

Jornadas de Automática

Controlador electrónico para motores BLDC empleados en automoción

Pedro Ángel Buendía-Rivas*, Javier Garrido-López, Jaime Giménez-Gallego, José Villarejo-Mañas

Dpto. de Automática, Ingeniería Eléctrica y Tecnología Electrónica, ETSII, Universidad Politécnica de Cartagena, 30202, Cartagena, España.

To cite this article: Buendía-Rivas, P. A., Garrido-López, J., Giménez-Gallego J., Villarejo-Mañas, J. 2026. Electronic controller for BLDC motors used in automotive applications. *Jornadas de Automática*, 47. <https://doi.org/10.17979/ja-cea.2026.47.13647>

Resumen

Los motores de corriente continua sin escobillas (BLDC) son cada vez más utilizados por su alta eficiencia y bajo mantenimiento. Este trabajo presenta el diseño, construcción y validación experimental de un controlador electrónico para motores BLDC orientado a su aplicación en vehículos de competición. El sistema integra una etapa de potencia con un puente trifásico completo compuesto por transistores MOSFET, conmutados con un controlador de puerta DRV8353FH. Se emplea un Arduino Nano ESP32 para medir corriente de fase y velocidad de giro del eje del motor, regular la potencia entregada al motor por modulación de ancho de pulso y ejecutar el control automático de estas variables en tiempo real. Para el control, se implementa una arquitectura en cascada compuesta por un lazo de corriente interno y otro de velocidad externo mediante controladores PI discretos con *anti-windup*. Los ensayos en banco de pruebas realizados validan el seguimiento de consigna, el rechazo de perturbaciones y la viabilidad del sistema para automoción ligera y prototipado experimental.

Palabras clave: Motor BLDC, Rizado de par, Modelado de sistemas de potencia, Control en cascada PID, Seguridad.

Electronic controller for BLDC motors used in automotive applications

Abstract

Brushless direct current motors (BLDC) are increasingly used due to their high efficiency and low maintenance requirements. This work presents the design, construction and experimental validation of an electronic controller for BLDC motors intended for application in competition vehicles. The system integrates a power stage based on a full three-phase bridge composed of MOSFET transistors, switched by a DRV8353FH gate driver. An Arduino Nano ESP32 is used to measure phase current and motor shaft speed, regulate the power delivered to the motor through pulse-width modulation, and execute real-time automatic control of these variables. A cascaded control architecture is implemented, consisting of an inner current loop and an outer speed loop, using discrete PI controllers with anti-windup. Test bench experiments validate reference tracking, disturbance rejection and the feasibility of the system for lightweight automotive applications and experimental prototyping.

Keywords: BLDC motor, Torque ripple, Power system modelling, Cascade Control PID, Safety.

1. Introducción

El uso de motores BLDC se ha extendido en aplicaciones de automoción, robótica y automatización debido a su elevada eficiencia, alta densidad de potencia, diseño compacto de bajo peso y reducido mantenimiento frente a motores de corriente continua convencionales (Mohanraj et al., 2022). Estas características resultan especialmente atractivas en vehículos eléctricos ligeros y prototipos de competición, donde la eficiencia energética, la respuesta dinámica y la fiabilidad son factores críticos (Cichonki &

Skarka, 2015). Sin embargo, su funcionamiento requiere una electrónica de potencia específica capaz de realizar la conmutación de sus fases de forma sincronizada con la posición del rotor (Divakar et al., 2022).

En aplicaciones de automoción, el controlador no solo debe accionar el motor, sino también implementar la regulación de variables como la corriente y la velocidad. La corriente está directamente relacionada con el par entregado, por lo que su control permite mejorar la seguridad del sistema y responder ante variaciones de carga. El control de velocidad, por su parte, permite implementar funciones como velocidad de

*Autor para correspondencia: pedroangel.buendia@edu.upct.es

crucero. No obstante, el control de motores BLDC presenta desafíos como el rizado de par introducido por la señal PWM (Pulse Width Modulation) y la conmutación trapezoidal (Pillay P & Krishnan R, 1989), la presencia de ruido en la medida de las variables controladas en lazo cerrado, la diferencia de velocidad de respuesta entre sistemas eléctrico y mecánico, y la saturación del actuador en un sistema real.

