

MODELADO Y SIMULACIÓN DE UN REGULADOR DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR BLDC POR MEDIO DE UN CONTROLADOR DE HISTÉRESIS POR CORRIENTE

MODELING AND SIMULATION OF A SPEED CONTROLLER FOR A BLDC MOTOR, USING A HYSTERESIS CURRENT CONTROLLER

Jorge Luis Flores Mejía

Universidad Politécnica de Tulancingo
1631002@upt.edu.mx

José Humberto Arroyo Núñez

Universidad Politécnica de Tulancingo
humberto.arroyo@upt.edu.mx

Iván de Jesús Rivas Cambero

Universidad Politécnica de Tulancingo
ivan.rivas@upt.edu.mx

Héctor García Maldonado

Universidad Politécnica de Tulancingo
1631003@upt.edu.mx

Resumen

En este documento se presenta el modelado de un motor BLDC (Brushless de corriente directa), se analiza su comportamiento dinámico a lazo cerrado, que está conformado de dos bucles uno interno y uno externo. El bucle interno consta de un controlador de histéresis de corriente en conjunto con un detector de cruce por cero de fuerza contra-electromotriz, que hace cumplir los comandos de corriente de fase en el estator proporcionados por el bucle externo, que cumple con la ley clásica de control PID en su versión de velocidad, que toma como referencia el valor de velocidad angular, dicha variable es obtenida después de derivar la información obtenida del detector de cruce por cero. El sistema es simulado en Matlab/Simulink, donde se observa que el sistema cumple su objetivo llevando la velocidad del motor al valor de referencia, el sistema es sometido a perturbaciones y el controlador responde de manera eficiente.

Palabras clave: *Controlador BLDC, controlador por histéresis, fuerza contra-electromotriz.*

Abstract

Modeling of BLDC (brushless direct current) motor in this paper is presented, its dynamic behavior in a closed loop is analyzed with two loops, the first one, internal loop, consist of a current hysteresis controller and a zero crossing detector of the back electromotive force, enforces the stator phase current commands provided by the second external loop, which consists of a classic PID control law in its speed version to adjust the angular velocity at reference value, this variable is obtained after deriving the information obtained from the zero crossing detector. The system is simulated in Matlab / Simulink, it is observed that the system achieves its objective by bringing the motor speed to the reference value, the system is subjected to disturbances and the controller responds efficiently.

Keywords: *back electromotive force, BLDC controller, hysteresis controller.*

1. Introducción

Los motores BLDC son motores síncronos de imanes permanentes operados con voltaje DC, donde la conmutación de corriente se hace con dispositivos de estado sólido [Xia, 2012]. La conmutación es determinada por la posición angular del rotor, la cual puede ser detectada por sensores de posición o técnicas que implican la medición del voltaje inducido en los devanados; las principales ventajas de estos motores son: mantenimiento casi nulo, larga vida de operación, rápida respuesta dinámica, altos rangos de velocidad y buena relación torque peso [Adel, 2016]. El control de motores BLDC, son hoy en día una rama importante en la investigación en el área de control, este tipo de motores tiene la peculiaridad de que su fuerza contra-electromotriz es de forma trapezoidal, las corrientes de estator idealmente son requeridas de forma rectangular, sin embargo en la práctica; debido al hecho de poseer una inductancia por fase, la corriente rectangular no puede ser realizada, por lo tanto la estructura del controlador es simple, pero difícil de implementar [Krishnan, 2010].

Para mantener las corrientes de estator en forma rectangular, se pueden usar 2 estrategias de control: PWM o controlador de corriente por histéresis, en la tabla 1 se hace una comparación de las características de ellas [Krishnan, 2001].

Tabla 1 Comparación de controladores de corriente.

Características	Histéresis	PWM
Frecuencia de switcheo	Variable	Fijo
Velocidad de respuesta	Muy rápida	Rápida
Corriente de rizado	Ajustable	Fijo
Perdida de switcheo	Alta	Baja

A nivel simulación las variables de estado del sistema son obtenidas a partir del modelo matemático; físicamente son comúnmente obtenidas mediante sensores instalados en el motor. Para obtener la posición angular de un motor de este tipo existen 2 opciones: la primera y más común consta de un sensor de efecto Hall o un encoder; la segunda, que corresponde a la detección de cruce por cero del voltaje medido de los devanados, que comúnmente se le conoce como la medición de la fuerza contra-electromotriz, las ventajas de usar el segundo método son [Atmel Corporation, 2013], [Xia, 2012]:

- Alta confiabilidad, en ciertas condiciones como pueden ser alta temperatura, presión y humedad.
- Decremento del volumen del sistema.
- No se requiere acople mecánico para la instalación de un sensor.
- Dado que la señal obtenida proporciona información medida directamente de los devanados, actualmente es de interés para los investigadores dado el inconveniente de ondulado de par.

En la literatura se han encontrados diferentes tipos de controladores aplicados a motores BLDC, implementados con un control PID. La señal de salida del controlador ajusta el ciclo de trabajo de un PWM y provee el valor de voltaje necesario en los devanados para llegar al valor de referencia. Dado que la frecuencia del PWM es fija, no se tiene un control preciso del flujo de corriente y se ve reflejado en sobre impulso como es visto en [Krishnan, 2010].

