

CONTROL DEL PAR EN MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA POR CONTROL DE MODELO INTERNO (IMC)

TORQUE CONTROL IN DIRECT CURRENT MOTORS BY INTERNAL MODEL CONTROL (IMC)

Fernando Serrano

Universidad Tecnológica Centroamericana (UNITEC).
Tegucigalpa, Honduras.

E-Mail: serranofer@eclipse.eu ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8800-7578>

Benigno A. Rodríguez-Gómez

Departamento de Ingeniería Industrial.
Universidad de A Coruña.
A Coruña, España.

E-Mail: benigno.rodriguez@udc.es ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0424-5764>

Marco A. Flores Barahona

Instituto de Energía, Universidad Nacional Autónoma de Honduras, Honduras.
E-Mail: marco.flores@unah.edu.hn ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0203-5592>

Recepción: 23/02/2018. **Aceptación:** 02/10/2018. **Publicación:** 25/03/2019

Citación sugerida:

Serrano, F., Rodríguez Gómez, B. A. y Flores Barahona, M. A. (2019). Control del Par en Motores de Corriente Directa por Control de Modelo Interno (IMC). *3C Tecnología. Glosas de innovación aplicadas a la pyme*, 8(1), pp. 42-63. doi: <http://dx.doi.org/10.17993/3ctecno/2019.v8n1e29/42-63>

RESUMEN

El control del par para motores de corriente continua, motores de imán permanente y actuadores lineales tiene aplicación en áreas como robótica, mecatrónica y otros mecanismos. Se muestra el desarrollo teórico y simulación numérica de controladores de torque para estos motores por medio de controladores de modelo interno. Se considera la saturación del motor, con esta restricción el controlador propuesto toma en cuenta el efecto de "windup" que produce mal rendimiento o incluso la inestabilidad del sistema en lazo cerrado.

ABSTRACT

The torque control of DC motors, permanent magnet motors and linear actuators has application in areas such as robotics, mechatronics and other mechanisms. It shows the theoretical development and numerical simulation of torque controllers for these motors by means of internal model controllers. The saturation of the motor is considered; with this restriction the proposed controller considers the effect of "windup" that produces bad performance or even the instability of the system in closed loop.

PALABRAS CLAVE

Control del par motor, Motor corriente continua, Control de modelo interno, Anti-windup.

KEYWORDS

Torque control, DC motor, Internal model control, Anti-windup.

1. INTRODUCCIÓN

Actualmente se experimenta una gran demanda de actuadores, debido a los avances en los campos de la robótica, la mecatrónica, los vehículos aéreos no tripulados, y otras áreas Nana, et al., (2017). Cada actuador dependiendo de sus grados de libertad, necesita ser provisto de sus perfiles de torque, esto conlleva la necesidad de implementar controladores para sistemas no lineales o complejos que puedan funcionar en conjunción con otro controlador central. A pesar de que el control de motores de corriente directa se ha estudiado desde hace décadas, existe actualmente una carencia de alternativas para el control de par de los mismos, ya que, por lo general, las técnicas de control están orientadas a motores de imán permanente o de inducción. Así en Matsuyama, et al., (2017), se utiliza un método de compensación de error por medio de discretización para un motor de alta velocidad implementando control de par directo. Tabbache, et al., (2017) implementan el control directo de par de un motor de inducción para una aplicación en vehículos eléctricos. En Wada, et al., (2017) se encuentra un caso interesante para el control de par de un motor de imán permanente, usando una estrategia adecuada para las aplicaciones de los motores de imán permanente en robótica.

Los controladores PID han sido ampliamente utilizados en la industria desde hace décadas, y mantienen su vigencia a pesar de su relativa simplicidad. Ejemplos de controladores PID para estabilizar sistemas de una entrada y una salida, y de múltiples entradas y múltiples salidas en sus versiones lineales y no lineales se encuentran en Belkadi, et al., (2017) donde se propone un controlador robusto para un exoesqueleto. Li et al. (2017) desarrollan un método de diseño de controlador PID de orden fraccionario para un regulador automático de voltaje mediante optimización por enjambre de partículas. En Chu, et al., (2017) se propone un PID en modo deslizante basado en un estimador neuronal para garantizar la estabilidad y robustez frente a la incertidumbre, en el giroscopio de sistemas micro electromecánicos MEMS. Los controladores PID también han servido para estudiar el problema de la sincronización exponencial de sistemas caóticos tal como se muestra en Zhang, et al., (2017). En Lamba, et al., (2017) se muestra un controlador PID de orden fraccionario para el control de potencia en un reactor presurizado de agua pesada proporcionando una adecuada estrategia de control para resolver esta clase de problemas.

