



Control de velocidad de un motor de CD basado en mediciones de la corriente de armadura

Speed control of a DC motor based on armature current measurement

Ramírez-Betancour Reymundo
Universidad Juárez Autónoma de Tabasco
División Académica de Ingeniería y Arquitectura
Correo: reymundo.ramirez@ujat.mx
<https://orcid.org/0000-0003-1958-1573>

Valenzuela-Murillo Fredy Alberto
Universidad Juárez Autónoma de Tabasco
División Académica de Ingeniería y Arquitectura
Correo: fredy.valenzuela@ujat.mx
<https://orcid.org/0000-0002-0351-5566>

Martínez-Solís Fermín
Universidad Juárez Autónoma de Tabasco
División Académica de Ingeniería y Arquitectura
Correo: fermin.martinez@ujat.mx
<https://orcid.org/0000-0002-3854-7728>

Castañeda-Hernández Carlos Eduardo
Universidad de Guadalajara, Centro Universitario de Los Lagos
Departamento de Ciencias Exactas y Tecnología
Correo: carloze.castanedah@academicos.udg.mx
<https://orcid.org/0000-0002-0781-0490>

Morfin-Garduño Onofre Amador
Universidad Autónoma de Ciudad Juárez
Departamento de Eléctrica y Computación del Instituto de Ingeniería y Tecnología
Correo: omorfin@uacj.mx
<https://orcid.org/0000-0002-5469-1068>

Olmos-López José Armando
Universidad Juárez Autónoma de Tabasco
División Académica de Ingeniería y Arquitectura
Correo: armando.olmos@ujat.mx
<https://orcid.org/0000-0002-1043-6153>

Resumen

En este trabajo se propone un controlador de velocidad para motores de Corriente Directa (CD) sin dependencia de sensores mecánicos (encoders). El controlador se basa en estrategias de estimación en tiempo real y medición indirecta. Para esto, la corriente de inducido es utilizada como única variable eléctrica disponible por medición. Por lo cual, la correcta instrumentación del proceso de adquisición de datos es de vital importancia para garantizar que las mediciones correspondan con el valor real. El proceso de estimación se realiza en dos etapas principales, en una primera etapa se utiliza la técnica de diseño de observadores de modos deslizantes para estimar el par eléctrico del motor. En la segunda etapa se utiliza la técnica de diseño de observadores por ubicación de polos. La ley de control proporcional integral clásica PI en combinación con la retroalimentación de los estados se utiliza para establecer las acciones del sistema de control. La validación del controlador se realiza por medio de simulación digital y con pruebas experimentales de laboratorio sobre un motor en derivación con excitación separada. La implementación del banco de trabajo consiste en una tarjeta de adquisición y control DSP, un convertidor electrónico de CD-CD, una tarjeta de instrumentación para medir la corriente y una computadora PC. La tarjeta DSP es programada mediante diagramas de bloques. El manejo de la potencia entregada al motor se realiza a través del convertidor CD-CD con base en la técnica PWM. La velocidad del motor muestra un comportamiento asintóticamente estable ante cambios en el par de la carga y en los valores de velocidad de referencia. Los resultados de las pruebas demuestran la robustez, la precisión y la rapidez de convergencia del control propuesto.

Descriptores: Control de velocidad, motor de CD, observador de estados, sensor de corriente, proporcional integral.

Abstract

In this paper a speed controller for Direct Current (DC) motors without dependence of mechanical sensors (encoders) is proposed. The controller is based on real time estimation strategies and indirect measurements. For this, the induced current is employed as only available electrical variable. Therefore, the correct instrumentation of the data acquisition process is very importance to ensure that the measurements correspond to the real value. The estimation process is carried out in two main stages, in a first stage the sliding mode observer technique is used for estimate the electric motor torque. The second stage uses the pole placement observer design. The classical proportional-integral (PI) control law on combination with the state feedback are used to carry out the control actions. The controller validation is realized by means of digital simulations and real-time experimental tests using a separately excited DC motor. The workbench implementation consists of a DSP acquisition and control board, a CD-CD electronic converter, an electric current measure instrumentation board and a PC computer. The power delivered to the CD motor is handled through CD-CD converter based on PWM technique. The motor speed shows an asymptotically stable behavior to changes in load torque and reference speed values. The tests results demonstrate the robustness, the precision and the speed convergence of the proposed control.

Keywords: Speed control, DC motor, state observer, current sensor, proportional integral.

INTRODUCCIÓN

El motor de CD es uno de los actuadores eléctricos de más amplio uso. Su versatilidad, variedad de tamaño y facilidad de control lo hacen preferible sobre los motores de corriente alterna, principalmente en aplicaciones tales como: automatismos, robótica y sistemas mecatrónicos de control de procesos. En la actualidad, el control de velocidad de motores eléctricos en sistemas realimentados, usualmente requiere la incorporación de sensores mecánicos a fin de conocer la posición del rotor y calcular su velocidad para determinar las acciones necesarias de control. Sin embargo, la presencia de estos sensores requiere un espacio adicional en el motor para su montaje y mantenimiento, lo cual eleva el costo del controlador. Por otra parte, los sensores de posición son dispositivos relativamente frágiles y su uso en aplicaciones industriales presenta ciertas desventajas (Montanari *et al.*, 2007; Ilas *et al.*, 1994; De Angelo, 2004). Algunas de estas desventajas son: incremento en el costo, pérdidas por calentamiento, disminución de la confiabilidad debido al incremento en el número de componentes (un mayor número de componentes aumenta la probabilidad de falla originada en alguno de ellos). Una menor inmunidad al ruido es también una desventaja, debido a la conexión física entre el sensor (cables que salen del motor) y la tarjeta de adquisición de datos. Por otro lado, en la operación de motores en ambientes hostiles y de poco espacio no es recomendable el uso de sensores mecánicos. Todo esto indica que eliminar los sensores mecánicos reduce los costos de implementación, reduce los requerimientos de mantenimiento, aumenta la confiabilidad y mejora la inmunidad al ruido del controlador. La tendencia moderna en controladores de velocidad es por tanto, eliminar los sensores de posición y desarrollar métodos de control alternativos (Merabet *et al.*, 2017; Masood *et al.*, 2017; Salas y León, 2006). En Y Chiangkam *et al.* (2004) se presenta un observador adaptivo aplicado en el control de la velocidad de un motor de CD sin sensores mecánicos, la estabilidad del observador se analiza mediante el criterio de Routh-Hurwitz (Ogata, 2010).

