



**INAOE**

# **Control híbrido de motores DC sin escobillas usando FPGA.**

Por:

**Sergio Andrés Reyes Sierra**

Tesis sometida como requisito parcial  
para obtener el grado de

**MAESTRO EN CIENCIAS EN LA  
ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA**

en el

**Instituto Nacional de Astrofísica,  
Óptica y Electrónica**  
Tonantzintla, Puebla  
Octubre del 2013

Supervisado por:

**Dr. Jorge Francisco Martínez Carballido  
Dr. José Luis Vázquez González**

©INAOE 2013

Derechos Reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y  
distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en partes.



## **RESUMEN**

Título: CONTROL HÍBRIDO DE MOTORES DC SIN ESCOBILLAS USANDO FPGA.

Autor: SERGIO ANDRÉS REYES SIERRA

Palabras Claves: BLDC, sensorless, inrunner, outrunner, sensored, FCEM, LUT.

Descripción:

El presente trabajo busca solucionar la caída del par que se presenta en los motores DC sin escobillas debido a la forma de conmutación. Estos aunque son más eficientes que los motores DC convencionales, necesitan un control más sofisticado para generar movimiento. Por lo anterior, se busca estudiar las técnicas de conmutación trapezoidal y sinusoidal para así proponer una nueva técnica que mejore las mismas. Para tal efecto, primero se hace un estudio completo del funcionamiento de los motores DC sin escobillas, donde se explican sus principales partes y características. Además, se presentan las tres formas más comunes de energización de las fases del motor para así generar movimiento, junto con algunas formas de modulación.

Por otra parte, se presenta el modelo matemático que gobierna el comportamiento de estos motores, usando SIMULINK para simular un nuevo modelo de motores DC sin escobillas que use las conmutaciones trapezoidal y sinusoidal. Para corroborar lo anterior, se usó un controlador PI que permitió controlar la velocidad.

Se implementaron en el FPGA, y por separado, las técnicas de conmutación trapezoidal y sinusoidal para controlar un motor BLDC que sólo usa sensores de efecto HALL para conocer la posición del rotor.

Se desarrolló un sistema de conmutación híbrido, para controlar un motor BLDC con el FPGA que depende de la velocidad y, aprovecha las ventajas de las conmutaciones trapezoidal y sinusoidal.

## **ABSTRACT**

Title: HYBRID CONTROL OF BRUSHLESS DC MOTORS USING FPGA.

Author: SERGIO ANDRÉS REYES SIERRA

Keywords: BLDC, sensorless, inrunner, outrunner, sensored, FCEM, LUT.

Description:

This work aims to solve some of the commutation problems that for the brushless DC motors. BLDC motors are more efficient than conventional DC motors; but require a more elaborated control to generate movement. Therefore, the main goal is to study trapezoidal and sinusoidal commutation techniques in order to propose a new technique that improves them, by combining their advantages. To this end, the first step is to study of the performance of brushless motors and explain its main parts and characteristics of the same. Moreover, are presented the three most common ways of energizing the motor phases so as to produce movement along with some kind of modulation.

Using a mathematical model of the behavior of these BLDC motors; adding the trapezoidal and sinusoidal commutation simulations were carried on, with Simulink. To corroborate this, we used a PI controller to control the speed.

Hardware design in FPGA for the trapezoidal and sinusoidal commutation techniques of BLDC motors using Hall effect sensors for rotor position estimation was implemented.

Finally, the motor is controlled with the FPGA using a hybrid technique that depends on the speed and takes advantage of the trapezoidal and sinusoidal commutation, diminishing ripple effects compared to the usage of the individual commutation techniques.

## **AGRADECIMIENTOS**

Primero que todo, a Dios por llenarme de sabiduría para culminar esta nueva etapa de mi vida.

A los Doctores, Jorge Francisco Martínez Carballido y José Luis Vázquez González, por su paciencia y orientación. Sin ellos, no hubiese sido posible la realización del presente trabajo.

Al Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y electrónica, por abrirme sus puertas y darme la oportunidad de haber sido uno de sus estudiantes.

Al consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, por darme el apoyo necesario para estudiar la maestría.

A todos los profesores que aportaron en mi formación como maestro en ciencias.

A los pingüinos (Marlon, Jorge y Daniel), al hijo (Andrés) y al flaco (Diego), por su incondicional amistad, y por haber sido desde hace 2 años mi familia mexicana.

A don Jorge García y familia, a don Reyes García y familia, a don Trinidad García y familia, a don Marcos Veruete y familia, por haberme recibido en su país y hacerme sentir que México es mi casa.

## **DEDICATORIAS**

Quiero dedicar este trabajo de grado a mi familia, son el mejor regalo que me ha dado la vida, gracias a ellos he culminado otra importante etapa de mi vida, y sin ellos nada de esto hubiera sido posible. Este logro no es sólo mío, es de todos ustedes, ya que sin ustedes no tendría motivación para levantarme cada día con ganas de cumplir nuevas metas, y seguir creciendo como profesional y como persona.

