

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONTROLADOR PARA MOTORES BLDC USADO EN VEHÍCULOS AUTÓNOMOS TERRESTRES

Farías Moreno Víctor Uriel, Farías Mendoza Nicandro, García Díaz Noel, Verduzco Ramírez Jesús Alberto
Instituto Tecnológico de Colima

División de Estudios de Posgrado e Investigación
Av. Tecnológico No. 1, Villa de Álvarez, Colima
3126393 Ext 113

G1746009@itcolima.edu.mx, nfarias@itcolima.edu.mx, ngarcia@itcolima.edu.mx,
averduzco@itcolima.edu.mx

RESUMEN.

La creciente demanda de motores BLDC son el resultado del aumento en popularidad de los vehículos aéreos no tripulados lo cual ha generado un amplio mercado de motores tipo BLDC. Sin embargo, estos ocasionalmente vienen acompañados con controladores inadecuados si la aplicación difiere de la original, como es el caso de utilizar un motor diseñado para utilizarse en vehículos aéreos no tripulados en vehículos terrestres. El presente artículo describe el proceso de diseño y construcción de un controlador de velocidad electrónico utilizando un circuito de medio puente H con tres fases basado en transistores MOSFET de potencia, activados por un divisor de voltaje resistivo usando un transistor BJT, logrando frecuencias de conmutación de 300 Hz y corrientes de hasta 30 A. Además, se diseñó una carcasa para contener dicho circuito la cual se reprodujo por impresión 3D. El prototipo construido comprueba el funcionamiento del diseño, presentando una fuerte motivación para la continuación de este trabajo.

Palabras Claves: Electrónica de potencia, puente H, BLDC, Impresión 3D, ESC.

ABSTRACT.

The growing demand for BLDC motors due to the increase in popularity of unmanned aerial vehicles has generated a wide market for this type of motor, however these often come with controllers not suited for the application if this differs from the original, like is the case of using a motor designed for unmanned aerial vehicles on ground vehicle applications. The present article describes the design and construction process of an electronic speed controller using a three phase half bridge circuit based on MOSFET transistors, activated by a resistive voltage divider using a BJT transistor, achieving switching frequencies of up to 300 Hz and currents of up to 30 A. Also, a case was designed for this circuit which was reproduced using 3D printing. The prototype has allowed validation of the design's functionality, presenting a strong motivation for the continuation of this work.

Keywords: Power electronics, H Bridge, BLDC, 3D Printing, ESC.

1. INTRODUCCIÓN

Los dispositivos semiconductores han evolucionado enormemente desde con los primeros rectificadores de arco de mercurio y los dispositivos basados en tubos de vacío (ignitron, fanotron, y tiratron) hasta los transistores y tiristores creados en las revoluciones electrónicas. El MOSFET (Metal Oxide

Semiconductor Field Effect Transistor) fue uno de estos dispositivos, el cual es controlado por voltaje y requiere sólo una pequeña cantidad de corriente de entrada para ser activado, lo cual le ha dado un amplio mercado en los convertidores de alta frecuencia y baja potencia [1].

Hoy en día, los MOSFET de potencia están disponibles de forma comercial a bajo costo a través de varios proveedores tales como International Rectifiers o Vishay Intertechnology, esto hace posible el uso de diseños que involucren uno o varios MOSFET de potencia, siendo uno muy común el puente H, un dispositivo utilizado para conmutar dos voltajes distintos a una sola salida. Los puentes H juegan un rol muy importante en el diseño de inversores, los cuales comúnmente utilizan puentes H en cascada (CHB) que se utilizan para generar señales similares a la de una señal sinusoidal, característica de las señales de corriente alterna (CA) [2] [3]. Uno de los usos más populares de los puentes H es la conmutación de motores de corriente directa (CD), máquinas eléctricas capaces de transformar energía eléctrica de CD en energía mecánica, esto gracias a un dispositivo electromecánico que convierte los voltajes internos de CA a voltajes de CD en sus terminales, este dispositivo es conocido como maquinaria de conmutación o conmutador [4]. Con el paso de los años, los avances en la electrónica de potencia han permitido el surgimiento de los motores sin escobillas de corriente directa (BLDC), también llamados motores de CD sin escobillas. De acuerdo con [5] estos motores poseen ventajas sobre sus versiones de CD tales como mayor confiabilidad, mejor control, mayores velocidades máximas, alto tiempo de vida, mayor eficiencia y densidad de potencia en comparación con sus contrapartes de CD con escobillas. Estas ventajas en conjunto con el hecho de que los motores sin escobillas no producen la chispa de los motores de CD con escobillas (debido a que no requieren de un conmutador mecánico) le permiten al motor BLDC utilizarse en aplicaciones tales como aviación, discos duros, motores de fresadoras, sistemas solares y compresores de alta velocidad [6] [7]. La conmutación de un motor BLDC se logra mediante un dispositivo electrónico comúnmente conocido como controlador de velocidad electrónico (ESC). Debido a la arquitectura de los motores BLDC, un ESC requiere información de la posición del rotor