Aunque el control PID es una estrategia efectiva y vigente, en nuestro estudio nos centraremos en evitar los efectos de la saturación para el control de par en motores de corriente continua por lo

que se desarrollará una estrategia orientada al control “anti-windup” puesto que el efecto “windup” produce un rendimiento pobre o incluso la inestabilidad del sistema. Con este fin se han utilizado en las últimas décadas, controladores basados en modelo interno debido a que proveen estabilidad y rendimiento robusto. En esta línea se encuentran los trabajos de Barros and Barros (2017), y de Azar and Serrano (2015) en los que se establecen varias estrategias basadas en modelo interno, logrando soluciones satisfactorias. Particularmente en estos últimos autores proponen un controlador “anti-windup” que considera las entradas saturadas tanto para el caso de sistemas de una entrada y una salida como para sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas. La relevancia de eliminar el fenómeno de windup mediante un diseño adecuado del controlador es abordada en los trabajos de Ahmed and Iqbal (2017) que diseñan un controlador anti-windup para un actuador con entradas saturadas, obteniendo excelentes resultados en lo que se refiere a rendimiento. Otros casos de controladores “anti-windup” se implementan en aeronáutica como por ejemplo Ping, et al., (2017); Zheng, et al., (2017); Liu, et al., (2017b) mientras que en el control de sistemas eléctricos y de potencia se encuentran Oliveira, et al., (2017); Makrygiorgou and Alexandridis (2017). Más casos relacionados al control “anti-windup” se pueden ver en Akram, et al. (2017); Liu, et al. (2017a); Adegbege and Heath (2017); Singh, et al., (2017).

En este trabajo se propone un procedimiento de diseño del control de torque para motores de corriente continua mediante un controlador de modelo interno IMC, tanto para el caso continuo como para el discreto, en ambos casos se buscará un modelo de la saturación. El par del motor es la salida de la función de transferencia del motor de corriente continua, y el IMC procurará el seguimiento del perfil del par deseado. Se diseñó un IMC discreto de par para su posible realización sobre una plataforma hardware que funcione con un tiempo de muestreo grande. Este trabajo se estructura como sigue: primero se explica la formulación del problema, luego se desarrolla el diseño del IMC de par para tiempo continuo y para tiempo discreto; y por último se presentan las secciones con la simulación numérica, el resultado experimental y sus respectivas conclusiones.

2. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

El modelo matemático para un motor de corriente continua controlado por armadura, manteniendo constante la corriente de campo, se compone de una parte eléctrica y otra mecánica que se enlazan entre sí. La parte eléctrica supone un circuito de una única malla alimentado por una tensión $v(t)$ en el que se encuentran en serie una resistencia de armadura R_a , una bobina de armadura L_a , y en el que se hace presente una fuerza contraelectromotriz $e_a(t)$, la malla es recorrida por una corriente $i_a(t)$ de tal manera que su comportamiento se rige por la ecuación (1):

$$v(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \quad (1)$$

Bajo las condiciones expuestas, se genera un par $T(t)$ proporcional a la corriente de armadura $i_a(t)$, por lo que la ecuación anterior se puede describir como (2):

$$v(t) = \frac{R_a}{K} T(t) + \frac{L_a}{K} \frac{dT(t)}{dt} + e_a(t) \quad (2)$$

La parte mecánica del modelo supone que el par $T(t)$ se emplea en vencer la inercia y la fricción de los elementos en rotación, tal como indica la ecuación (3):

$$T(t) = B\omega(t) + J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (3)$$

Siendo $\omega(t)$ la velocidad angular de rotación del motor, y B el coeficiente de fricción viscosa. La fuerza contraelectromotriz $e_a(t)$ es una tensión inducida proporcional al producto del flujo que es constante por la velocidad angular $\omega(t)$. Lo que permite escribir (2) como (4):

$$v(t) = \frac{R_a}{K} T(t) + \frac{L_a}{K} \frac{dT(t)}{dt} + K_a \omega(t) \quad (4)$$

Tomando transformadas de Laplace en las ecuaciones (3) y (4), sea despejando $\Omega(s)$ $\Omega(s) = L[\omega(t)]$ en la transformada de (3), y sustituyendo su valor en la transformada de (4) llegamos a establecer

una relación en el dominio de Laplace entre la tensión aplicada a la armadura del motor $v(t)$ y el par producido $T(t)$, tal como aparece en la ecuación (5):

$$V(s) = \left(\frac{R_a}{K} + \frac{L_a s}{K} + \frac{K_a}{(Js+B)} \right) T(s) \quad (5)$$

Que puede ser rescrita como la función de transferencia de la ecuación (6):

$$\frac{T(s)}{V(s)} = \left(\frac{K(Js+B)}{(Js+B)(L_a s + R_a) + K K_a} \right) \quad (6)$$

Generalmente la bobina de la armadura L_a , presenta valores pequeños, y la expresión anterior puede ser aproximada por otra que representa a un sistema de primer orden tal como recoge la ecuación (6):

$$\frac{T(s)}{V(s)} = \left(\frac{K(Js+B)}{J R_a s + (R_a B + K K_a)} \right) \quad (7)$$

Por tanto, el par $T(t)$ puede ser observado a través de la medida de la corriente de armadura $i_a(t)$, y controlado mediante la tensión $v(t)$ aplicada a la armadura.

3. CONTROL DE PAR POR MODELO INTERNO PARA EL MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA

En esta sección se desarrolla el proceso de diseño de los controladores de par IMC para motores de corriente directa, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. En este último caso se tendrá en cuenta que el tiempo de muestreo es fundamental para que el controlador estabilice el sistema en lazo cerrado, y que la implementación de este dispositivo tiene como restricción la velocidad del hardware.

