

PROTOTIPO PARA EL CONTROL ELECTRÓNICO DE UN MOTOR BLDC USADO EN UN VEHÍCULO ELÉCTRICO

*PROTOTYPE FOR THE ELECTRONIC CONTROL OF A BLDC
MOTOR USED IN AN ELECTRIC VEHICLE*

José Castillo Hernández

Universidad Nacional Autónoma de México, México
jose.castillo@icat.unam.mx

Alberto Caballero Ruiz

Universidad Nacional Autónoma de México, México
alberto.caballero@icat.unam.mx

Leopoldo Ruiz Huerta

Universidad Nacional Autónoma de México, México
leopoldo.ruiz@icat.unam.mx

Recepción: 29/octubre/2020

Aceptación: 4/diciembre/2020

Resumen

En este trabajo, se presenta el desarrollo de la electrónica para el control de un motor BLDC que forma parte de la etapa de tracción de un vehículo eléctrico. La información que se ofrece considera la electrónica de potencia, la instrumentación y el control con base en un microcontrolador de 8 bits. En el documento se da una breve explicación del funcionamiento general del motor y se presenta la estructura general del controlador, en donde se exponen los puntos relevantes de la electrónica de potencia y las consideraciones que se tomaron en cuenta para la elección de sus componentes. Se describe el algoritmo que ajusta el ciclo de trabajo y controla el voltaje promedio que se aplica al motor para evitar condiciones adversas de sobretensión y sobre corriente. Se incluyen los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio, así como el desempeño obtenido durante la competencia Sell Eco-Marathon Americas 2019.

Palabras Clave: Control electrónico, electrónica de potencia, microcontrolador, motor Brushless, sensor de efecto Hall.

Abstract

In this work, the control electronics development of an BLDC motor that is part of the traction stage of an electric vehicle is presented. The information offered considers power electronics, instrumentation and the control based on an 8-bit microcontroller. The document gives a brief explanation of the general operation of the electric motor and the general structure of the controller is presented, where the relevant points of the power electronics and the considerations that were considered for the choice of its components are exposed. The algorithm that adjusts the duty cycle and controls the average voltage applied to the motor is described to avoid adverse overvoltage and overcurrent conditions. The experimental results obtained in the laboratory are reported, as well as their performance in the Sell Eco-Marathon Americas 2019 competition.

Keywords: *Brushless motor, electronic control, Hall effect sensor, microcontroller, power electronics.*

1. Introducción

La búsqueda de fuentes alternas de energía, que permitan reducir el uso de combustibles fósiles ha encaminado el desarrollo de medios de transporte hacia el ámbito de los vehículos híbridos, eléctricos y eléctricos de rango extendido. Los motores que se usan en estos vehículos son de inducción y de magnetos permanentes, en donde hay un amplio interés en los motores de corriente directa sin escobillas, también conocidos como motores brushless o BLDC (del inglés Brushless Direct Current). Cabe mencionar que, si bien estos motores tienen impacto en la industria automotriz, en particular se están destacando en vehículos de transporte individual, en donde se ha observado el desarrollo de diversos tipos como bicicletas, scooters y triciclos entre otros [Caricchi, 2003], [Jung-Shan, 1999], [Texas Instruments, 2014] y [Cheng-Han, 2018]. Esto se debe a que, los motores brushless ofrecen una alta eficiencia, son de tamaño compacto, su desempeño es confiable y su mantenimiento es mínimo. Los motores brushless, son máquinas síncronas en donde el campo magnético del rotor depende de un conjunto de imanes, en tanto que, el campo del estátor se genera a partir de una señal de

corriente directa, excitando diferentes devanados en función de la posición angular de la flecha del motor. El número de fases de estos motores es variable, aunque se destacan los de tres fases o devanados conectados en estrella. Cada devanado está compuesto de múltiples bobinas que se distribuyen en el estátor para formar polos y producen una fuerza electromotriz (fem). En la figura 1 se muestra una configuración de seis polos con dos polos por fase.

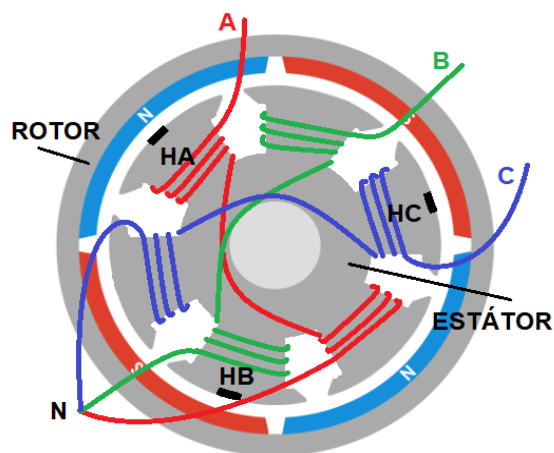


Figura 1 Representación de la estructura de un motor BLDC.

En la imagen los devanados se conectan en el punto **N**, que se denomina común o neutro y las terminales de excitación son los puntos **A**, **B** y **C**. Por lo general, no se tiene acceso a la terminal del neutro. El término sin escobilla o brushless, se debe a que, el conmutador es electrónico en lugar de electromecánico. Este circuito excita los devanados con base en la posición del rotor. La posición se establece a partir de sensores de efecto Hall que están ubicados en el estátor. En la imagen, estos dispositivos están indicados como **HA**, **HB** y **HC**. Como se observa los sensores están colocados cada 120° , aunque también es posible fijarlos cada 60° . La amplitud del voltaje que se aplica en cada devanado regula la velocidad angular del motor. El ajuste de este voltaje se realiza a través de una modulación por ancho de pulso o PWM. Por otra parte, un caso particular de motores BLDC es el tipo outrunner que, por su fabricación, ofrece un mayor brazo de palanca y por tanto mayor par [Lee, 2016]. Además de esto, bajo condiciones de carga, estos motores también ofrecen un excelente desempeño en la regulación de velocidad en lazo abierto

[Hassanin, 2018]. Por estas razones, consideramos interesante el desarrollo de la electrónica asociada para el manejo de motores BLDC y su aplicación en vehículos eléctricos.