El objetivo de este trabajo es el diseño, construcción y validación experimental de un controlador electrónico para motores BLDC orientado a su aplicación en vehículos de competición. La solución propuesta integra una etapa de potencia basada en la topología de un inversor trifásico de puente completo, ampliamente utilizada (Xia, 2012), compuesta principalmente por: (i) transistores MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor); (ii) un controlador de puerta inteligente; (iii) un microcontrolador ESP32-S3; y (iv) una arquitectura de control en cascada con lazo interno de corriente y lazo externo de velocidad, con filtrado digital y método *anti-windup* de back-calculation (Åström & Hägglund, 1995).

2. Materiales y métodos

2.1. Descripción del sistema

El sistema final para el cual se ha diseñado el controlador está compuesto por un coche de competición impulsado por un motor BLDC. Para esta aplicación, el coche prioriza el bajo consumo frente a la velocidad y aceleración.

Los motores BLDC están compuestos principalmente por un estator y un rotor. El estator constituye la parte fija del motor y aloja el bobinado, encargado de generar un campo magnético giratorio mediante la alimentación adecuada de sus fases. El rotor, por su parte, es el componente móvil del motor, está acoplado mecánicamente al eje y está formado principalmente por imanes permanentes dispuestos con polaridad alterna. La interacción entre el campo magnético giratorio generado en el estator y el del rotor causa el giro del eje (Xia, 2012).

A diferencia de los motores de corriente continua convencionales, los motores BLDC no emplean escobillas para realizar la conmutación de las fases. Esta característica elimina el desgaste mecánico de las escobillas, reduce la necesidad de mantenimiento y evita la aparición de arcos eléctricos, con las pérdidas energéticas en forma de luz y calor e interferencias electromagnéticas que estos pueden producir (Xiang et al., 2018).

Además, el sistema debe permitir las dos funciones mencionadas anteriormente: modo de control por acelerador y modo de velocidad de crucero. Para ello, el controlador debe monitorizar y regular automáticamente la corriente que consume el motor y la velocidad del coche en tiempo real.

2.2. Hardware

Durante este trabajo se ha utilizado un motor BLDC de tres fases y 4 pares de polos. Este cuenta con 24 V de tensión nominal y 4,8 A de corriente nominal.

El motor utilizado incluye sensores de efecto Hall que permiten conocer la posición y velocidad relativas del rotor con el estator. Esta información se obtiene mediante la combinación de 3 señales binarias, y se traduce en 6 fases conductivas cada ciclo eléctrico completo.

Teniendo en cuenta los valores nominales y características del motor utilizado, se diseñó el controlador electrónico (driver) mostrado en la Figura 1. Este controlador está basado en un puente trifásico completo compuesto por transistores MOSFET, formado por tres semipuentes (A, B y C).

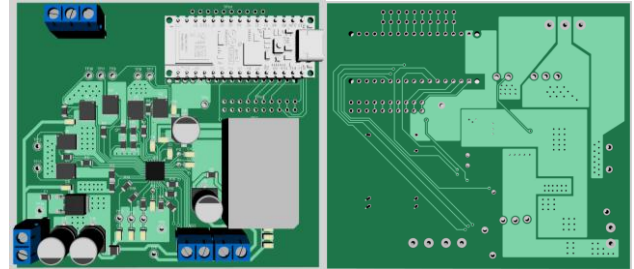


Figura 1: Vista 3D de la placa diseñada para la implementación del controlador electrónico del motor BLDC.

La lógica encargada del estado de los MOSFET se ha implementado mediante el controlador de puerta DRV8353FH de Texas Instruments. El estado de los 6 transistores del puente depende de la fase conductiva en cada instante, dada por las señales de los sensores de efecto Hall.

La medida de corriente se obtiene a través de la caída de tensión en resistencias de bajo valor, ubicadas entre los transistores de la parte inferior del puente y masa. Esta señal se amplifica mediante un circuito de amplificadores operacionales, y se muestrea con el convertidor analógico digital (ADC) integrado en el microcontrolador, para el cual se ha seleccionado una frecuencia de muestreo (f_s) superior al doble de la frecuencia de la señal PWM. Esta selección se debe a que la frecuencia de la señal PWM (f_{PWM}) coincide con la frecuencia del rizado de corriente (que da lugar al rizado de par), siendo esta la componente frecuencial máxima que en este caso resultó de interés (f_{max}), cumpliendo con el teorema de Nyquist ($f_s \geq 2 \cdot f_{max}$) para lograr una correcta adquisición de la señal.