Se pretende que ambos controladores IMC tanto en tiempo continuo como discreto sigan perfiles de par que pueden provenir de un control centralizado, tal sería el caso de un controlador en modo deslizante, por ejemplo, que le provea el par de referencia para los motores de corriente directa que

se empleen en la junta de un robot, ya sea del tipo serie o paralelo, o algún otro tipo de mecanismo o vehículo no tripulado.

El control de modelo interno que se explica en esta sección consiste en establecer un controlador robusto para obtener la estabilidad interna del sistema, ante la presencia de incertidumbres, como la dinámica no modelada o las perturbaciones externas; y se garantiza el rendimiento del sistema por medio de la minimización de un índice de rendimiento dado por la norma $H2$ o $H1$ tal como se expone en Azar and Serrano (2015).

3.1 CONTROLADOR CONTINUO DE PAR DE MODELO INTERNO PARA MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA

Para el diseño del controlador de par de modelo interno se considera que tanto en el caso continuo como en el discreto la estructura de control es la mostrada en la Figura 1, estando definidas las funciones en el espacio s para el caso continuo, y en el espacio z para el caso discreto.

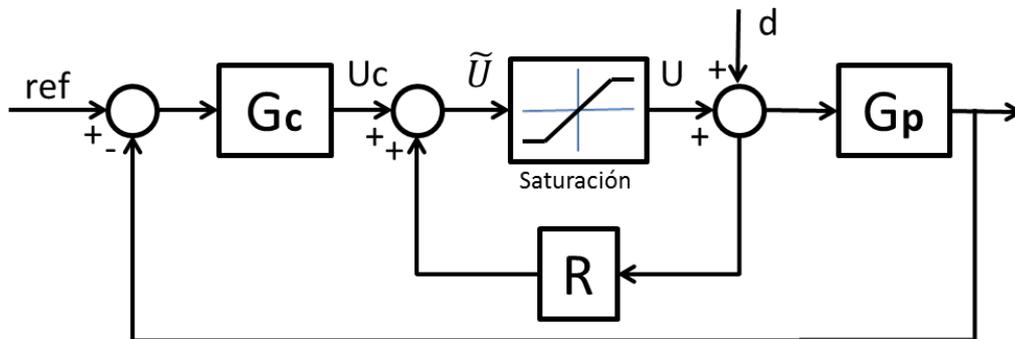


Figura 1. Diagrama de bloques del sistema de control.

Fuente: elaboración propia.

Siendo $G_c G_c$ la función de transferencia del controlador, R es el compensador anti-windup y $G_p G_p$ es la función de transferencia entre el par T y la tensión de armadura V , que en el caso continuo corresponde a la ecuación (6), y en el caso discreto sería la aproximación correspondiente en el plano z . La referencia será el perfil de par que deba seguir el motor de corriente directa.

En el caso continuo la función de transferencias del compensador se corresponde con un filtro pasa baja de primer orden tal como se expresa en la ecuación (8), donde los coeficientes a_1 y a_0 se eligen para situar el polo del filtro en un lugar conveniente del plano s :

$$R(s) = \frac{1}{a_1 s + a_0} \quad (8)$$

En la Figura 2 se puede observar el diagrama de bloques que muestra la estructura para el diseño del controlador de par de modelo interno, cuya explicación se encuentra con más detalle en Azar and Serrano (2015).

Para obtener el controlador IMC se siguen los pasos indicados en Azar and Serrano (2015), que se resumen a continuación:

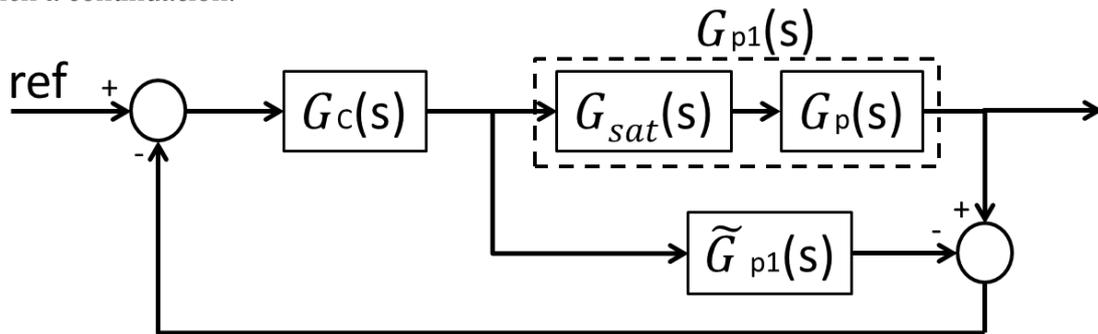


Figura 2. Estructura de control por modelo interno.

Fuente: elaboración propia.