El inconveniente debido a los sobre impulso han sido solventados, realizando cambios en el controlador, sustituyendo un PID por un PI anti-impulso [Mohd, 2016]. Con ello se logra alcanzar la velocidad de referencia, sin presencia de sobreimpulso. Otra forma de mejorar considerablemente el controlador, es usando un control adaptable en conjunto con un PWM, con esto se obtiene una respuesta rápida y sin presencia de sobre impulso, pero aumenta los requerimientos en capacidad de procesamiento computacional [Adel, 2016].

En este trabajo se presenta el diseño y simulación de un controlador de velocidad de un motor BLCD, utilizando la técnica de un controlador de corriente por histéresis. Dentro de las ventajas de este tipo de controles, se tiene frecuencia de conmutación variable y precisión del flujo de corriente haciendo cambios instantáneos en la corriente de estator. Para evitar cortos circuitos y un correcto flujo de corriente entre los devanados, el controlador de corriente es sincronizado con la posición angular del rotor, obtenida de un análisis de detección de cruce por cero de la fuerza contra-electromotriz.

El control de corriente por histéresis se desarrolla en un lazo interno del sistema, mientras que en un lazo externo se tiene un controlador de tipo PID. El PID es el encargado de proporcionar los valores de referencia de corriente para el bucle interno, este tipo de controlador es utilizado en aplicaciones para regulación velocidad, debido a que posee las características de utilizar la segunda derivada del error, logrando con ello cambios reducidos en la señal de control cuando la velocidad este por alcanzar el valor de referencia [Aguado, 2003].

2. Métodos

Previo al diseño de los controladores, se obtiene el modelo matemático que representa la dinámica del sistema.

Modelado del motor BLDC

En este análisis se presenta el diagrama eléctrico de un motor BLDC de tres fases conectado en estrella, con un driver de seis conmutadores. La figura 1 muestra el esquema simplificado del motor BLDC y el controlador de conmutación.

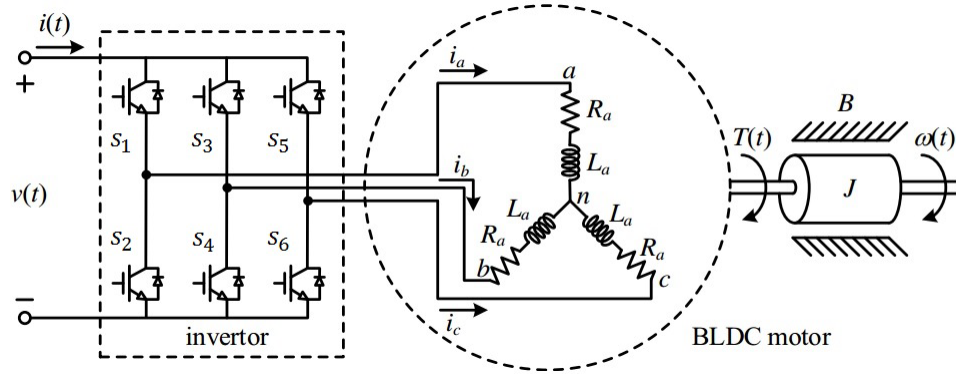


Figura 1 Diagrama eléctrico motor BLDC [Danupon, 2015].

El modelo es descrito con 5 variables de estado, tres corresponden a las corrientes del estator (i_a, i_b, i_c), una a la velocidad angular (ω_m), y la última a la posición angular del rotor (θ_m) [Xia, 2012], [Krishnan, 2010]. Las ecuaciones de corriente son obtenidas a partir del análisis de las ecuaciones de voltaje de cada fase al punto neutro “n”, considerando un equilibrio de corrientes mostrado en la ecuación 1, las corrientes del estator resultan como se muestra en ecuaciones 2 a la 4.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1)$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L - M} (V_{an} - R_s i_a - e_a) \quad (2)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L - M} (V_{bn} - R_s i_b - e_b) \quad (3)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L - M} (V_{cn} - R_s i_c - e_c) \quad (4)$$

El voltaje por fase al punto neutro V_{an}, V_{bn}, V_{cn} están descritas por ecuación 5 [Haitao, 2016].

$$V_{an} = V_a - V_n, \quad V_{bn} = V_b - V_n \quad \text{y} \quad V_{cn} = V_c - V_n \quad (5)$$

El voltaje en el punto neutro “n” está descrito por la ecuación 6 [Haitao, 2016].

$$V_n = \frac{v(t) - e_a - e_b - e_c}{3} \quad (6)$$

El torque electromagnético del motor BLDC, T_e está dado por la ecuación 7.

$$T_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{w_m} \quad (7)$$

Realizando el análisis de balance de torques en la flecha del motor, la ecuación mecánica resulta como la ecuación 8.

$$\frac{dw}{dt} = (T_e - T_l - B_v w) \frac{1}{J} \quad (8)$$

Donde, T_l, J, B_v corresponden al par de carga, momento de inercia y el coeficiente de fricción viscosa respectivamente [Xia, 2012]. La posición angular está dada por la ecuación 9.

