistemas de control expresados mediante derivadas e integrales de orden no entero, que amplía considerablemente los horizontes de la ingeniería de control. Se ha demostrado la conveniencia de la aplicación del control de orden fraccionario en el control de servomotores [2], [3].

El objetivo del presente trabajo es simular el comportamiento de un motor de corriente continua que es controlado mediante un esquema neuromórfico y cuya acción de control viene determinada por un controlador de orden no entero. Para alcanzar este objetivo se llevan a cabo los siguientes pasos: 1) identificar y diseñar un esque-

ma de control clásico para un motor de corriente continua, 2) diseñar un modelo de simulación de una estructura neuromórfica y 3) diseñar un controlador de orden fraccionario y aplicarlo sobre el anterior modelo.

El resto de este artículo se estructura como sigue. La Sección 2 contiene los aspectos teóricos, tanto del control neuromórfico como del control de orden fraccionario. En la Sección 3 se realiza la descripción del modelo del sistema y el diseño de los controladores. La Sección 4 presenta los modelos de simulación y la Sección 5 sus resultados. Por último, las conclusiones son reflejadas en la Sección 6.

2. MARCO TEÓRICO

En esta sección se presentan cuestiones básicas de las estrategias de control que se utilizarán en el artículo y que son necesarias para entender la conducta del sistema bajo su actuación, así como para clarificar el ajuste de parámetros que es realizado posteriormente.

2.1. CONTROL NEUROMÓRFICO

En un esquema neuromórfico de control se trabaja con una estructura de realimentación negativa con la particularidad de que el controlador se diseña para que genere una señal de actuación que se encuentra codificada mediante impulsos, inspirándose en el comportamiento de las neuronas (véase la Fig. 1).

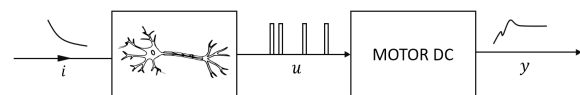


Figura 1: Representación conceptual de la actuación de una neurona.

La señal de actuación tiene amplitud constante y se hace variar tanto su ciclo de trabajo, como el tiempo transcurrido entre pulsos. Este tipo de señal de actuación permite al motor superar la fricción con cada pulso, de este modo, puede tra-

bajar en un rango de velocidades en el cual el control de estructura clásica no puede operar.

Debido a la naturaleza intermitente de la acción de control, lo que se ajusta es el comportamiento promedio durante un ciclo al indicado mediante la referencia.

El principal inconveniente del control neuromórfico es causado por la conmutación, que genera una transición abrupta de la variable de salida. En especial, en el régimen estacionario se observa el fenómeno de *chattering*.

2.2. CONTROL DE ORDEN FRACCIONARIO

El control de orden fraccionario se fundamenta en el uso de operadores derivada e integral de orden no entero, o de forma equivalente en el dominio de Laplace, de la variable compleja s de exponente no entero [2].

La formulación del operador integrodiferencial de orden fraccionario, α , más adecuada es la propuesta por Caputo dado que las condiciones iniciales se expresan para derivadas enteras:

$${}_C D^\alpha f = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_0^t (t-\tau)^{m-\alpha-1} D^m f(\tau) d\tau \quad (1)$$

donde $m-1 < \alpha < m$ con $m \in \mathbb{N}^+$. Su transformada de Laplace resulta en:

$$L\{{}_C D^\alpha f(t)\} = s^\alpha - \sum_{k=0}^{m-1} s^{\alpha-k-1} f^{(k)}(0) \quad (2)$$

De este modo, el número de parámetros de un controlador de orden fraccionario aumenta al considerar la necesidad de ajustar el orden de las derivadas y/o integrales.