para realizar una conmutación confiable, tradicionalmente esto se ha logrado por medio de sensores de efecto Hall o sensores ópticos integrados en la instalación del motor. Las últimas dos décadas han ofrecido una variedad de soluciones libres de estos sensores frágiles y costosos para determinar la posición del rotor en motores BLDC tales como la estimación de flujo, la medición del voltaje de la fuerza contra-electro-motriz entre otros [8].

Dado lo anterior se propone que la construcción de un puente H de tres fases basado en MOSFET de potencia demuestra la capacidad de soportar corrientes de operación continuas de 30 A y lograr una frecuencia de operación de al menos 300 Hz. Además se demuestra la viabilidad de construir por medio de impresión 3D una carcasa apta para llevar dicho circuito.

El resto de este artículo consiste en las siguientes secciones: la Sección 2 explica el modelo matemático detrás de los componentes seleccionados para el circuito, la Sección 3 muestra la construcción del prototipo y los resultados, finalmente en la Sección 4 se muestran las conclusiones y el trabajo futuro.

2. DESARROLLO

2.1. Consideraciones iniciales

Los parámetros del circuito inversor diseñado dependen de las características del motor BLDC 8318 mostrado en la tabla 1.

Dado que voltaje de alimentación de este circuito es de 12 V, debido a esto, la velocidad máxima del motor es de 1200 RPM, tal como fue calculado en la ecuación 1.

$$RPM_{max} = (KV)(V_{in}) = \left(\frac{100RPM}{V}\right)\left(\frac{12V}{1}\right) = 1200 RPM \quad (1)$$

Tabla 1 Características para el motor BLDC 8318

Motor BLDC 8318	
Características eléctricas	
Voltaje	11.1 - 51.8 V
Corriente sin carga	1.2 A a 10 V
Corriente de operación	44 A
Corriente máxima	59 A
Potencia máxima	3200 W
Constante KV	100 RPM/V
Peso	630 g

Los dispositivos MOSFET utilizados para la conmutación del motor son el IRF1404 y el IRF 4905, de los cuales se muestran sus características en la tabla 2 y 3 respectivamente. Para las pruebas de velocidad de conmutación se utilizó el MOSFET IRF 9640, cuyas características de conmutación son idénticas salvo la capacidad de carga en la compuerta.

Dadas las consideraciones anteriores, las características del controlador se muestran en la tabla 4.

Tabla 2: Características principales de MOSFET IRF1404.

MOSFET IRF1404	
Características eléctricas	
Canal de operación	N
Voltaje fuente-drenaje máximo	40 V
Resistencia de estado activo a 25 °C	0.004 Ω
Voltaje Compuerta-Fuente de activación	4 V

Tabla 3: Características principales de MOSFET IRF4905.