En este trabajo se presenta el diseño e implementación de un control de velocidad para un motor de CD de excitación separada, basado en mediciones de la corriente de armadura. La velocidad del motor se estima a través de la técnica de ubicación de polos y el par mecánico se obtiene por medio de un observador de modos deslizantes. Así, el sistema de control se basa en la combinación del algoritmo PI clásico y de la retroalimentación de los estados. El correcto funcionamiento del control propuesto se valida por medio de simula-

ciones digitales y con pruebas experimentales en tiempo real utilizando un conjunto convertidor CD-CD, motor de CD, sensor de corriente, una tarjeta de adquisición y tarjeta de control.

MODELO DEL MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA

El motor de CD es un actuador electromecánico formado básicamente por un estator o devanado de campo, y un rotor o armadura. El comportamiento dinámico del motor eléctrico se describe generalmente por un sistema de ecuaciones diferenciales, el cual debe reproducir lo más cercano posible los fenómenos eléctricos y mecánicos que están presentes en el motor. La precisión de los resultados del modelo depende del detalle con que se represente la dinámica de estos fenómenos. Tradicionalmente el modelo del motor de CD se desarrolla considerando un sistema magnético lineal con parámetros constantes, donde la corriente de campo de excitación y su flujo magnetizante producido poseen una característica de variación lineal.

El sistema de ecuaciones del modelo general del motor de CD incluye la ecuación de equilibrio de voltaje de ambos circuitos de los devanados (campo y armadura) y las ecuaciones de movimiento rotatorio que involucran las masas del eje. En este trabajo se utiliza un motor en derivación de excitación separada debido a la gran capacidad de regulación de velocidad, facilidad de control y su amplia característica lineal par-velocidad. Estas ventajas del motor de CD de excitación separada lo hacen preferible en máquinas de velocidad variable en las que se necesita amplio margen de velocidad y control fino de la misma. Existen diversos procesos industriales que requieren una exactitud en su control o una gama de velocidades tales como: manipuladores robóticos, vehículos eléctricos, máquinas para rolado de acero, guras eléctricas, máquinas-herramientas, entre otros (Rahman & Mohamed, 2016).

Los motores de excitación separada tienen como característica principal un campo magnético constante en el estator. Esto se logra alimentando el circuito de campo mediante una fuente de voltaje constante, mientras que el circuito del inducido se alimenta de una fuente de voltaje variable (Krause *et al.*, 2002; Chapman, 2012) tal como se muestra en la Figura 1.

Aplicando la ley de voltaje de Kirchhoff al circuito de la Figura 1 y considerar una corriente de campo constante, el modelo matemático que describe el comportamiento de este motor queda representado en espacio de estado de la siguiente manera:

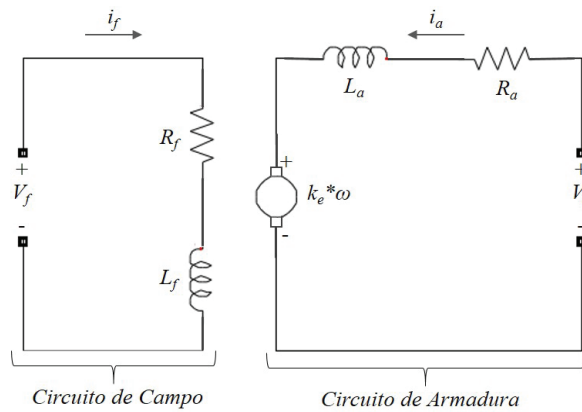


Figura 1. Circuito Equivalente del motor de CD en excitación separada

$$\begin{bmatrix} \frac{d\omega}{dt} \\ \frac{di_a}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{k_e}{J_e} \\ -\frac{k_e}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \omega \\ i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_a} \end{bmatrix} u_a + \begin{bmatrix} -\frac{1}{J_e} \\ 0 \end{bmatrix} T_L$$

$$y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_C \begin{bmatrix} \omega \\ i_a \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde u_a representa el voltaje de alimentación e i_a es la corriente de armadura que circula por la resistencia R_a y a través de la inductancia L_a de los devanados del rotor. ω es la velocidad del rotor y la salida y del sistema, T_L simboliza el par de carga. Mientras que J_e y k_e son constantes que representan la inercia del rotor de la máquina y fuerza electromotriz, respectivamente. Los valores de las constantes del motor se muestran en la Tabla 1, los cuales se determinaron mediante pruebas experimentales de laboratorio.