Se va a comprobar cómo afecta la aplicación de un controlador de este tipo a la respuesta dinámica del sistema para conocer si presenta las mismas ventajas que en estructuras clásicas, como por ejemplo, obtener especificaciones de control independientes de la carga y también comprobar si puede ayudar a solventar el *chattering*, como así se ha corroborado para las estructuras de Control por Modo Deslizante (SMC, de su terminología inglesa), en las que la aparición de este fenómeno es ampliamente conocido [4], [5].

3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

En esta sección se indica el modelo empleado del motor de corriente continua y las consideraciones realizadas para el diseño de los controladores.

3.1. MODELADO

El motor comercial “MAXON DC-MAX26S GB KL 24V” es modelado mediante un sistema de primer orden. Se ha decidido comenzar el estudio del efecto de los controladores sobre la dinámica lineal del sistema. La función de transferencia tomando la velocidad como salida y el voltaje como entrada es la siguiente:

$$G(s) = \frac{K}{J(\tau s + 1)} \quad (3)$$

en la que K y τ son la constante de proporcionalidad y constante de tiempo, respectivamente, mientras que J es una constante relacionada con la carga del motor. Se ha realizado la identificación de los parámetros del sistema mediante la respuesta ante un escalón, midiendo el valor de velocidad en estado estacionario, y la constante de tiempo, es decir, midiendo el tiempo que tarda en alcanzar el 63,21% del valor final. Se han obtenido los siguientes valores: $K/J = 38,83$ y $\tau = 0,133$ s.

3.2. DISEÑO DE CONTROLADORES

3.2.1. Diseño PI clásico

Se diseña un controlador con parte proporcional e integral de orden entero mediante el concepto del lugar de las raíces y simulaciones que han servido para ajustar los parámetros. El controlador diseñado tiene la siguiente forma paralela clásica:

$$C(s) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \quad (4)$$

El primer criterio de diseño que se debe satisfacer es $K_{ic}K_{pc}^{-1} > \tau^{-1}$, de modo que se coloca el cero que aporta este controlador a la izquierda del polo del sistema, por lo que en lazo cerrado, los polos son atraídos hacia la izquierda, véase la Figura 2 para un mejor entendimiento. Fijada la posición del cero, se ha modificado K_{pc} para obtener un sobreimpulso del 8% en las simulaciones. Nótese la influencia del cero en el sobreimpulso del sistema.

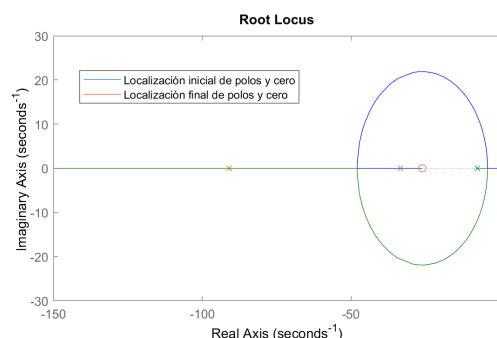


Figura 2: Lugar de las raíces del sistema controlado, $C(s)G(s)$

3.2.2. Diseño de compensador fraccionario

Se diseña el controlador para que ofrezca robustez ante un cambio en la carga. Concretamente, que el sobreimpulso sea constante. Para ello, se especifica un margen de fase de 72° que debe satisfacerse y que da lugar a un sobreimpulso similar al controlador PI diseñado.

El margen de fase del sistema controlado es:

$$\phi_M = \pi + \arg [C(j\omega)G(j\omega)] \quad (5)$$

Sustituyendo lo correspondiente al motor:

$$\phi_M = \pi + \arg \left[C(j\omega) \frac{K/J}{j\omega\tau + 1} \right] \quad (6)$$

Para que este margen de fase sea constante y del valor deseado, se compensa el polo del sistema y se añade un polo de naturaleza fraccionaria que permite ajustar el margen de fase al deseado:

$$C(s) = k_2 \frac{k_1 s + 1}{s^\alpha} \quad (7)$$

eligiendo $k_1 = \tau$. Téngase en cuenta que el argumento de las constantes k_2 y K/J es cero. Por tanto, la expresión del margen de fase queda finalmente como:

$$\phi_M = \pi + \arg \left[\frac{1}{(j\omega)^\alpha} \right] = \pi - \alpha \frac{\pi}{2} \quad (8)$$

Por tanto, se debe emplear $\alpha = 1,2$.