También quiero dedicar este trabajo al amor de mi vida, a Yazmín. Eres la persona que siempre ha estado a mi lado, gracias a ti nunca me siento sólo. Espero que este sea sólo uno de los muchos logros que viviré junto a ti.

<b>RESUMEN .....</b>	<b>2</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>3</b>
<b>AGRADECIMIENTOS .....</b>	<b>4</b>
<b>DEDICATORIAS .....</b>	<b>5</b>
<b>1 MOTORES BLDC .....</b>	<b>7</b>
1.1 INTRODUCCIÓN.....	7
1.2 ANTECEDENTES.....	7
1.3 ESTRUCTURA DE LOS MOTORES BLDC.....	10
1.4 MEDICIÓN DE LA POSICIÓN DEL ROTOR .....	15
1.5 CONTROL PARA GENERAR MOVIMIENTO .....	20
1.6 TÉCNICAS DE CONMUTACIÓN .....	22
1.7 TÉCNICAS DE MODULACIÓN .....	28
1.8 NÚMERO DE POLOS .....	31
1.9 COMPARACIÓN ENTRE MOTORES BLDC Y OTROS TIPOS DE MOTORES .....	32
<b>2 PROBLEMA, SOLUCIÓN Y METODOLOGÍA .....</b>	<b>36</b>
2.1 IDENTIFICACIÓN DEL PROBLEMA .....	36
2.2 SOLUCIÓN .....	38
2.3 METODOLOGÍA .....	39
<b>3 MODELADO Y SIMULACIÓN .....</b>	<b>41</b>
3.1 MODELO MATEMÁTICO .....	41
3.2 MODELADO MEDIANTE VARIABLES DE ESTADO .....	42
3.3 MODELADO EN SIMULINK .....	44
<b>4 IMPLEMENTACIÓN EN HARDWARE .....</b>	<b>62</b>
4.1 IMPLEMENTACIÓN DEL DIGRAMA DE CONTROL.....	62
4.2 CONMUTACIÓN TRAPEZOIDAL .....	71
4.3 CONMUTACIÓN SINUSOIDAL.....	74
4.4 CONMUTACIÓN HÍBRIDA .....	79
<b>5 CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES .....</b>	<b>83</b>
<b>6 TRABAJO FUTURO .....</b>	<b>85</b>
<b>7 ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS .....</b>	<b>86</b>
7.1 ÍNDICE DE FIGURAS .....	86
7.2 ÍNDICE DE TABLAS .....	88
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>89</b>

## 1 MOTORES BLDC

### 1.1 INTRODUCCIÓN

En estos tiempos, es común que aplicaciones industriales, caseras, automovilísticas, o robóticas, entre otras, utilicen motores DC sin escobillas (BLDC) [1]. Esto, debido a su alta eficiencia y bajo costo de mantenimiento comparado con otros tipos de motores.

Los motores BLDC tienen como principal característica la ausencia de escobillas para la conmutación ya que esto se hace electrónicamente. Por lo tanto, se eliminan los principales problemas que presentan los motores eléctricos convencionales, como lo son el rozamiento/desgaste, la eficiencia o el ruido, entre otros. Estos problemas, generan un gasto extra debido a que se debe hacer un mantenimiento constante, lo que conlleva a que la vida útil de la máquina sea más corta. Además, los motores BLDC presentan otras ventajas como lo son mejor relación velocidad-par motor, mayor respuesta dinámica, mayor eficiencia, mayor vida útil, menor ruido, mayor rango de velocidad y mayor relación par motor- tamaño. Esta última, indica que este tipo de motores pueden ser utilizados en aplicaciones de tamaño reducido [2].

No obstante, los motores BLDC presentan dos grandes desventajas como lo son su mayor costo, y su complejo sistema de control, ya que es necesario generar señales de disparo perfectamente desfasadas, para lograr su funcionamiento.

Por lo tanto, el presente capítulo explica cómo están fabricados y cómo funcionan los motores BLDC.

### 1.2 ANTECEDENTES

Debido al incremento de aplicaciones que demandan motores BLDC, ha sido necesario proponer nuevas estrategias eficientes de control de bajo costo. Una de las formas de mejorar la eficiencia de estos motores, es buscar la forma de generar adecuadamente señales de conmutación que permita

que el par del motor permanezca constante. Por ejemplo, en [3] se presenta una forma novedosa de bajo costo de controlar motores BLDC, la cual consiste en generar señales PWM en el FPGA para lograr una conmutación trapezoidal. Este control, trata los motores BLDC como un sistema digital, es decir, permite que el motor funcione en 'low duty' ( $D_L$ ) o 'high duty' ( $D_H$ ) y la regulación de velocidad se logra alternando entre estos dos estados, lo que hace que, el sistema de control sea fácilmente diseñado e implementado.

De igual manera, en [1] se diseña e implementa un control de velocidad basado en FPGA para motores BLDC. La razón de utilizar un FPGA, es la flexibilidad y la extensibilidad en el diseño facilitando el uso de su estructura, permitiendo así, experimentación e implementación de complejos algoritmos de control.