Para la implementación del control se utilizó un Arduino Nano ESP32, basado en un ESP32-S3. La regulación de potencia entregada al motor se consiguió a través de la regulación del voltaje entre fases, realizada mediante la conmutación de los transistores del puente con una señal PWM generada por el microcontrolador.

En la Figura 2 se detalla el funcionamiento del circuito diseñado mediante un diagrama de bloques.

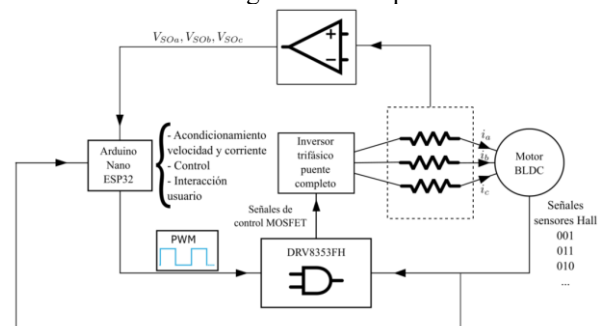


Figura 2: Diagrama de bloques funcional del esquemático.

2.3. Firmware

El firmware del microcontrolador se desarrolló en lenguaje C mediante el entorno Arduino IDE. Su función principal es

coordinar el funcionamiento del sistema electrónico con la interacción del usuario, configurar los periféricos necesarios del microcontrolador, adquirir las señales de corriente y velocidad, ejecutar el lazo de control discreto en tiempo real, y generar la señal PWM. Su flujograma se muestra en la Figura 3.

La señal PWM utilizada para regular la potencia entregada al motor se genera mediante un temporizador interno del ESP32-S3. Se empleó una frecuencia de 13 kHz y una resolución de 8 bits (0-255) para el ciclo de trabajo, alcanzando un compromiso con la frecuencia de muestreo admisible por el microcontrolador.

Por otro lado, las señales analógicas correspondientes a la medida de corriente en los tres semipuentes se adquieren mediante el ADC interno del microcontrolador, utilizando un único canal (compartido por varios pines) configurado en modo continuo con acceso directo a memoria (DMA), con una frecuencia de muestreo de 83 kHz a repartir entre las tres fases, superando de esta manera la frecuencia de Nyquist.

Durante la ejecución del bucle principal, el microcontrolador lee las señales procedentes de los sensores de efecto Hall para determinar la fase conductiva activa del motor. Esta información se utiliza tanto para identificar qué semipunto debe ser utilizado para obtener la medida de corriente como para estimar la velocidad angular del rotor.

La corriente se obtiene a partir de la caída de tensión en las resistencias de medida tras la etapa de amplificación, aplicando previamente la recta de calibración del ADC y la relación correspondiente entre tensión, ganancia de amplificación y resistencia de medida. La relación entre la corriente en la fase “x” (I_x), donde $x = \{a, b, c\}$, y la tensión a la salida de la etapa de amplificación (V_{SOx}) viene dada por la siguiente expresión:

$$I_x = \frac{V_{VREF} - V_{SOx}}{G \cdot R_{SENSE}} \quad (1)$$

donde V_{VREF} es el voltaje de referencia, G es la ganancia de la etapa de amplificación, y R_{SENSE} es el valor de la resistencia de medida.

La velocidad angular del rotor (ω_m), en rpm, se calcula a partir del tiempo transcurrido entre repeticiones de la misma fase conductiva (t_{360}), en μs , y el número de pares de polos del motor n , según la ecuación (2).

$$\omega_m = \frac{6 \cdot 10^7}{t_{360} n} \quad (2)$$

Con el objetivo de trabajar con la corriente media, quedando eliminados el rizado de corriente y el ruido presente en la adquisición, se implementó un filtro digital de media móvil sobre la señal de corriente, siendo esta la medida que entra al lazo de control. El valor filtrado ($I_{media}[k]$) obtenido con una ventana móvil de N muestras viene dado por la siguiente expresión:

$$I_{media}[k] = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} I[k-j] \quad (3)$$

donde $I[k]$ representa la muestra actual. Se ha utilizado un valor de $N = 280$, alcanzando un compromiso entre calidad

de señal y desfase introducido, siendo admisible un máximo de 10 ms.

Aunque un valor menor reduciría el desfase, se mantuvo $N = 280$ para asegurar la atenuación del fuerte rizado PWM y ruido de medida del ADC integrado en el microcontrolador, priorizando la estabilidad del control dentro del margen admisible de 10 ms.

