



Informe Técnico

Análisis y pruebas del control de un motor BLDC usado en el tren motriz de un vehículo eléctrico

José Castillo-Hernández

Alberto Caballero Ruiz

Leopoldo Ruiz-Huerta

20/04/2020

Proyecto de Desarrollo

Institución Patrocinadora: ICAT

Financiamiento: interno

Análisis y pruebas del control de un motor BLDC usado en el tren motriz de un vehículo eléctrico

José Castillo Hernández

Alberto Caballero Ruiz

Leopoldo Ruiz-Huerta

Instituto de Ciencias Aplicadas y Tecnología
Universidad Nacional Autónoma de México

Resumen

En este trabajo, se presenta el análisis de la electrónica para el control de un motor sin escobillas de corriente directa o BLDC (del inglés *Brushless Direct Current*) que forma parte de la etapa de tracción de un vehículo eléctrico. La información que se ofrece considera el diseño y desarrollo de la electrónica de potencia, la instrumentación y el control con base en un microcontrolador de 8 bits. En el desarrollo se consideró un microcontrolador de propósito específico orientado al control de máquinas eléctricas de corriente alterna y corriente directa, que cuenta con módulo de control de potencia y un módulo de retroalimentación de movimiento. Por otra parte, en el documento se ofrece una explicación del funcionamiento general del motor BLDC *outrunner*, en donde se presenta la interacción entre las fases del estátor, los polos del rotor y los sensores de posición. Además de esto, 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. También se realiza el análisis de los circuitos usados para sensar la corriente y el voltaje de la batería. En cuanto a la programación del microcontrolador, 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 sobrecorriente. Se presentan los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio, así como su desempeño en las competencias *Sell Eco-Marathon Americas* 2018 y 2019.

Índice

Nomenclatura	3
Introducción	4
Definición del problema	4
Entorno actual	5
Relevancia y limitaciones	5
Estrategia de solución	6
Organización del informe	6
1. El motor Brushless	7
1.1 Características del motor usado en el desarrollo	10
2. Esquema de control propuesto	12
2.1 Circuito de potencia	12
2.2 Microcontrolador	15
2.3 Sensado y acondicionamiento de variables	18
2.4 Algoritmo	21
3. Implementación y pruebas de laboratorio	24
4. Pruebas de campo.	27
Conclusiones	31
Agradecimientos	31
Bibliografía y Referencias	32
Anexo A. Diagrama electrónico	34
Anexo B. Circuito Impreso	35
Anexo C. Lista de partes	36
Anexo D. Hojas de especificaciones	37

Nomenclatura

Símbolo	Significado
I_{GSS}	Corriente de fuga gate-source
I_{LK}	Corriente de fuga
I_{QBS}	Corriente de reposo del circuito corredor de nivel
I_R	Corriente inversa del diodo
KV	Constante eléctrica del motor
Q_G	Carga del gate
Q_{gs}	Carga gate-source
Q_{gd}	Carga gate-drain
Q_{LS}	Carga del circuito corredor de nivel
PWM	Modulación por ancho de pulso
R_{Don}	Resistencia Drain-Source durante el encendido del MOSFET
R_{th}	Resistencia equivalente Thevenin
T_s	Periodo de conmutación
t_{ON}	Tiempo de encendido
t_{sw}	Tiempo de conmutación
$V_{(BR)DSS}$	Voltaje de ruptura drain-douce
V_{CC}	Voltaje de polarización de 12 V a 15 V
V_{dd}	Voltaje de polarización de 5 V
V_F	Voltaje de directa del diodo
V_{GS}	Voltaje Gate-Source
$V_{GS(th)}$	Voltaje de umbral Gate-Source
V_{pwr}	Voltaje de polarización de potencia.
V_{th}	Voltaje equivalente Thevenin

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 de rango extendido y los eléctricos. En particular, en las últimas dos décadas el crecimiento en el ámbito de vehículos eléctricos se ha hecho fehaciente debido a la clara necesidad de medios de locomoción que no dependan de combustibles fósiles. Cabe mencionar que, si bien estos desarrollos al final tienen impacto en la industria automotriz, también 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, que son impulsados por motores eléctricos y están energizados por baterías (Affanni, 2005), (Caricchi, 2003), (Jung-Shan, 1999), (Texas Instruments, 2014) y (Cheng-Han, 2018). Entre los puntos que se tomaron en cuenta para su concepción, se debieron considerar la seguridad del usuario, la ergonomía, la maniobrabilidad, la mecánica, su instrumentación, el control y, claro está, su electrónica de potencia. Todos estos elementos son importantes y están entrelazados, jugando un papel central en el desempeño del vehículo desde diversos ángulos. En particular, desde un enfoque energético, el consumo que demanda el vehículo a la batería se considera la piedra angular y dicta su eficiencia y autonomía (Cheng-Han, 2018), (Chi-Tong, 2010). Por tanto, el diseño del control electrónico y la elección de los motores, son fundamentales para el desempeño del vehículo. Los motores que se usan en estos vehículos son de inducción y de magnetos permanentes, en donde se destaca un amplio interés en los motores de corriente directa sin escobillas, también conocidos como motores sin escobillas (*brushless*) o BLDC. 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.

Definición del problema

En este trabajo se pretende diseñar y desarrollar la electrónica involucrada en el control de un motor BLDC con base en una filosofía de sistemas conmutados. Este desarrollo formará parte del tren motriz de un vehículo eléctrico alimentado con baterías; por tanto,

es necesario supervisar de forma periódica el estado de la fuente de energía para mantener al sistema dentro de los límites de operación segura. Se requiere diseño eficiente para extender en lo posible la carga útil de la batería. Por ser un sistema conmutado, se espera que el sistema esté inmerso en ruido electromagnético lo que puede complicar su implementación, sobre todo en la parte de sensado y acondicionamiento de señales.

Entorno actual

El laboratorio de Electrónica y el Laboratorio Nacional de Manufactura Aditiva y Digital de la UNAM han estado apoyando al Centro de Investigaciones de Diseño Industrial en la concepción de un vehículo eléctrico experimental. Esta colaboración inició en 2017 cuando un grupo de estudiantes se acercó solicitando asesoría y apoyo en la concepción del control electrónico y en la transmisión mecánica. Su interés primordial del proyecto fue participar en la competencia *Eco-Marathon Shell Americas 2018*, para la cual se desarrolló el primer prototipo, aunque los resultados no fueron los esperados. La colaboración se continuó y en 2019 se volvió a participar obteniendo en la competencia buenos resultados. Esto dio lugar, a un interés por nuestra parte en el desarrollo de vehículos eléctricos de movilidad individual alimentados por batería. En este documento se presentan los resultados del diseño y desarrollo del control de un motor BLDC *outrunner*. Cabe mencionar que se tiene experiencia en el desarrollo de sistemas electrónicos de potencia y control de motores (Castillo et al, 2006), (Marcos, 2008), (Castillo, 2017), (García, 2018) y (Lozoya, 2018).

Relevancia y limitaciones

Este proyecto permite aplicar los resultados obtenidos en trabajos anteriores y generar tecnología propia para el ICAT. Como punto de partida, se ofrece una estrategia basada en sistemas conmutados de potencia que permite el manejo eficiente de energía. La información que se aplica proviene del desarrollo de fuentes conmutadas y control de motores eléctricos de corriente alterna y corriente directa. La información que se presenta en este documento representa una medida del trabajo continuo en la línea de desarrollo

de electrónica de potencia. Por otra parte, es importante enfatizar que, aunque el sistema se diseñó con la idea de un desempeño eficiente, no considera alguna etapa de recuperación de energía. También se señala que, aunque se sensa los parámetros de la batería, esto se hizo por cuestiones de seguridad y no para el monitoreo de consumo energético, aunque actualmente se está trabajando en este rubro.

Estrategia de solución

Se propone el desarrollo de un control conmutado de un motor BLDC *outrunner* basado en modulación por ancho de pulso o PWM (del inglés *Pulse Width Modulation*) aplicado a un puente *H* trifásico y supervisado con un microcontrolador de 8 bits. El control en este contexto es digital y el algoritmo se programa en lenguaje C. El sensado y acondicionamiento de las señales es analógico, aunque se convierten a valores digitales a través del convertidor analógico-digital del microcontrolador. La velocidad del motor se ajusta a través de una señal que proviene de un acelerador analógico basado en un potenciómetro polarizado con 5 V. La velocidad de giro depende del sensado de la posición angular que se obtiene a partir del código que generan tres señales digitales que son parte del motor. Por tanto, el microcontrolador debe tener la capacidad para detectar la secuencia que estas forman.

Organización del informe

El informe inicia con una descripción general de los motores brushless, en donde se presenta su principio de operación y se especifican las características del motor usado en el proyecto. A continuación, se presenta la estructura general del controlador, para después tratar cada una de sus etapas que lo constituyen. Se explican las partes esenciales del algoritmo que se propuso para el control de velocidad y se presentan los resultados obtenidos del proyecto junto con una discusión de estos. Finalmente, se presentan las conclusiones y agradecimientos.

1. El motor Brushless

Los motores Brushless son máquinas síncronas que de acuerdo con su fabricación se pueden dividir en *inrunner* y *outrunner*. Los motores *inrunner*, tienen una distribución convencional en donde el rotor, con sus imanes permanentes, queda rodeado por los devanados del estátor, de tal forma que su armadura es estática. En los motores *outrunner*, la armadura es la que se mueve, debido a que tienen una distribución tal que los devanados del estátor quedan rodeados por el rotor, que semeja un cilindro excéntrico en donde se ubican los imanes y la flecha del motor, ver figura 1.

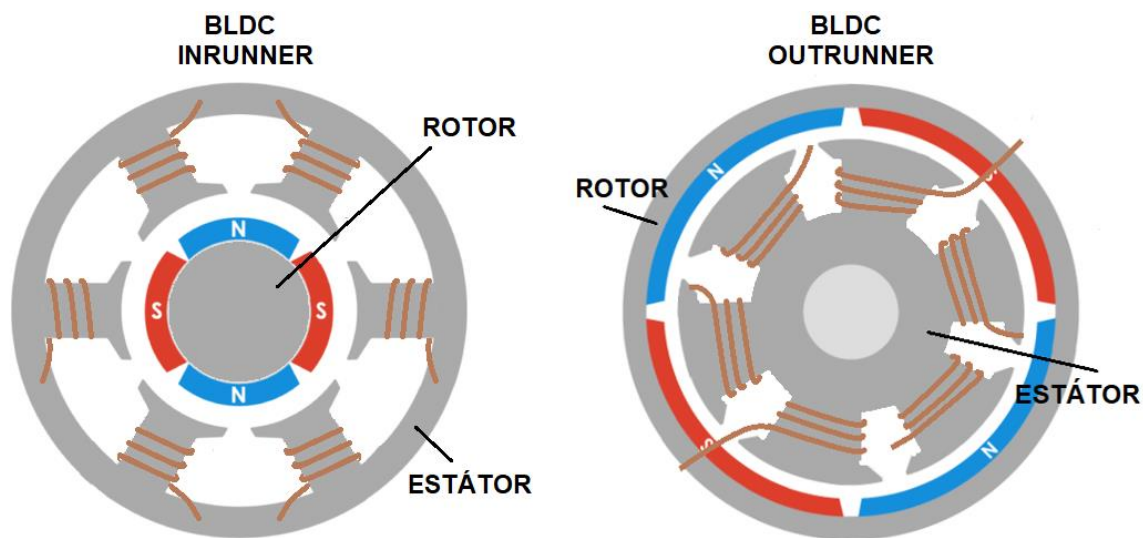


Figura 1. Motores BLDC inrunner y outrunner

Los motores *outrunner*, por su fabricación, ofrecen un mayor brazo de palanca y por tanto mayor par (Lee, 2016). Además de esto, bajo condiciones de carga, estas máquinas tienen un excelente desempeño en la regulación de velocidad en lazo abierto (Hassanin, 2018). Por estas razones, en este documento nuestra atención se centra en el desarrollo de la electrónica asociada para el manejo de motores BLDC *outrunner* y su aplicación en vehículos eléctricos. Tomando esto en cuenta, antes de iniciar con el control electrónico, se da una explicación sobre el principio de funcionamiento de los motores *brushless*.