La función de transferencia de saturación tomará la forma dada en (9):

$$G_{sat}(s) = \frac{\alpha + \beta \Delta \dot{\phi}}{1 - R(s)(\alpha + \beta \Delta \dot{\phi})} \quad (9)$$

Los elementos de esta función han de cumplir las relaciones indicadas en (10):

$$\begin{aligned} U &= (\alpha + \beta \Delta \phi) \\ \llbracket \Delta \phi \rrbracket &< 1 \\ \alpha + \beta &= 1 \\ \alpha - \beta &= a \end{aligned} \quad (10)$$

Por su parte la función de transferencia del motor obtenida en (7) va a ser aproximada por el modelo (11):

$$G_p(s) \cong \frac{k_s e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (11)$$

La función de transferencia $G_{p1}(s)$ que agrupa en serie al motor $G_p(s)$ y el modelo de saturación $G_{sat}(s)$ se dividirá en dos partes:

$$G_{p1}(s) = p_{1m} \cdot p_{1A} \quad (12)$$

Donde p_{1A} contiene todos los ceros que tienen parte real positiva, con sus retardos, y p_{1m} engloba el resto de los polos y ceros de $G_{p1}(s)$, tal como se expresa en (13):

$$\begin{aligned} p_{1A}(s) &= e^{-\theta s} \\ p_{1m}(s) &= \frac{k(\alpha + \beta \Delta \phi)(a_1 s + a_0)}{a_1 s + a_0 - (\alpha + \beta \Delta \phi)(\tau s + 1)} \end{aligned} \quad (13)$$

Y el controlador de par de modelo interno vendrá dado por (14):

$$G_c(s) = \frac{1}{p_{1m}(s) \left(\frac{1}{f} - p_{1A}(s) \right)} \quad (14)$$

Siendo f un filtro de orden r con la forma de (15):

$$f = \frac{1}{(\lambda s + 1)^r} \quad (15)$$

Sustituyendo en (14) las expresiones (13) y (15), e igualando a la función de transferencia del PID, se determinan los valores para los parámetros de ganancia proporcional K_p , tiempo integral t_i , y tiempo derivativo t_d .

3.2. CONTROLADOR DISCRETO DE PAR DE MODELO INTERNO PARA MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA

El diseño del IMC discreto de par para motores de corriente directa se aborda mediante un procedimiento similar al caso continuo Azar and Serrano (2015). El diagrama de bloques de la Figura 4 mantiene la misma estructura de la Figura 3, pero ahora representa al sistema en tiempo discreto con saturación, donde la función de transferencia de la planta $G_p(z)$ se corresponde con el modelo discretizado del motor de corriente directa, $G_c(z)$ es el controlador y $R(z)$ el compensador. La Figura 4 se corresponde con el diagrama de bloques para el IMC de par para motores de corriente directa en tiempo discreto.

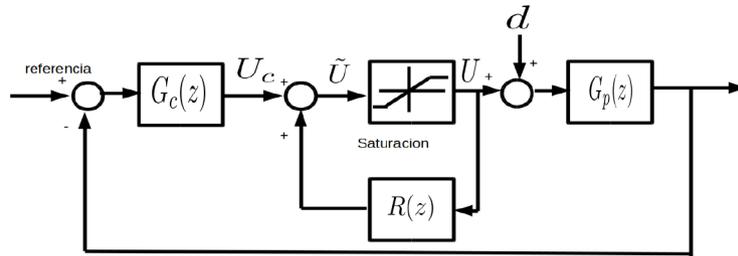


Figura 3. Control de modelo Interno en Tiempo Discreto.

Fuente: elaboración propia.

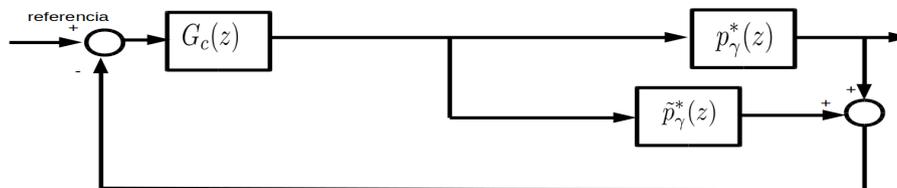


Figura 4. Control de Modelo Interno en Tiempo Discreto para el IMC.

Fuente: elaboración propia.

Para el diseño del controlador de par de modelo interno en tiempo discreto a partir de la Figura 4 considere a Azar and Serrano (2015):

$$p_Y^*(z) = p_{YA}^*(z)p_{YM}^*(z) \quad (16)$$

donde:

$$p_{\gamma A}^*(z) = z^{-N} \frac{\prod_{j=1}^h (1 - (\xi_j^H)^{-1})(z - \xi_j)}{(1 - \xi_j)(z - (\xi_j^H)^{-1})} \quad (17)$$

ahora considere al controlador de modelo interno:

$$G_c(z) = \frac{q(z)}{1 - p_{\gamma}^*(z)q(z)} \quad (18)$$

donde:

$$q(z) = p_{\gamma M}^{*-1}(z)f(z) \quad (19)$$

y el filtro $f(z)$ está dado por:

$$f(z) = \frac{(1-\alpha)z}{z-\alpha} \quad (20)$$

Donde α es una constante que determina el polo del filtro. Mientras el filtro del compensador está dado por:

$$R(z) = \frac{1}{a_1 z + a_0} \quad (21)$$

Tomando en cuenta la siguiente función signo para la saturación:

$$\text{sign}(z) = \begin{bmatrix} 1 & \text{si} & \Re(z) > 0 \\ -1 & \text{si} & \Re(z) < 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