MOSFET IRF4905	
Características eléctricas	
Canal de operación	P
Voltaje fuente-drenaje máximo	-55 V
Resistencia de estado activo a 25 °C	0.02 Ω
Voltaje Compuerta-Fuente de activación	-4 V

Tabla 4: Características para el controlador de motores BLDC

Circuito controlador de motor	
Características eléctricas	
Voltaje de alimentación mínimo	10 V
Voltaje de alimentación máximo	24 V
Frecuencia de operación	300 Hz
Corriente continua máxima	30 A

2.2. Circuito de entrada lógica

La unidad lógica de control para el circuito diseñado se basa en el microcontrolador PIC24FJ256GA702, el cual es capaz de suministrar una corriente máxima de 20 mA por terminal, con una tensión máxima de 3.7 V. Con motivo de asegurar al adecuado aislamiento entre la fase lógica y la fase de potencia se utilizó un par de opto-acopladores PC817, los cuales activan un transistor de unión bipolar (BJT) tipo NPN modelo 2N5551, el cual activa el divisor de voltaje conectado a cada una de las compuertas de los MOSFET. El lado lógico cuenta con un dispositivo LED (Light Emitting Diode) indicador del estado de activación de cada uno de los MOSFET, conectado en serie con el LED infrarrojo interno del PC817.

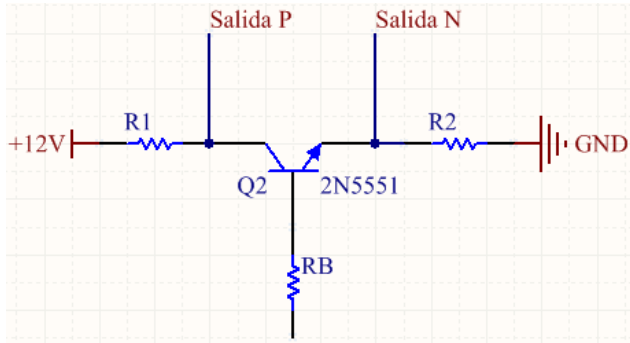


Figura 1: Circuito Divisor de voltaje basado en resistencias y un transistor BJT.

2.3. Circuito para carga/descarga de compuertas

Dado que el voltaje compuerta-fuente de activación de ambos MOSFET a utilizar es de 2 a 4 V, para asegurar una activación completa de estos dispositivos, se utilizó un circuito divisor de voltaje basado en resistencias el cual es activado por un BJT, mostrado en la figura 1. Cabe resaltar que se utilizaron dos de estos circuitos por fase para activar a cada uno de los MOSFET en el circuito, con la diferencia en el punto de conexión a la compuerta con respecto al BJT, conectado en el colector para el caso del MOSFET canal P y en el emisor para el MOSFET canal N.

$$V_{salida} = \frac{(V_{in})(R_2)}{R_1 + R_2} \quad (2)$$

El voltaje de salida del divisor de voltaje es determinado por las resistencias R_1 y R_2 de la figura 1, el cual es calculado por la ecuación 2. Para el MOSFET canal P se considera un voltaje $V_{salida} = 8 V$ en la compuerta, un voltaje $V_{in} = 12 V$ y una resistencia $R_2 = 470 \Omega$, se despeja R_1 de la ecuación 2 la cual genera la ecuación 3, dónde se calcula una resistencia R_1 ideal de 235Ω . Es importante mencionar que se utilizó la resistencia comercial más cercana (220Ω). Para el MOSFET canal N se considera voltaje $V_{salida} = V_{in} = 12 V$ en la compuerta, un voltaje $V_{in} = 12 V$ y una resistencia $R_2 = 470 \Omega$. La selección de resistencias resultante para el circuito de carga / descarga de compuertas se muestran en la tabla 5.

$$R_1 = \frac{(V_{in})(R_2)}{V_{salida}} - R_2 = \frac{(12)(470)}{8} - 470 = 235 \Omega \quad (3)$$

Tabla 5: Resistencias utilizadas en el circuito de carga/descarga

Circuito de carga / descarga		
Selección de resistencias		
Canal	R1	R2
P	220 Ω	470 Ω
N	0 Ω	470 Ω

2.4. Circuito de salida

Se incluyeron dos capacitores de 470 μF a 16 V conectados en serie entre las entradas de voltaje de potencia, esto debido a la falta de capacitores con mayores características de voltaje máximo, por lo cual se recurrió a utilizar capacitores en serie para incrementar la capacidad de voltaje, disminuyendo su capacitancia de acuerdo con la ecuación 4, lo cual genera una capacitancia de 235 μF , con una capacidad de voltaje de 32 V por fase. Debido a que el circuito consta de tres fases conectadas en paralelo, la capacitancia real del circuito está dada por la ecuación 5, la cual indica que las capacitancias de cada fase se suman para obtener la capacitancia total la cual es de 705 μF .