4. MODELOS DE SIMULACIÓN

En esta sección se muestran el modelo matemático de la neurona y la forma en la que se implementan las estructuras de control en el programa de simulación Simulink.

4.1. MODELADO DE LA NEURONA

La neurona se modela como un generador de pulsos de amplitud constante y ancho de pulso en alto constante pero con periodo y ciclo de trabajo variable. En concreto, se utiliza una función que recibe cuatro parámetros: el ancho del pulso, t_1 , el periodo, P , el tiempo actual de simulación, t , y el signo de la entrada, $sign$, cuya estructura es la siguiente:

$$f(t_1, P, t, sign) = \begin{cases} sign & \text{si } t - t_0 \leq t_1 \\ 0 & \text{si } t_1 < t - t_0 \leq P \end{cases} \quad (9)$$

siendo t_0 el instante inicial de cada ciclo. En este caso genera pulsos de amplitud igual a la unidad

($sign = \pm 1$). A esta función se le suministra un periodo que depende de la señal de control.

En términos generales, el periodo aumenta a medida que la señal de control decrece y su comportamiento es recíproco. En concreto, en [6] el periodo es proporcional a la inversa de la amplitud de la señal de control, u , es decir:

$$P = \begin{cases} P_{min} & \text{si } \frac{K_t}{|u|} \leq P_{min} \\ \frac{K_t}{|u|} & \text{si } P_{min} < \frac{K_t}{|u|} < P_{max} \\ P_{max} & \text{si } \frac{K_t}{|u|} \geq P_{max} \end{cases} \quad (10)$$

en la que P_{min} y P_{max} son el periodo mínimo y máximo. Se debe ajustar el valor de K_t para que el controlador varíe el periodo dentro de estos límites.

En la Figura 3 se muestra la implementación de lo comentado mediante un esquema de Simulink. En el bloque de la función se ha codificado lo mostrado mediante las ecuaciones (9) y (10).

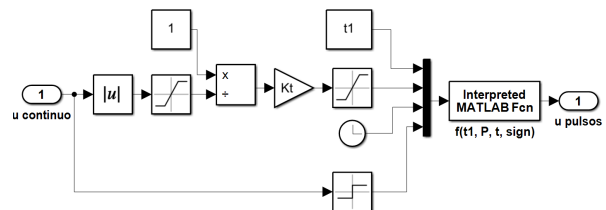


Figura 3: Esquema de Simulink que implementa la generación de los pulsos según la acción de control

El bloque de saturación ubicado tras el cálculo de la división $K_t/|u|$, impone los límites P_{min} y P_{max} . Y el otro bloque de saturación, colocado en la entrada del bloque división, impide que se produzca un error de simulación que una división por cero pudiera ocasionar. Se decide saturar $|u|$ a un valor muy cercano a cero, dado que, en tal caso, el otro bloque de saturación se encargará de saturar el periodo al valor P_{max} .

4.2. ESQUEMAS CLÁSICOS DE CONTROL

4.2.1. Control PI

En la Figura 4 se puede ver el esquema de bloques utilizado para simular el controlador PI diseñado en la Sección 3.2. Se han utilizado los siguientes valores: $K_{pc} = 0,4$ y $K_{ic} = 10,4$.