En los motores BLDC, 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

que excita 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 produce una fuerza electromotriz (fem). En la figura 2 se muestra una configuración de seis polos con dos polos por fase.

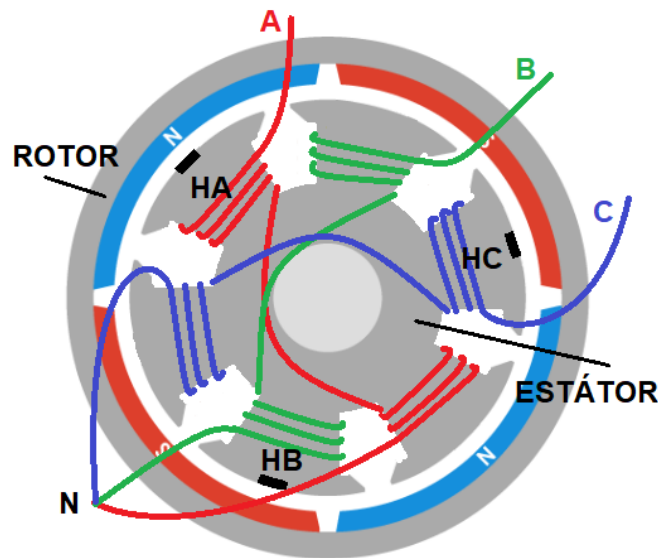


Figura 2. Representación de la estructura de un motor BLDC.

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 escobillas 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°. 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 3 se indica el flujo de corriente que se debe establecer en cada devanado para que la flecha gire y mantenga su movimiento [Mousmi, 2017]. Cabe mencionar que, por cada revolución de



9

la posición angular, aunque el voltaje V_{pwr} es unipolar. Con base en lo expuesto, el circuito de potencia apropiado para el motor corresponde con un puente H trifásico, el cual está compuesto de tres arreglos o ramas de medio puente. El comportamiento en conjunto permite producir una respuesta de tres estados en cada fase.

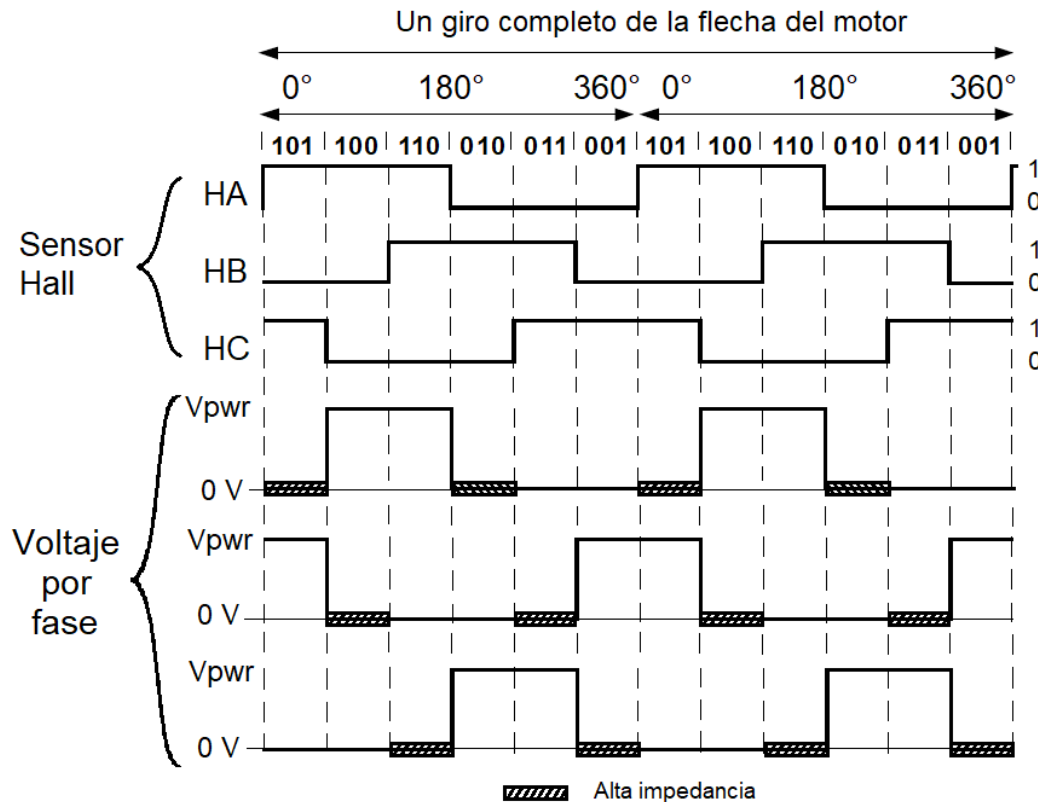


Figura 4. Señales de los sensores de efecto Hall y el voltaje aplicado en cada fase.

Por otra parte, para ajustar la amplitud de V_{pwr} se recurre a la modulación por ancho de pulso, la cual permite generar un voltaje promedio en función de un ciclo de trabajo como se verá más adelante. En la siguiente sección se describen las características del motor que se consideró durante el desarrollo del proyecto.

1.1 Características del motor usado en el desarrollo

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 5,

en donde además se aprecia cómo están conformados el rotor y el estátor. 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.



Figura 5. Motor BLDC outrunner.

Las dimensiones del motor son de 69 mm de largo y 62 mm de diámetro, con una flecha de 8 mm de diámetro y 26 mm de longitud libre. En la imagen se observa que los devanados del estátor quedan rodeados por el rotor, que semeja un cilindro excéntrico en donde se ubican 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 de efecto Hall que, como se mencionó antes, están colocados cada 120°. Por otra parte, el motor tiene 14 polos o imanes en su rotor y, por tanto, se requiere generar siete ciclos completos de excitación para que su flecha realice una vuelta completa.

En la siguiente sección, se abordará el desarrollo del sistema de control, dando especial atención al diseño e implementación del arreglo electrónico, así como al algoritmo de control. 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 esta máquina se conecta con una transmisión mecánica en donde se aprovecha la velocidad angular.

2. Esquema de control propuesto

En la figura 6, 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*.

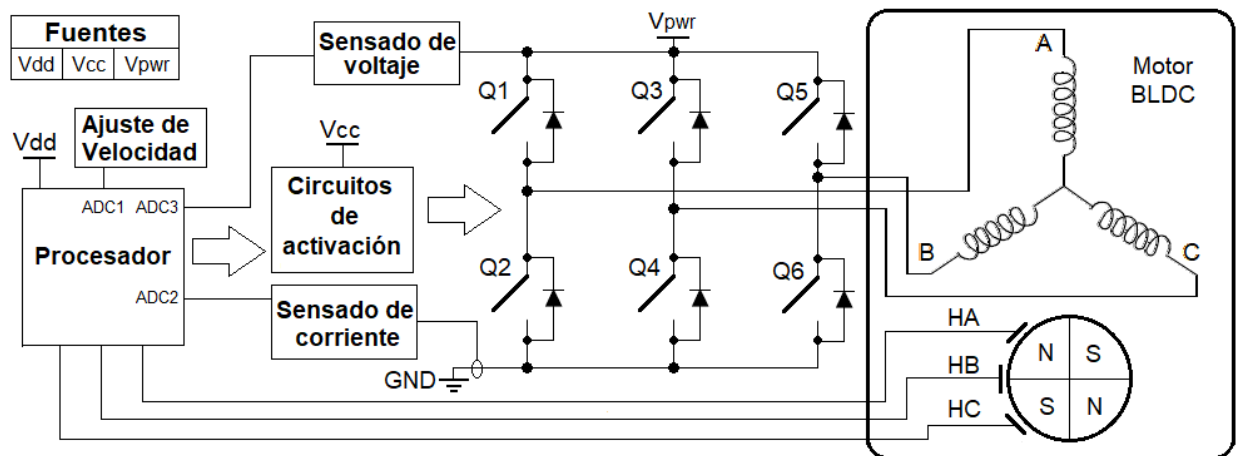


Figura 6. Esquema de un puente *H* aplicado en un motor BLDC

Para encender o apagar los interruptores, es necesario usar circuitos apropiados de activación, dependiendo del tipo de interruptor electrónico que se elige. El sistema está energizado 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.

2.1 Circuito de potencia

Cada rama del puente trifásico, con su circuito de activación, está compuesto por el arreglo que se presenta en la figura 7, en donde el source del transistor inferior se conecta al sensor de corriente, como se verá más adelante. En el diagrama, los MOSFET's empleados en el diseño fueron los IRFP4368PbF de INFINEON (antes International Rectifier), que permiten una corriente teórica a través del silicio de 350 A, aunque en

realidad está limitada por sus conductores internos (wire bond) a 195 A. Su voltaje de ruptura *drain-source* $V_{(BR)DSS}$ es de 75 V y su máxima resistencia de encendido R_{Don} es de 1.85 m Ω . Por otra parte, U1 es el circuito de activación IR2110 y puede trabajar con un arreglo de *MOSFET's* conectados en medio puente que puede estar polarizado con un voltaje de hasta 500 V. Este integrado se polariza con las fuentes Vdd y Vcc, que se usan para la lógica del circuito y las señales de encendido de los *MOSFET's*. 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 tiene la capacidad de generar pulsos de corriente de 2 A con una duración máxima de 10 μ s.