En cada iteración del bucle principal se ejecuta el bloque correspondiente a los controladores PI discretos, se actualiza el ciclo de trabajo de la señal PWM y se envían por comunicación serie en formato CSV las principales variables del sistema para su visualización y registro en un ordenador de a bordo.

Además, el firmware incorpora una protección software frente a picos de corriente. Cuando se detectan valores de corriente superiores al umbral establecido durante varias muestras consecutivas y, simultáneamente, una velocidad reducida, el sistema interpreta esta condición como un posible bloqueo del rotor. En ese caso, se limita temporalmente la referencia de corriente y se reinicia la acción integral del controlador, reduciendo el esfuerzo aplicado por el motor y la corriente de fase hasta valores admisibles por el sistema.

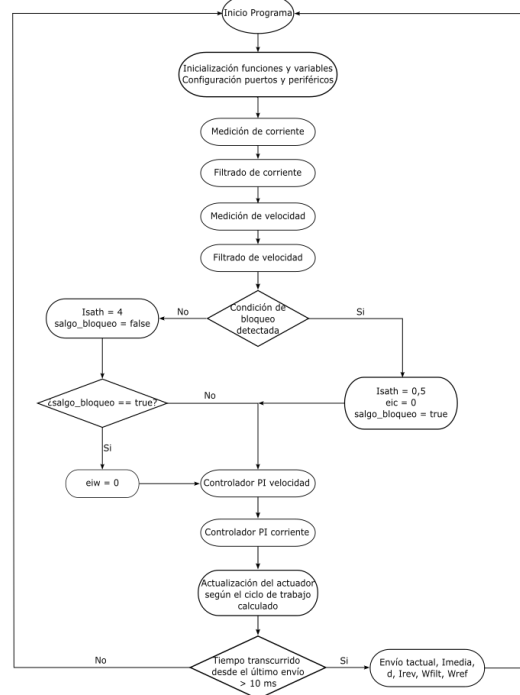


Figura 3: Flujograma del funcionamiento del firmware del controlador.

2.4. Modelado de la planta

El modelo eléctrico del motor BLDC viene dado por su circuito eléctrico equivalente fase-fase, ya que en cada instante conducen únicamente dos fases del motor, mientras que la tercera permanece sin alimentar (Xia, 2012). Por lo tanto, se cumple que:

$$e(t) = k_v \omega_m(t), \quad u(t) = R_f i(t) + L_f \frac{di(t)}{dt} + e(t) \quad (4)$$

donde $u(t)$ es la tensión media aplicada entre dos fases activas, $i(t)$ es la corriente que circula por las fases activas, R_f es la resistencia equivalente fase-fase, L_f es la inductancia equivalente fase-fase, $e(t)$ es la fuerza contraelectromotriz

(FCEM) generada por el movimiento del rotor y k_v es una constante de velocidad del motor dada por el fabricante, en $\frac{\text{rpm}}{\text{V}}$.

Asimismo, la tensión media entre fases activas se relaciona con el ciclo de trabajo de la señal PWM ($d(t)$) y la tensión de la batería (V_{DC}) mediante la ecuación (5).

$$u(t) = d(t)V_{DC}, \quad 0 \leq d(t) \leq 1 \quad (5)$$

La dinámica mecánica de la planta viene dada por (6), donde se tuvo en cuenta la inercia del sistema mecánico en el rotor (J), un coeficiente de rozamiento viscoso debido al rozamiento con el aire y rozamientos en la transmisión (B_v), y un par electromagnético ejercido por el rotor ($T_{em}(t)$).

$$T_{em}(t) = k_i i(t), \quad J \frac{d\omega_m(t)}{dt} = T_{em}(t) - B_v \omega_m(t) \quad (6)$$

donde k_i es la constante de par del motor, proporcionada por el fabricante y expresada en Nm/A.

A partir de estas expresiones, el modelo de la planta puede dividirse en dos subsistemas de primer orden con dinámicas de distinta velocidad, lo que permite plantear una arquitectura de control en cascada. El primer subsistema $G_1(s)$ corresponde a la relación entre el ciclo de trabajo y la corriente de fase, que queda dada por la función de transferencia en (7), en la que se ha incluido el polo introducido por el filtro de medias móviles:

$$\begin{aligned} \frac{I_{media}(s)}{D(s)} &= G_1(s) = \\ &= \frac{V_{DC}}{k_i} \frac{1}{Js + B_v} \frac{1}{2\pi f_s} \frac{1}{s + 1} \end{aligned} \quad (7)$$

donde $I_{media}(s)$ es la corriente de fase media y $D(s)$ es el ciclo de trabajo, ambos en el dominio de Laplace.