4.2.2. Controlador fraccionario

En este apartado se presenta el esquema del controlador de orden fraccionario ilustrado en la Figura 5. Para su correcta implementación se ha hecho uso de la combinación de un bloque integrador de

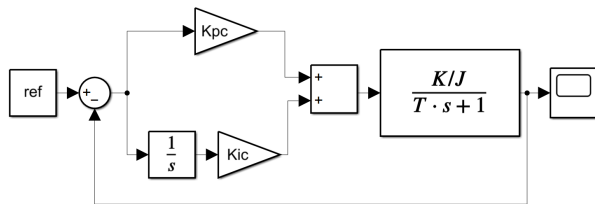


Figura 4: Esquema de Simulink de la estructura de control PI clásico

orden entero y bloques de derivada e integral de orden fraccionario.

Estos bloques, para simular los operadores de derivada e integral de orden fraccionario, emplean una aproximación que consiste en la combinación de pares de polos y ceros de orden entero. En este caso se ha empleado la aproximación de Oustaloup [7] de orden 10.

Se han empleado los siguientes parámetros del compensador: $k_1 = 0,133$ y $k_2 = 20$.

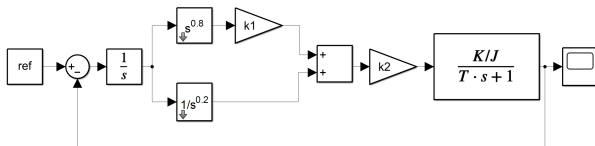


Figura 5: Esquema de Simulink de la estructura de control de orden no entero

4.3. ESQUEMAS NEUROMÓRFICOS DE CONTROL

4.3.1. Controlador neuromórfico

Para la implementación del control neuromórfico se ha intercalado el bloque neurona (previamente mostrado en la Figura 3) entre el controlador PI de orden entero y el sistema. También se ha añadido una ganancia para ajustar la amplitud de los pulsos al valor deseado, ganancia A , véase la Figura 6. El valor de A debe ser suficiente para superar la fricción del motor y menor que el voltaje máximo admitido. Se ha decidido emplear un valor igual que en [6].

Los valores de los parámetros escogidos para la neurona son los siguientes: $K_t = 10^{-5}$, $A = 10$, $t_1 = 5 \mu s$, $P_{min} = 7 \mu s$ y $P_{max} = 1 ms$.

4.3.2. Control neuromórfico fraccionario (FONC)

El esquema de simulación para el controlador neuromórfico fraccionario, al que denominamos *Fractional Order Neuromorphic Controller* (FONC), puede verse en la Figura 7. Los valores de los

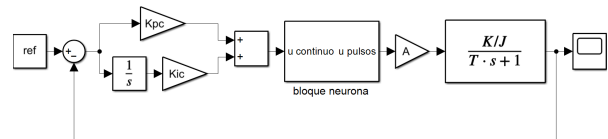


Figura 6: Esquema de Simulink de la estructura de control neuromórfica gobernada por un PI

parámetros de la neurona son los mismos que los especificados en el anterior apartado con el objetivo de comparar el efecto del controlador de orden fraccionario bajo las mismas dinámicas introducidas por la parte neuromórfica.

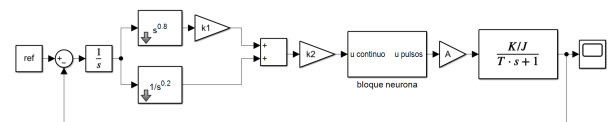


Figura 7: Esquema de Simulink de la estructura neuromórfica gobernada por un controlador fraccionario

5. RESULTADOS

A continuación se muestran los resultados de los modelos de simulación de los cuatro esquemas de control presentados en la anterior subsección. Se ha escogido una referencia constante de valor unidad ($ref = 1$).

5.1. Controlador PI

En la Figura 8 se muestran los resultados de simular el esquema de control PI clásico, variando la carga J en un factor F entre 0,1 y 10. Se observa que, al aumentar la carga, se produce un sobreimpulso mayor. Hay que destacar que los controladores habían sido diseñados para el valor central de carga, es decir, para $F = 1$. También se ha incluido la Figura 9 para ilustrar la forma de la señal de control del PI.