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{P}{2} w \quad (9)$$

Siendo P el número de polos par, la fuerza contra-electromotriz e_a, e_b, e_c está dado por la ecuación 10.

$$\begin{aligned} e_a &= f_a(\theta) k_b w_m \\ e_b &= f_b(\theta) k_b w_m \\ e_c &= f_c(\theta) k_b w_m \end{aligned} \quad (10)$$

Donde k_b representa la constante de fuerza contra-electromotriz y $f_a(\theta)$ es la función dependiente de θ que tiene forma trapezoidal con un ancho plano de 120° , esta fuerza es descrita por la ecuación 11 [Mohd, 2016].

$$f_A(\theta) = \begin{cases} \left(\frac{6}{\pi}\right)\theta & 0 < \theta < \frac{\pi}{6} \\ 1 & \frac{\pi}{6} < \theta < \frac{5\pi}{6} \\ -\left(\frac{6}{\pi}\right)\theta + 6 & \frac{5\pi}{6} < \theta < \frac{7\pi}{6} \\ -1 & \frac{7\pi}{6} < \theta < \frac{11\pi}{6} \\ \left(\frac{6}{\pi}\right)\theta - 12 & \frac{11\pi}{6} < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (11)$$

Para el caso de f_A y f_C , son representadas por las ecuaciones 12 y 13.

$$f_B(\theta) = f_A\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (12)$$

$$f_C(\theta) = f_A\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \quad (13)$$

El sistema descrito por las ecuaciones 2, 3, 4, 8 y 9 muestra que existen ciertos cambios en el tiempo en e_a, e_b, e_c conforme el rotor gira, por lo tanto el sistema muestra ser, variante en el tiempo, múltiples entradas, múltiples salidas MIMO [Xia, 2012].

Esquema de control para el motor BLDC

El esquema de control es mostrado en la figura 2, consta de dos bucles, uno externo y uno interno delimitado por las líneas punteadas. El bucle interno recibe como retroalimentación las señales de corriente del estator y la posición angular obtenidos del detector de cruce por cero, este bucle se encarga de llevar las corrientes de estator al valor de referencia.

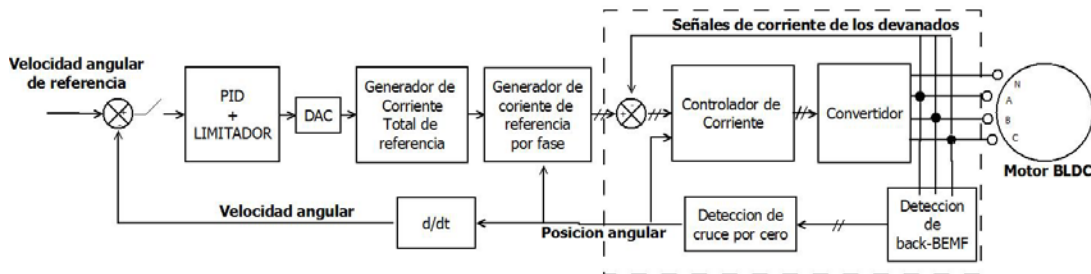


Figura 2 Esquema de control para el motor BLDC.

La señal de referencia es comparada con la señal de retroalimentación, se obtiene un error que es muestreado y procesado por el bloque de PID discreto, la salida de control discreta es la entrada al bloque de DAC, proporcionando como salida un torque de referencia.

El siguiente bloque “Generador de corriente por fase” se encarga de generar las corrientes por fase del estator (i_a, i_b, i_c) , esto es considerando que por cada rango de posiciones mostradas en la tabla 2, corresponden dos corrientes con sentido opuesto, estas corrientes pasan a ser las entradas al bucle interno.

El bloque principal del bucle interno es el controlador de corriente por histéresis, su función es llevar las corrientes de estator al valor de referencia, a la salida proporciona las señales de conmutación para cada dispositivo del inversor mostrado en la figura 1.

La posición angular es obtenida a partir del bloque llamado “Detección de back-EMF”, dicho bloque reconstruye las señales de posición en tres variables de tipo booleano esto es mostrado más extendidamente en la tabla 2, para construir las señales se hace un análisis de diferencia de voltajes a la señal de la fuerza contra-electromotriz.

Controlador PID en su versión de velocidad

El controlador tipo PID en su versión para velocidad es modelado mediante ecuaciones 14 y 15.

$$\Delta u(k) = K_p \left[(\Delta e(k)) + \frac{T_c}{T_i} e(k) + \frac{T_d}{T_c} (\Delta^2 e(k)) \right] \quad (14)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \quad y \quad \Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (15)$$

Donde:

$u(k)$ Variable discreta de control en tiempo k .

$e(k)$ Representa el valor del error en el instante k .

K_p, T_i y T_d Representa la ganancia proporcional, integral y derivativa.

T_c Periodo de muestreo.