$$C_{Serie} = \frac{C_1 * C_2}{C_2 + C_1} \quad (4)$$

$$C_{paralelo} = C_1 + C_2 \quad (5)$$

2.5. Análisis térmico

Existen dos elementos críticos en términos de disipación de calor, el primero de ellos es el circuito de carga / descarga de compuertas, este disipa calor únicamente cuando se activa el fototransistor PC817 correspondiente. Siendo este un circuito resistivo simple y considerando un voltaje de entrada de 12 V, la potencia disipada (ecuación 6) por este circuito se da por la ley de Ohm.

$$P_{Total} = (V_{in})(R_{Total}) \quad (6)$$

Considerando que las resistencias utilizadas tienen una capacidad de 0.5 W, los valores mostrados en la tabla 6 comprueban la seguridad térmica de los circuitos de carga / descarga de compuertas, incluso con un ciclo de trabajo de 100%.

Tabla 6: Análisis térmico para el circuito de carga/descarga.

Circuito de carga / descarga		
Análisis térmico		
Canal	R_{Total}	P_{Total}
P	690 Ω	0.208 W
N	470 Ω	0.306 W

El otro componente crítico en términos de disipación de calor son los dispositivos MOSFET, cuya disipación térmica está dada por la ecuación 7.

$$P_{Total} = P_{Resistiva} + P_{Conmutación} \quad (7)$$

Considerando que la frecuencia de operación máxima de este circuito es de 300 Hz, la potencia disipada por la conmutación de las compuertas es despreciable, por tanto, se

considerará únicamente la potencia $P_{Resistiva}$. Teniendo en cuenta una corriente de operación continua de 30 A (controlada por software), la potencia resistiva se determina por la ecuación 8, en donde $R_{DS(on)(HOT)}$ es la resistencia entre el drenaje y la fuente a 100 °C del MOSFET (considerando un incremento de 0.5%/°C), cuyas potencias resistivas se muestran en la tabla 7.

$$P_{Resistiva} = (I_{Total})^2 (R_{DS(on)(HOT)}) \quad (8)$$

Tabla 7: Análisis térmico de los dispositivos MOSFET.

Dispositivos MOSFET		
Análisis térmico		
Canal	R_{Total}	P_{Total}
P	0.01375 Ω	12.375 W
N	0.0055 Ω	4.95 W

Es importante notar que para el caso de los MOSFET canal P, se utilizaron dos dispositivos en paralelo, lo cual reduce la resistencia R_{Total} a la mitad del valor $R_{DS(on)}$.

Considerando los valores obtenidos en la tabla 7, y la temperatura de operación máxima permisible de 175 °C es necesario incluir un disipador de calor tal que la resistencia térmica combinada sea la determinada por la ecuación 9. Suponiendo una temperatura máxima deseada $T_{Máxima} = 100$ °C y una temperatura ambiente máxima $T_{Ambiente} = 30$ °C, se obtiene una resistencia térmica combinada $R_{\theta Total}$ de 5.65 y 14.14 °C/W para los dispositivos MOSFET de canal P y N respectivamente. Hay que considerar que como existen dos MOSFET canal P por fase, en realidad se requiere que cada uno tenga una $R_{\theta Total}$ de 11.31 °C/W cada uno.

$$R_{\theta Total} = \frac{T_{Máxima} - T_{Ambiente}}{P_{Total}} \quad (9)$$

2.6. Diseño CAD

La figura 2 muestra el diagrama de una de las tres fases de circuito medio puente H contenidas en el controlador para motores BLDC, de la cual deriva la tarjeta de circuitos perforada (PCB) mostrada en la figura 3, en donde se incluyen todas las fases así como las interfaces de entrada / salida a la unidad lógica de control / motor BLDC 8318 respectivamente.