Tabla 1. Parámetros del motor de CD

Parámetro	Valor	Unidades
R_a	8.32	Ω
L_a	0.08135	H
K_e	0.5496	V/rad/s
J_e	0.0099	Kg-m ²

DISEÑO DEL CONTROL

El control de la velocidad del motor de CD se realiza por medio del voltaje de alimentación de la armadura. La Figura 2 muestra el esquema del sistema de control

de velocidad propuesto, donde la velocidad del motor se determina a partir de la medición continua de la corriente de armadura i_a .

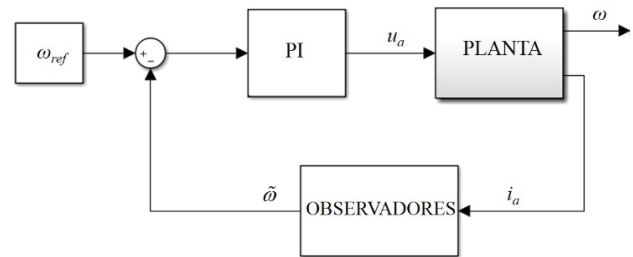


Figura 2. Sistema de control basado en la medición de la corriente de armadura

El diseño de control se basa en la técnica de linealización por retroalimentación de estado, en esta técnica el sistema original se transforma en un sistema equivalente de nuevas variables llamado forma canónica controlable, donde el sistema de nuevas variables se expresa en función de las variables de seguimiento de error (Ogata, 2010; Chen, 1999). Una característica fundamental de esta representación es que los estados del sistema son conectados por medio de la rama de realimentación a la entrada de control, donde los polos del sistema son reubicados para lograr una dinámica rápida y estable. En el diseño de control se define una función matemática llamada error de seguimiento y una ley de control, las cuales actúan para hacer que la función de error tienda a cero. La función de seguimiento de error se construye con la diferencia entre la señal de referencia y la señal controlada. Mientras que la ley de control se basa en un algoritmo de control Proporcional e Integral (PI).

La implementación de este algoritmo requiere que el modelo de espacio de estados se pueda expresar en la forma canónica controlable (Ogata, 2010). Aplicando la metodología de transformación, el sistema (1) queda expresado de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_e^2}{J_e L_a} & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{k_e}{J_e L_a} \end{bmatrix} u_a + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{k_e^2}{J_e L_a} & \frac{R_a}{J_e L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{ref} \\ T_L \end{bmatrix}$$

$$h = \begin{bmatrix} -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \omega_{ref} \quad (2)$$

donde ω_{ref} es la señal de referencia de velocidad (valor deseado), el par mecánico T_L se asume constante, h representa a y transformada y los estados se definen como: $z_1 = \omega_{ref} - \tilde{\omega}$ y $z_2 = \dot{z}_1$.

Así, el algoritmo de controlador PI se puede aplicar directamente al sistema lineal, ya que este se encuentra transformado en la forma canónica controlable. Este control consta de un término de acción proporcional y un término de acción integral, y se representa de la siguiente manera:

$$u_a = K_p z_1 + K_i \int z_1 dt \quad (3)$$

donde las K_p y K_i son los parámetros del controlador, cuyos valores se obtienen mediante el método de sintonización de Ziegler-Nichols y se presentan en la Tabla 2.

Tabla 2. Parámetros del controlador PI

Parámetro	Valor
Ganancia proporcional K_p	1.7
Ganancia integral K_i	5.1

OBSERVADOR DE LA VELOCIDAD

La implementación física de la estrategia de control propuesta requiere la realimentación de los estados del sistema, este proceso generalmente se realiza a través de la medición de las variables de estado o por medio de cálculos de las variables físicas utilizando algún método de estimación. En este trabajo se propone estimar la velocidad del rotor a partir de las mediciones de la corriente de armadura, mediante un observador de estados de orden completo. Para aplicar esta técnica, puesto que la corriente de armadura no es la variable controlada, se requiere reordenar la matriz de salida del modelo de espacio de estado del motor, $\hat{C} = [0 \ 1]$; tal que la salida sea la corriente de armadura. Así, usando la matriz de estados A y la matriz de salida \hat{C} se obtiene una matriz de observabilidad de la forma:

$$O = [\hat{C}^* \mid A^* \hat{C}^*] = \begin{bmatrix} 0 & -6.7564 \\ 1 & -102.27 \end{bmatrix} \quad (4)$$

donde el rango de O es 2. Con esto la condición de observabilidad del sistema se satisface y se dice que el sistema es completamente observable porque todas las transiciones de los estados (ω e i_a) afectan continuamente a la salida (i_a). El diseño del observador se basa en el enfoque de ubicación de polos, cuyo modelo dinámico queda representado por (5); tal que, los estados $\mathbf{x} = [\omega \ i_a]^T$ se aproximan mediante $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{\omega} \ \tilde{i}_a]^T$ (Ogata, 2010):

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = A\tilde{\mathbf{x}} + B\mathbf{u} + K_e(\mathbf{y} - C\tilde{\mathbf{x}}) \quad (5)$$

donde $K_e(\mathbf{y} - C\tilde{\mathbf{x}})$ representa un término de corrección y K_e funciona como una matriz de ponderación. La solución de (5) requiere conocer todos los valores de cada matriz en cada instante de tiempo, por lo cual se tiene que calcular K_e y T_L . A continuación se muestra el procedimiento realizado para determinar los valores de la matriz de ponderación, mientras que el valor de T_L se estima a través del observador de par descrito en la siguiente Sección.