2. Métodos

A continuación, nos centraremos en el diseño e implementación de la electrónica de potencia y el control de velocidad en lazo abierto de un motor *brushless outrunner* que forma parte del tren motriz de un vehículo eléctrico de transporte individual. Como ya se mencionó, el control es de lazo abierto debido a que se aprovecha la característica de par-velocidad del motor, que se reafirma debido a que el motor se conecta con una transmisión mecánica en donde se explota su velocidad angular.

Esquema de control propuesto

En la figura 2, se presenta el arreglo que se consideró para el control del motor BLDC. En la imagen, el conmutador está compuesto de un arreglo de interruptores electrónicos dispuestos en una configuración de puente H trifásico, que está gobernado por un procesador que determina el momento en que los interruptores se deben activar a partir de la información de los sensores Hall.

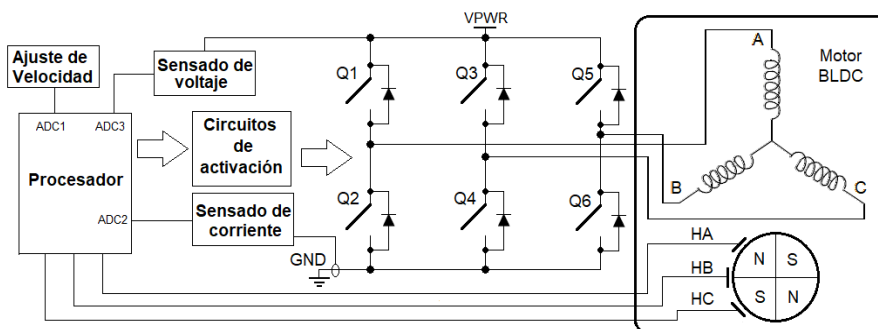


Figura 2 Esquema de un puente H aplicado en un motor BLDC.

Para encender o apagar los interruptores, es necesario usar circuitos apropiados de activación, dependiendo del tipo de interruptor electrónico que se use. El sistema está polarizado por un arreglo de batería LiPo (del inglés Lithium Polymer) con una configuración 2-12s. La corriente de la batería se sensa y procesa para limitar por

seguridad la corriente que demanda el motor. También se mide el voltaje para ajustar el ciclo de trabajo de las señales de los devanados durante el proceso de descarga de la batería. A continuación, trataremos los puntos más relevantes de cada parte del arreglo.

Características del motor usado

En nuestro desarrollo, se consideró el motor BDLC trifásico modelo MTO6365-HA de la marca Maytech con cuatro polos por fase, que tiene voltaje nominal de 44 V y que puede soportar una corriente máxima de 65 A por fase. Este motor se presenta en la figura 3, en donde además se aprecia como están conformados el rotor y el estátor.



Figura 3 Motor BLDC outrunner.

Su corriente de reposo (Idle current) es de 0.8 A medida para 10 V de polarización. Su máxima potencia de salida es de 3520 W. El motor tiene una constante KV de 200 rpm/V, es decir, este motor puede desarrollar una velocidad de 8800 rpm cuando se polariza con su voltaje nominal. Las dimensiones del motor son de 69 mm de largo y 62 mm de diámetro, con una flecha de trabajo de 26 mm. En la imagen se observa que los devanados del estátor quedan rodeados por el rotor, que semeja un cilindro excéntrico en donde se ubica los imanes y la flecha del motor. Además de esto, también se distingue un circuito impreso, que tiene tres extremos salientes. En estos puntos se ubican los sensores Hall que, como se mencionó antes, están colocados cada 120°. Los sensores entregan una señal binaria que, en conjunto, generan un código que indica la posición del rotor. Si bien las combinaciones posibles son 8, se tienen en realidad sólo seis posiciones efectivas y por tanto 6 sectores. Con base en el código generado en los sensores, en la figura

4 se indica el flujo de corriente que se debe establecer en cada devanado para que la flecha gire y mantenga su movimiento [Mousmi, 2017]

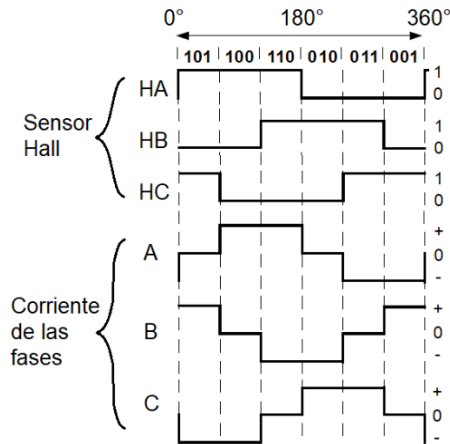


Figura 4 Señales de los sensores de efecto hall y corriente de cada fase.

Cabe mencionar que, por cada revolución de la flecha del motor, el número de ciclos de excitación es igual al par de polos del rotor. Por tanto, por cada revolución de la flecha, ocurren siete ciclos similares al mostrado en la figura 4, debido a que son 14 polos o imanes en el rotor.

Circuito de potencia

Cada rama del puente trifásico está compuesta por el arreglo de la figura 5. En el diagrama, los MOSFET's usados fueron los IRFP4368PbF, que permiten una corriente real de 195 A y un voltaje de ruptura $V_{(BR)DSS}$ es de 75 V.