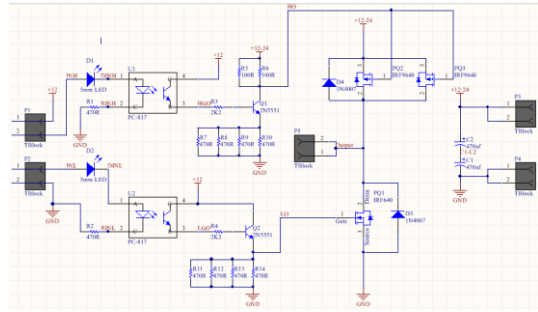


Figura 2: Esquema de medio puente H a utilizar.

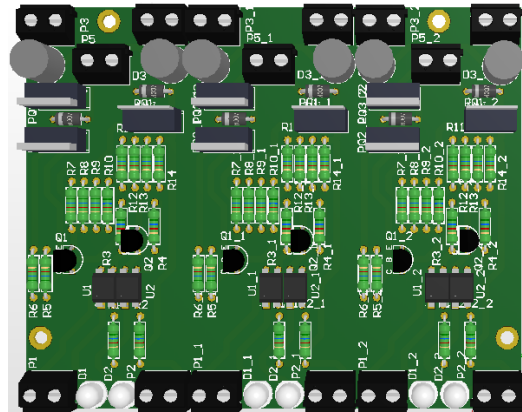


Figura 3: Modelo 3D del controlador para motores BLDC.

Una vez diseñado el PCB se procedió con el modelado de la carcasa, el cual fue realizado en el software Autodesk Fusion 360. En este modelo se incluyó un compartimento para un ventilador de 4", con propósitos de disipar el calor producido por los MOSFET y las resistencias de los divisores de voltaje. El modelo 3D de dicha carcasa se muestra en la figura 4.

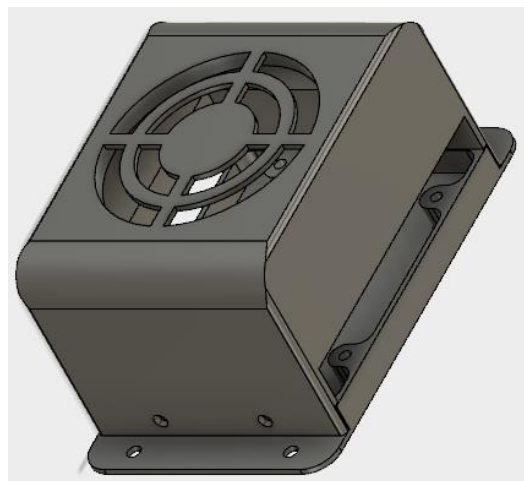


Figura 4: Modelo 3D de carcasa para el controlador de motores BLDC.

3. RESULTADOS

3.1. Resultados iniciales

Las figuras 5 y 6 muestran las formas de onda resultantes de las pruebas de velocidad de activación con los parámetros mostrados en la tabla 5. La forma de esta resultó no ideal para nuestro diseño, el cual opera con una frecuencia de 300 Hz. A estas frecuencias, el circuito tiene una demora de aproximadamente 5 milisegundos entre la señal de desactivación por el controlador y el voltaje de drenaje reaccionando. Estos tiempos de reacción resultan insuficientes para conmutar el motor BLDC 8318 de manera efectiva, razón por la cual se realizó una nueva selección de resistencias con motivo de comprobar la capacidad del circuito para obtener menores tiempos de conmutación.

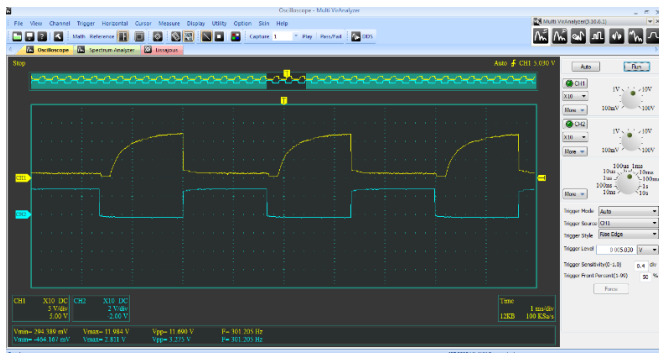


Figura 5: Voltaje de compuerta (amarillo) respecto a señal de activación de 300Hz (azul).