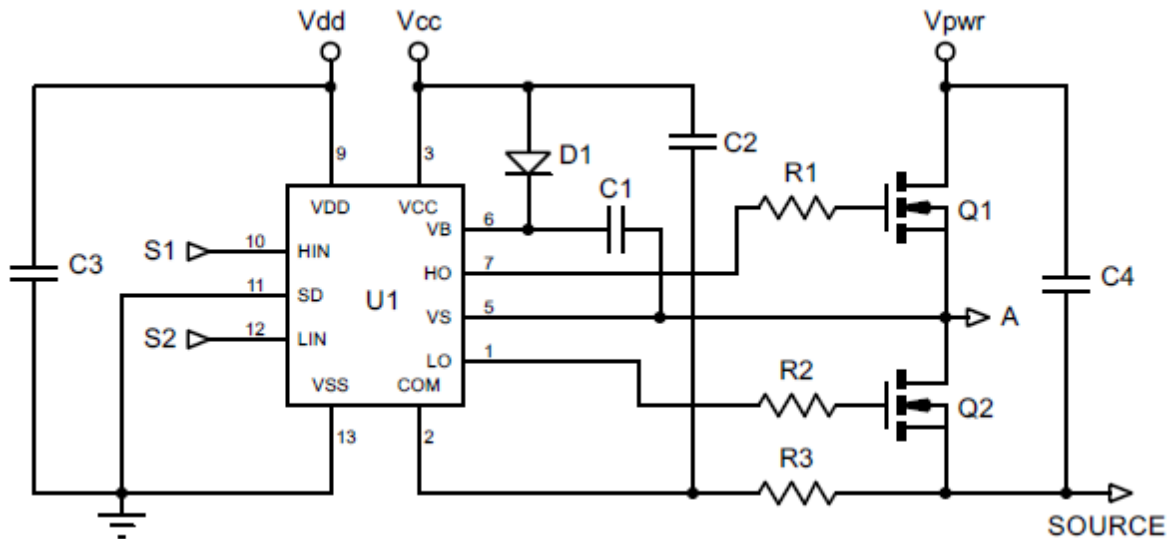


Figura 7. Circuito de una de las fases del puente trifásico

Este circuito de activación es capaz de generar una fuente flotada mediante el capacitor C1, que permite polarizar el transistor que está conectado a la fuente Vpwr. Esta técnica se conoce como *Bootstrap* (BS) y se apoya en la carga del capacitor, a través de diodo D1, cuando el transistor inferior se activa. En este arreglo, D1 protege la fuente Vcc cuando el transistor Q1 se enciende y su voltaje de source alcanza el valor de la fuente Vpwr. El diodo debe ser de alta velocidad y capaz de soportar en inversa el voltaje Vpwr. En el desarrollo se consideró el diodo MUR160. El capacitor C1 se puede calcular a partir de la ecuación 1 (Merello, 2016).

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

Donde Q_G y Q_{LS} son las cargas del gate y del corredor de nivel del circuito BS respectivamente. I_{LK} e I_{QBS} 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 V_{CC} , 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, se tienen los siguientes parámetros: $Q_G = 380$ nC, $Q_{LS} = 5$ nC, $I_{GSS} = 100$ nA, $I_{QBS} = 125$ μ A, $I_{LK} = 50$ μ A, $I_R = 150$ μ A, $V_F = 1.1$ V, $V_{GSmin} = 4$ V. Considerando además $T_S = 50$ μ s, $t_{ON} = 0.9T_S$ y $V_{CC} = 12$ V, la ecuación 1 da como resultado un capacitor mínimo de 58 nF, aunque al final se consideró un capacitor de 100 nF para C1. Los capacitores restantes del IR2110 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, el arreglo de medio puente que forman los *MOSFET*'s se presenta por separado en la figura 8 por comodidad.

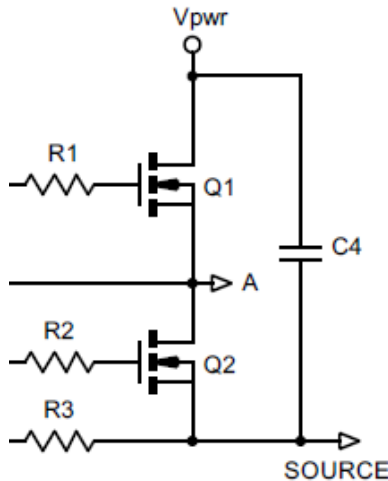


Figura 8. Arreglo de medio puente usando *MOSFET*'s

En la imagen, 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 V_{cc} . El valor de las resistencias se fijó en 10Ω , aunque en el cálculo se obtuvo un valor de 8.7Ω , considerando que $V_{cc} = 12 \text{ V}$, $V_{GS(th)} = 4 \text{ V}$, $Q_{gs} = 79 \text{ nC}$, $Q_{gd} = 105 \text{ nC}$ y $t_{sw} = 200 \text{ ns}$.

Es importante mencionar que, el medio puente es un circuito de conmutación que se conecta a una carga inductiva y por tanto produce una interferencia electromagnética debida al cambio de la corriente que circula a través de ésta. Para mitigar tal efecto se consideró el capacitor C4, el cual se conecta como se indica en la figura 8; es apropiado mencionar que el capacitor debe estar lo más cerca posible de las terminales de Q1 y Q2. Se consideró un capacitor electrolítico, capaz de soportar el voltaje de polarización y con un valor de $100 \mu\text{F}$. La elección de su valor se realizó de forma experimental. Además de esto, para desacoplar la terminal de *común* (COM) del IR2110 de la tierra del sistema y reducir los efectos del ruido de conmutación sobre el integrado se empleó la resistencia R3. Esta resistencia debe ser de un valor pequeño y en nuestro caso se eligió de 5Ω . Información más detallada sobre la elección de este elemento, su interacción con el IR2110 y las resistencias R1 y R2, se puede consultar en (Chey y Parry, 2003)

2.2 Microcontrolador

La unidad de procesamiento de las señales de voltaje y corriente, así como en donde se implementó el algoritmo de velocidad, está basado en el PIC18F4431 que corresponde con un microcontrolador orientado para el manejo de motores eléctricos de corriente

directa o corriente alterna. Tiene una unidad especializada de control de potencia que permite generar hasta cuatro canales de PWM, cada uno con dos salidas, que se pueden programar para producir señales complementarias o independientes. Permite la inserción de tiempo muerto y la programación de señales alineadas por flanco o alineadas centralmente. Además, dependiendo de su frecuencia de conmutación, pueden tener un ciclo de trabajo con una resolución de hasta 14 bits. También ofrece una opción de sobreescritura, sin la necesidad de modificar el ciclo de trabajo de cada canal, que permite mandar cada salida a un valor lógico de 0 o 1. El módulo se programó para generar una frecuencia de 20 kHz, para señales alineadas por flanco, con una resolución de ciclo de trabajo de 10 bits con un 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*. Con base en el circuito expuesto en la figura 7, cuando la respuesta indica PWM, los transistores de la rama se deben activar con base en esta modulación en forma complementaria ($S1=PWM$, $S2=\overline{PWM}$)

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

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. 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 9, se observan que dos canales del convertidor se usan para adquirir las señales BATT y CURR que corresponden con el voltaje y la corriente de la batería. De igual forma, un tercer canal se emplea para medir el voltaje 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.

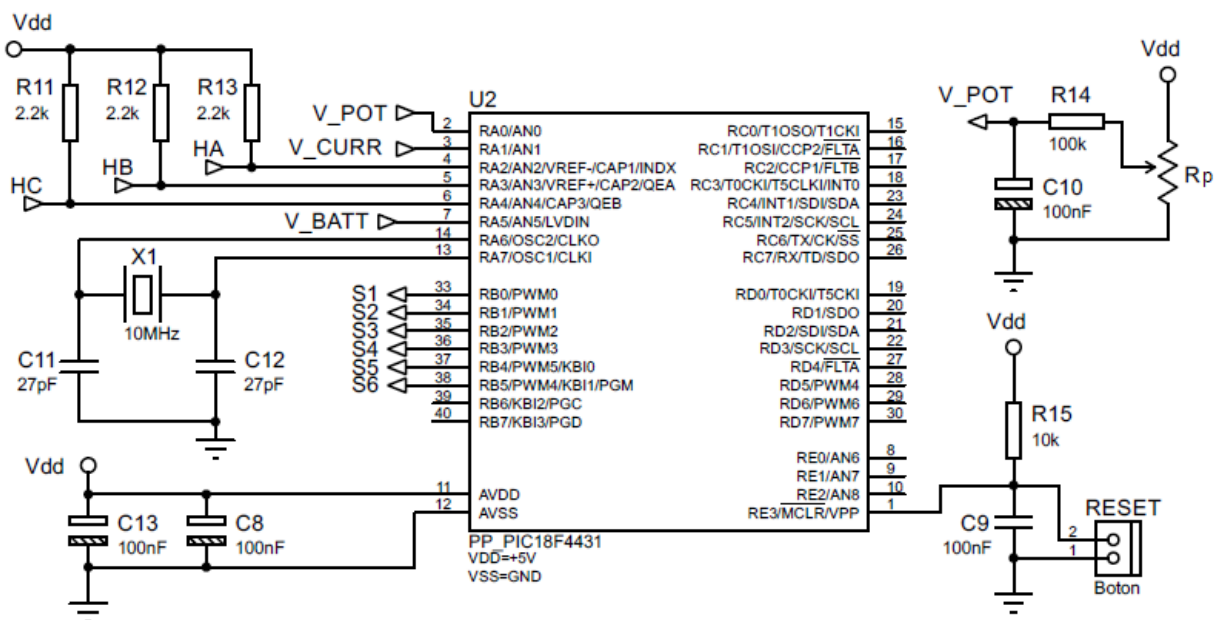


Figura 9. Diagrama del microcontrolador.

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.

2.3 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. Cabe mencionar que este filtrado se complementa, como se verá más adelante, en el procesamiento digital de las señales cuando se realiza el promedio de las muestras. A continuación, se describe el tratamiento de las señales que están consideradas en el control.

La velocidad del motor y aceleración del vehículo se ajusta con un dedal similar al que se presenta en la figura 10. Este elemento, consiste en un potenciómetro y un resorte interno, que está conectado con la palanca y el cursor del potenciómetro. El resorte permite que el dedal se mantenga en su posición inicial cuando no está presionado. La resistencia del potenciómetro R_p es de 5 k Ω , que se conecta entre la fuente Vdd y tierra.



Figura 10. Ajuste de velocidad del motor.

En la figura 11, se ilustra el circuito del dedal junto con su acondicionamiento de señal. El voltaje que aparece en el cursor del potenciómetro se convierte en la señal V_{POT} , después de pasar a través de un filtro paso bajas. En la imagen se aprecia el circuito equivalente después de aplicar una transformación Thevenin-Norton y una Norton-Thevenin. El voltaje V_{th} en este circuito es igual a kV_{dd} y la resistencia R_{th} se puede calcular como $k(1-k)R_p$, donde el factor k está en un intervalo unitario, indicando una fracción de la resistencia R_p en función de la posición del cursor. Tomando en cuenta que la resistencia del potenciómetro es menor que R_{14} , la frecuencia de corte del filtro

se puede aproximar a un valor alrededor de 16 Hz. Como se mencionó, el filtrado es necesario para reducir el ruido de la conmutación, pero no debe ser excesivo porque repercute en la respuesta dinámica del acelerador. La frecuencia indicada se ajustó de forma experimental.

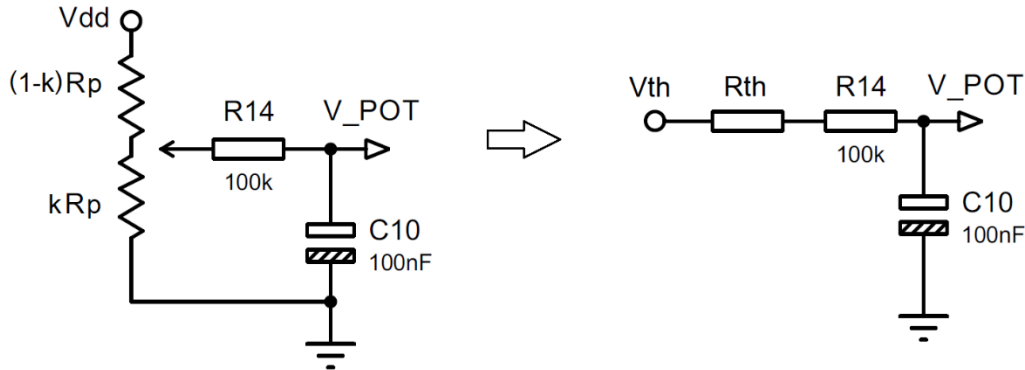


Figura 11. Circuito equivalente del dedal junto con su acondicionamiento de señal.