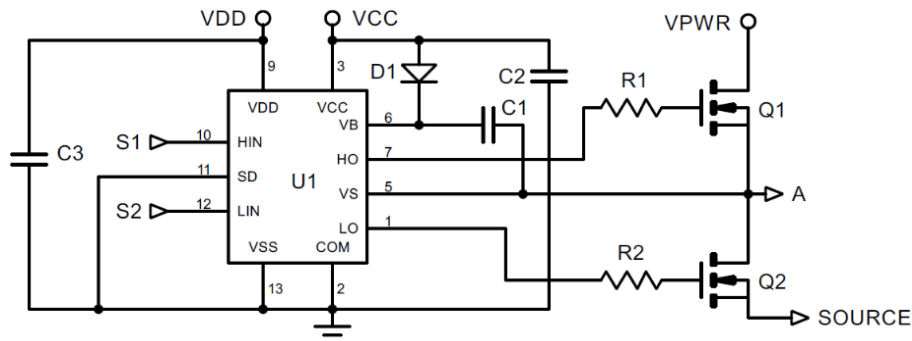


Figura 5 Circuito de una de las fases del puente trifásico

Por otra parte, U1 es el circuito de activación IR2110 del arreglo de MOSFET's conectados en medio puente. Las terminales *HIN* y *LIN* son las entradas lógicas que controlan los transistores superior e inferior y la terminal *SD* es la habilitación del circuito. El IR2110 permite generar pulsos de corriente de 2 A con una duración de 10 μ s. El circuito es capaz de generar una fuente flotada mediante el capacitor *C1* usando la técnica de Bootstrap (BS) con un diodo de alta velocidad. En el desarrollo se consideró el diodo MUR160. El capacitor *C1* se puede calcular a partir de la ecuación 1 [Merello, 2016].

$$C1 \geq \frac{Q_G + Q_{LS} + (I_{GSS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_R)t_{on}}{VCC - V_F - V_{GSmin}} \quad (1)$$

Donde Q_G y Q_{LS} son las cargas del gate y del corredor de nivel del circuito BS, I_{QBS} e I_{LK} son las corrientes de fuga y reposo del circuito BS, así como I_{GSS} e I_R corresponden con la corriente de fuga gate-source y la corriente inversa del diodo. Las variables VCC , V_F y V_{GSmin} se asocian respectivamente con el voltaje de polarización del circuito BS, el voltaje de directa del diodo y el voltaje mínimo de encendido gate-source del MOSFET. Por último, t_{ON} es el tiempo que el transistor superior se mantiene encendido. A partir de las hojas de datos, con $t_{ON} = 0.9T_s$ y $VCC = 12$ V, donde T_s es el periodo de conmutación de 50 μ s, la ecuación 1 da como resultado un capacitor mínimo de 58 nF que se fijó en 100 nF. Los capacitores restantes se eligieron como a continuación se indica. El capacitor *C2* se recomienda al menos 10 veces mayor que *C1* y se consideró de 1 μ F, en tanto que el capacitor *C3*, se propuso de 100 nF, por ser de desacoplamiento. Por otra parte, las resistencias *R1* y *R2* ajustan la velocidad de conmutación de los transistores y se calculan con base en la ecuación 2 [International Rectifier, 2004].

$$R_G = \left(\frac{V_G - V_{GS(th)}}{Q_{gs} + Q_{gd}} \right) t_{sw} \quad (2)$$

Los parámetros de esta ecuación se toman de la hoja de especificaciones del MOSFET, en donde $V_{GS(th)}$ es el voltaje de umbral del gate, Q_{gs} y Q_{gd} son la carga gate-source y gate-drain respectivamente, en tanto que t_{sw} corresponde con el tiempo de conmutación del transistor. El voltaje V_G , es el voltaje que aplica el circuito

de activación, y que idealmente corresponde con la amplitud de VCC. El valor de las resistencias se fijó en 10Ω , aunque en el cálculo se obtuvo un valor de 8.7Ω .

Microcontrolador

La unidad de procesamiento está basada en el PIC18F4431 que es un microcontrolador para motores eléctricos. Tiene una unidad que genera cuatro canales de PWM con salidas complementarias o independientes. Permite programar tiempo muerto y señales alineadas por flanco o centralmente. El ciclo de trabajo puede tener una resolución de hasta 14 bits. Ofrece una opción de sobrescritura que manda cada salida a un valor lógico de 0 o 1, sin modificar el ciclo de trabajo. El módulo se programó para generar señales de 20 kHz alineadas por flanco, con una resolución de 10 bits del ciclo de trabajo y tiempo muerto de 100 ns. Otro periférico del microcontrolador es el módulo de retroalimentación de movimiento que, entre otras aplicaciones, consta de tres interrupciones externas que se usaron para detectar las señales de los sensores de efecto Hall. Tomando esto en cuenta, se programó la tabla 1 que indica la excitación en cada rama del puente H.

Tabla 1 Secuencia para el giro horario de un motor BLDC.

Secuencia	HA	HB	HC	A	B	C
1	1	0	1	OFF	PWM	GND
2	1	0	0	PWM	OFF	GND
3	1	1	0	PWM	GND	OFF
4	0	1	0	OFF	GND	PWM
5	0	1	1	GND	OFF	PWM
6	0	0	1	GND	PWM	OFF

Con base en el circuito expuesto en la figura 5, cuando la respuesta indica PWM, los transistores de la rama se deben activar con base en esta modulación en forma complementaria ($S1 = PWM, S2 = \overline{PWM}$). Si la respuesta es GND, sólo el transistor inferior de la rama se activa para conectarse a tierra ($S1 = 0, S2 = 1$). Por último, si la salida es OFF, los dos transistores se mantienen apagados dando lugar a un punto de alta impedancia en la rama ($S1 = 0, S2 = 0$).