El segundo subsistema $G_2(s)$ relaciona la corriente de fase y la velocidad angular del rotor, según (8):

$$\frac{\Omega_m(s)}{I_{media}(s)} = G_2(s) = \frac{k_i}{Js + B_v} \quad (8)$$

donde $\Omega_m(s)$ es la velocidad del rotor en el dominio de Laplace.

2.5. Sistema de control y método de sintonización

El diseño del sistema de control, como se menciona en el apartado 2.4, estuvo basado en un control en cascada, el cual se implementó con dos controladores PI (adecuados para sistemas de primer orden): $G_{c1}(s)$ con consigna $I_{ref}(s)$, realimentación de $I_{media}(s)$ y señal de actuación $D(s)$; y $G_{c2}(s)$ con entrada de referencia $\Omega_{ref}(s)$, realimentación de $\Omega_m(s)$ y salida de control $I_{ref}(s)$. De este modo la corriente queda en todo momento limitada por el lazo interno, aumentando la seguridad del sistema.

Para evitar retardos cuando la señal de actuación (u) se satura ($u < u_{min}$, $u > u_{max}$) se implementó el método *anti-windup* de back-calculation en ambos controladores, donde el error integral acumulado por la saturación del actuador se reduce según una ganancia (K_b). La implementación de un controlador PI con *anti-windup* basado en back-calculation quedaría de la siguiente forma:

$$V(s) = K_p E(s) + \frac{K_i E(s) - K_b (V(s) - U(s))}{s} \quad (9)$$

donde K_p y K_i son las ganancias proporcional e integral del controlador, respectivamente, $E(s)$ es la diferencia entre la señal de referencia ($Y_{ref}(s)$) y la salida del sistema ($Y(s)$), $V(s)$ es la señal de control antes de la saturación y $U(s)$ es la señal de control saturada. La arquitectura de control completa se muestra en la Figura 4:

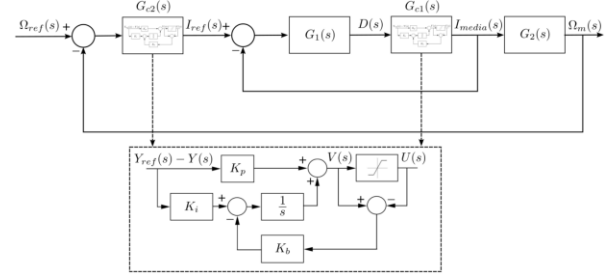


Figura 4: Arquitectura de control completa.

Para la sintonización de los parámetros proporcional e integral del PI de corriente (K_{pc} y K_{ic} , respectivamente) y del PI de velocidad ($K_{p\omega}$ y $K_{i\omega}$, respectivamente) se utilizó el método de sintonía por asignación de polos.

El subsistema $G_1(s)$ es un sistema de tercer orden con un polo dominante cuya distancia al eje imaginario ($s = -310,42$) es entre 5 y 10 veces menor que la distancia del siguiente polo ($s = -2395,35$), por lo tanto, se pueden despreciar los otros dos polos al no tener estos una influencia significativa para el sistema (Nise, 2015), quedando un sistema de primer orden como se muestra en (10):

$$G_1(s) \cong \frac{\frac{V_{DC}}{R_f}}{\frac{2N}{2\pi f_s} s + 1} \quad (10)$$

De esta manera, para un coeficiente de amortiguamiento $\xi = 2$ para ambos sistemas con el fin de que estos sean sobreamortiguados y tiempos de establecimiento $t_s = 1$ s para el lazo de velocidad y $t_s = 0,01$ s para el lazo de corriente, se obtuvieron: $K_{pc} = 0,07 \text{ A}^{-1}$, $K_{ic} = 5,37 \frac{1}{\text{A}\cdot\text{s}}$, $K_{p\omega} = 2,38 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{rpm}}$ y $K_{i\omega} = 2,72 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{rpm}\cdot\text{s}}$.

Se optó por este tiempo de respuesta más conservador y por un sistema sobreamortiguado para la velocidad con el fin de priorizar el confort y la seguridad, evitando tirones mecánicos bruscos en el vehículo, dado que la aceleración no es prioritaria en esta aplicación.