El voltaje de la batería V_{pwr} se midió a través de un arreglo básico de divisor de tensión formado por tres resistencias que genera la variable BATT. En la figura 12 se muestra el circuito, en donde se agrega un capacitor para formar un filtro paso baja.

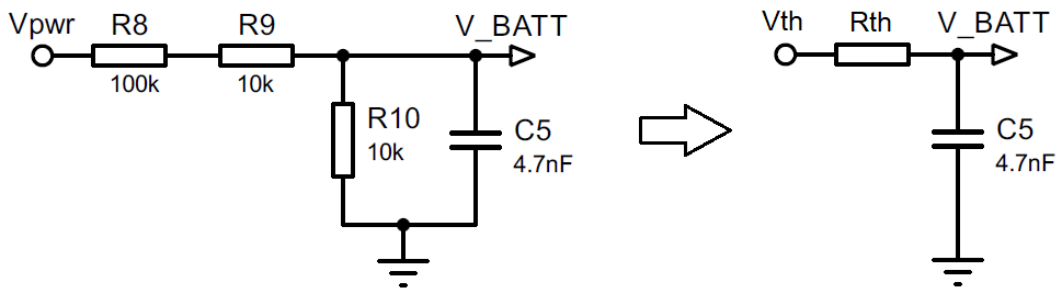


Figura 12. Medición de voltaje por divisor de tensión.

En el lado derecho de la imagen, se aprecia su circuito equivalente que se deriva de las transformaciones Thevenin-Norton y Norton-Thevenin. Las variables V_{th} y R_{th} se pueden calcular a partir de las ecuaciones (3) y (4).

$$V_{th} = V_{pwr} \left(\frac{R_{10}}{R_8 + R_9 + R_{10}} \right) \quad (3)$$

$$R_{th} = \left(\frac{1}{R_8 + R_9} + \frac{1}{R_{10}} \right)^{-1} \quad (4)$$

El voltaje V_{th} coincide con el que produce el divisor de tensión. El divisor da una atenuación de 1/12, de tal forma que para un voltaje V_{pwr} de 60 V, el circuito genera una tensión V_{BATT} de 5 V. La resistencia R_{th} da un valor de 9.16 k Ω y, por tanto, la frecuencia de corte del filtro es de 3.7 kHz.

Además del voltaje, también se sensó la corriente 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. Está basado en un dispositivo de efecto *Hall*, que mide el campo magnético que produce el paso de la corriente a través de un conductor con una resistencia de 100 $\mu\Omega$, de tal forma que la interferencia en el sistema es despreciable. Por esta razón, el sensor se conectó en el punto común que forman los transistores inferiores del puente *H*. El sensor con su acondicionamiento de señal se presenta en la figura 13.

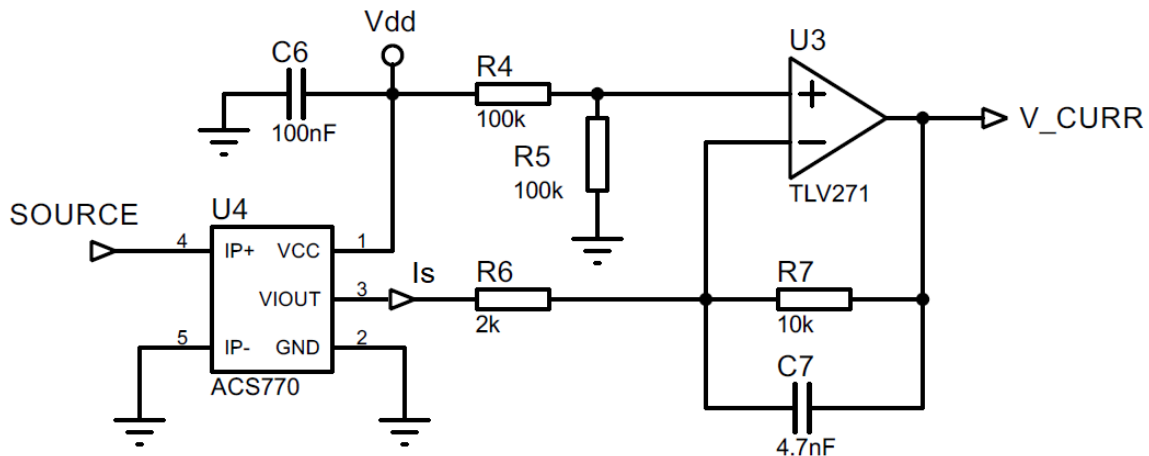


Figura 13. Medición de corriente con el sensor ACS770LCB-050.

La salida del circuito se puede calcular a partir de la ecuación (5), en donde se incluye la respuesta del sensor en unidades de mV/A.

$$V_{CURR} = V_{dd} \left(\frac{R5}{R4 + R5} \right) \left(\frac{R6 + R7}{R6} \right) - \left(\frac{R7}{R6} \right) \left(\frac{V_{dd}}{2} + I_s \frac{40 \text{ mV}}{A} \right) \quad (5)$$

Con base en el valor de sus componentes, la ecuación (5) se reduce como se indica a continuación:

$$V_{CURR} = \frac{V_{dd}}{2} - I_s \frac{200 \text{ mV}}{A} \quad (6)$$

Esta expresión muestra cómo el amplificador operacional se usa para incrementar la sensibilidad a 200 mV/A, pero invierte la señal con respecto a la mitad de su polarización. Dicho de otra forma, si el voltaje está por debajo de este valor la corriente se considera positiva, en tanto que, si está por encima, la corriente se considera negativa. Además de esto, la combinación de R7 y C7 da lugar a un filtro con una frecuencia de corte de 3.4 kHz. Es importante mencionar que, para este circuito, el amplificador debe ser de salida *rail to rail* con la capacidad de energizarse con una sola fuente. En nuestro caso se consideró el TLV271. En cuanto a los componentes de los circuitos expuestos, es importante usar resistencias de precisión de 1% y capacitores de poliéster.

2.4 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. Es importante resaltar que, 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 de cada canal se programa a través de su 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 (7) permite calcular 256 valores que puede tomar en principio el registro PDCx.

$$Duty_POT = \frac{2000}{(2^8 - 1)} POT \quad (7)$$

La ecuación (7) produce valores digitales, sin embargo, se puede relacionar de forma directa con el voltaje promedio V_M que se aplica al motor, como lo indica la ecuación (8).

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

Esta expresión sugiere que el motor puede experimentar sobretensión cuando V_{pwr} 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 (9) se calcula el valor máximo que pueden tomar los registros PDCx. En este trabajo, las magnitudes de $V_{pwr_{MAX}}$ y V_{MN} se consideraron en cada caso de 60 V y 44V. Además de esto, cabe mencionar que $Duty_BATT$ no puede, por definición, ser mayor que 2000.

$$Duty_BATT = 2000 \left(\frac{V_{MN}}{V_{pwr_{max}}} \right) \left(\frac{2^8 - 1}{BATT} \right) \quad (9)$$

Por otra parte, es claro que el procesamiento de las ecuaciones (7) y (9) 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 14 y a continuación se da una breve explicación de éste. 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 1 ms. La interrupción sólo activa una bandera que desencadena el proceso de adquisición y conversión del voltaje y corriente de la batería, así como del potenciómetro. Los valores obtenidos del voltaje de la batería y del potenciómetro por el convertidor, son los índices de los dos arreglos almacenados en la memoria del microcontrolador, que determinan el valor $Duty_BATT$ 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, la corriente se sensa y convierte, 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 potencia.

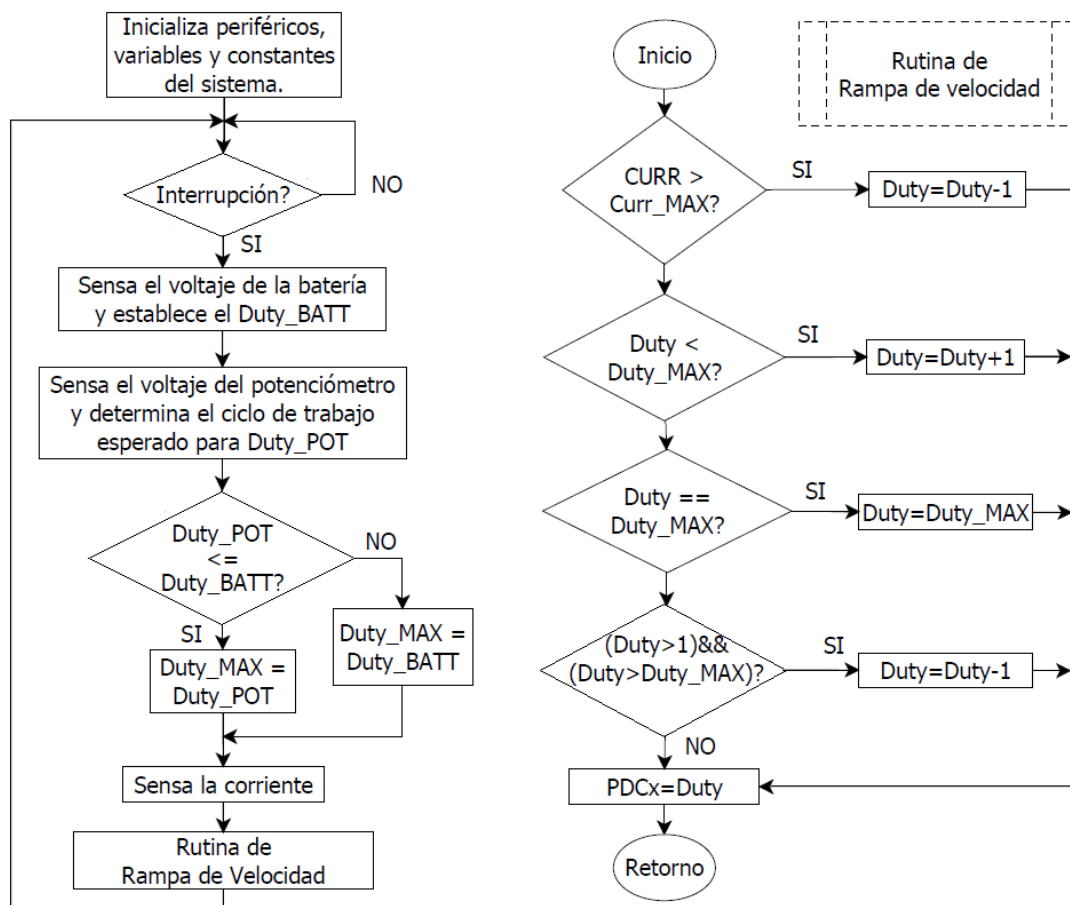


Figura 14. Algoritmo para el ajuste del ciclo de trabajo.

En esta rutina se implementó el limitador de corriente que consiste en el decremento de la variable Duty cuando CURR supera una cota preestablecida; de esta forma, si la corriente se mantiene en el límite, el ciclo de trabajo decrece hasta que el voltaje alcanza un valor tal que la corriente generada no supera el umbral.