La figura 6 presenta el diagrama electrónico del microcontrolador, en donde se observa que el circuito tiene un cristal de 10 MHz, aunque internamente usa un PLL que convierte esta frecuencia en 40 MHz. En la imagen se aprecian las terminales de las señales de PWM y la conexión de los sensores de efecto Hall. Por otra parte, las señales de corriente y voltaje se convierten en valores digitales, a través de un convertidor analógico-digital (ADC) de 8 bits, que es parte de los periféricos del microcontrolador y cuenta hasta con 9 canales.

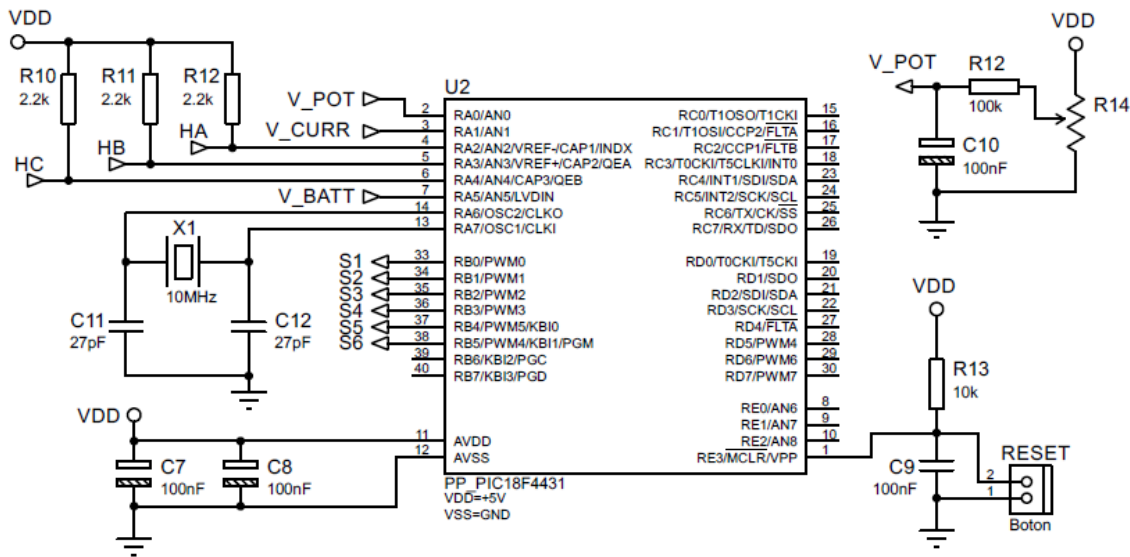


Figura 6 Diagrama del microcontrolador.

El convertidor presenta una resolución de 19.6 mV, cuando se usa con un voltaje de referencia de 5 V y ofrece un tiempo total de adquisición/conversión de 9.6 μ s por canal. En la figura 6, se observan que dos canales del convertidor se usan para adquirir las señales V_{BATT} y V_{CURR} que corresponden con el voltaje y la corriente de la batería. De igual forma, un tercer canal se emplea para medir el voltaje V_{POT} de un potenciómetro que, tiene la función de incrementar la velocidad del motor. El convertidor se programó para que cada milisegundo se tome y promedie 16 muestras del voltaje de la batería, 16 muestras de la corriente y 16 muestras del voltaje del potenciómetro.

El tiempo final de las conversiones y su procesamiento fue de 0.7 ms y se midió de forma experimental. Es importante mencionar que la mayoría de los periféricos

trabajan de forma autónoma, lo que permite establecer un procesamiento basado en interrupciones que reduce de forma notable el tiempo de procesamiento.

Sensado y acondicionamiento de variables

El sistema desarrollado, sensa y acondiciona la señal que controla la velocidad del motor, el voltaje presente en la batería y la corriente que ésta aporta. Dependiendo de la variable, la señal se transforma en un voltaje que puede incluir un cambio de escala, así como una etapa de filtrado para atenuar los efectos debido a la conmutación. La velocidad del motor se ajusta con un dedal similar al que se presenta en la figura 7, en donde además se muestra su circuito equivalente junto con su acondicionamiento de señal. La resistencia del potenciómetro es de $5\text{ k}\Omega$ y se conecta a la fuente VDD . El voltaje que produce el cursor se convierte en la señal POT , después de pasar a través de un filtro paso bajas con frecuencia de corte de 16 Hz .



Figura 7 Ajuste de velocidad del motor.

Por otra parte, antes de hablar de cómo se sensa el voltaje de la batería, es importante resaltar que la carga de una batería no garantiza que llegue a su voltaje nominal. Por ejemplo, en nuestro caso, una batería de 48 V nominales llegó a 54 V después de su carga. Por esta razón, conocer esta cantidad es necesario para ajustar el valor promedio que entrega el PWM y garantizar la integridad del motor. El voltaje de la batería $VPWR$ se midió a través de un arreglo básico de divisor de tensión formado por tres resistencias que genera la variable V_BATT . En la figura 8 se muestra el circuito, en donde se agrega un capacitor para formar un filtro paso bajas, con una frecuencia de corte de 3.7 kHz . El divisor produce una atenuación

de 1/12, de tal forma que para un voltaje $VPWR$ de 60 V, el circuito genera una tensión V_BATT de 5 V.

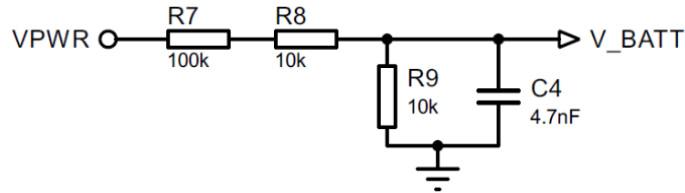


Figura 8 Medición de voltaje por divisor de tensión.