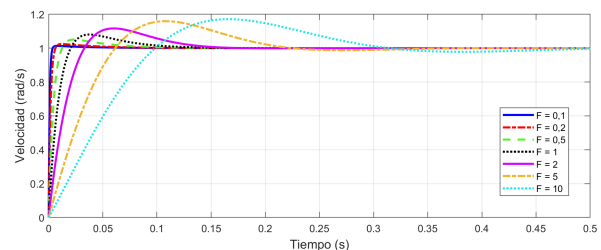


Figura 8: Respuestas dinámicas de la velocidad ante cambios en la carga para el controlador PI clásico

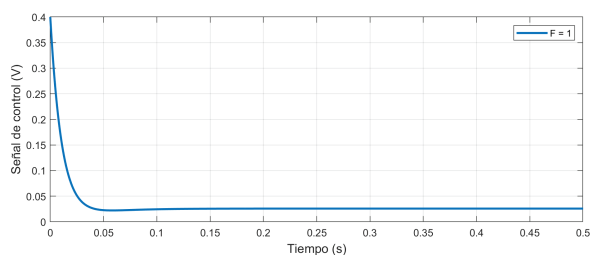


Figura 9: Señal de control generada por el controlador PI clásico para $F = 1$

5.2. Compensador fraccionario

En los resultados de la Figura 10 se observa que a diferencia del controlador PI clásico, el compensador de orden fraccionario consigue un control más robusto debido a que es capaz de mantener el sobreimpulso que se ha indicado en su diseño y, además, lo mantiene igual entre las distintas simulaciones a pesar de producirse variaciones de la carga.

La forma de la señal de control de este compensador es distinta a la del PI que comienza en cero porque el controlador no posee parte proporcional pura (Figura 11).

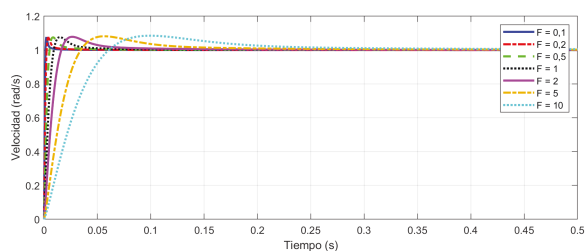


Figura 10: Curvas de velocidad ante cambios en la carga para el controlador fraccionario

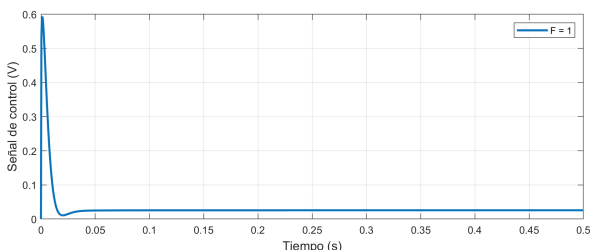


Figura 11: Señal de control que genera el compensador fraccionario

5.3. Control PI neuromórfico

Primero se va a explicar la forma de la respuesta temporal del sistema cuando se coloca la neurona en la estructura de control y, posteriormente, se van a comentar los resultados obtenidos al variar

los parámetros, entre ellos la carga, de igual forma que en los casos anteriores.

La Figura 12 contiene los resultados de simulación para $F = 1$. Incluyendo la salida del sistema (a), la señal de control a la salida del bloque neurona (b) y la señal del PI que gobierna la neurona (c).

En la salida de salida se observan dos dinámicas distintas: 1) la respuesta transitoria de subida, que comienza con una señal de control grande. Como consecuencia, la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo son grandes, es decir, se producen pulsos cada poco tiempo. El sistema sube rápidamente hasta la referencia y siguiendo una curva de apariencia suave. Se observa a la salida de la neurona que los pulsos emitidos se van distanciando en el tiempo a medida que se acerca a la referencia; 2) cuando la señal de control se mantiene en torno a cero, el sistema evoluciona, en promedio, más lentamente y con una respuesta que deja de recordar al comportamiento habitual de los sistemas clásicos, dando paso a un fenómeno de *chattering*.