Las ecuaciones 14 y 15 trabajan con la segunda derivada del error pues el término derivativo de la forma de velocidad es equivalente a $\Delta(\Delta e(k))$, que representa la aproximación discreta de la segunda derivada [Gene, 1998]. Así mismo es observado que la expresión (14), lleva sumado una muestra anterior de la señal de control, haciendo que la señal de control sea pequeña para cuando la variable de interés este por alcanzar el valor de referencia eliminando así sobre impulso causado por la acción integral.

Bloques de referencias de corrientes de estator

El valor $u(t)$ obtenido del bloque DAC (Ver figura 2), corresponde al valor de torque deseado T_e^* que tiene valores dentro de un rango como se muestra en la ecuación 16.

$$T_e^* = u; \quad -T_m \leq u \leq T_M \quad (16)$$

El valor de referencia para la corriente total de estator I_p^* es dado por la ecuación 17 [Xia, 2012], [Krishnan, 2001].

$$I_p^* = \frac{T_e^*}{2\lambda_p} \quad (17)$$

Donde $\lambda_p = k_b * \frac{P}{2}$. El valor de corriente individual de los devanados del estator es generado a partir de la posición angular del rotor, se tienen seis posiciones como se muestra en la tabla 2, cada posición activa dos devanados de manera simultánea.

Con el bloque llamado “Generador de corriente total de referencia”, que tiene como entrada el torque de referencia, al ser multiplicada la entrada por la ecuación 14, a la salida proporciona una corriente total $i(t)$ que circulara en el circuito mostrado en la figura 1.

Bloques de controlador de corriente

En el presente trabajo un controlador de corriente por histéresis es implementado en simulación como controlador principal del bucle interno, este es encargado de generar las señales de conmutación para los dispositivos del circuito controlador de los devanados definidos por las ecuaciones 18 a la 23.

$$S_1 = (i_a \leq (i_a^* - \Delta i))(0 \leq \theta \leq 120^\circ) \quad (18)$$

$$S_2 = (i_a \geq (i_a^* + \Delta i))(180 \leq \theta \leq 300^\circ) \quad (19)$$

$$S_3 = (i_b \leq (i_b^* - \Delta i))(120 \leq \theta \leq 240^\circ) \quad (20)$$

$$S_4 = (i_b \geq (i_b^* + \Delta i))(0 \leq \theta \leq 60^\circ) + (i_b \geq (i_b^* + \Delta i))(300 \leq \theta \leq 360) \quad (21)$$

$$S_5 = (i_c \leq (i_c^* - \Delta i))(240 \leq \theta \leq 360^\circ) \quad (22)$$

$$S_6 = (i_c \geq (i_c^* + \Delta i))(60 \leq \theta \leq 180^\circ) \quad (23)$$

Donde S_x , representa cada conmutador de la figura 1, i_x , representa la corriente en el estator por fase, i_x^* , la corriente de referencia en el estator por fase, Δi valor constante que denota el ancho entre el límite superior e inferior de la corriente de referencia.

El funcionamiento del controlador por histéresis se describe a continuación: Si el conmutador S_1 es activado entonces el devanado de la fase A es conectado a $+v(t)$, si el conmutador S_4 es activado el devanado de la fase B es conectado a $-v(t)$, si ambos conmutadores se encuentran en estado inactivo, entonces la corriente circulara según su sentido actual por el efecto de los diodos *freewheeling*. Cada conmutador es conectado dependiendo de la posición del rotor para evitar conexiones en corto circuito en el circuito físico y un correcto flujo de la corriente entre los devanados, por ello en el bloque del controlador de corriente es contemplada la posición a partir del análisis del detector de cruce por cero.

Detección de cruce por cero de la señal fuerza contra-electromotriz

En este documento es presentada la herramienta más común de detección de la fuerza contra-electromotriz, que corresponde a la detección de cruce por cero cada 60° , considerando las diferencias de la fuerzas contra-electromotriz definidas como e_x , se puede definir la posición del rotor utilizando la variable H_x , como se muestra en la ecuación 24 [Xia, 2012]. El resultado de este analisis puede ser visto en la seccion de resultados en la figura 8.

$$\begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \end{bmatrix} = \begin{cases} H_1 = 1 & (e_a - e_b) > 0 \\ H_2 = 1 & (e_b - e_c) > 0 \\ H_3 = 1 & (e_c - e_a) > 0 \\ H_1, H_2, H_3 = 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (24)$$

Con ayuda del modelo presentado en la ecuación 24 se genera la tabla 2 que corresponde a la secuencia de conmutación del sistema, se continua bajo el hecho de que, por cada rango de tiempo, corresponde a la conmutación de dos devanados simultáneamente, ver figura 1.

Tabla 2 Secuencia de conmutación del sistema.

θ (°)	Señal de sensor			Secuencia de conmutación						Corrientes de estator		
	H1	H2	H3	S1	S2	S3	S4	S5	S6	i_a	i_b	i_c
0-60	1	0	1	1	0	0	1	0	0	+i	-i	0
60-120	1	0	0	1	0	0	0	0	1	+i	0	-i
120-180	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	+i	-i
180-240	0	1	0	0	1	1	0	0	0	-i	+i	0
240-300	0	1	1	0	1	0	0	1	0	-i	0	+i
300-360	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	-i	+i

3. Resultados y Discusión

Escenario 1

Se realizan tres pruebas, en el primer escenario se presenta la solución al sistema de ecuaciones 2, 3, 4, 8 y 9, el sistema tiene como entrada un voltaje de 160 V. En el tiempo de 0.2 segundos el sistema es sometido a una perturbación de 1 Nm en la flecha del rotor, la respuesta de velocidad es mostrada en la figura 3 y la respuesta del par electromagnético es mostrada en la figura 4, los parámetros del motor BLDC son dados en la tabla 3.