Sobre la corriente, es importante mencionar que, a groso modo, la fem de un motor BLDC es directamente proporcional a la velocidad angular de su rotor.

Cuando el motor está sometido a un voltaje particular y su flecha experimenta un bloqueo parcial, la velocidad se reduce, disminuyendo la fem e incrementando la corriente. En un caso de rotor bloqueado, la corriente que experimenta el devanado es tal que puede dañar tanto al motor como a su controlador. Sensar la corriente, permite que el algoritmo de control reduzca el ciclo de trabajo de PWM disminuyendo el voltaje promedio y manteniendo la corriente dentro de un margen de operación segura. La corriente se sensó usando el integrado ACS770LCB-050 del fabricante Allegro. Este sensor se polariza con una fuente y puede medir señales de corriente directa o alterna de hasta 50 amperes, con una sensibilidad de 40 mV/A con respecto a la mitad de su polarización. El sensor con su acondicionamiento de señal se presenta en la figura 9.

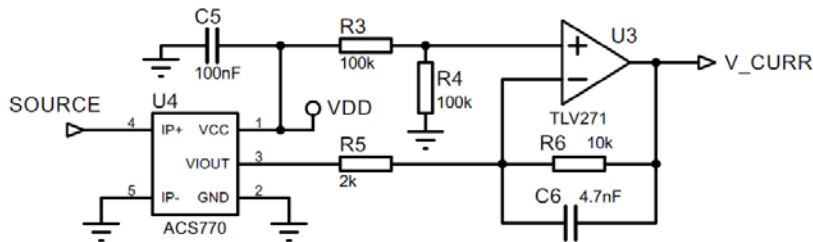


Figura 9 Medición de corriente con el sensor ACS770LCB-050.

En la imagen, el amplificador operacional se usa para incrementar la sensibilidad a 200 mV/A. El amplificador de salida es de tipo *fuentes a fuentes* y se polariza con

VDD. Además de esto, la combinación de R6 y C6 da lugar a un filtro con una frecuencia de corte de 3.4 kHz.

Algoritmo

El algoritmo que se desarrolló se fundamenta en el ciclo de trabajo de las señales que controlan la etapa de potencia y que establecen el voltaje promedio que alimenta al motor. Esta variable en nuestro desarrollo tiene un rol central que controla la velocidad, limita la corriente y evita la sobretensión del motor. El ajuste del ciclo de trabajo depende de los voltajes V_{POT} , V_{BATT} y V_{CURR} , que el ADC convierte en valores digitales de 8 bits y los almacena en las variables POT , $BATT$ y $CURR$ respectivamente. El ciclo de trabajo se programa a través del registro $PDCx$ correspondiente. En el microcontrolador, para una frecuencia de 20 kHz, un ciclo del 100% requiere que el valor de $PDCx$ sea igual a 2000. Por tanto, considerando la variable POT , la ecuación 3 permite calcular 256 valores que puede tomar en principio el registro $PDCx$.

$$Duty_{POT} = \frac{2000}{(2^8 - 1)} POT \quad (3)$$

La ecuación 3 produce valores digitales, sin embargo, se puede relacionar de forma directa con el voltaje promedio V_M que se aplica al motor, como indica ecuación 4.

$$V_M = \frac{VPWR}{(2^8 - 1)} POT \quad (4)$$

La ecuación 4 sugiere que el motor puede experimentar sobretensión cuando $VPWR$ está por encima del valor nominal V_{MN} del motor. Por esta razón, es necesario sensar el potencial de la batería para limitar el ciclo de trabajo, de tal forma que el voltaje V_M sea menor o igual a V_{MN} . Con base en la ecuación 5 se calcula el valor máximo que pueden tomar los registros $PDCx$.

$$Duty_{BATT} = 2000 \left(\frac{V_{MN}}{VPWR_{max}} \right) \left(\frac{2^8 - 1}{BATT} \right) \quad (5)$$

En este trabajo, las magnitudes de $VPWR_{MAX}$ y V_{MN} se consideraron en cada caso de 60 y 44 V. Además de esto, cabe mencionar que $Duty_{BATT}$ no puede, por definición, ser mayor que 2000.

Por otra parte, es claro que el procesamiento de las ecuaciones 3 y 5 demandan un tiempo considerable al microcontrolador, por esta razón, estas ecuaciones se tabularon en dos arreglos de 256 elementos, en donde el índice en cada caso está relacionado con el valor de las variables *POT* y *BATT* respectivamente. El diagrama de flujo del algoritmo se presenta en la figura 10 y a continuación se da una breve explicación de este.