Posteriormente se realizaron ensayos en simulación en el software PSIM para comprobar el comportamiento del sistema con estos parámetros teóricos, y a partir de estos se realizó un ajuste fino mediante prueba y error. Por último, se repitió el mismo procedimiento en laboratorio con la planta real partiendo de los parámetros ajustados en simulación.

Para comprobar de manera cuantitativa la mejora del sistema tras el ajuste fino de los controladores, se evaluaron los indicadores de Root Mean Square Error (RMSE) e Integral Absolute Error (IAE), junto con la comparación de tiempos de establecimiento con una tolerancia del 2 % (t_s) y errores en estacionario (e_s):

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (r_k - y_k)^2} \quad (11)$$

$$\text{IAE} = \int_0^T |e(t)| dt \quad (12)$$

donde N es el número total de muestras del experimento, r_k e y_k son la referencia y salida discretizadas, respectivamente, T es la duración total del experimento, y $e(t)$ es el error de seguimiento, en su unidad.

Una vez sintonizados los parámetros de los controladores PI, se realizó una sintonización fina heurística en laboratorio para las ganancias de back-calculation empleadas en el lazo de corriente (K_{bc}) y en el lazo de velocidad ($K_{b\omega}$), tomando como valor de partida los valores típicos $K_{bc} = 1 \text{ s}^{-1}$ y $K_{b\omega} = 1 \text{ s}^{-1}$ (Åström & Hägglund, 1995), variando los parámetros en intervalos de $\pm 0,5$ con el objetivo de minimizar el retardo producido por saturaciones en el actuador.

2.6. Banco de ensayos

Para poder realizar ensayos en un sistema de laboratorio de comportamiento similar al sistema real se simuló el coeficiente de rozamiento viscoso mediante un freno que aumenta el par ejercido de manera proporcional al aumento de velocidad. Esto se logró utilizando un motor que actuara como generador, con resistencias conectadas entre sus fases y su eje acoplado mecánicamente al motor, alimentado mediante el controlador (Figura 5). De este modo se consigue que cuando aumente la velocidad del motor, la FCEM generada entre sus fases aumente, y consecuentemente aumente la intensidad por las resistencias, provocando un aumento del par de frenado (proporcional a la intensidad).

Partiendo de las ecuaciones (4), (6) y de la expresión del valor eficaz (RMS) de la corriente en un sistema trifásico equilibrado, despejando y ordenando términos, y despreciando el efecto de la inductancia entre fases, se deduce la siguiente relación:

$$B_v = \frac{\sqrt{3}k_{ifreno}}{R_{freno}k_{vfreno}} \quad (13)$$

donde R_{freno} , k_{ifreno} y k_{vfreno} son la resistencia entre fases (teniendo en cuenta la R_f del motor y la resistencia que une los terminales de dos fases), constante de par y constante de velocidad del motor utilizado como freno, respectivamente.

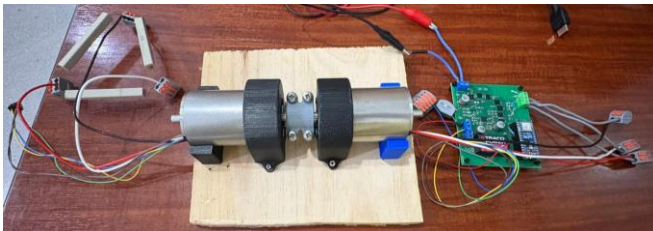


Figura 5: Banco de ensayos. A la izquierda se encuentra el motor utilizado como freno, con las resistencias conectadas al rotor en triángulo; a la derecha se encuentra el motor alimentado a través del controlador.

3. Resultados y discusión

3.1. Ensayos en lazo abierto

Tras comprobar que el controlador realizaba la conmutación de las fases y la regulación de potencia con PWM de manera adecuada (pruebas realizadas sin alimentar el motor), se realizó un ensayo en lazo abierto ($d = 0,5$) alimentando el motor, estando este en vacío, con el objetivo de validar la instrumentación electrónica utilizada para el sensado de corriente y velocidad. Las medidas obtenidas por el microcontrolador se han comparado con medidas obtenidas con un osciloscopio (Tabla 1), desde el cual se ha calculado la corriente media de fase, y a partir de la frecuencia de conmutación de los sensores de efecto Hall (f_{HALL}) vista en el osciloscopio se ha obtenido la velocidad de giro del eje, utilizando (2) y sabiendo que $t_{360} = 1/f_{HALL}$.