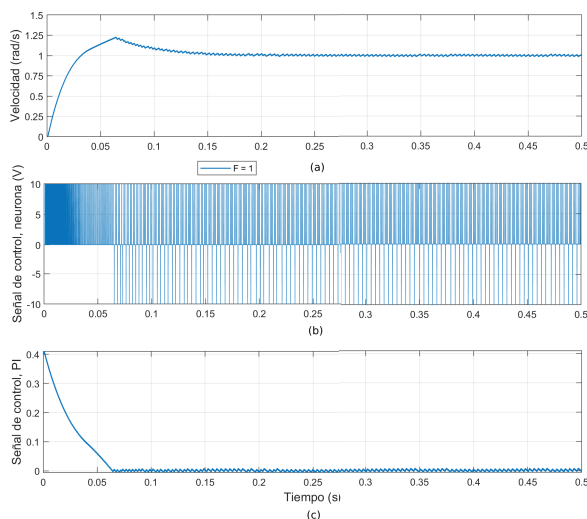


Figura 12: Controlador PI neuromórfico: (a) Velocidad de salida. (b) Pulsos generados por la neurona. (c) Señal de control generada por el PI

Una vez se ha analizado el tipo de respuesta que ofrece el control neuromórfico se van a comentar la influencia de la modificación de los parámetros, con base en los resultados de la Figura 13.

El periodo, influenciado por los parámetros K_t , P_{min} y P_{max} , determina la suavidad de la subida inicial de la velocidad de salida y la frecuencia del *chattering*.

La ganancia A , o amplitud de los pulsos, produce el mismo efecto que la variación inversa de la ganancia que representa la carga, J . Por tanto, su

variación es analizada a continuación junto con el efecto de la carga.

Destaca que, al aumentar la amplitud de los pulsos (o reducir la carga), el sistema se vuelve muy rápido pero produce un *chattering* de mayor amplitud. Por el contrario, valores muy altos del factor F producen una saturación del periodo a su valor mínimo, haciendo que la respuesta sea muy suave, incluso para errores pequeños.

Se observa un sobreimpulso mayor respecto al caso sin la presencia de la neurona y, para cargas pequeñas, la corrección es más abrupta.

Es de especial interés mencionar que se ha observado en los resultados de las simulaciones cómo el controlador neuromórfico puede prescindir de la parte integral del controlador pues es capaz de alcanzar un error en estado estacionario promedio de cero, aunque aquí se ha mantenido para poder comparar con el caso clásico.

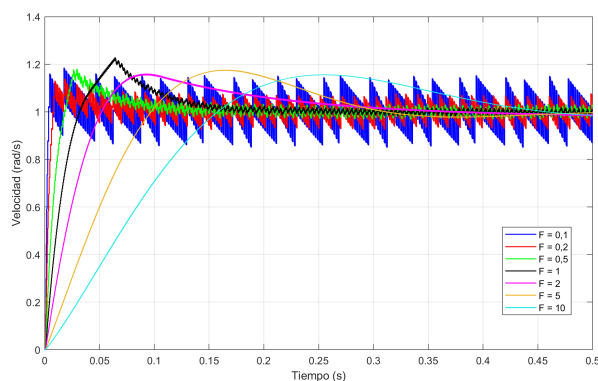


Figura 13: Curvas de velocidad ante cambios en la carga para el controlador PI neuromórfico

5.4. Control neuromórfico fraccionario

En los resultados del controlador neuromórfico gobernado por un controlador de orden fraccionario (Figura 14) se ve cómo no se mantienen las especificaciones de margen de fase.

Debido a que, como se ha indicado anteriormente, el efecto de variar la carga es el mismo que variar la amplitud de los pulsos, el controlador de orden fraccionario deja de ser robusto ante variaciones de la carga. No obstante, se logra visualizar un fenómeno distinto al que produce el gobierno de un controlador PI clásico: el sobreimpulso decrece a medida que se aumenta el valor de F .