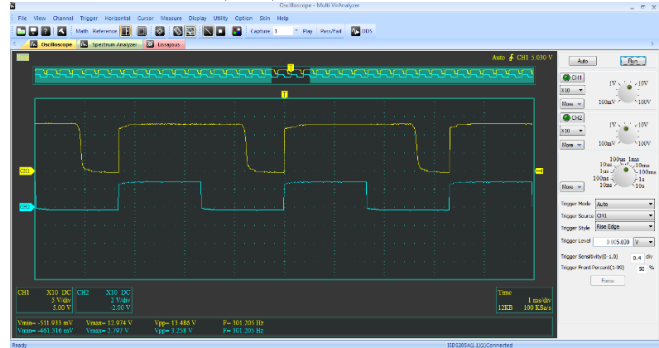


Figura 6: Voltaje de drenaje (Amarillo) respecto a señal de activación de 300 Hz (Azul).

3.2. Ajuste de resistencias

Con motivo de reducir el tiempo de carga – descarga de compuertas en los MOSFET del circuito, se ajustaron los valores de las resistencias usadas en circuito de carga / descarga por los mostrados en la tabla 8. Las formas de onda resultantes (figuras 7 y 8), exhiben un tiempo de conmutación aproximado a 500 microsegundos. Este valor es considerado como aceptable para conmutar el motor BLDC 8318, sin embargo, las potencias disipadas por este circuito (tabla 9), superan la capacidad de las resistencias utilizadas, lo cual hace esta configuración inadecuada para un ciclo de trabajo de 100%.

Tabla 8: Segunda selección de resistencias.

Circuito de carga / descarga Selección de resistencias (ajuste)		
Canal	R1	R2
P	50 Ω	117.5 Ω
N	0 Ω	117.5 Ω

Tabla 9: Segundo análisis de circuito de carga / descarga.

Circuito de carga / descarga Análisis térmico (ajuste)		
Canal	R_{Total}	P_{Total}
P	167.5 Ω	0.859 W
N	117.5 Ω	1.225 W

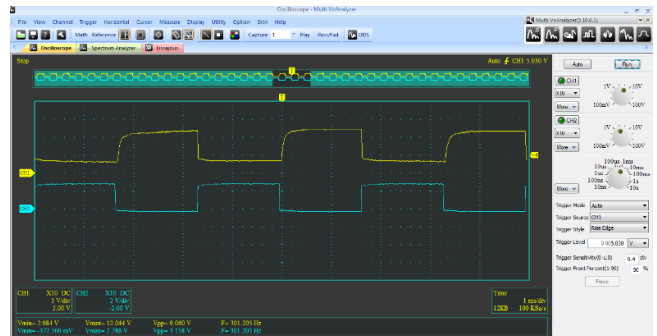


Figura 7: Voltaje de compuerta (amarillo) respecto a señal de activación de 300Hz (azul).

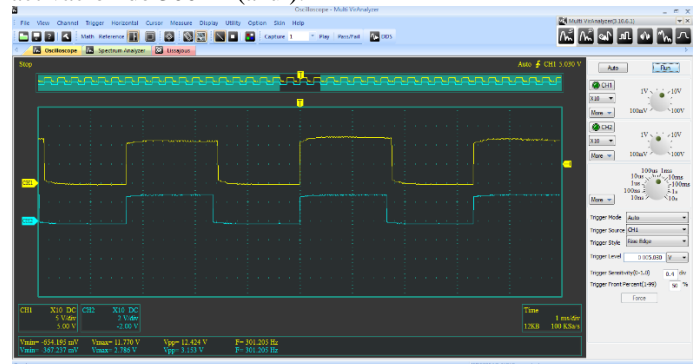


Figura 8: Voltaje de drenaje (Amarillo) respecto a señal de activación de 300 Hz (Azul).

3.3. Construcción del prototipo

La figura 9 muestra el proceso de producción del circuito, iniciando con la generación del código G utilizando el software Libre FlatCAM, para posteriormente ser alimentado a un router de Control Numérico Computarizado (CNC) basado en Arduino y controlado por el software libre GRBL Controller.