3. Implementación y pruebas de laboratorio

Durante el diseño y evaluación del prototipo, se identificó interferencia electromagnética debida 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. También fue necesario que durante el diseño del circuito impreso se separaran las pistas que conducían la corriente de potencia de las que enrutaban las señales de control y acondicionamiento de señales; aunque claro está, todas debían coincidir en un punto común. Además de esto, el uso de capacitores de desacoplamiento, conectados lo más próximo a las terminales de polarización de los integrados, hizo una clara diferencia ante esta problemática. El prototipo se implementó en un circuito impreso de una cara usando componentes de thru-hole. En la figura 15 se muestra el control electrónico y el motor en una prueba de laboratorio en donde se mide el voltaje y la corriente de la batería. En la imagen, además del control y el motor, están presentes dos watthorímetros, uno comercial en la esquina izquierda y otro que está en proceso de desarrollo en la esquina derecha (Castillo et al, 2019).

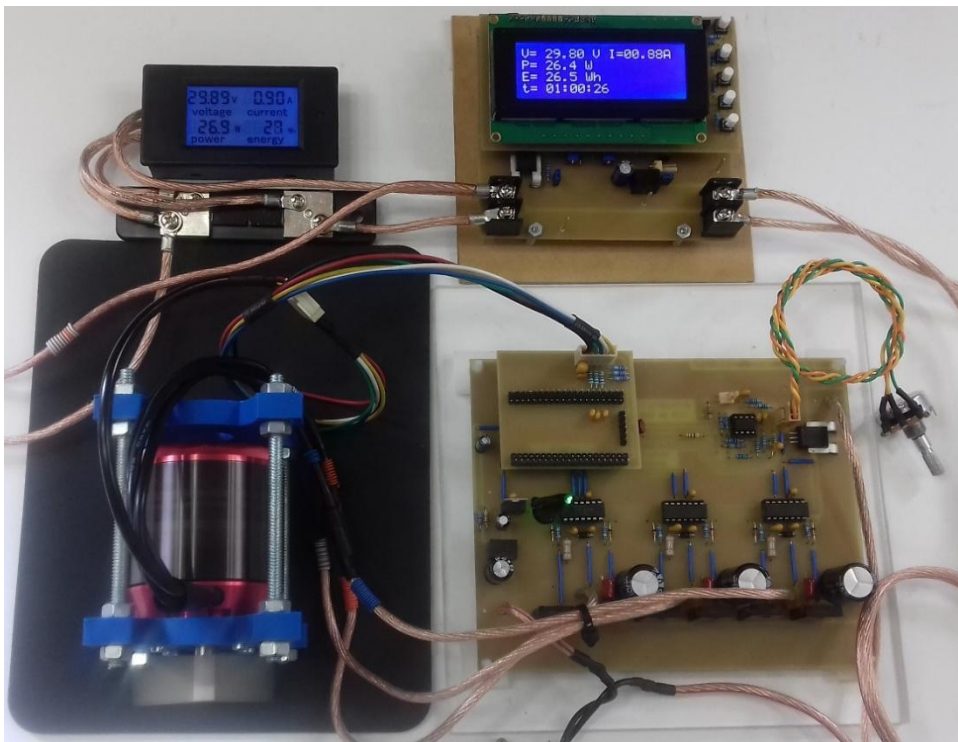


Figura 15. Prueba para medir el voltaje y corriente de la batería.

También se hicieron pruebas, en donde se observa el comportamiento del voltaje y la corriente en una de las fases del motor. En dichas pruebas se usó el osciloscopio KEYSIGHT modelo DSOX1102G, una sonda de corriente A622 de Tektronix y una fuente de voltaje variable BK PRECISION 1687B, ver figura 16. En estas pruebas se usó la fuente variable en lugar de la batería, con el fin de mantener por seguridad condiciones controladas en las mediciones. La fuente permite un ajuste de 0 a 30 volts y es capaz de suministrar 10 amperes de corriente.

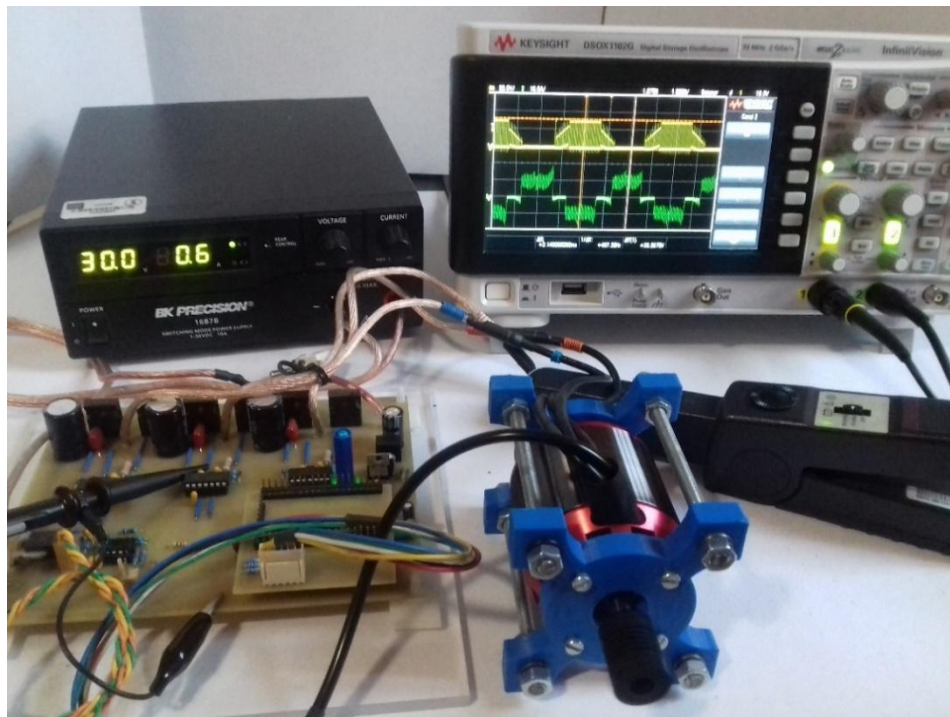


Figura 16. Prueba para medir el voltaje y corriente de una fase.

En la figura 17, se presenta el oscilograma de la corriente y el voltaje de una de sus fases cuando el motor trabaja sin carga. En la imagen, se observa que el ciclo eléctrico del motor fue de 2.5 ms y corresponde con el periodo de la corriente. El rizo de esta señal, durante los intervalos de activación, midió 5 A aproximadamente. En la prueba se ajustó el ciclo de trabajo del control, que generó un voltaje equivalente a 17 V. La velocidad angular que se obtuvo considerando que el motor tiene 7 pares de polos en el rotor, fue de 57 rps o 3428 rpm, lo cual coincide con las especificaciones del motor si se toma en cuenta su constante K_v de 200 rpm (17 V x 200 rpm = 3400 rpm). Por otra parte, el voltaje

de fase muestra un voltaje pico de 30 V, que corresponde con el ajuste de la fuente que energiza al control. En la imagen, se aprecia que esta señal tiene una modulación de PWM y claramente se observa la transición de un estado inactivo a uno activo.

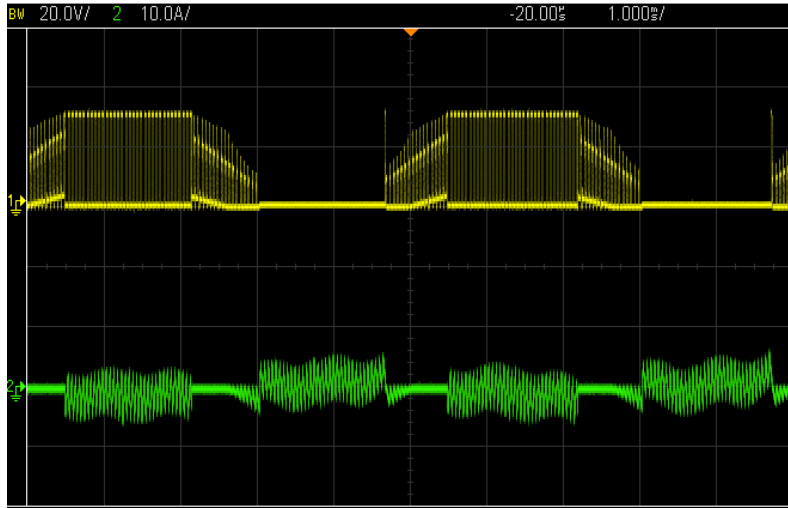


Figura 17. Oscilograma del voltaje y la corriente de una fase.

En la figura 18, se presenta un experimento para medir la velocidad del motor, en donde, además del osciloscopio se usa un tacómetro digital UT372 de la marca UNI-T. En esta prueba, se consideró el voltaje de la fase que tuvo un periodo de 2.14 ms, el cual, tomando el número de polos del motor da un total de 66.75 RPS o 4005 RMP. Este valor fue corroborado por el tacómetro digital.

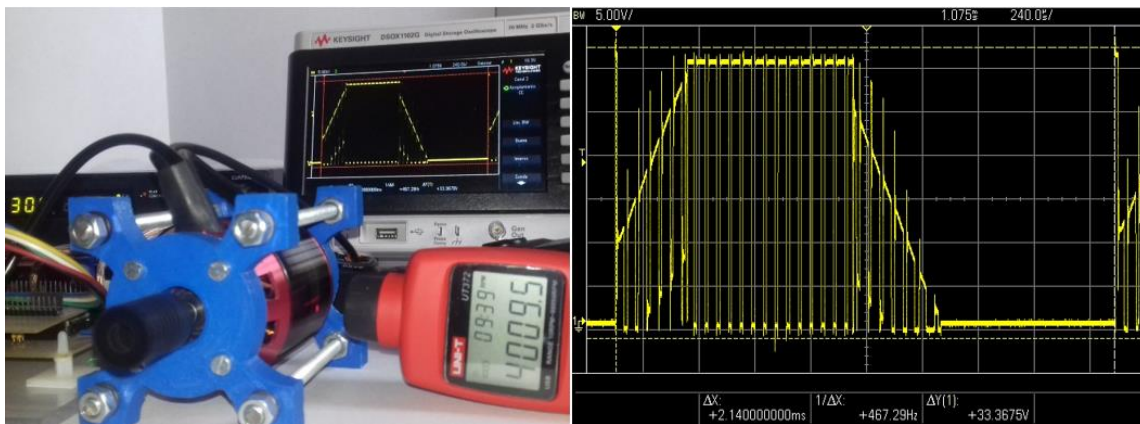


Figura 18. Prueba para medir la velocidad del motor

Con el fin de observar el comportamiento de la corriente de fase ante condiciones de carga, en la figura 19 se muestra esta señal cuando la flecha del motor fue sometida a un esfuerzo mecánico. En la imagen, se aprecia como el esfuerzo aplicado repercutió en el incremento de la corriente de fase, en donde su valor promedio, durante el periodo de activación fue de 10 A aproximadamente.

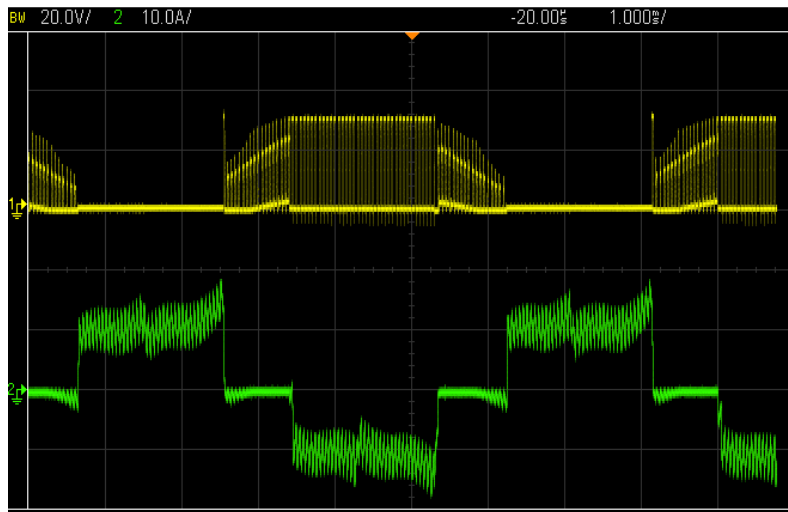


Figura 19. Corriente de fase cuando el motor se somete a una carga mecánica.