A partir del polinomio característico de A , $p = s^2 + 102.27s + 375.11$, se obtiene la siguiente matriz de transformación (Ogata, 2010),

$$Q = \left(\begin{bmatrix} 102.27 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} O \right)^{-1} = \begin{bmatrix} -0.14801 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Para garantizar la precisión y rapidez de convergencia de (5), se seleccionan los valores de $-125 + 355.824i$ y $-125 - 355.824i$ como los polos deseados. Con estos valores se obtiene el polinomio característico deseado $pd = s^2 + 250s + 142235.71$. Así, la matriz de ponderación K_e se calcula multiplicando la matriz Q por un vector de la diferencia entre los coeficientes de los polinomios característicos $[pd - p]$

$$K_e = Q \begin{bmatrix} 142235.71 - 375.11 \\ 250 - 102.27 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -20996 \\ 147.73 \end{bmatrix} \quad (7)$$

La Figura 3 muestra el diagrama a bloques del observador de velocidad de orden completo empleado en este trabajo. Usando el valor obtenido de K_e y conociendo los valores del par mecánico del voltaje y de la corriente de armadura se estima el valor de la velocidad del motor en cada instante de muestreo.

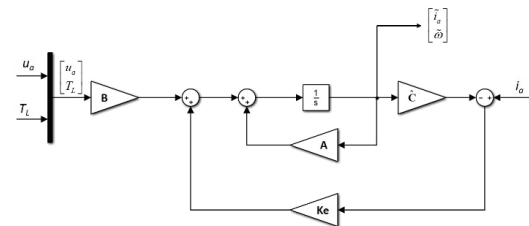


Figura 3. Diagrama simplificado del observador de velocidad

OBSERVADOR DE PAR MECÁNICO

El par mecánico del motor se estima por medio de un observador de estados con entradas de control discontinuas, el cual se basa en la técnica de modos deslizantes. Las ventajas más importantes de esta técnica son: alta robustez, precisión y rapidez de convergencia en tiempo finito. Para el diseño de este observador se considera lo siguiente: la velocidad del rotor (ω) es una variable conocida, ya que se estima por medio del observador de velocidad, la corriente de armadura (i_a) se encuentra disponible por medición y el par mecánico (T_L) se incorpora como una nueva variable de estado en el sistema original (1). Finalmente, aplicando la formulación de observadores para sistemas lineales e invariantes con el tiempo (Utkin *et al.*, 2009), el sistema queda descrito por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= A_{11}\hat{x}_1 + A_{12}\hat{y} + L_2v \\ \dot{\hat{y}} &= A_{21}\hat{x}_1 + A_{22}\hat{y} + B_2u - v\end{aligned}\quad (8)$$

donde $\hat{x}_1 = \hat{T}_L$ y $\hat{y} = \hat{i}_a$ son los valores estimados del observador de par,

$$A_{11} = A_{12} = A_{21} = 0, \quad L_2 = -4.1, \quad A_{22} = -R_a/L_a,$$

$$B_2 = \left[1/L_a - k_e/L_a \right] \text{ y } u = \left[\frac{u_a}{\dot{\omega}} \right]$$

Mientras que v representa la función de entrada discontinua

$$v = M \operatorname{sign}(\hat{y} - y) \quad M > 0 \quad M = \text{constante}$$

donde y es la corriente de armadura, que está disponible por medición. El vector de función discontinua

obliga a que la diferencia entre las salida del observador de par ($\bar{y} = \hat{y} - y$) tienda a cero mediante la acción de los modos deslizantes. Las constantes L_2 y M garantizan que la diferencia entre el estado ($\bar{x}_1 = \hat{x}_1 - x_1$) tienda a cero. Para satisfacer lo anterior, los valores de las ganancias de (8) se obtienen por simulaciones: $M=2.5$ y $L_2=-4.7$.

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En esta sección se muestra la respuesta del controlador propuesto mediante simulación digital. Las simulaciones se realizan en un software especializado en diagrama de bloques utilizando el método de integración de Euler con un paso de integración de $h = 10^{-5}$ s. El esquema de control implementado, incluyendo los observadores de estado se muestra en la Figura 4.

Para evaluar el desempeño del controlador se analizan diversas simulaciones. A continuación se presenta un caso de estudio representativo, en el cual se programan dos eventos en el par de carga y dos valores de seguimiento de referencia de velocidad. Estos eventos actúan de acuerdo con la siguiente secuencia: el arranque del motor, en $t=0$, se realiza sin carga ($T_L = 0$) y la velocidad de referencia tiene un valor de 100 rad/s; en el tiempo $t=2$ s la referencia de velocidad cambia a 120 rad/s; el par de carga se incrementa a 50% de su valor nominal en un tiempo $t=3$ s; mientras que en $t=5$ s se aplica el par nominal ($T_L = 0.9$ N.m) de la máquina; como evento final, la velocidad de referencia se incrementa hasta 150 rad/s. El comportamiento de la variable de velocidad y de la corriente de armadura ante los diferentes eventos, se muestra en la Figura 5.