De hecho, a altas frecuencias y amplitudes pequeñas (valores de F grande) sí se observan especificaciones en cuanto a sobreimpulso parecidas a la estructura no neuromórfica. Se podría garantizar un sobreimpulso para un rango de valores de carga en los que se combina una frecuencia de

conmutación y amplitud de los pulsos adecuada, en este caso para $F \in [2, 10]$.

Para una mejor observación de estas cuestiones, en el Cuadro 1 se han anotado los valores del sobreimpulso para cada tipo de controlador y para cada factor de carga simulado.

Cuadro 1: Sobreimpulso, en porcentaje, obtenido para cada tipo de controlador y factor de carga

Tipo de control	Factor de carga, F						
	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10
PI	1,3	2,5	5	8	12	16	17
FOC	8	8	8	8	8	8	8
PIN	18	14	18	23	16	18	16
FONC	30	16	16	14	9	9	9

Por otro lado, no se observa ninguna mejora en cuanto al *chattering*. Los resultados muestran rizados similares. Esto se debe a que la acción de control de orden fraccionario no produce una variación en la forma de la respuesta ante un pulso, sino que su respuesta dinámica en cada estado de activación es la misma a pesar de cambiar el tipo de controlador que se coloque a la entrada del bloque de neurona.

Por tanto, se observa que ninguna de las ventajas que se le atribuyen al control de orden fraccionario combinado con estructuras clásicas sin conmutaciones o de SMC está presente en la estructura FONC evaluada. Para futuros trabajos se buscará la forma de que el controlador de orden no entero sea capaz de gobernar más parámetros de los pulsos generados por la neurona y así poder aprovechar todo su potencial.

Por último, se muestra en la Figura 15 la curva de

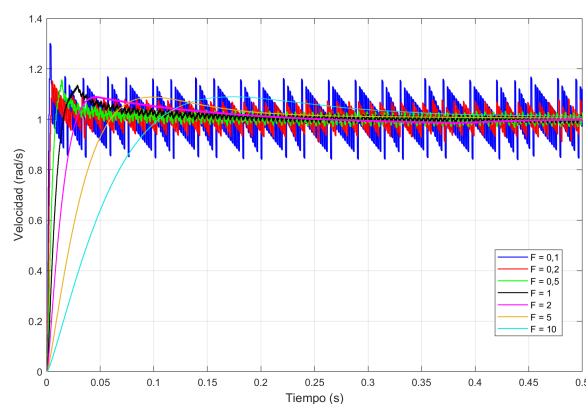


Figura 14: Curvas de velocidad ante cambios en la carga para el controlador neuromórfico gobernado por controlador fraccionario

velocidad para $F = 1$ (a), la señal de control codificada por impulsos a la salida de la neurona (b) y la señal de control a la salida del compensador fraccionario (c). Al igual que el caso anterior, la primera parte de la señal del controlador fraccionario es suave y se parece al control clásico hasta que en cierto momento empieza a oscilar cerca de cero y domina el fenómeno de *chattering*.

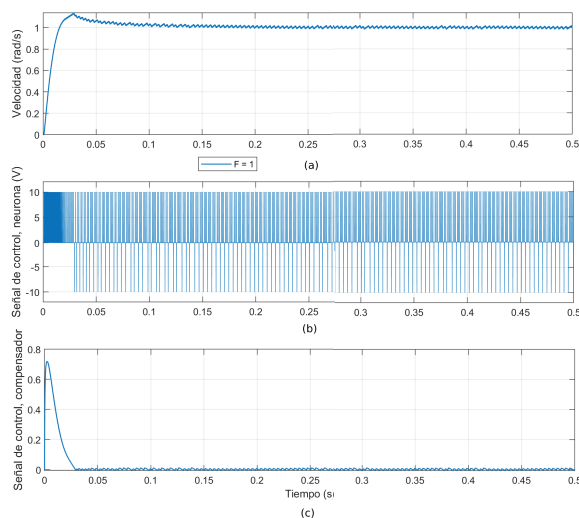


Figura 15: Controlador neuromórfico fraccionario: (a) Velocidad de salida para $F = 1$ (b) Señal de control codificada en pulsos (c) Señal de control generada por el compensador fraccionario