Las pruebas mencionadas hasta el momento se realizaron bajo condiciones controladas en el laboratorio. En la siguiente sección se presentan los resultados que se obtuvieron durante las pruebas de campo.

4. Pruebas de campo.

Para validar el desempeño del control, este se probó como parte del tren motriz de un vehículo desarrollado por estudiantes del Centro de Investigación de Diseño Industrial y la Facultad de Ingeniería, ambas escuelas de la UNAM. El equipo que formaron estos estudiantes se conoce como Miztli y se ha mantenido contacto con ellos desde 2017, aunque es importante aclarar que año con año se han ido renovando los participantes. Como antecedente del control que se presenta en este informe, se puede mencionar la participación que se tuvo en 2018 con Mako, que fue un vehículo monocasco fabricado en fibra de carbono. El control que se propuso en esa ocasión tuvo diferentes fallas debido a que no se dimensionó apropiadamente, en el sentido de la potencia que se

requería para controlar el motor. Tampoco se había considerado un limitador de corriente y por esta razón tuvo constantes fallas. Sin embargo, nos permitió aprender sobre la dinámica del sistema y proponer medidas apropiadas para solucionar las deficiencias que presentaron. En la figura 20 aparece este vehículo junto con parte del equipo Miztli de 2018 . El control que se desarrolló en ese año y que sirvió como antecedente del actual diseño, se muestra en la figura 21.



Figura 20. Integrantes de equipo Miztli 2018 junto con Mako.

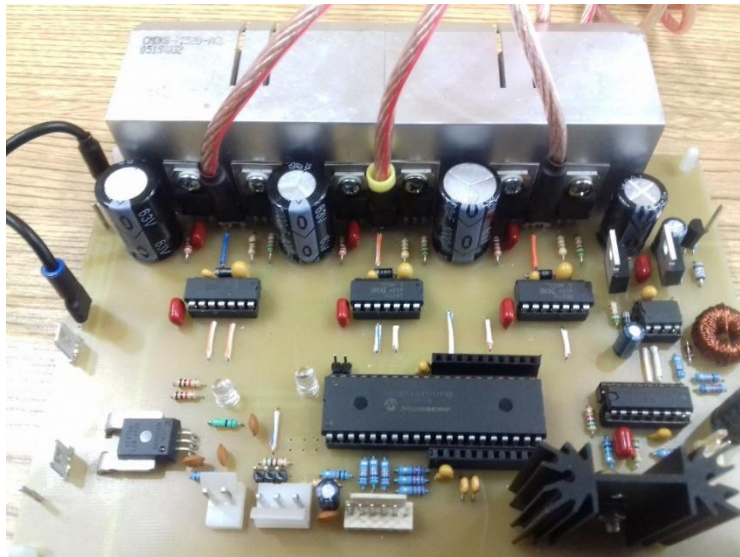


Figura 21. Control propuesto en 2018

Con la experiencia adquirida con Mako, se desarrolló otro vehículo mejor estructurado y más ligero que se bautizó con el nombre de Malaka. En la figura 22, se presenta la foto del vehículo, sin su cubierta, junto con algunos estudiantes del equipo Miztli y dos de los autores del desarrollo electrónico. El motor junto con el control electrónico se colocó en la parte posterior del vehículo, junto con su batería de iones de litio.



Figura 22. Vehículo Malaka y Equipo Miztli.

En este documento no se habla de la eficiencia energética del control porque, como se mencionó, se está desarrollando un instrumento apropiado para cuantizar este parámetro. En su lugar, se ofrece un resultado indirecto, que se obtuvo de una competencia a nivel continental donde participaron alrededor de 70 Universidades. Consideramos que es indirecto, porque su valor es el producto de diferentes factores como son, el peso del vehículo, su aerodinámica, la eficiencia del tren motriz, la pericia del conductor, su experiencia y su estrategia de manejo. El vehículo participó en la competencia Shell Eco-Marathon Americas 2019, en la ciudad de Sonoma, California,

Estados Unidos. En la figura 23 se presenta la foto del vehículo junto con su cubierta durante el evento.



Figura 23. Vehículo Malaka durante la competencia de 2019.

En la tabla 2, se presentan los resultados de la competencia en la categoría de prototipos energizados con batería eléctrica. El automóvil tuvo un desempeño de 91.57 km/kWh (o 56 M/kWh). La información completa de los resultados se puede consultar en la página del evento.

Tabla 2. Resultados de la competencia Shell Eco-marathon Americas 2019.

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

Conclusiones

El algoritmo desarrollado para ajustar el ciclo de trabajo fue efectivo, dado que el motor trabaja 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 constante de tiempo mayor para la actualización del ciclo de trabajo, que permita la inclusión de algoritmos más elaborados. Además de esto, consideramos que la estrategia implementada para limitar la corriente es simple y efectiva. Para nuestra aplicación, 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 explora como una mejora. Por otra parte, como se menciona en el documento, el resultado que se obtuvo durante la competencia fue resultado de diversos factores y pensamos que la estrategia de manejo puede marcar una diferencia importante. Para esto, se requiere de instrumentación que ofrezca la información al piloto de la velocidad, tiempo transcurrido, potencia promedio, energía, etc. Por último, el control electrónico para el motor BLDC Outrunner cubrió las expectativas de este proyecto; sin embargo, estamos interesados en explorar el control de corriente en lazo cerrado combinado con la fem del motor que ofrezca una conmutación más precisa que la obtenida con los sensores de efecto Hall.

Agradecimientos

Durante el desarrollo de la electrónica y pruebas de campo, los estudiantes formaron un equipo piloto, sobre el cual se probó una estrategia de enseñanza basada en videos que reforzó sus conocimientos de electrónica. Agradecemos a la DGAPA por el desarrollo de las notas y videos del proyecto PAPIME PE104819 que se probaron a lo largo de este desarrollo.

También se agradece al Mtro. Salvador Rodríguez Lozano y a la Mtra. Iliana Rodríguez Lozano por su invaluable apoyo en la elaboración y ensamblado de los circuitos impresos que se diseñaron durante este proyecto.

Bibliografía y Referencias

Affanni, A., Bellini, A., Franceschini, G., Guglielmi, P., Tassoni, C. (2005) *Battery choice and management for new-generation electric vehicles*. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Pages: 1343 - 1349 vol. 52.

Caricchi, F., Del Ferraro, L., Giulii Capponi, F., Honorati O., Santini, E. (2003) *Three-wheeled electric maxi-scooter for improved driving performances in large urban areas*. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. Pages: 1363 - 1368 vol.3.

Castillo, J.; Quintana, S.; Bañuelos, M. A. (2006) *Inversor basado en el algoritmo V/F*. Congreso de Instrumentación SOMI XXI, Sociedad Mexicana de Instrumentación. Ensenada Baja California, México, octubre 2006. JCHXXI151.

Castillo, J. (2017) *Fuente conmutada basada en convertidor de medio puente con transformador de alta frecuencia*. Informe técnico II-INME-2017-469 México, CCADET, UNAM.

Castillo, J., De Gortari, J., Caballero A., Ruiz L. (2019) *Desarrollo del prototipo de un wattorímetro digital (Development of a digital watt-hour meter prototype)*. Pistas Educativas, Vol. 41, páginas 119-134.

Cheng-Han Lin, Shu-Yuan Ye. (2018) *Design of Intelligent Electric Scooter with a Cloud Monitoring System*. 2018 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C), IEEE Conferences. Pages: 161 – 164.

Chey, C., Parry J. (2003) *Managing Transients in Control IC Driven Power Stages*. International Rectifier, Design tip DT97-3. 8 pages.

Chi-Tong Huang, Chun-Liang Lin, Chia-Sung Lee. (2010) *Efficient energy management for electrical scooters*. 2010 IEEE Region 8 International Conference on Computational

Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON) IEEE Conferences. Pages: 772 – 776.

García, R. (2018) *Tarjeta para evaluar esquemas de modulación en motores de inducción monofásicos*. Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM.

Hassanin, M. A., Abdel-Kader, F. E., Amer, S. I., Abu-Moubarka, A. E. (2018) *Operation of Brushless DC Motor to Drive the Electric Vehicle*. Twentieth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo, Egypt. Pages: 500 – 503.

International Rectifier. (2004) *Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs*. Application Note AN-944. 5 pages.

Jung-Shan Lin, Li-ChenFu. (1999) *Model analysis and controller design of electric motorcycles*. Proceedings of the 1999 American Control Conference (Cat. No. 99CH36251), IEEE Conferences. Vol.4, pages 2698 – 2702.

Lee, T., Seo, M., Kim, Y., Jung, S. (2006) *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, pages. 1 – 6.

Lozoya, G. (2018) *Desarrollo de una fuente conmutada fuera de línea*. Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM.

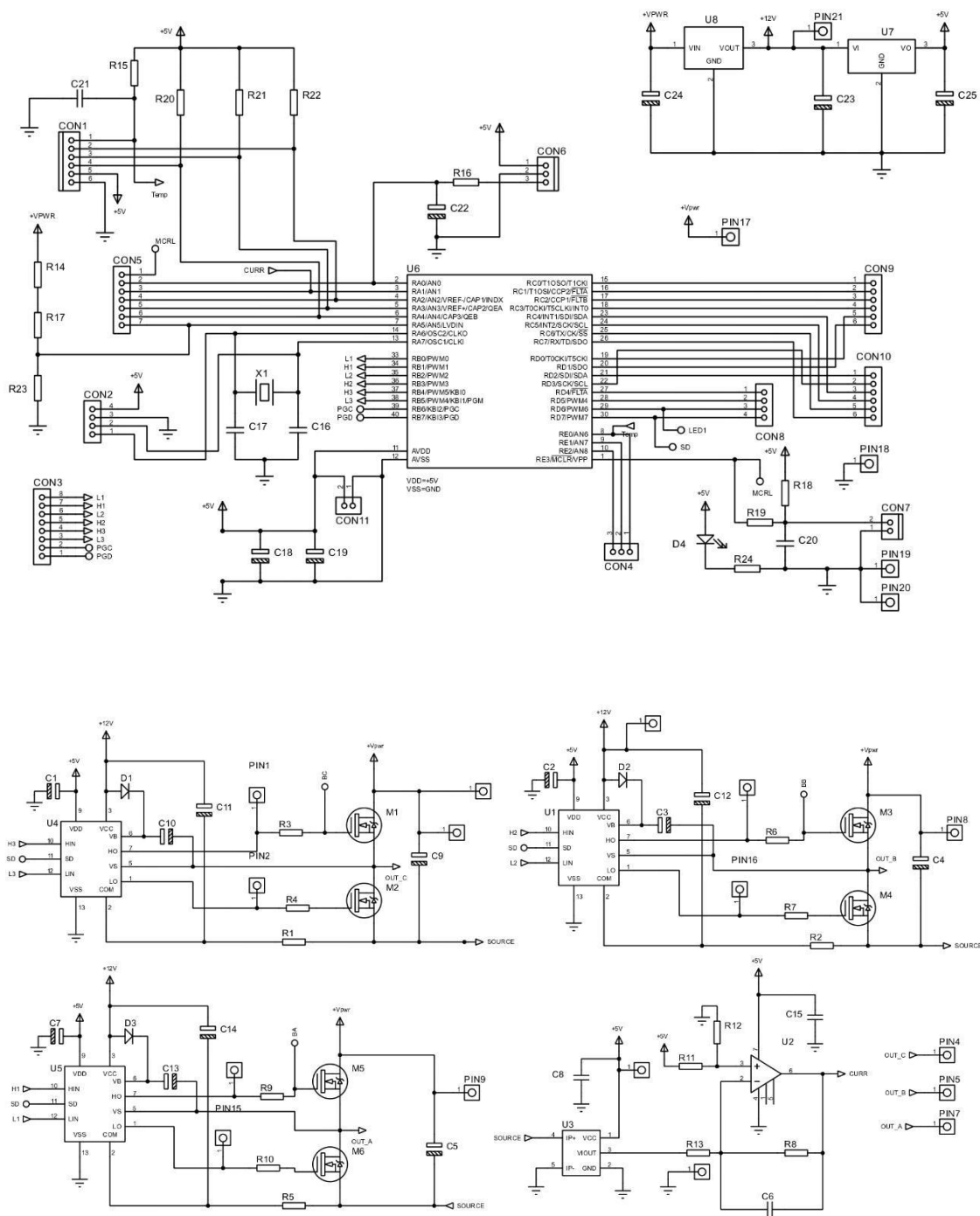
Marcos, J. A. (2008) *Implementación de un algoritmo SV-PWM en un FPGA para control de motores de inducción*. Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM.