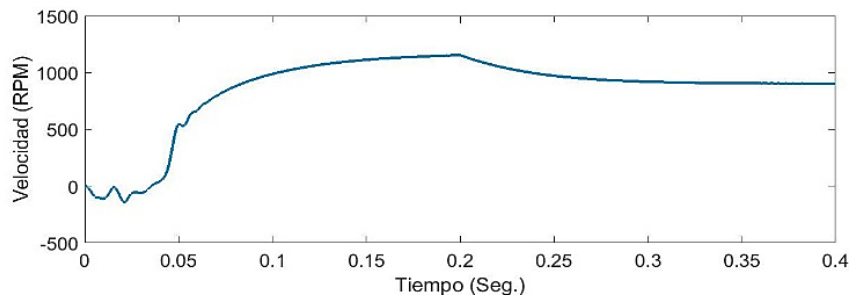


Figura 3 Respuesta en el tiempo de la velocidad angular a lazo abierto.

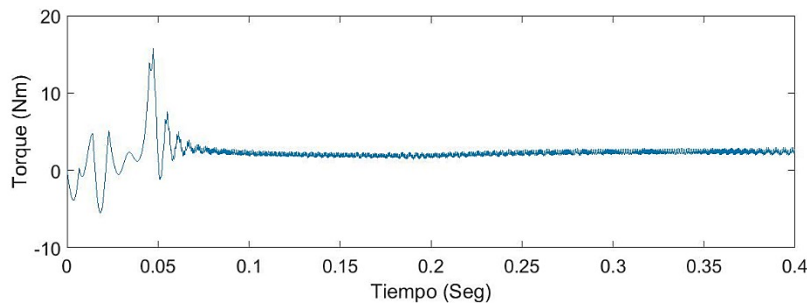


Figura 4 Respuesta en el tiempo del par generado a lazo abierto.

Tabla 3 Parámetros del sistema.

Parámetro	Valor
Resistencia por fase	0.7 Ω
Inductancia propia por fase	2.72 mH
Inductancia mutua por fase	1.5 mH
Momento de inercia	0.0002 $kg - m/s^2$
Coefficiente de fricción viscosa	0.002 $Nm/rad/s$
Constante de fuerza contra-electromotriz	0.5128 $V/rad/$
Polos	4
Voltaje	160 V
Potencia	0.5 hp

En este primer escenario, observando la figura 3, es posible analizar la dinámica de velocidad con el siguiente comportamiento: se muestra que en el arranque presenta oscilaciones en el intervalo de 0 a 0.035 segundos, posteriormente en el intervalo de 0.035 segundos a 0.05 segundos, el motor acelera bruscamente, en el intervalo de 0.05 segundos a 0.2 segundos el motor acelera suavemente hasta alcanzar una velocidad de 1,100 rpm, en 0.2 segundos el motor es perturbado, y se observa que la velocidad hace asíntota en 900 rpm.

Por otro lado, la figura 4 muestra el comportamiento del par electromagnético, se aprecia que el motor presenta cambios bruscos en el intervalo 0 segundos a 0.07 segundos, el motor no alcanza a proporcionar el torque requerido de 1 Nm, además de presentar ondulado de par.

Escenario 2

El sistema es simulado a lazo cerrado de acuerdo al diagrama bloques de la figura 2, donde en el bucle interno, que contiene el controlador de corriente por histéresis, es hecho programando una máquina de estados finita, dando con ello la conmutación al par de devanados correspondientes, en función de las señales obtenida en las ecuaciones 18 a la 23, y acorde a cada intervalo de posición obtenida del análisis de la expresión 24. Se usa un limitador de corriente considerando que una fuente real no proporciona la cantidad de Amperaje requerida en simulación. Para elegir las ganancias del controlador externo PID, fue obtenida la función de transferencia del motor BLDC, se obtuvieron las ganancias correspondientes mediante la herramienta sisotool de Matlab.

En simulación a lazo cerrado se define una referencia de 1,200 RPM, con un voltaje de alimentación de 160 VDC. En el tiempo de 0.1 segundos el sistema es perturbado con un par de carga en la flecha de 1 Nm.

La figura 5 muestra la respuesta en velocidad, en la misma se puede observar el siguiente comportamiento: Al tiempo 0.05 segundos, donde el sistema solicita una referencia de 1,200 rpm, el motor tiende a acelerar presentando sobre impulsó menor al 10% en un tiempo de asentamiento de 0.1 segundos, para lo cual es aceptable tratándose de un controlador PID a un sistema de parámetros variables, cabe mencionar que el hecho de considerar el PID en su versión de velocidad, se tiene un mejor pronóstico de la señal de error, minimizando con esto el sobreimpulso causante por la acción integral. En el instante de tiempo que el sistema es perturbado por una carga de 1 Nm, el motor tiene una ligera caída de 50 rpm pero este tiende a recuperarse.