Por lo que la saturación de z es:

$$\text{saturacion}(z) = U_{max} \text{sign}(z) \quad (23)$$

por lo que:

$$\text{sign}(z) = z \quad (24)$$

Considerando el modelo de primer orden con retardo en el tiempo discreto:

$$G_p(z) = \frac{k}{\tau z + 1} z^{-N} \approx \frac{I_a(z)}{V(z)} \quad (25)$$

Y que el controlador PID de modelo interno tiene la forma:

$$G_c(z) = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i(z-1)} + \tau_d(z-1) \right) \quad (26)$$

Donde las ganancias y constantes de tiempo se encuentran con las siguientes formulas Azar and Serrano (2015):

$$K_c = m'(1)$$

$$\tau_i = \frac{m'(1)}{m(1)} \quad (27)$$

$$\tau_d = \frac{m''(1)}{2m'(1)}$$

Donde $m(1)$, $m'(1)$ y $m''(1)$ se muestran a continuación Azar and Serrano (2015):

$$m(1) = \frac{1}{(p_{\gamma M}^*(1)/(1-\alpha))D(1)}$$

$$m'(1) = \frac{-(p_{\gamma M}^*(1)/(1-\alpha))D'(1) + (p_{\gamma M}^*(1)/(1-\alpha))D'(1)}{\left((p_{\gamma M}^*(1)/(1-\alpha))D(1)\right)^2} \quad (28)$$

$$m''(1) = m'(1) \left(\frac{(p_{\gamma M}^*(1)/(1-\alpha))D''(1) + 2(p_{\gamma M}^*(1)/(1-\alpha))D'(1) + (p_{\gamma M}^*(1)/(1-\alpha))D''(1)}{(p_{\gamma M}^*(1)/(1-\alpha))D(1) + (p_{\gamma M}^*(1)/(1-\alpha))D'(1)} \right)$$

$$\frac{+2m'(1)^2}{f(1)}$$

Siendo:

$$D(1) = N'(1)$$

$$D'(1) = N''(1)/2 \quad (30)$$

$$D''(1) = N^{(3)}(1)/3$$

y $\mathcal{N}(z)$ está definida como Azar and Serrano (2015):

$$N(z) = (z - \alpha) - p_{\gamma A}^*(1 - \alpha)z \quad (29)$$

Con esta demostración teórica en la siguiente sección se corroborarán los resultados obtenidos por medio de ejemplos numéricos y un montaje experimental.

4. SIMULACIÓN Y MONTAJE EXPERIMENTAL

Los resultados de la simulación numérica y el montaje experimental corroboran los resultados teóricos obtenidos en este estudio. Los valores de los parámetros del motor se encuentran en la Tabla 1.

Tabla 1. Valor de los parámetros del motor de corriente directa.

Parámetro	Valor
R_a	7.7 Ohmios
L_a	0.000003 Henrios
J	0.000167 Kg.m ²
B_l	0.1 N.m.s
K_b	0.008 N.m/A

Fuente: elaboración propia.

En la siguiente subsección se muestran los resultados de la simulación numérica y posteriormente los resultados del montaje experimental, mientras los voltajes de saturación implementados en este experimento son +24 v y -24 v.

4.1. SIMULACIÓN NUMÉRICA: CASO CONTINUO Y DISCRETO

Para el experimento numérico tanto en el caso continuo como en el discreto se utilizaron perfiles de par que tiene forma de onda cuadrada.

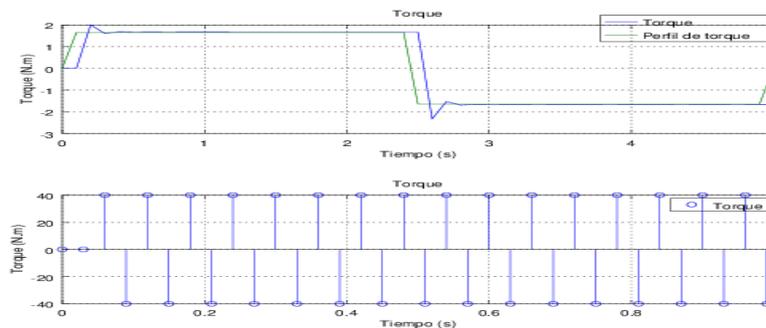


Figura 5. Par electromecánico del motor de corriente directa en tiempo continuo.

Fuente: elaboración propia.

Tal como se puede apreciar en la Figura 5 se puede notar que el controlador de par de modelo interno para los dos casos conduce el par electromecánico generado por el motor hacia el par de referencia con un pequeño sobre-impulso.

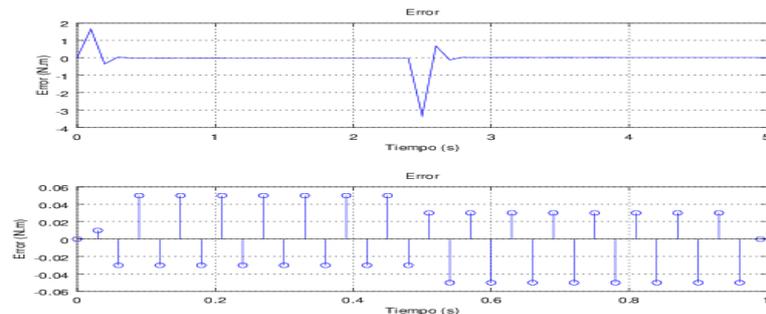


Figura 6. Error de torque del motor de corriente directa en tiempo continuo.