Tabla 1: Comparación entre medidas de corriente y velocidad de giro del eje medidas por el microcontrolador y mediante osciloscopio.

	Corriente media	Velocidad
Microcontrolador	0,34 A	1917 rpm
Osciloscopio	0,36 A	1929 rpm
Error absoluto	0,02 A	12 rpm
Error relativo	5,88 %	0,66 %

De la Tabla 1 se puede concluir que las medidas son fiables y se pueden utilizar como variable de retroalimentación del lazo cerrado, ya que se obtiene un error absoluto aceptable para la medida de corriente, siendo este inferior a 50 mA, y un error relativo para la medida de velocidad inferior al 1 %.

3.2. Sintonización final de los controladores

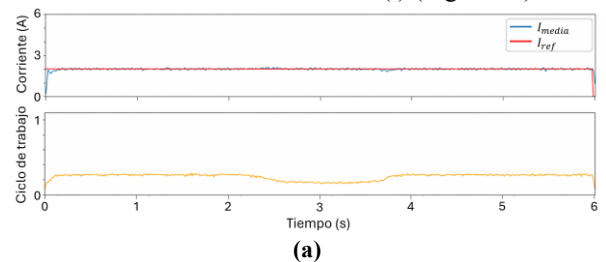
Los parámetros de los controladores PI para los cuales se obtiene una mejor respuesta ante entrada escalón en laboratorio se muestran en la Tabla 2, tras el ajuste fino.

Tabla 2: Parámetros finales tras la sintonización de los controladores PI.

	K_p	K_i	K_b
$G_{c1}(s)$	0,070 A^{-1}	5,000 $\frac{1}{\text{A}\cdot\text{s}}$	5 s^{-1}
$G_{c2}(s)$	0,002 $\frac{\text{A}}{\text{rpm}}$	0,025 $\frac{\text{A}}{\text{rpm}\cdot\text{s}}$	10 s^{-1}

3.3. Ensayos finales realizados

Se han realizado 3 ensayos diferentes para validar el comportamiento del sistema ante distintas situaciones: (i) escalón de corriente con perturbación (Figura 6a), en el que se comprueba el rechazo a perturbaciones del PI de corriente, con una perturbación que consistió en un aumento momentáneo en el par de frenado a mitad del experimento; (ii) varios escalones de velocidad (Figura 6b), para validar el seguimiento de referencia de velocidad; y (iii) escalón de velocidad con perturbación similar a la utilizada en (i) (Figura 6c).



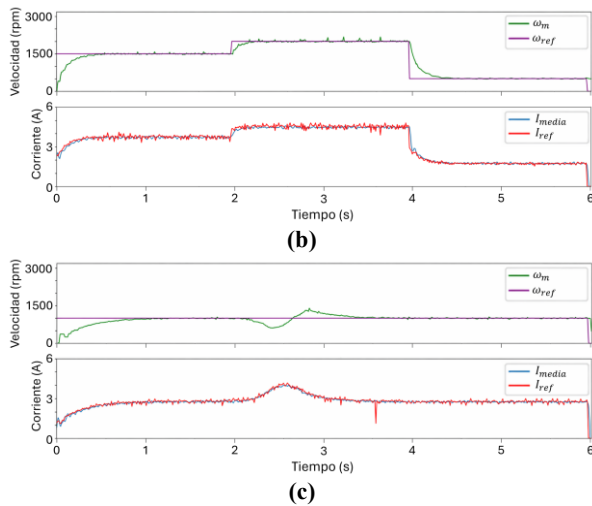


Figura 6: Resultados de los ensayos realizados en laboratorio con motor acoplado al freno: (a) I_{medio} , I_{ref} y ciclo de trabajo en ensayo con escalón de corriente y perturbación en instante $t = 2,4$ s; (b) I_{medio} , I_{ref} , ω_m y ω_{ref} en ensayo con varios escalones de referencia de velocidad; (c) I_{medio} , I_{ref} , ω_m y ω_{ref} en ensayo con escalón de velocidad y perturbación en $t = 2$ s.

Se ha utilizado el Mean Absolute Error (MAE), calculado mediante (14), junto al RMSE para el análisis de errores. En la Tabla 3 se muestran los errores obtenidos en los ensayos.

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |r_k - y_k| \quad (14)$$

Tabla 3: Errores obtenidos durante los ensayos.