Figura 9: Producción del circuito controlador de motores BLDC.

El modelo 3D de la carcasa se reprodujo por medio de la tecnología Fused Deposition Modeling (FDM), utilizando para ello una impresora 3D tipo TEVO Tornado. El proceso de manufactura se observa en la figura 10. Una vez concluida la producción de los componentes necesarios, se realizó el ensamblaje del prototipo, mostrado en la figura 11.



Figura 10: Impresión 3D de la carcasa para el prototipo.



Figura 11: Prototipo de controlador para motores BLDC.

4. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

El prototipo presentado en este artículo de investigación comprobó que es viable la construcción de un puente H basado en MOSFET de potencia capaz de soportar corrientes de 30 A y frecuencias de operación de al menos 300 Hz, sin embargo, este presenta dos limitantes importantes, siendo una la frecuencia máxima de operación de 300 Hz, la cual limita la velocidad máxima del motor, así como la capacidad de utilizar técnicas de Modulación de Ancho de Pulso (PWM). Esta limitante se basa en el circuito de carga / descarga de compuertas empleado, teniendo este una de las arquitecturas más simples, pero también una de las menos eficientes, como se observó en los resultados obtenidos, se requiere utilizar más potencia para obtener menores tiempos de conmutación. Esta técnica pierde viabilidad conforme se incrementa la frecuencia de conmutación requerida.

Otra limitante de este circuito es el voltaje de operación, el cual está limitado entre 10 y 24 V, esto debido nuevamente al circuito de carga / descarga de compuertas, al ser este un divisor de voltaje de valor fijo, conforme se incrementa el voltaje de entrada, también lo hará el voltaje aplicado a las compuertas hasta el punto que superen el valor máximo admisible por el MOSFET, dañando a este y potencialmente causando un corto circuito. Esta limitante hace imposible utilizar el rango máximo de voltaje fuente - drenaje de los MOSFET empleados.

Como trabajo futuro, se propone implementar un controlador basado en el presente, pero mejorando el circuito de carga/ descarga por uno centrado en el controlador de medio puente H IR2104, el cual permitirá superar las limitaciones presentadas por la configuración actual (frecuencia de conmutación máxima y voltaje de operación).

5. REFERENCIAS

- [1] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Segunda ed., Estado de México: Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1995.
- [2] H. Iman-Eini, S. Bacha y D. Frey, «Improved control algorithm for grid-connected cascaded H-bridge photovoltaic inverters under asymmetric operating conditions,» *IET Power Electronics*, vol. XI, n° 3, pp. 407 - 415, 1 Marzo 2018.
- [3] A. S. Gadalla, X. Yan, S. Y. Altahir y H. Hasabelrasul, «Evaluating the capacity of power and energy balance for cascaded H-bridge multilevel inverter using different PWM techniques,» *The Journal of Engineering*, vol. MMXVII, n° 13, pp. 1713 - 1718, 2017.
- [4] S. J. Chapman, *Máquinas eléctricas*, Quinta ed., México, D.F.: McGraw Hill, 2012.
- [5] F. Jian, L. Kun y W. Qing, «Scheme based on buck-converter with three-phase H-bridge combinations for high-speed BLDC motors in aerospace applications,» *IET Electric Power Applications*, vol. XII, n° 3, pp. 405 - 414, 22 Marzo 2018.
- [6] Z. Qian y F. Ming, «Combined commutation optimisation strategy for brushless DC motors with misaligned hall sensors,» *IET Electric Power Applications*, pp. 301-307, 12 Diciembre 2017.
- [7] B. Chunyuan, L. Xiaoxia y Z. Guannan, «The Peak Current Control of Permanent Magnet Brushless DC Machine with Asymmetric Dual-Three Phases,» *CES TRANSACTIONS ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS*, vol. II, n° 1, pp. 129-135, Marzo 2018.
- [8] S. Chen, G. Liu y L. Zhu, «Sensorless Control Strategy of a 315 kW High-Speed BLDC Motor Based on a Speed-Independent Flux Linkage Function,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 11, pp. 8607 - 8617, 27 Abril 2017.