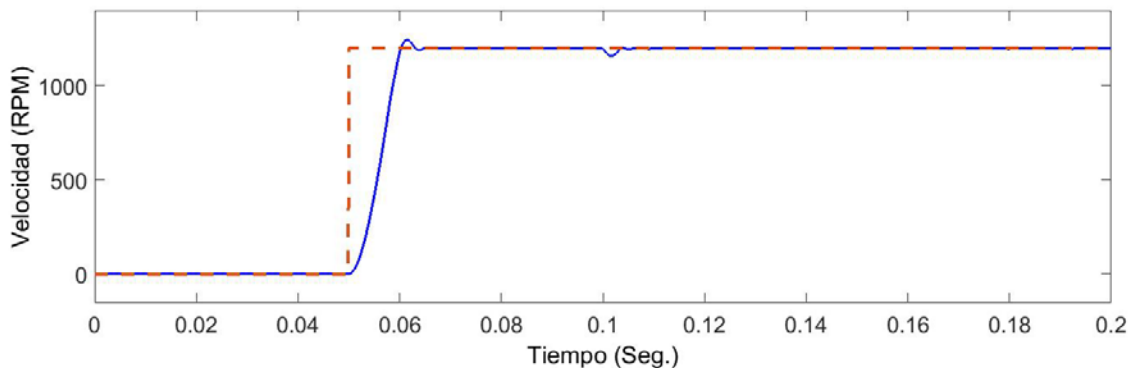


Figura 5 Respuesta en el tiempo de la velocidad angular a lazo cerrado.

En la figura 6 se muestra la respuesta de la par generado, en tiempo 0.05 segundos, el par incrementa considerablemente debido al requerimiento para romper la inercia del rotor, una vez que el rotor alcanza la velocidad de referencia en 1200 RPM, el par se estabiliza en un valor cercano a 0.2 Nm, en el tiempo 0.01 segundos que el sistema es perturbado, el par incrementa rápidamente a alcanzar el valor requerido, se presenta aun ondulado de Par, para la disminución de este fenómeno actualmente se está trabajando en la robustez del controlador interno con adelanto de fase.

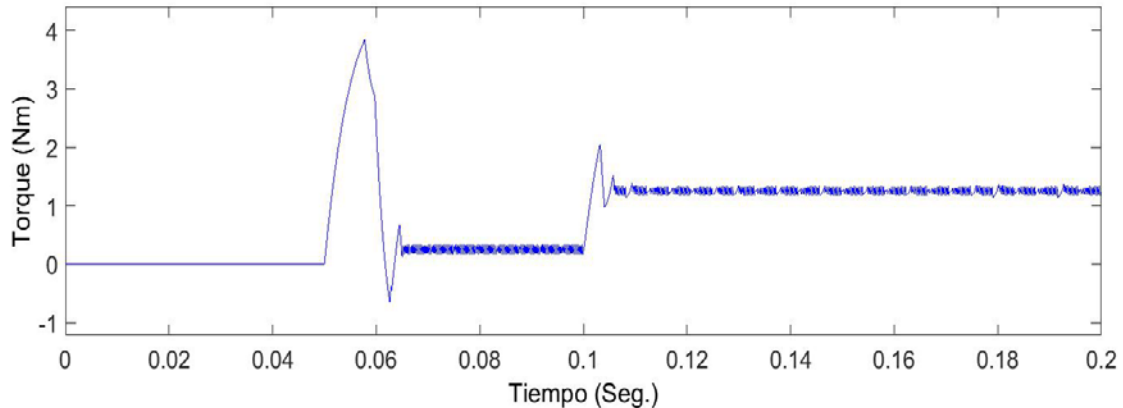


Figura 6 Respuesta en el tiempo del par generado a lazo cerrado.

La figura 7 muestra las corrientes en el devanado de estator, similar a los casos anteriores, en el momento de solicitar cambio de referencia de cero a 1200 RPM, la corriente incrementa considerablemente, en el tiempo *0.062 segundos* que la velocidad se estabiliza; la corriente también se estabiliza en un valor aproximado de 3 Amperes, en el instante *0.1 segundos* que existe la perturbación de 1 Nm, el sistema demanda un incremento de corriente para mantener la velocidad ante el incremento de carga inducido, esta corriente es soportada en los devanados del estator, donde i_a , i_b , i_c , corresponden a las señales de color negro, rojo y azul respectivamente, se aprecia que la corriente se acerca a la forma rectangular deseada dado por la tabla 1, no ocasionando cortos y cada fase de corriente lleva su sentido en tiempo.