El controlador propuesto se evalúa de acuerdo con los parámetros de precisión, sobrepaso y rapidez de respuesta. La velocidad del motor presenta gran rapidez de convergencia, tal como se observa en la Figura 5a. Después de un transitorio rápido en el arranque, la

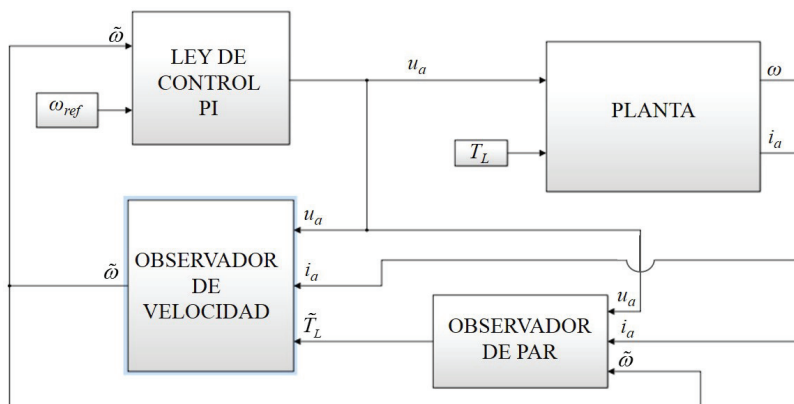


Figura 4. Sistema de control representado en bloques

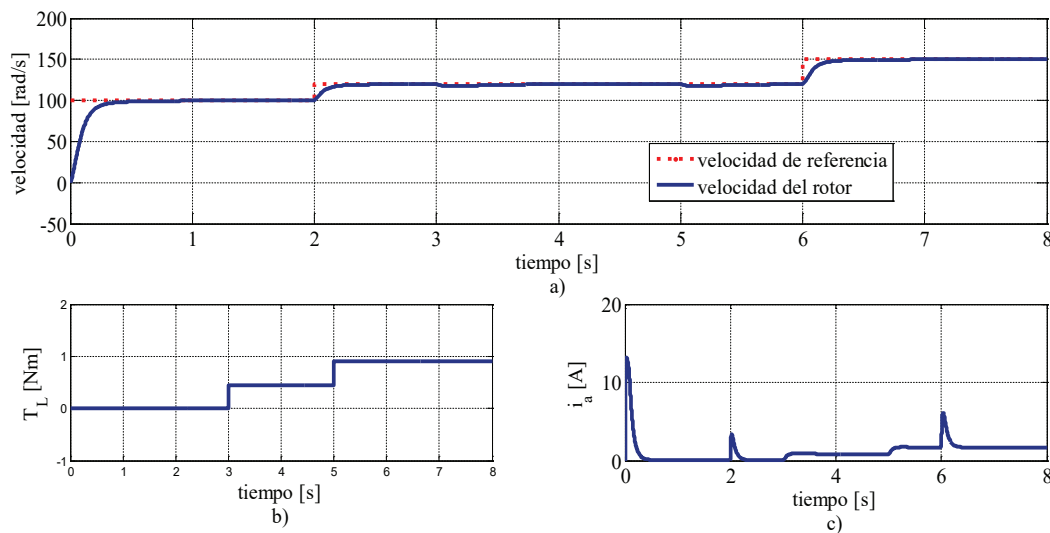


Figura 5. a) Seguimiento de referencia de velocidad, b) par de carga aplicado al motor, c) corriente de armadura o inducido

velocidad del motor se estabiliza en un tiempo no mayor de 1 s con un error de precisión de velocidad de 0.04%, y no presenta sobrepaso. El error de precisión de seguimiento de velocidad para $\omega_{ref} = 120$ rad/s y para $\omega_{ref} = 150$ rad/s son 0.025% y 0.086%, respectivamente; en ambos eventos se obtiene un tiempo de convergencia de 0.8 s.

La corriente de armadura en el arranque manifiesta un valor instantáneo máximo de 460% respecto de su valor nominal ($i_a = 2.8$ A) y se estabiliza rápidamente en un tiempo no mayor de 0.8 s, tal como se muestra en la Figura 5c. Durante los cambios en la señal de referencia de velocidad $\omega_{ref} = 120$ rad/s y para $\omega_{ref} = 150$ rad/s, la corriente alcanza un valor máximo de 3.41 A y 6.1 A, respectivamente. Estos valores de corriente se estabilizan en un intervalo de 0.5 s y 0.8 s, respectivamente. Un resumen de los resultados obtenidos de las pruebas de simulación se muestra en las Tablas 3 y 4.

El error de precisión con mayor valor de la variable controlada se presenta durante el seguimiento de referencia $\omega_{ref} = 150$ rad/s con una magnitud de 0.25%. El tiempo de respuesta de mayor valor en que la variable controlada alcanza la señal de referencia se presenta en el arranque con un valor de 1.0 s. En ningunos de los eventos se presenta sobrepaso.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta sección se muestran los resultados experimentales implementados sobre un prototipo de laboratorio, el cual se forma de los siguientes componentes: una tarjeta DSP1104 para adquisición y procesamiento de datos en tiempo real, una PC para programación y monitoreo, un convertidor CD-CD para alimentar el motor, tarjeta de circuito impreso para acondicionamiento de señales de control, sensor de corriente basa-

Tabla 3. Comportamiento de la variable controlada ante los cambios en el par de carga

Disturbios en el par de carga [N.m]	Precisión [%]	Sobrepaso [%]	Rapidez de convergencia [s]
0.45	0.025	0	0.95
0.9	0.25	0	0.85

Tabla 4. Comportamiento de la variable controlada ante los cambios en la señal de referencia

Señal de referencia de velocidad [rad/s]	Precisión [%]	Sobrepaso [%]	Rapidez de convergencia [s]
100	0.04	0	1.0
120	0.025	0	0.8
150	0.086	0	0.8

do en efecto hall, generador de CD con carga pasiva para aplicar el par mecánico y un motor de CD como planta de control. La representación esquemática del sistema utilizado para la realización de las pruebas se muestra en la Figura 6.