Merello, A., Rugginenti, A., and Grasso, M. (2016) *Using Monolithic High Voltage Gate Drivers*. International Rectifier. Design Tip DT04-04.

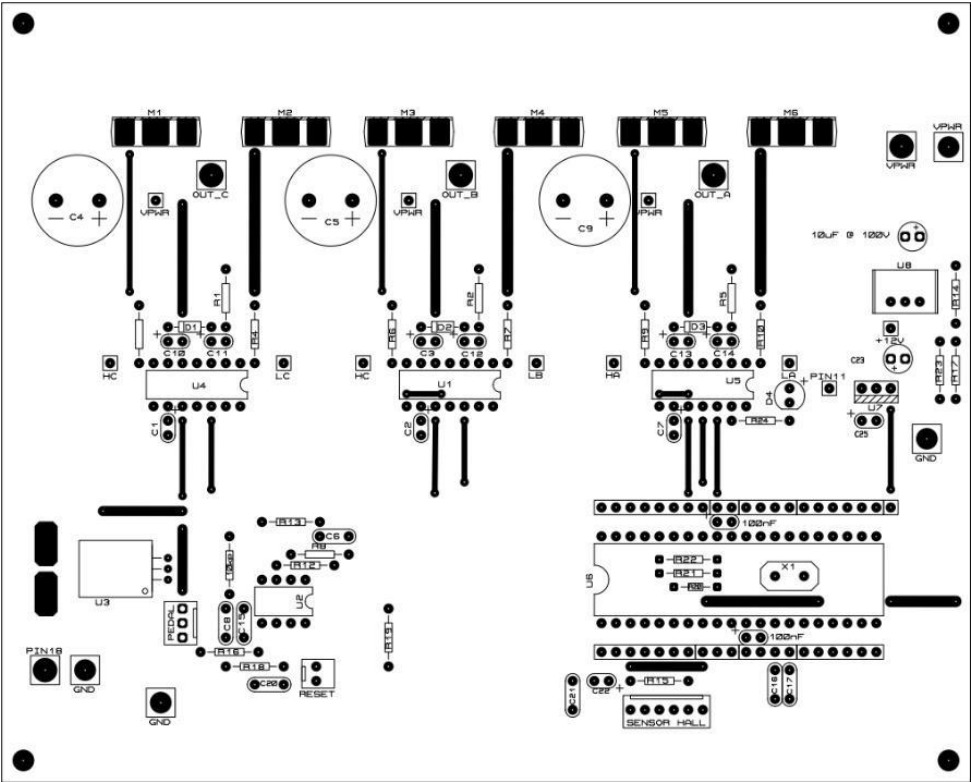
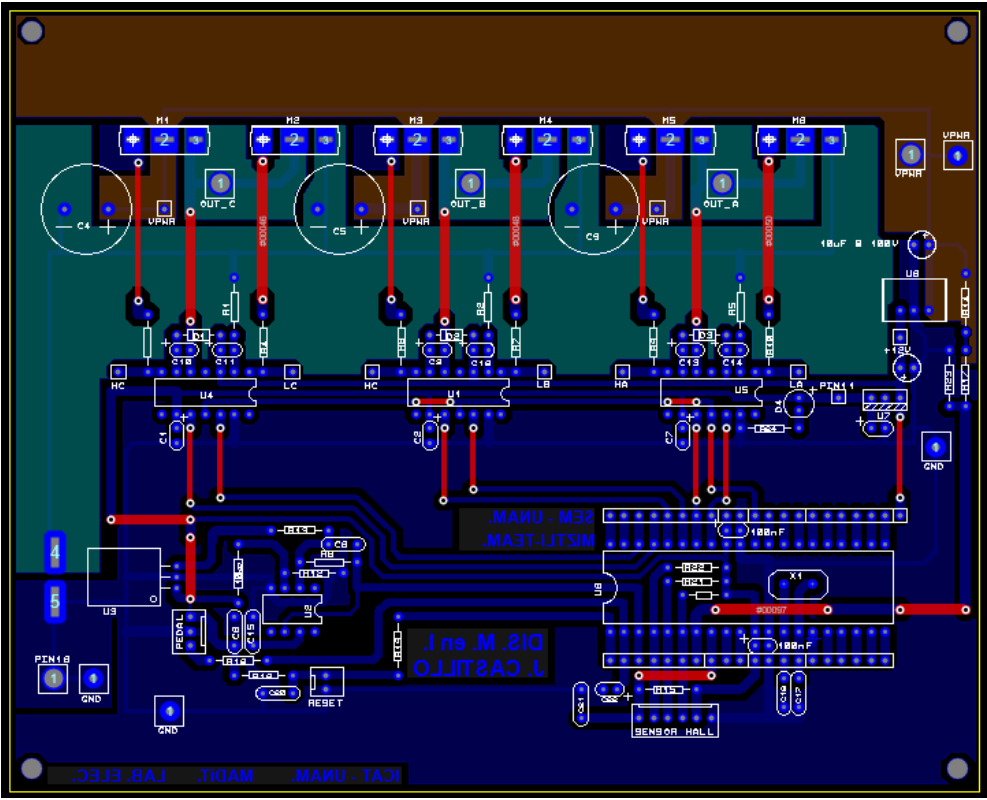
Mousmi, A., Abbou, A. and Houm, E. (2017) *Trapezoidal control of Brushless DC motor based on DSP F28335*. International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS). Pages: 1-5.

Texas Instruments, Inc. (2014) *Hardware Design Considerations for an Electric Bicycle. Using a BLDC Motor*. Application Report SLVA642. 24 pages.

Anexo A. Diagrama electrónico



Anexo B. Circuito Impreso



Anexo C. Lista de Componentes

Parte	Cantidad	Referencia	Valor
MOSFET	6	M1,M2,M3,M4,M5,M6	IRFP4368PbF
Capacitor	6	C1,C2,C3,C7,C10,C13	0.1uF
Capacitor	3	C4,C5,C9	100uF
Capacitor	1	C6	4.7nF
Capacitor	6	C8,C15,C18,C19,C20,C21	100nF
Capacitor	4	C11,C12,C14,C25	1uF
Capacitor	2	C16,C17	27pF
Capacitor	1	C22	10uF
Capacitor	1	C23	100uF @ 25V
Capacitor	1	C24	10uF @ 100V
Resistencia	8	R1,R2,R3,R4,R5,R6,R7,R9	2.2
Resistencia	1	R8	47k
Resistencia	1	R10	10
Resistencia	3	R11,R12,R13	10k
Resistencia	2	R14,R17	18.2k
Resistencia	2	R15,R18	10k
Resistencia	2	R16,R24	1k
Resistencia	1	R19	560
Resistencia	3	R20,R21,R22	2.2k
Resistencia	1	R23	1.5k
Circuito Integrado	3	U1,U4,U5	IR2110
Circuito Integrado	1	U2	TLV271
Circuito Integrado	1	U3	ACS770
Circuito Integrado	1	U6	PIC18F4431

Circuito Integrado	1	U7	78XX
Circuito Integrado	1	U8	CD-CD
Cristal	1	X1	10MHz
Diodo	3	D1,D2,D3	MUR160
Led	1	D4	Rojo
Varios	1	CON1	SENSOR HALL
Varios	1	CON2	HEADER4
Varios	1	CON3	HEADER8
Varios	1	CON4	HEADER3
Varios	1	CON5	HEADER7
Varios	1	CON6	PEDAL
Varios	1	CON7	RESET
Varios	3	CON8,CON9,CON10	
Varios	2	CON11,PIN11	+5V
Varios	2	PIN1,PIN3	HC
Varios	1	PIN2	LC
Varios	1	PIN4	OUT_C
Varios	1	PIN5	OUT_B
Varios	5	PIN6,PIN8,PIN9,PIN13,PIN17	VPWR
Varios	1	PIN7	OUT_A
Varios	4	PIN10,PIN18,PIN19,PIN20	GND
Varios	1	PIN12	+12V
Varios	1	PIN14	HA
Varios	1	PIN15	LA
Varios	1	PIN16	LB
Varios	1	PIN21	12V

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF**HIGH AND LOW SIDE DRIVER****Features**

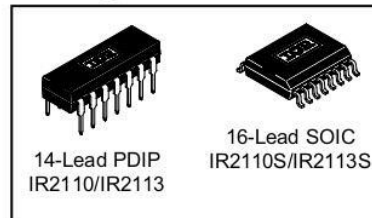
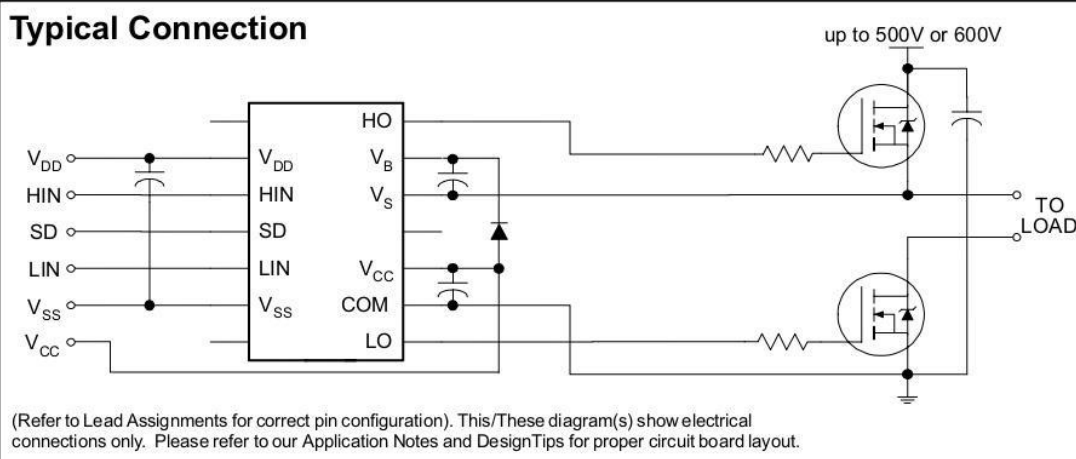
- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages**Typical Connection**