Fuente: elaboración propia.

En la Figura 6 se muestra que la diferencia entre el perfil de par de referencia y el par generado es cero solo con un pequeño sobre-impulso en cada flanco de salida. Mientras en la Tabla 2 se puede ver el error integral cuadrado ISE para los casos continuo y discreto.

Tabla 2. Resultados del error integral cuadrado ISE.

ISE	Valor
Caso continuo	12.746
Caso Discreto	5.7698

Fuente: elaboración propia.

Los ISE cuales se calculan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 ISE &= \int_0^t e(t)^2 dt \\
 ISE &= \sum_{k=0}^n e(k)^2
 \end{aligned}
 \tag{31}$$

donde $e(t)$ es el error entre la variable de referencia y la variable medida de la salida $e(t) = T_{ref}(t) - T(t)$. Los resultados del ISE muestran que se obtiene un error bajo al aplicar un perfil de par en forma de onda cuadrada para el caso continuo y discreto.

4.2. MONTAJE EXPERIMENTAL

En la Figura 7 se puede ver el montaje experimental en el cual se utiliza una computadora personal con procesador INTEL Pentium III usando sistema operativo Linux Lubuntu.

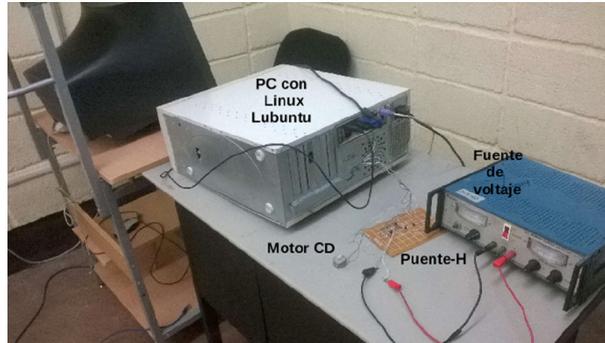


Figura 7. Montaje experimental.

Fuente: elaboración propia.

El lenguaje de programación en el que se implementó el controlador de modelo interno es el g++ de Linux (compilador C++) utilizando el puerto paralelo como entrada y salida tal como se muestra en la Figura 8.

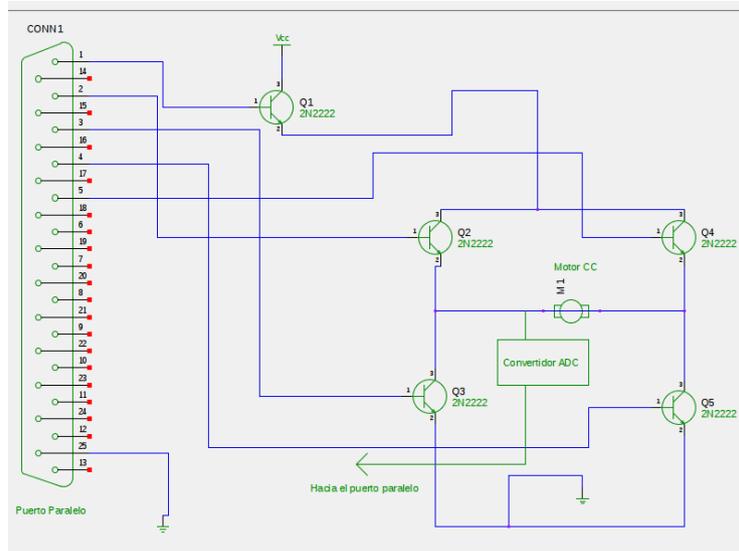


Figura 8. Conexiones del puerto paralelo.

Fuente: elaboración propia.

4.2.1. EXPERIMENTO 1: PERFIL DE PAR POSITIVO

Al aplicar un perfil de par positivo de 0.06 N.m se obtienen los siguientes resultados.

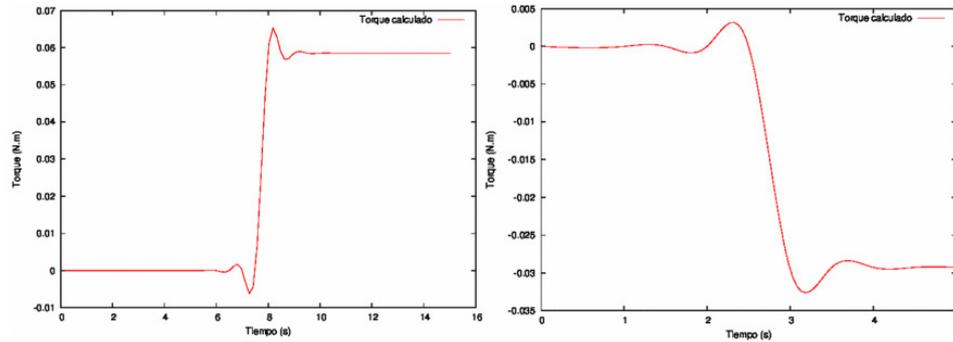


Figura 9. Torque electromecánico obtenido.