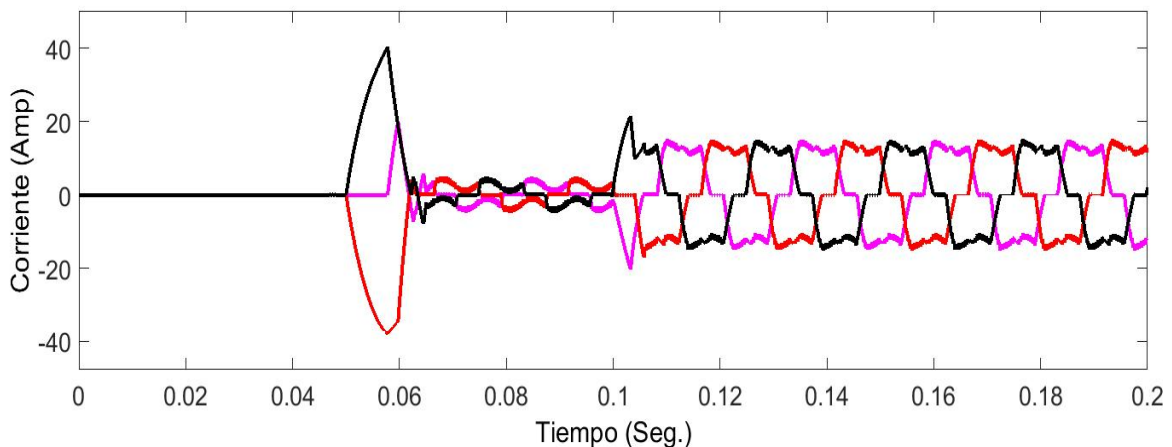


Figura 7 Respuesta en el tiempo de la corriente en el estator a lazo cerrado.

La figura 8, muestra la posición angular obtenida de la expresión (24), esta señal es esencial para el correcto funcionamiento de la máquina de estados, dado que con la información de posición se determina que par de devanados deben ser conmutados, como ya fue previamente mencionado en la tabla 2.

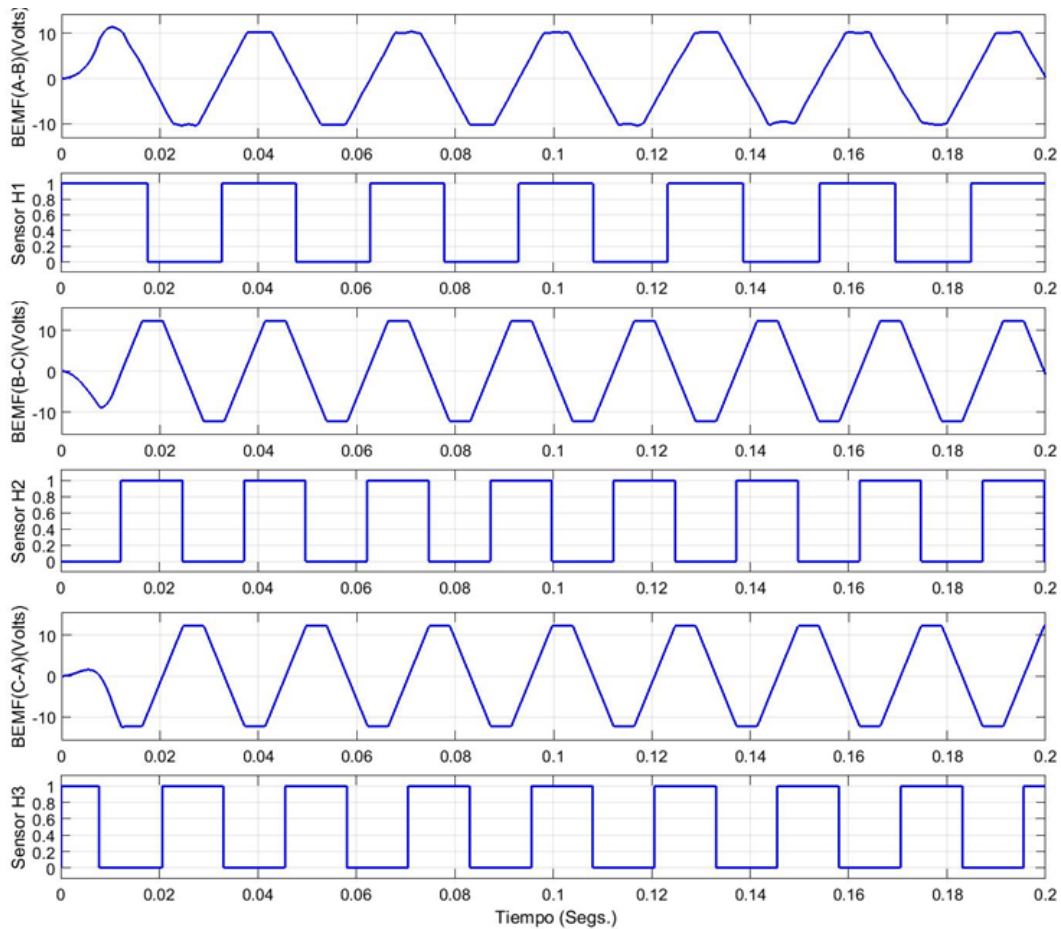


Figura 8 Posición angular, resultado de la ecuación 24.