IRFP4368PbF

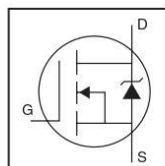
Applications

- High Efficiency Synchronous Rectification in SMPS
- Uninterruptible Power Supply
- High Speed Power Switching
- Hard Switched and High Frequency Circuits

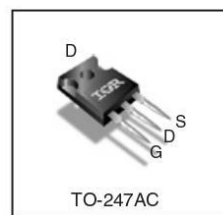
Benefits

- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dv/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche SOA
- Enhanced body diode dv/dt and di/dt Capability

HEXFET® Power MOSFET



V_{DS}	75V
$R_{DS(on)}$ typ.	1.46mΩ
max.	1.85mΩ
I_D (Silicon Limited)	350A ①
I_D (Package Limited)	195A



G	D	S
Gate	Drain	Source

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Silicon Limited)	350 ①	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Silicon Limited)	250 ①	
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$ (Wire Bond Limited)	195	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ②	1280	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Maximum Power Dissipation	520	W
	Linear Derating Factor	3.4	W/ $^\circ\text{C}$
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
dv/dt	Peak Diode Recovery ④	13	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds (1.6mm from case)	300	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10lb·in (1.1N·m)	

Avalanche Characteristics

E_{AS} (Thermally limited)	Single Pulse Avalanche Energy ③	430	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ②	See Fig. 14, 15, 22a, 22b	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ⑤		mJ

Thermal Resistance

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case ⑥	—	0.29	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient ⑦ ⑧	—	40	

MUR120 Series

Preferred Devices

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

**MUR105, MUR110, MUR115, MUR120,
MUR130, MUR140, MUR160**

The MUR120 series of SWITCHMODE power rectifiers are designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

Features

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 V
- Pb-Free Packages are Available*

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



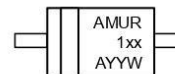
ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

ULTRAFAST RECTIFIERS 1.0 A, 50 V – 600 V



MARKING DIAGRAM



MUR = Device Code
1xx = Specific Device Code
A = Assembly Location
YY = Year
W = Work Week

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall-Effect-Based High-Precision Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

FEATURES AND BENEFITS

- Industry-leading total output accuracy achieved with new piecewise linear digital temperature compensation of offset and sensitivity
- Industry-leading noise performance through proprietary amplifier and filter design techniques
- 120 kHz typical bandwidth
- 4.1 μs output rise time in response to step input current
- Integrated shield greatly reduces capacitive coupling from current conductor to die due to high dV/dt signals, and prevents offset drift in high-side, high-voltage applications
- Greatly improved total output error through digitally programmed and compensated gain and offset over the full operating temperature range
- Small package size, with easy mounting capability
- Monolithic Hall IC for high reliability
- Ultralow power loss: 100 $\mu\Omega$ internal conductor resistance
- Galvanic isolation allows use in economical, high-side current sensing in high-voltage systems
- 4.5 to 5.5 V, single supply operation
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage

Continued on the next page...

PACKAGE: 5-pin package (suffix CB)



Additional leadforms available for qualifying volumes

DESCRIPTION

The Allegro™ ACS770 family of current sensor ICs provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing. Typical applications include motor control, load detection and management, power supply and DC-to-DC converter control, inverter control, and overcurrent fault detection.

The device consists of a precision, low-offset linear Hall circuit with a copper conduction path located near the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field that is concentrated by a low magnetic hysteresis core, then converted by the Hall IC into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional output voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy at the factory. Proprietary digital temperature compensation technology greatly improves the IC accuracy and temperature stability without influencing the high-bandwidth operation of the analog output.

High-level immunity to current conductor dV/dt and stray electric fields is offered by Allegro proprietary integrated shield technology for low output voltage ripple and low offset drift in high-side, high-voltage applications.

The output of the device has a positive slope ($>V_{CC}/2$ for bidirectional devices) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from terminal 4 to terminal 5), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 100 $\mu\Omega$ typical, providing low power loss.

Continued on the next page...

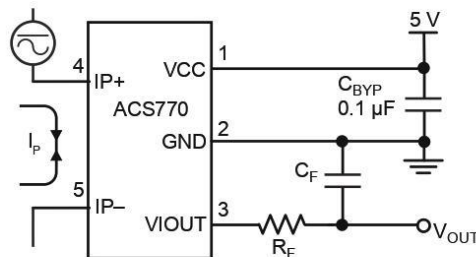


TÜV America
Certificate Number:
U8V 14 05 54214 037



CB Certificate Number:
US-29755-UL

Application 1: the ACS770 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the bidirectional AC or DC primary sampled current, I_P , within the range specified. R_F and C_F are for optimal noise management, with values that depend on the application.



Typical Application

TLV27x Family of 550- μ A/Ch, 3-MHz, Rail-to-Rail Output Operational Amplifiers

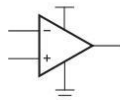
1 Features

- Rail-to-Rail Output
- Wide Bandwidth: 3 MHz
- High Slew Rate: 2.4 V/ μ s
- Supply Voltage Range: 2.7 V to 16 V
- Supply Current: 550 μ A/Channel
- Input Noise Voltage: 39 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Input Bias Current: 1 pA
- Specified Temperature Range:
 - Commercial Grade: 0°C to 70°C
 - Industrial Grade: –40°C to 125°C
- Ultrasmall Packaging:
 - 5-Pin SOT-23 (TLV271)
 - 8-Pin MSOP (TLV272)
- Ideal Upgrade for TLC27x Family

2 Applications

- E-Bike
- Power Banks
- Smoke detectors
- Solar Inverters
- Low-Power Motor Controls
- Battery-Powered Instruments
- Building Automation

Operational Amplifier



Copyright © 2016,
Texas Instruments Incorporated

3 Description

Operating from 2.7 V to 16 V over the extended industrial temperature range from –40°C to +125°C, the TLV27x is a low power, wide bandwidth operational amplifier (opamp) with rail to rail output. This makes it an ideal alternative to the TLC27x family for applications where rail-to-rail output swings are essential. The TLV27x provides 3-MHz bandwidth from only 550 μ A.

Like the TLC27x, the TLV27x is fully specified for 5-V and $\pm$ 5-V supplies. The maximum recommended supply voltage is 16 V, which allows the devices to be operated from a variety of rechargeable cells ($\pm$ 8 V supplies down to $\pm$ 1.35 V).

The CMOS inputs enable use in high-impedance sensor interfaces, with the lower voltage operation making an attractive alternative for the TLC27x in battery-powered applications.

All members are available in PDIP and SOIC with the singles in the small SOT-23 package, duals in the MSOP, and quads in the TSSOP package.

The 2.7-V operation makes it compatible with Li-Ion powered systems and the operating supply voltage range of many micropower microcontrollers available today including TI's [MSP430](#).

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TLV271	SOIC (8)	4.98 mm $\times$ 3.91 mm
	SOT-23 (5)	2.90 mm $\times$ 1.60 mm
	PDIP (8)	9.81 mm $\times$ 6.35 mm
TLV272	SOIC (8)	4.98 mm $\times$ 3.91 mm
	PDIP (8)	9.81 mm $\times$ 6.35 mm
	VSSOP (8)	3.00 mm $\times$ 3.00 mm
TLV274	SOIC (14)	8.65 mm $\times$ 3.91 mm
	PDIP (14)	3.90 mm $\times$ 6.35 mm
	TSSOP (14)	5.00 mm $\times$ 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.



PIC18F2331/2431/4331/4431

28/40/44-Pin Enhanced Flash Microcontrollers with nanoWatt Technology, High-Performance PWM and A/D

14-Bit Power Control PWM Module:

- Up to 4 Channels with Complementary Outputs
- Edge or Center-Aligned Operation
- Flexible Dead-Band Generator
- Hardware Fault Protection Inputs
- Simultaneous Update of Duty Cycle and Period:
 - Flexible Special Event Trigger output

Motion Feedback Module:

- Three Independent Input Capture Channels:
 - Flexible operating modes for period and pulse-width measurement
 - Special Hall sensor interface module
 - Special Event Trigger output to other modules
- Quadrature Encoder Interface:
 - 2-phase inputs and one index input from encoder
 - High and low position tracking with direction status and change of direction interrupt
 - Velocity measurement

High-Speed, 200 ksps 10-Bit A/D Converter:

- Up to 9 Channels
- Simultaneous, Two-Channel Sampling
- Sequential Sampling: 1, 2 or 4 Selected Channels
- Auto-Conversion Capability
- 4-Word FIFO with Selectable Interrupt Frequency
- Selectable External Conversion Triggers
- Programmable Acquisition Time

Flexible Oscillator Structure:

- Four Crystal modes up to 40 MHz
- Two External Clock modes up to 40 MHz
- Internal Oscillator Block:
 - 8 user-selectable frequencies: 31 kHz to 8 MHz
 - OSCTUNE can compensate for frequency drift
- Secondary Oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Fail-Safe Clock Monitor:
 - Allows for safe shutdown of device if clock fails

Power-Managed Modes:

- Run: CPU on, Peripherals on
- Idle: CPU off, Peripherals on
- Sleep: CPU off, Peripherals off
- Ultra Low, 50 nA Input Leakage
- Idle mode Currents Down to 5.8 μ A, Typical
- Sleep Current Down to 0.1 μ A, Typical
- Timer1 Oscillator, 1.8 μ A, Typical, 32 kHz, 2V
- Watchdog Timer (WDT), 2.1 μ A, typical
- Oscillator Two-Speed Start-up
 - Fast wake from Sleep and Idle, 1 μ s, typical

Peripheral Highlights:

- High-Current Sink/Source 25 mA/25 mA
- Three External Interrupts
- Two Capture/Compare/PWM (CCP) modules
- Enhanced USART module:
 - Supports RS-485, RS-232 and LIN/J2602
 - Auto-wake-up on Start bit
 - Auto-Baud Detect

Special Microcontroller Features:

- 100,000 Erase/Write Cycle Enhanced Flash Program Memory, Typical
- 1,000,000 Erase/Write Cycle Data EEPROM Memory, Typical
- Flash/Data EEPROM Retention: 100 Years
- Self-Programmable under Software Control
- Priority Levels for Interrupts
- 8 x 8 Single-Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
 - Programmable period from 41 ms to 131s
- Single-Supply In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via Two Pins
- In-Circuit Debug (ICD) via Two Pins:
 - Drives PWM outputs safely when debugging

Device	Program Memory		Data Memory		I/O	10-Bit A/D (ch)	CCP	SSP		EUSART	Quadrature Encoder	14-Bit PWM (ch)	Timers 8/16-Bit
	Flash (bytes)	#Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)				SPI	Slave I ² C™				
PIC18F2331	8192	4096	768	256	24	5	2	Y	Y	Y	Y	6	1/3
PIC18F2431	16384	8192	768	256	24	5	2	Y	Y	Y	Y	6	1/3
PIC18F4331	8192	4096	768	256	36	9	2	Y	Y	Y	Y	8	1/3
PIC18F4431	16384	8192	768	256	36	9	2	Y	Y	Y	Y	8	1/3