Fuente: elaboración propia.

En la Figura 9 se puede notar que el par deseado obtenido al aplicar un perfil de par a los 7 s sigue la trayectoria de par deseada con bajo subimpulso y sobreimpulso.

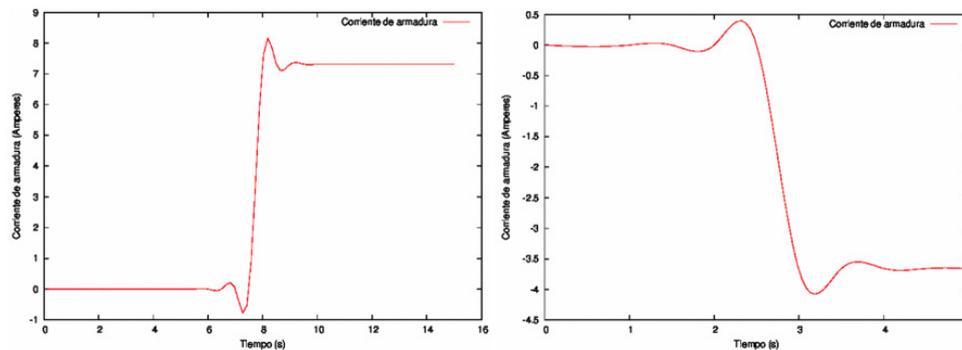


Figura 10. Corriente de armadura.

Fuente: elaboración propia.

Mientras en la Figura 10 y la Figura 11 se pueden observar respectivamente, la corriente y voltaje de armadura necesarias para conducir el par electromecánico del motor de corriente directa hacia el perfil de par deseado.

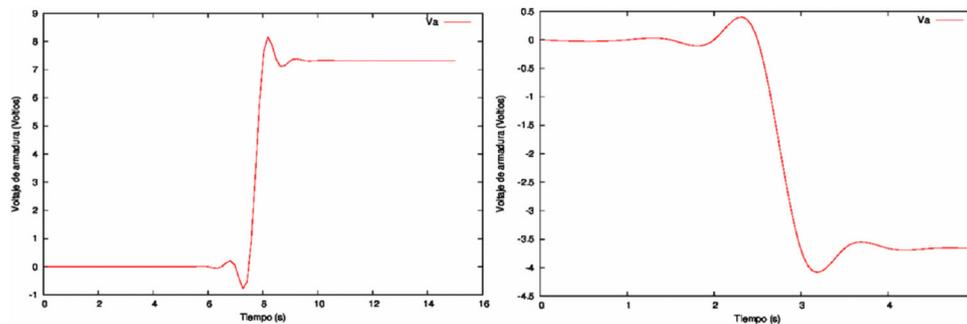


Figura 11. Voltaje de armadura.
Fuente: elaboración propia.

4.2.2. EXPERIMENTO 2: PERFIL DE PAR NEGATIVO

Para este segundo experimento, se muestra los resultados obtenidos cuando un par de referencia en forma de señal de paso de -0.03 N.m es aplicado a los 2 s .

En la Figura 9 se puede ver que el par electromecánico obtenido por el motor de corriente directa sigue con mucha precisión el perfil de par que se usa como referencia en este ejemplo.

Por último, en la Figura 10 y la Figura 11 se puede observar la corriente y voltaje de armadura respectivamente los cuales conducen eficientemente el par electromecánico del motor hacia el perfil de par implementado como referencia.

5. CONCLUSIONES

Se ha mostrado un proceso de diseño para un controlador de par de modelo interno para motores de corriente directa, su relevancia se sustenta en la creciente necesidad de aportar soluciones para el control de este y otros tipos de actuadores que proliferan en la actualidad debido al incremento de aplicaciones en la robótica, mecanismos, vehículos no tripulados etc.

Este tipo de controlador se puede combinar con arquitecturas de control centralizado, o puede ser usado de forma independiente. Se ha tenido en cuenta la saturación del actuador, ya que al diseñar el controlador de par por modelo interno se eliminan los efectos de windup evitando un rendimiento pobre del sistema o incluso la inestabilidad.

El diseño se ha realizado tanto para el caso continuo y como para el discreto teniendo presente que esta no-linealidad dificulta la obtención y síntesis de controladores. Por tanto, como resultado de este trabajo se obtienen los controladores para ambos casos, en particular el controlador en tiempo discreto se ha implementado en hardware, no encontrándose en la literatura hasta el momento descrito un caso similar. Los resultados teóricos de este estudio se corroboraron y validaron por medio de simulaciones numéricas y montajes experimentales.

6. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado gracias al apoyo del departamento de ingeniería industrial de la Universidad de A Coruña y la sección de energía del departamento de física de la Universidad Nacional Autónoma de Honduras UNAH.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Adegebe, A., Heath, W.** (2017). A framework for multivariable algebraic loops in linear anti-windup implementations. *Automatica*, 83, pp. 81–90. doi: <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2017.05.009>
- Ahmed, A., Iqbal, N.** (2017). Adaptive anti-windup controller for actuator constrained linear control systems. *Control and Intelligent Systems*, 45 (1), pp. 31–36.
- Akram, A., Hussain, M., Us Saqib, N., y Rehan, M.** (2017). Dynamic anti-windup compensation of nonlinear time-delay systems using LPV approach. *Nonlinear Dynamics*, pp. 1–21. doi: <https://doi.org/10.1007/s11071-017-3678-8>
- Azar, A., Serrano, F.** (2015). Design and Modeling of Anti Wind Up PID Controllers. *Studies in Fuzziness and Soft Computing*, 319, pp. 1–44. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-319-12883-2_1
- Barros, L., Barros, C.** (2017). An internal model control for enhanced grid connection of direct-driven PMSG-based wind generators. *Electric Power Systems Research*, 151, pp. 440–450. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epr.2017.06.014>

- Belkadi, A., Oulhadj, H., Touati, Y., Khan, S., y Daachi, B.** (2017). On the robust PID adaptive controller for exoskeletons: A particle swarm optimization-based approach. *Applied Soft Computing Journal*, 60, pp. 87–100. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2017.06.012>
- Chu, Y., Fang, Y., y Fei, J.** (2017). Adaptive neural dynamic global PID sliding mode control for MEMS gyroscope. *International Journal of Machine Learning and Cybernetics*, 8 (5), pp. 1707–1718. doi: <https://doi.org/10.1007/s13042-016-0543-x>
- Lamba, R., Singla, S., y Sondhi, S.** (2017). Fractional order PID controller for power control in perturbed pressurized heavy water reactor. *Nuclear Engineering and Design*, 323, pp. 84–94. doi: <https://doi.org/10.1016/j.nucengdes.2017.08.013>
- Li, X., Wang, Y., Li, N., Han, M., Tang, Y., y Liu, F.** (2017). Optimal fractional order PID controller design for automatic voltage regulator system based on reference model using particle swarm optimization. *International Journal of Machine Learning and Cybernetics*, 8 (5), pp. 1595–1605.
- Liu, C., Dong, C., Wang, Q., y Ran, M.** (2017a). Dynamic anti-windup smooth switching controller design. *Systems Engineering and Electronics*, 39 (7), pp. 1555–1563.
- Liu, F., Chen, L., y Duan, D.** (2017b). Anti-windup controller design for a multi propeller aerostat. *Shanghai Jiaotong Daxue Xuebao/Journal of Shanghai Jiaotong University*, 51 (2), pp. 157–165.
- Makrygiorgou, J., y Alexandridis, A.** (2017). Applying fully stable cascaded sliding mode and PI anti-windup controllers on electric vehicles. 25th Mediterranean Conference on Control and Automation, pp. 186–191. doi: <https://doi.org/10.1109/MED.2017.7984116>
- Matsuyama, T., Tomigashi, Y., Yoshimoto, J., Inoue, Y., y Morimoto, S.** (2017). Discretization error compensation method in high-speed motor drive system by using direct torque control. *Electrical Engineering in Japan (English translation of Denki Gakkai Ronbunsho)*, 201 (4), pp. 45–54. doi: <https://doi.org/10.1002/ej.23002>
- Nana, B., Yamgoué S.B., Tchitnga, R., y Wofo, P.** (2017). Dynamics of a pendulum driven by a DC motor and magnetically controlled. *Chaos, Solitons and Fractals*, 104, pp. 18–27. doi: <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2017.07.027>

- Oliveira, C., Aguiar, M., Pereira, W., Castro, A., Almeida, T., y Monteiro, J.** (2017). Integral sliding mode controller with anti-windup method analysis in the vector control of induction motor. 12th IEEE International Conference on Industry Applications. doi: <https://doi.org/10.1109/INDUSCON.2016.7874532>
- Ping, S., Yanli, D., Peng, Z., y Kai, X.** (2017). The nonlinear anti-windup control of hypersonic glide vehicles with input saturation and uncertainties. Proceedings of the 29th Chinese Control and Decision Conference, pp. 4631–4637.
- Singh, B., Pandey, S., Junghare, A., y Aware, M.** (2017). Design of an anti-windup fractional order PI controller based on integral state predictor within stability bound. 1st IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy System. doi: <https://doi.org/10.1109/ICPEICES.2016.7853493>
- Tabbache, B., Douida, S., Benbouzid, M., Diallo, D., y Kheloui, A.** (2017). Direct torque control of five-leg inverter-dual induction motor powertrain for electric vehicles. *Electrical Engineering*, 99 (3), pp. 1073–1085.
- Wada, N., Li, Y., Miyake, D., y Khonjun, S.** (2017). Permanent magnet synchronous motor torque control by gain-scheduled feedback with state resets. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 12 (5), pp. 744–752. doi: <https://doi.org/10.1002/tee.22461>
- Zhang, R., Zeng, D., Zhong, S., y Shi, K.** (2017). Memory feedback PID control for exponential synchronisation of chaotic Lur'e systems. *International Journal of Systems Science*, 48 (12), pp. 2473–2484. doi: <https://doi.org/10.1080/00207721.2017.1322642>
- Zheng, Z., Yan, K., Yu, S., Zhu, B., y Zhu, M.** (2017). Path following control for a stratospheric airship with actuator saturation. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 39 (7), pp. 987–999. doi: <https://doi.org/10.1177/0142331215625770>