Escenario 3

En el tercer escenario, se usa la topología del escenario 2 a diferencia que en este caso el sistema fue sometido ante una señal de referencia de tipo cuadrada con una amplitud de 1200 rpm y un periodo de 0.14 segundos

La figura 9 muestra el comportamiento dinámico de la velocidad angular ante una referencia con una señal de tipo cuadrada dada por la línea punteada de color rojo, se observa que el sobre impuesto para cada semi-ciclo en alto es variable,

esto se debe a la variación de parámetro del sistema, pero es posible observar que el sobre impulso no excede el 10%.

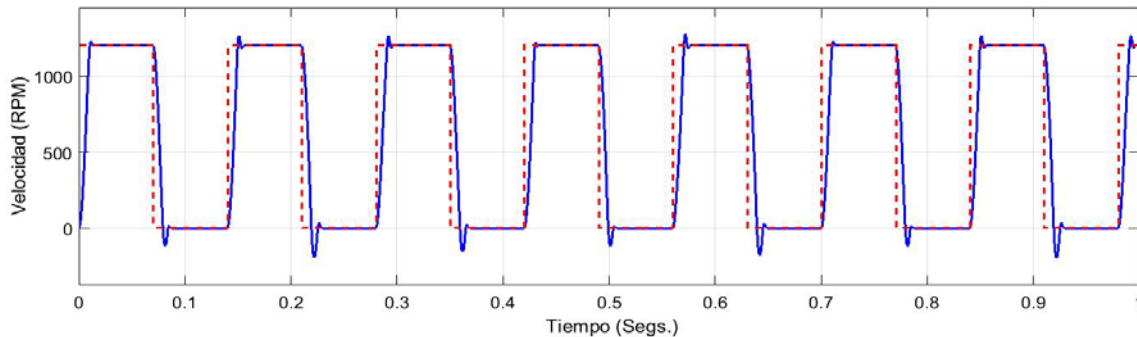


Figura 9 Respuesta de velocidad.

Por otro lado, se observa un sobre impulso variable mayor al 10% para cada ciclo en bajo, para solucionar este inconveniente se está trabajando en un algoritmo para PID autoajustable, el sistema tiene un tiempo de asentamiento rápido.

4. Conclusiones

En el presente documento se muestra una forma de implementación de un controlador de velocidad para un motor BLDC, la ventaja principal, es el trabajo en conjunto de un controlador de histéresis y un detector de cruce por cero, que de manera confiable entrega la información de posición del rotor, siempre y cuando el motor esté operando sin algún fallo mecánico o eléctrico. Otra ventaja es encontrada en el uso del controlador clásico PID donde fue considerada la primera derivada para la ganancia proporcional, la segunda derivada para la ganancia derivativa y una muestra anterior sumada de la señal de control, teniendo un mejor pronóstico cuando la variable de interés se acerca al valor de referencia, se puede concluir que con herramientas básicas es posible construir un controlador de velocidad para un motor BLDC reduciendo costos computacionales, y de experimentación considerando como un desarrollo pronto la implementación física. A pesar de las pequeñas variaciones que se presentaron en el escenario 3, donde el sistema tuvo comportamiento distinto para cada ciclo, el controlador de

corriente, con el controlador PID tuvieron resultados sobresalientes, llevando el sistema a la estabilidad. Con el propósito de reducir el sobre-impulso variable que se pudo observar, se está trabajando en una estrategia de control adaptable.

5. Bibliografía y Referencias

- [1] Adel A. El-samahy, Mohamed A. Shamseldin. Brushless DC motor tracking control using self-tuning fuzzy PID control and model reference adaptive control. *elsevier*, 2016: 12.
- [2] Aguado Alberto, Martinez Iranzo Miguel. Identificación y Control Adaptativo. Universidad de Sevilla, España: Pearson, 2003.
- [3] Atmel Corporation. Atmel AVR928: Scalar Sensorless Methods to drive BLDC Motors. Enabling Unlimited Possibilities, 2013.
- [4] Danupon Kumpania, Sattarpoom Thaiparnat, Deacha Puangdownreong. Parameter identification of BLDC motor model via metaheuristic optimization techniques. *Elsevier*, 2015.
- [5] Gene F. Franklin, J. David Powell, Michael Workman. Digital Control Of Dynamic Systems. Ellis-Kagle Press, 1998.
- [6] Haitao Li, Xin Ning, Wenzuo Li. Implementacion of MFAC based position sensorless drive for high speed BLDC motors with nonideal BEMF. *Elsevier*, 2016: 7.
- [7] Krishnan, R. *Electric Motor Drives Modeling, Analysis and Control*. Virginia Tech, Blacksbur, VA: Prentice Hall, 2001.
- [8] Krishnan, R. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. Blacksburg, Virginia, U. S. A.: Taylor and Francisc Group, 2010.
- [9] Mohd Tariq, T. K. Bahattacharya, Nidhi Varshney, Dhilsha Rajapan. Fast response antiwindup PI speed Controller of Brushless DC motor drive, Modeling Simulation and implementacion on DSP. *Elsevier*, 2016: 13.
- [10] S. Dominguez, P. Campoy. Control en el espacio de estado. Madrid, España.: Pearson, 2006.
- [11] Xia, Chang-liang. Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive And Controls. P. R. China: Wiley, 2012.