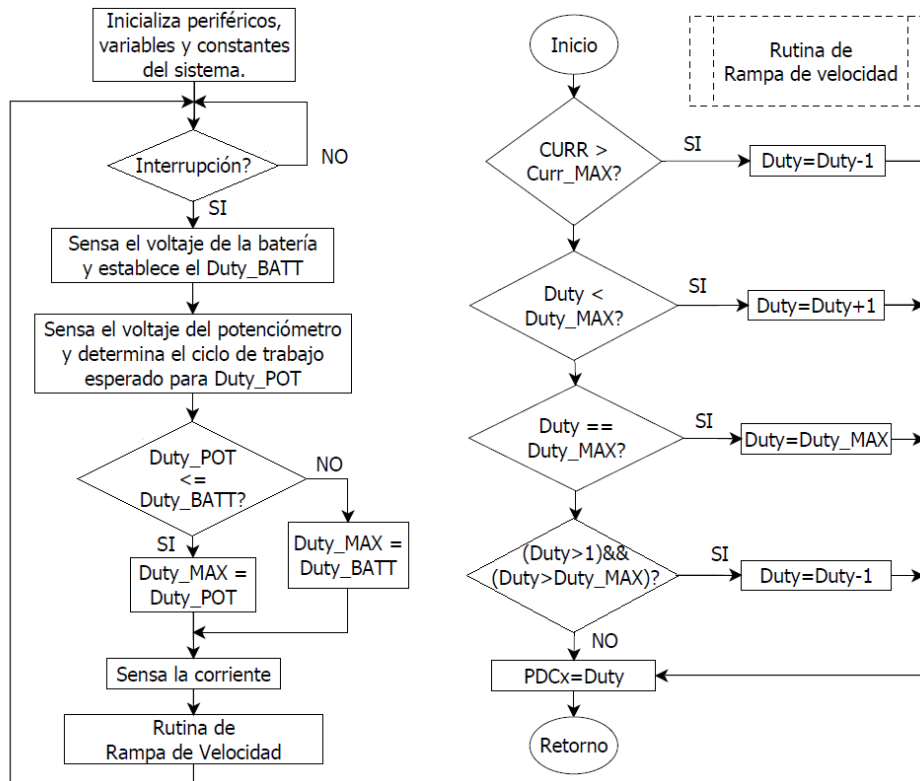


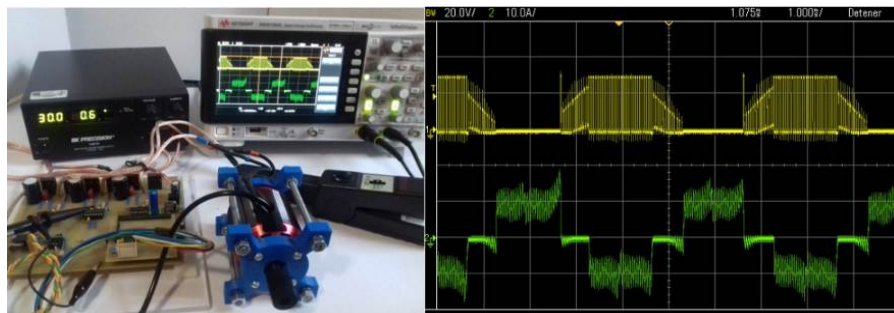
Figura 10 Algoritmo para el ajuste del ciclo de trabajo.

En la primera parte se inicializan los periféricos que intervienen en el control y, entre estos, se habilita la base de tiempo que genera una interrupción cada ms. La interrupción desencadena el proceso de adquisición y conversión del voltaje de la batería y del potenciómetro. Los valores obtenidos por el convertidor son los índices de los dos arreglos almacenados en la memoria del microcontrolador, que determinan el valor de *Duty_BATT* y *Duty_POT*. La mayor de estas variables se asigna al registro *Duty_MAX* y corresponde con el valor límite del ciclo de trabajo. Una vez que esto se realiza, se sensa y convierte la corriente de la batería,

almacenando su valor en la variable *CURR*. Por último, con base en *Duty_MAX* y *CURR*, se realiza una rampa de velocidad (o de ciclo de trabajo) en donde la variable auxiliar *Duty* se incrementa o decrementa, en función de las condiciones del sistema, para después almacenar su resultado en los Registros *PDCx* del módulo de PWM. En esta rutina se implementó el limitador de corriente que consiste en el decremento de la variable *Duty* cuando *CURR* supera una cota establecida.

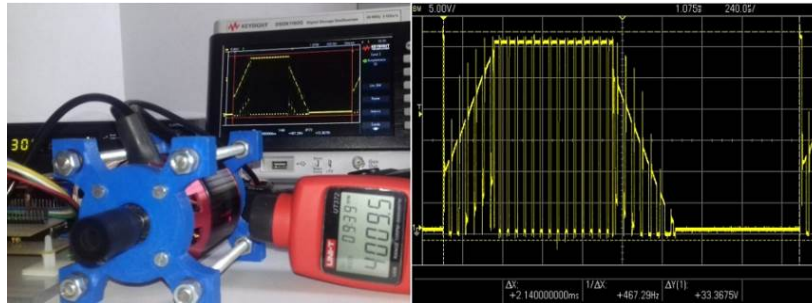
3. Resultados

La figura 11 presenta el controlador y el motor en una prueba en donde se mide la corriente (trazo verde) y voltaje de una fase (trazo amarillo). El voltaje alcanza un valor pico de 30 V que corresponde con la fuente de polarización. La corriente promedio cuando está activa es de 10 A con un rizo de 5 A.



a) Sistema bajo prueba b) Oscilograma del voltaje y corriente
Figura 11 Circuito electrónico y motor en una prueba de laboratorio.

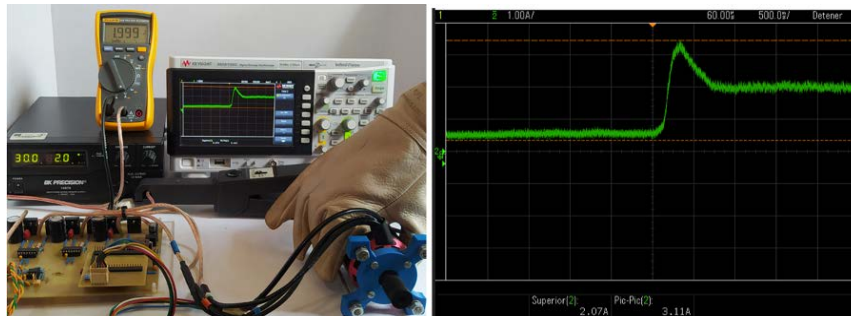
En la figura 12, se presenta otra prueba en donde se miden las revoluciones que desarrolla el motor y se verifica el periodo de un ciclo eléctrico del motor. El periodo del ciclo fue de 2.14 ms que, multiplicado por 7 y tomando su recíproco, da un total de 66.75 RPS o 4005 RPM. Este valor se corrobora en el tacómetro de la imagen. Para evaluar el comportamiento del algoritmo que limita la corriente, se propuso una prueba que consistió en detener el giro del rotor y observar la corriente que alimenta al controlador. Por razones de seguridad, se usó un guante y el umbral de la corriente se fijó en 2 A. En la figura 13 se muestra la prueba en proceso en donde se aprecia que la corriente alcanzó un pico de 3.11 A y se estabilizó en 2 A después de medio segundo. El multímetro corrobora este último dato.