Un convertidor de CD-CD permite convertir un voltaje de CD fijo en un voltaje CD variable. Así, el convertidor representado en la Figura 6 alimenta la armadura del motor de CD con un voltaje entre 0 y 120 V. Esto se logra por medio de la conmutación (encendido y apagado) de un transistor IGBT con base en la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM). Con esta técnica se regula el tiempo de encendido y apagado con una frecuencia de conmutación fija de 10kHz. El tiempo de conmutación, en cada periodo, se calcula a través de la tarjeta DSP al comparar una señal portadora (diente de sierra) con la señal proporcionada por la ley de control PID (u_a). El resultado de esta comparación ($S_{control}$) es una señal digital con valores de 0 y 5 V, por lo que se utiliza una tarjeta de acondicionamiento de señal para amplificar el nivel de voltaje a 15 V ($S_{disparo}$), necesario para la activación de la

compuerta del disparo del IGBT. Adicionalmente, la tarjeta de acondicionamiento permite aislar eléctricamente el DSP del convertidor de CD-CD.

La tarjeta DSP se programa mediante diagramas de bloques a través del software especializado. Mientras que la supervisión y monitoreo de los datos en tiempo real, se realiza a través de un software de adquisición por medio de la tarjeta DSP1104. La solución del sistema de ecuaciones se realiza por la técnica de integración de Euler con un paso de muestreo $\tau = 10^{-4}$ s. El par mecánico se aplica por medio de un generador de CD acoplado al eje del motor, el cual alimenta una carga pasiva de valor constante. Una vista fotográfica de los componentes del sistema de control se muestra en la Figura 7.

Para comprobar el correcto funcionamiento del control propuesto y el prototipo desarrollado, se realiza una prueba de 22 segundos. Durante este periodo, la velocidad referencia y el par de carga toman diferentes valores en una secuencia de tiempo especificada, tal como se muestra en las Figuras 8 y 9.