6. CONCLUSIONES

Se ha conseguido un modelo de simulación de un esquema de control neuromórfico que resulta útil para poder evaluar su efecto sobre el sistema como paso previo a la experimentación y también permite extraer conclusiones acerca de su combinación con distintos tipos de controladores.

De este modo, se ha puesto de manifiesto, utilizando este modelo, que el uso de un controlador neuromórfico de orden fraccionario confiere cierta robustez ante variaciones en la carga pero con el inconveniente de que solo para determinado rango de valores de carga, a diferencia de la estructura no neuromórfica. Además, se ha observado que de esta manera no se logra producir ningún efecto sobre el *chattering*.

Nuestros futuros trabajos se centrarán en: 1) estudiar el comportamiento bajo un modelo que incluya las no linealidades del sistema y posibles perturbaciones; 2) realizar pruebas experimentales y 3) diseñar su implementación analógica.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido financiado por la Consejería de Economía, Ciencia y Agenda Digital (Junta de Extremadura) bajo el proyecto IB18109 y la ayuda “Ayuda a Grupos de Investigación de Extremadura” (no. GR21168), por la Agencia Estatal de Investigación (Ministerio de Ciencia e Innovación) a través del proyecto PID2019111278RB-22/AEI/10.13039/501100011033, y por el Fondo Europeo de Desarrollo Regional “Una manera de hacer Europa”.

English summary

NEUROMORPHIC CONTROL OF FRACTIONAL ORDER FOR A DC MOTOR

Abstract

Neuromorphic control uses control structures inspired by the human biological system. It is based on the effect of encoding control signals by pulses, similar to the way a neuron does. In fractional-order control, non-integer derivative and integral operators are used to obtain control specifications different from those of integer order. In this work we study the behaviour of a neuromorphic structure controller for a DC motor, which is governed by a fractional order controller, through simulation models.

Keywords: Neuromorphic control, fractional order control, simulations.

Referencias

- [1] De Weerth, S., Nielsen L., Mead, C., Astrom, K., (1990) “A neuron-based pulse servo for motion control”, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp 1698-1703.
- [2] Blas M. Vinagre, Vicente Feliu-Batlle, Inés Tejado, (2016) “Control fraccionario: fundamentos y guía de uso”, *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI*, vol. 3, no. 3, pp 265-280.
- [3] Monje, C. A., Chen, Y., Vinagre, B. M., Xue, D. y Feliu, V., (2010) “Fractional-order Systems and Controls: fundamentals and applications”, *Springer*.

- [4] Bidan, P., (1998) “Commande diffusive d'une machine électrique : une introduction”, *ESAIM Proceedings*, vol. 5, pp 55-68.
- [5] Heidarpour, S., Tabatabaei, T. y Khodadadi, H., (2017) “Speed control of a DC motor using a fractional order sliding mode controller”, *IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (IEEEIC / I&CPS Europe)*, pp 1-4.
- [6] De Weerth, S., Nielsen L., Mead , C. y Astrom, K., (1991) “A simple neuron servo”, *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 2, no. 2, pp 248-251.
- [7] Oustaloup, A., Levron, F., Mathieu, B. y Nanot, F. M., (2000) “Frequency-band complex noninteger differentiator: characterization and synthesis”, *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol. 47, no. 1, pp 25-39.



© 2022 by the authors.
Submitted for possible
open access publication
under the terms and conditions of the Creative
Commons Attribution CC-BY-NC 4.0 license
(<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/deed.es>).