a) Sistema bajo prueba

b) Oscilograma del voltaje

Figura 12 Prueba de velocidad y verificación con el periodo de un ciclo eléctrico.



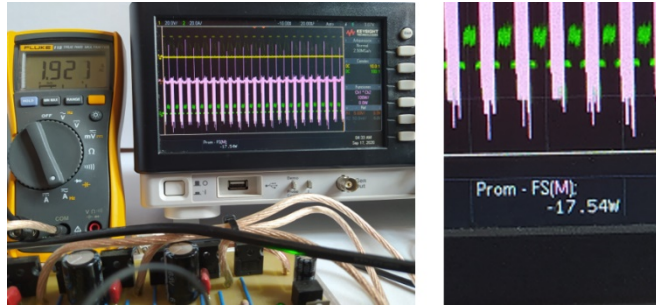
a) Sistema bajo prueba

b) Oscilograma de la corriente

Figura 13 Prueba de limitación de corriente.

Para estimar la eficiencia, se toma en cuenta que la potencia que demanda el motor en cada rama del puente trifásico es la tercera parte de su total. Por tanto, con el osciloscopio se calculó la potencia promedio a partir del voltaje y la corriente de una de las ramas. La potencia de entrada se calculó con la corriente que recibe el controlador, manteniendo la fuente en 30 V. En la figura 14 se muestra las lecturas del multímetro y del osciloscopio. En la prueba se mantuvo un esfuerzo constante sobre el rotor. Las potencias de entrada y salida fueron de 57.63 y 52.62 W respectivamente, lo que resulta en una eficiencia de 91.13%.

Por otra parte, en 2019 el controlador se probó en un vehículo que fue desarrollado por estudiantes del Centro de Investigación de Diseño Industrial y la Facultad de Ingeniería de la UNAM. En ese año, se realizaron algunas pruebas en donde se conectó el wathhorímetro desarrollado en [Castillo, 2019]. Cada prueba duró una hora, en donde la rueda de la transmisión se mantuvo con una carga constante. La figura 15, muestra el caso particular que demandó una corriente de 8 A con un consumo de energía de 425 Wh a la batería.



a) Instrumentos usados en la prueba

b) Potencia de salida

Figura 14 Prueba para estimar la eficiencia del controlador.

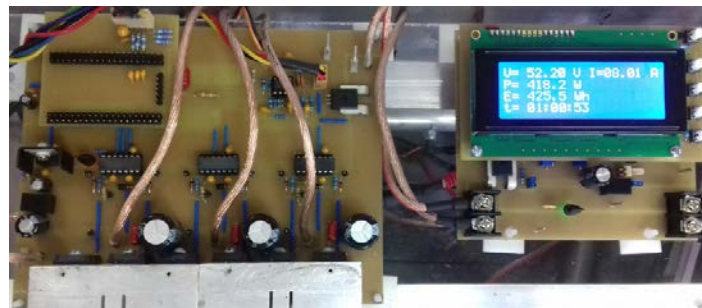


Figura 15 Watthorímetro conectado al controlador para estimar su desempeño.

En la figura 16, se presenta el vehículo junto con algunos estudiantes que participaron en el desarrollo del proyecto y dos autores del presente artículo. El vehículo participó en la competencia Shell Eco-Marathon Americas 2019, en la ciudad de Sonoma, California, Estados Unidos.



a) Vehículo eléctrico

b) Participantes del proyecto

Figura 16 Vehículo Malaka y parte del Equipo Miztli.

En la figura 17, se presentan los resultados de la competencia en la categoría de prototipos energizados con batería eléctrica. El nombre del equipo en la

competencia fue Miztli y el automóvil tuvo un desempeño de 91.57 km/kWh (o 56 M/kWh).

Rank	Team name	Country	Organization	Best attempt (m/kWh)
1	Eco Illini Supermileage	United States	University of Illinois at Urbana-Champaign	152
2	Milhagem UFMG Elétrico	Brazil	Universidade Federal de Minas Gerais	141
3	Resistance Racing	United States	Cornell University	139.9
4	UOE Racing	Canada	University of Ottawa	127.8
5	Kiri FAN	Argentina	Universidad Tecnológica Nacional	100.1
6	Trine Thunder	United States	Trine University	67.9
7	Red River College	Canada	Red River College	62.5
8	Miztli	Mexico	Universidad Nacional Autónoma de México	56.9
9	CNS Performance Engineering	United States	Cicero North Syracuse High School	52.1
10	Electratón CEM	Mexico	Instituto Tecnológico y de Estudios	35.1

Figura 17 Resultados de la competencia Shell Eco-marathon Americas 2019.