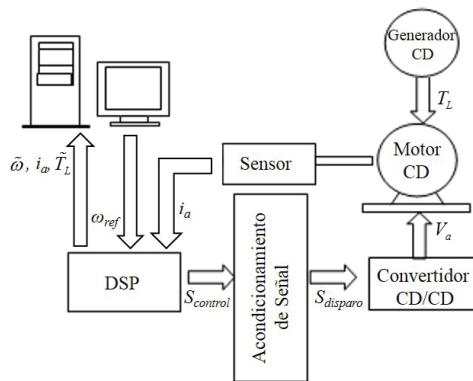


Figura 6. Diagrama de bloques del prototipo de control

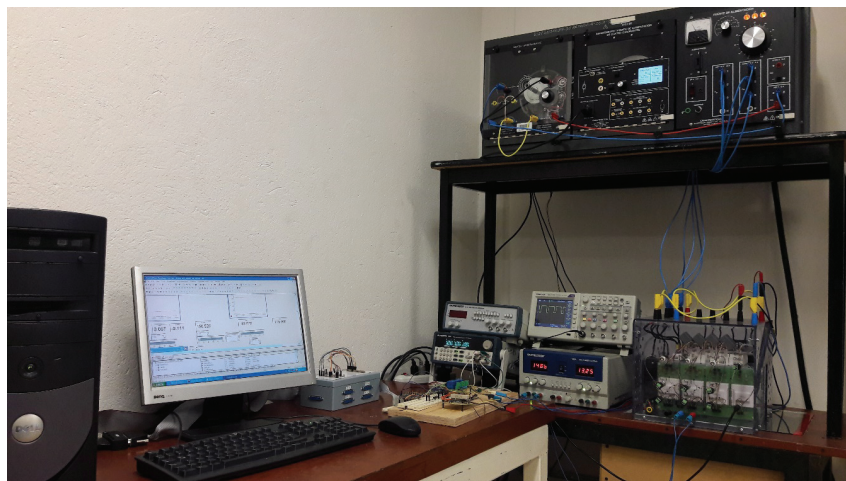


Figura 7. Prototipo de pruebas para el Motor de CD

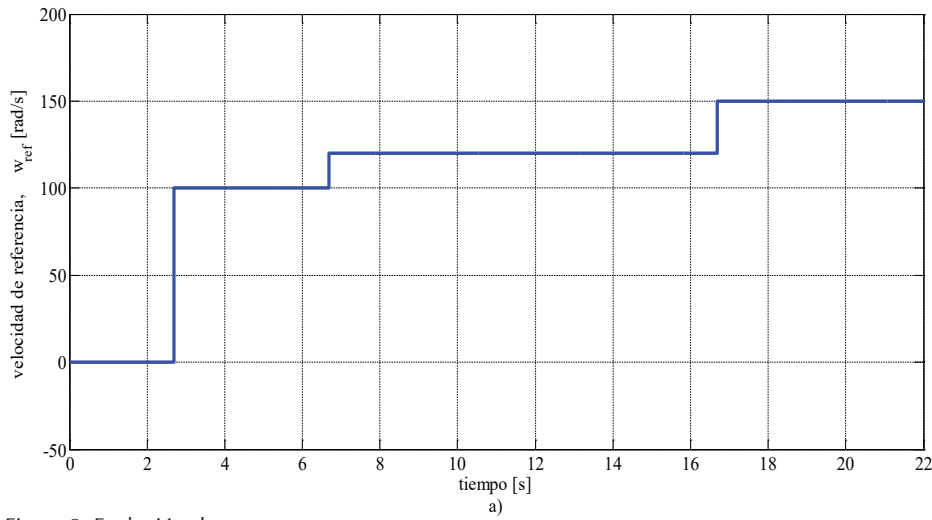


Figura 8. Evolución de ω_{ref}

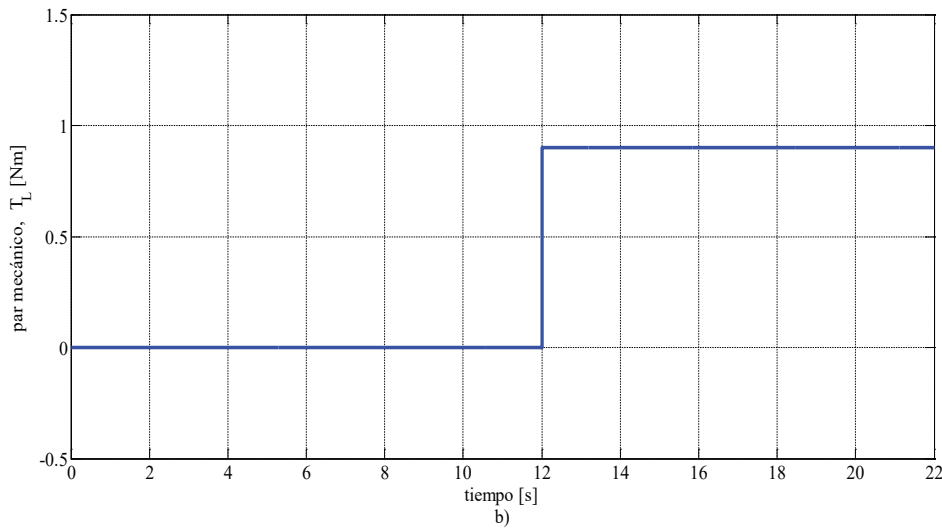


Figura 9. Evolución de T_L

La dinámica de la salida de velocidad se muestra en la Figura 10. En el arranque, la velocidad del motor presenta un sobrepaso de 10.5%, después del transitorio se estabiliza en un intervalo de 1.54 s y alcanza su valor de estado estable con un error de precisión de 0.4%. Mientras que el error de precisión de seguimiento de velocidad para $\omega_{ref} = 120$ rad/s y para $\omega_{ref} = 150$ rad/s son 0.025% y 0.6%, respectivamente; para estos eventos se alcanza el estado estable en 1.68 s y 1.56 s, respectivamente.

La corriente de armadura en el arranque manifiesta un valor instantáneo máximo de 128.8% respecto de su

valor nominal ($i_a = 2.8$ A) y se estabiliza en un tiempo no mayor de 1.18 s (Figura 11). Durante los cambios en la señal de referencia de velocidad $\omega_{ref} = 120$ rad/s y para $\omega_{ref} = 150$ rad/s, la corriente alcanza un valor máximo de 1.015 A y 2.656 A, y se estabilizan en un intervalo de 1.22 s y 1.83 s, respectivamente. Un resumen de los resultados obtenidos de las pruebas experimentales se muestra en las Tablas 5 y 6.

El error de precisión de mayor valor de la variable controlada se presenta durante el seguimiento de referencia $\omega_{ref} = 100$ rad/s con una magnitud de 0.4%. El tiempo de respuesta de mayor valor en que la variable

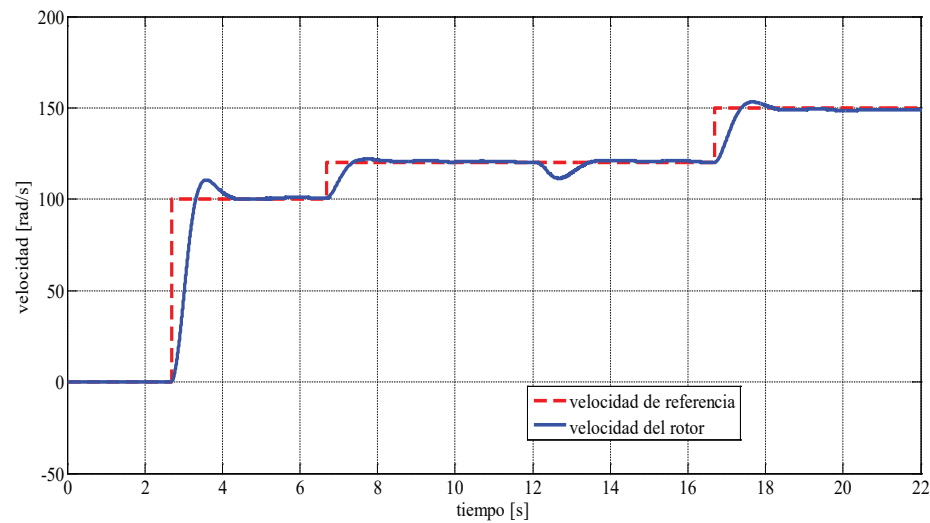


Figura 10. Comportamiento de la velocidad del rotor

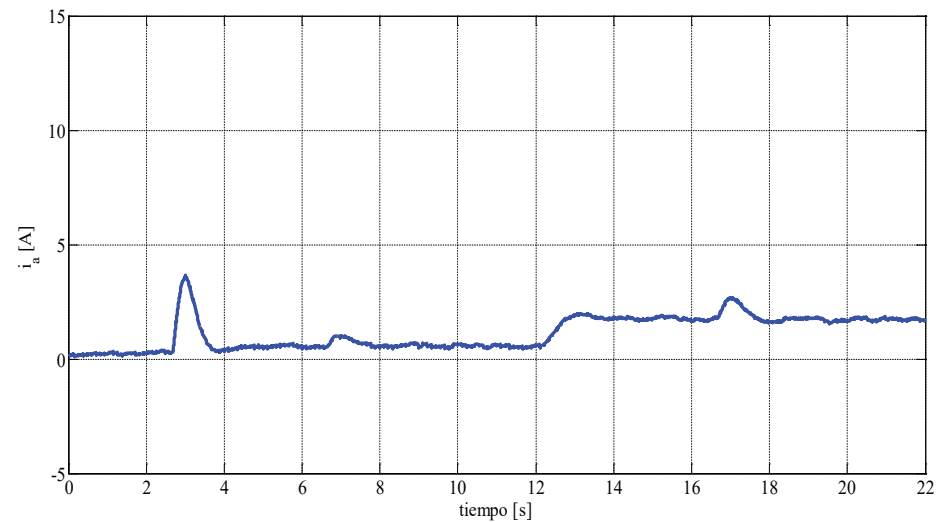


Figura 11. Comportamiento de la corriente de armadura

Tabla 5. Comportamiento de la variable controlada ante los cambios en el par de carga