Ensayo	Corriente (A)		Velocidad (rpm)	
	RMSE	MAE	RMSE	MAE
Escalón de corriente con perturbación	0,13	0,05	---	---
Escalones de velocidad	0,18	0,13	195,67	75,23
Escalón de velocidad con perturbación	0,18	0,10	182,7	98,36

En la Figura 6a se aprecia cómo disminuye el ciclo de trabajo cuando aparece la perturbación en torno al instante $t = 2,4$ s, manteniendo la corriente cerca de la consigna establecida. En la Figura 6c se muestra un aumento en la referencia de corriente cuando aumenta el par de frenado, con el objetivo de mantener la velocidad, y posteriormente una bajada de dicha consigna cuando desaparece la perturbación, provocando el regreso de la velocidad a valores muy cercanos a la referencia de velocidad.

A partir de los resultados mostrados en la Tabla 3, se puede concluir que el sistema presenta un buen seguimiento de consigna en ambos lazos (MAE = 0,13 A en el lazo de corriente y MAE = 75,23 rpm en el de velocidad), así como un buen rechazo frente a perturbaciones (RMSE = 0,13 A para el lazo de corriente y RMSE = 182,7 rpm para el de velocidad). La magnitud de los errores obtenidos se debe principalmente al régimen transitorio, tal como se ha podido

apreciar en las gráficas mostradas en la Figura 6, siendo el error en estacionario muy cercano a 0 en ambos lazos.

Para verificar el mecanismo *anti-windup* se hizo un ensayo donde la referencia de velocidad provocaba que las señales de control de ambos controladores PI saturaran. Sin optimizar los parámetros de back-calculation se obtuvo un retardo para el lazo de corriente de 94 ms y de 320 ms para el de velocidad, y tras optimizarlos se consiguió reducir los retardos a 2 ms para el lazo de corriente y a 9 ms para el de velocidad. Por tanto, se verifica que aplicar *anti-windup* mejora el comportamiento del sistema ante este tipo de situaciones.

4. Conclusiones

Este trabajo ha presentado el diseño, construcción y validación experimental de un controlador electrónico para motores BLDC orientado a su aplicación en vehículos de competición. La solución desarrollada integra una etapa de potencia trifásica de puente completo basada en MOSFET, un controlador de puerta DRV8353FH, un microcontrolador ESP32-S3 y una arquitectura de control en cascada formada por un lazo interno de corriente y un lazo externo de velocidad.

Los resultados experimentales confirman que el sistema propuesto es capaz de medir y regular adecuadamente la corriente y la velocidad del motor, manteniendo un buen seguimiento de consigna y rechazo frente a perturbaciones externas. Esta robustez convierte al controlador desarrollado en una plataforma funcional, flexible y viable para su integración en vehículos reales, así como para la evaluación de nuevas estrategias de control para motores BLDC. La posibilidad de adaptar el sistema a distintos modos de funcionamiento, como control por acelerador o velocidad de cruce, refuerza su potencial en aplicaciones de automoción ligera, prototipado e investigación.

Referencias

- Åström, K. J., & Hägglund, Tore. (1995). *PID Controllers: theory, design, and tuning*. Wiley.
- Cichoński, K., & Skarka, W. (2015). Innovative Control System for High Efficiency Electric Urban Vehicle. In J. Mikulski (Ed.), *Tools of Transport Telematics* (pp. 121–130). Springer International Publishing.
- Divakar, B., Naidu, D., Divya, G., Mani Deepak, G., & Sindhusa, D. (2022). A Review On Brushless Dc Motor Control Techniques. *Journal of Pharmaceutical Negative Results*, 13. <https://doi.org/10.47750/pnr.2022.13.S07.824>
- Mohanraj, D., Arulavid, R., Verma, R., Sathiyasekar, K., Barnawi, A. B., Chokkalingam, B., & Mihet-Popa, L. (2022). A Review of BLDC Motor: State of Art, Advanced Control Techniques, and Applications. In *IEEE Access* (Vol. 10, pp. 54833–54869). Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3175011>
- Nise, N. S. (2015). *Control systems engineering*. Wiley.
- Pillay P, & Krishnan R. (1989). *Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part 11: The Brushless DC Motor Drive*.
- Xia, C. (2012). *PERMANENT MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR DRIVES AND CONTROLS*. John Wiley & Sons.
- Xiang, X., Chai, J., & Sun, X. (2018). A Novel DC Motor Based on Mechanical-Electrical Hybrid Commutation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(3), 1605–1615. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2767184>