La competencia consistió en recorrer la mayor distancia en un tiempo de 24 minutos en una pista de 1.6 km por vuelta. El peso del vehículo incluyendo el controlador y su batería fue de 42 kg, en tanto que la piloto peso 50 kg. Se hicieron tres recorridos consecutivos, uno de 7 y dos de 9 vueltas. El recorrido total de las tres pruebas fue de 40 kilómetros en un tiempo de 1.36 horas. En la competencia la velocidad promedio fue de 25 km/h, sin embargo, en los tramos con una pendiente mínima se alcanzó hasta 32 km/h.

4. Discusión

Durante el diseño y evaluación del prototipo, se identificó interferencia electromagnética debido a los efectos de la conmutación de los MOSFET's. Esto fue corregido por el lado analógico a través de técnicas de filtrado y en el ámbito digital usando procesamiento de señales. El algoritmo desarrollado para ajustar el ciclo de trabajo fue efectivo y permitió trabajar el motor en una zona segura sin los

riesgos inherentes a la sobretensión y la sobrecorriente. Por otra parte, si bien los tiempos de procesamiento en el ajuste de esta variable dan un margen de libertad menor de 0.3 ms en un periodo de muestreo de 1 ms, se está evaluando una constatación de tiempo mayor, para la actualización del ciclo de trabajo que permita la inclusión de algoritmos más elaborados.

La estrategia implementada para limitar la corriente es simple y efectiva. Para la aplicación mostrada, no fue necesario el desarrollo de un sistema de precisión para regular la velocidad y, por tanto, la implementación de un control proporcional fue suficiente. Es importante resaltar que, de momento, la corriente se limita al total que entrega la batería y no se tiene un control de corriente por fase, lo cual es algo que se debe explorar en el futuro.

Se estimó que la eficiencia del controlador era un poco mayor de 90%. Además de esto, el sistema se sometió a pruebas de esfuerzo en el laboratorio que duraban alrededor de 1 hora y también se probó en una competencia continental siendo parte del tren motriz de un auto eléctrico. El resultado que se obtuvo durante la competencia dependió de diversos factores y se considera que la estrategia de manejo puede marcar una diferencia. Para esto, se requiere de una instrumentación que ofrezca al piloto la información de velocidad, tiempo transcurrido, potencia promedio, energía, etc.

5. Conclusiones

El prototipo de control electrónico para un motor BLDC Outrunner presentado en este documento cubrió las expectativas esperadas; sin embargo, estamos interesados en explorar el control de corriente en lazo cerrado. Lo anterior, combinado con la fem del motor puede ofrecer una conmutación más precisa que la obtenida con los sensores de efecto Hall. El prototipo que se presenta está sujeto a mejoras; sin embargo, por los resultados obtenidos se puede considerar que es un sistema funcional que se probó en el sistema de tracción de un vehículo eléctrico. Por último, el dato de la eficiencia que se ofrece en este documento es sólo una estimación y se debe establecer una metodología más apropiada que permita medir este parámetro. Como parte de esto, se puede mencionar que se está desarrollando

un instrumento apropiado con las capacidades de registro en tiempo real que permita adquirir la información durante pruebas de campo.

Agradecimientos

Se agradece a la DGAPA por su apoyo para el desarrollo del proyecto PAPIME PE104819: Videos para reforzar el desarrollo práctico de la enseñanza del diseño electrónico dirigido a los alumnos de Ingeniería Eléctrica Electrónica. Las notas de este proyecto se probaron en un grupo piloto formado por los estudiantes que participaron en la puesta en marcha del vehículo eléctrico. También se agradece al Mtro. Salvador Rodríguez Lozano y a la Mtra. Iliana Rodríguez Lozano por su apoyo en la fabricación y ensamblado de los circuitos impresos que se diseñaron durante este proyecto.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Caricchi, F., Del Ferraro, L., Giulii Capponi, F., Honorati O., Santini, E. Three-wheeled electric maxi-scooter for improved driving performances in large urban areas. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03: 1363-1368, vol.3, 2003.
- [2] Castillo, J, De Gortari, J., Caballero A., Ruiz L. Desarrollo del prototipo de un wathorímetro digital (Development of a digital watt-hour meter prototype). *Pistas Educativas*, Vol. 41, 119-134, 2019.
- [3] Cheng-Han Lin, Shu-Yuan Ye. Design of Intelligent Electric Scooter with a Cloud Monitoring System, International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C), IEEE Conferences. 161-164. 2018.
- [4] Hassanin, M. A., Abdel-Kader, F. E., Amer, S. I., Abu-Moubarka, A. E. Operation of Brushless DC Motor to Drive the Electric Vehicle, 2018 Twentieth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo, Egypt. 500–503. 2018.
- [5] Jung-Shan Lin, Li-ChenFu. Model Analysis and Controller Design of Electric Motorcycles. Proceedings of the 1999 American Control Conference (Cat. No. 99CH36251), IEEE Conferences. Vol.4, 2698–2702. 1999.

- [6] International Rectifier. Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs. Application Note AN-944. October 2004.
- [7] Lee, T., Seo, M., Kim, Y., Jung, S. Motor Design and Characteristics Comparison of Outer-Rotor-Type BLDC Motor and BLAC Motor Based on Numerical Analysis, in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. Art No. 5205506. Vol. 26, no. 4, 1–6. June 2016.
- [8] Merello, A., Rugginenti, A., and Grasso, M. Using Monolithic High Voltage Gate Drivers, International Rectifier. Design Tip DT04-04. November 2016.
- [9] Mousmi, A., Abbou, A. and Houm, E. Trapezoidal control of Brushless DC motor based on DSP F28335. *International Conference on Wireless Technologies Embedded and Intelligent Systems (WITS)*. 1-5. 2017.
- [10] Texas Instruments, Inc. Hardware Design Considerations for an Electric Bicycle. Using a BLDC Motor. Application Report SLVA642. June. 2014.