Disturbios en el par de carga [N.m]	Precisión [%]	Sobrepaso [%]	Rapidez de convergencia [s]
0.0	0.4	10.5	1.54
0.9	1.0	0	1.5

Tabla 6. Comportamiento de la variable controlada ante los cambios en la señal de referencia

Señal de referencia de velocidad [rad/s]	Precisión [%]	Sobrepaso [%]	Rapidez de convergencia [s]
100	0.4	10.5	1.54
120	0.025	1.66	1.68
150	0.60	2.13	1.56

controlada alcanza la señal de referencia, se presenta durante el seguimiento de velocidad de referencia de $\omega_{ref} = 150$ rad/s con un valor de 1.83 s. Este tiempo se debe a que el motor opera con su par de carga nominal y una velocidad cercana a su valor nominal. Mientras que el sobrepaso de mayor valor se presenta durante el arranque de 10.5%. Esto es resultado de que el motor arranca desde una velocidad de 0 rad/s y en condiciones de vacío.

CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado un control de velocidad para un motor de CD sin sensores mecánicos (encoders), el lazo de retroalimentación solo requiere la medición continua de la corriente de armadura. La velocidad de motor se estima en tiempo real a través de un observador de estados y un observador de par.

Los resultados de las pruebas experimentales y de simulación demuestran que el controlador propuesto es capaz de mantener la velocidad en el valor deseado con una precisión menor a 1%, una velocidad de convergencia menor a 1.7 s y un sobrepaso menor a 11%.

El control propuesto es una alternativa de menor costo en comparación con los controladores de velocidad que utilizan encoders, ya que estos dispositivos son mucho más costosos en comparación con los sensores de corriente.

AGRADECIMIENTOS

El apoyo brindado por PRODEP para la realización del presente trabajo a través del proyecto de integración de redes temáticas de colaboración académica.

REFERENCIAS

- Chapman, S.J. (2012). *Máquinas Eléctricas*. Ciudad de México: McGraw-Hill.
- Chen, C.-T. (1999). *Linear system theory and design*. Nueva York: Oxford University PRESS.
- De Angelo, C.H. (2004). *Control para máquinas de CA de imanes permanentes con FEM arbitraria, sin sensores mecánicos*. La plata: Universidad Nacional de La Plata.
- Franklin, G.F., Powell, J.D., y Emami-Naeini, A. (2010). *Feedback control of dynamic systems*. Nueva York: PEARSON.
- Ilas, C., Bettini, A., Ferraris, L., Griva, G., y Profumo, F. (1994). Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives. 20th International Conference on Industrial Electronic, 3, 1579-1588.
- Isidori, A. (1995). *Nonlinear Control Systems*. Nueva York: Springer Verlag.
- Khalil, H.K. (2014). *Nonlinear systems*. Third Edition. Nueva York: Pearson Education Limited.
- Krause, P.C., Wasynczuk, O., y Sudhoff, S.D. (2002). Analysis of electric machinery and drive systems. United State of America: IEEE PRESS. <https://doi.org/10.1002/9781118524336>
- Masood-Cheema, M.A., Fletcher, J.E., Farchadnia, M., Xiao, D., y Faz Rahman, M. (mayo de 2017). Combined speed and direct thrust force control of linear permanent-magnet synchronous motor with sensorless speed estimation using a sliding-mode control with integral action. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 64(5), 3489-3501. <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2652368>
- Merabet, A., Tanvir, A.A., y Beddek, K. (2017). Torque and state stimulation for real-time implementation of multivariable control in sensorless induction motor drives. *IET Electric Power Applications*, 11(4), 653-663. <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2016.0557>
- Montanari, M., Peresada, S.M., Rossi, C., y Tilli, A. (2007). Speed Sensorless Control of Induction Motors Based on a Reduced-Order Adaptive Observer. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 15(6), 1049-1064. <https://doi.org/10.1109/TCST.2007.899714>
- Ogata, K. (2010). *Ingeniería de Control Moderna*. México: Prentice Hall/Pearson.
- Rahman, M.A., y Mohamed, E. (2016). Speed control of separately excited DC motor using fuzzy logic controller. *International Journal of Science and Research (IJSR)*, 2460-2464.
- Salas, Ó.S., y León, J. (2006). Controles por retroalimentación de salida para motor de inducción sin sensores mecánicos. *Ciencia UANL*, 10(34), 7-15.
- Utkin, V., Guldner, J., y Shi, J. (2009). *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*. US: Taylor & Francis. <http://dx.doi.org/10.1201/9781420065619>
- Yachiangkam, S., Prapanavarat, C., Yungyuen, U., y Pongam, S. (2004). Speed-sensorless separately excited DC motor drive with an adaptive observer. 2004 IEEE Region 10 Conference TENCON, 163-166.