Igualmente, en [4] se muestra una estructura efectiva de control usando el FPGA, cuando se tiene el modelo de espacio de estados de un motor BLDC. Para ello, fue necesario utilizar procesadores de punto flotante y estructuras que garanticen tiempos de conmutación menores a 1  $\mu$ s.

Como complemento, en [5] se presenta el modelo y el control de un motor BLDC utilizando Matlab/Simulink y un FPGA respectivamente. Con esto, se evaluó el rendimiento de este tipo de motores al simular varios esquemas de control. Para ello, se trabajaron en Simulink tres bloques; uno con la dinámica del motor, otro que generaba las señales de efecto Hall y, finalmente, otro que simulaba el comportamiento de la fuerza contra electromotriz. Mientras tanto, en VHDL se trabajó un bloque que generaba las señales PWM, permitiendo con esto la conmutación de las fases del motor

Así mismo, en [6] se presenta una simulación *hardware in the loop* (HIL) para motores BLDC, acá se tuvieron en cuenta dos combinaciones claves. Primero, una simulación de las señales de control junto con corrientes y voltajes reales. Segundo, un FPGA en el que se modela eléctricamente el



motor. Esto permite analizar el comportamiento de los controladores que no utilizan sensores.

Por otra parte, en [7] se presenta el control de motores BLDC usando “cadenas de bits”, en la cual se utilizan señales bipolares, que se representan por cadenas de bits ponderadas, las cuales permiten por una simple lógica digital crear una variedad de acciones de control. Por lo mencionado anteriormente, esta técnica se implementó en un FPGA. También se menciona, que, un controlador proporcional integral (PI), es usado para afectar la velocidad y el torque del motor.

Así mismo, buscando un controlador de bajo costo para motores BLDC, en [8] se implementa un controlador en el FPGA. El diseño de éste se valida mediante simulación, y posteriormente se presentan resultados experimentales.

Otra alternativa para mejorar el rendimiento de estos motores, es aprovechar las características de los diversos tipos de control para poder crear una técnica híbrida que aumente la eficiencia de la máquina. Por ejemplo, en [9] se propone un controlador híbrido PI-Fuzzy para motores DC sin escobillas.

Por otra parte, es importante conocer cuáles son las diferencias entre los motores que implementan sensores, y los que no, ya que la arquitectura del mismo va a cambiar y, por lo tanto, la forma de implementar el control va a sufrir ligeras variaciones. Por lo anterior, en [10] se presenta un estudio comparativo de cómo controlar motores con y sin sensores; este estudio, es soportado con simulaciones que posteriormente se implementan en un DSP. No obstante, algunas referencias proponen sistemas de control sólo para motores sin sensores [11] [12].

Así mismo, debido a que hay varias formas de conmutación de motores BLDC, en [13] se propone el diseño de un controlador vectorial universal PWM basado en FPGA, donde se comprueba que este controlador es muy eficiente si se manejan señales de conmutación de hasta 40 KHz.

De igual manera, en [14] se diseña un controlador PID Fuzzy para motores Brushless. Primero se estudia por separado el rendimiento de los controladores convencionales PID y Fuzzy al controlar motores BLDC, para así encontrar las ventajas y desventajas de cada método y finalmente proponer una técnica híbrida.

Por otro lado, en [15] se diseña e implementa un controlador Fuzzy digital. Con éste se reduce el tamaño y el costo del controlador sin comprometer el rendimiento del motor, ya que se utiliza un versátil microcontrolador como lo es el ADUC812.

Por último, en [16] se presenta un controlador Fuzzy reconfigurable que permite variar la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo con alta precisión y con un tiempo de respuesta bajo.

### *1.3 ESTRUCTURA DE LOS MOTORES BLDC*

Los motores DC sin escobillas son una particularidad de los motores síncronos, esto quiere decir que el campo magnético generado por el estator, y el campo magnético generado por el rotor tienen la misma frecuencia. Sin embargo, este tipo de motores no tiene el deslizamiento visto en los motores de inducción [2].

Por otra parte, hay dos tipos de fabricación de motores BLDC, los 'inrunner' y los 'outrunner'. Los primeros son más pequeños y desarrollan altas velocidades, por lo general superiores a 11000 *rpm*. Sin embargo, estos carecen de torque por lo que necesitan engranajes reductores de velocidad para que el torque aumente [17]. Además en este tipo de motores el elemento móvil es el eje, sobre el cual se encuentran instalados los imanes permanentes. Por otro lado, los motores outrunner desarrollan su torque máximo a bajas velocidades, y no necesitan engranajes reductores, por lo que pueden ser conectados directamente a una hélice. Asimismo, en estos los imanes permanentes están instalados en la carcasa externa del motor, la cual es la que gira mientras el bobinado se encuentra fijo al eje.

Los motores BLDC trabajan por medio de variadores de velocidad, que transforman la tensión de continua a alterna, para así alimentar los bobinados del motor según la posición del rotor, y lograr una secuencia de giro. Para ello es necesario conocer la posición del rotor continuamente, por lo que se utilizan dos técnicas dependiendo de la existencia o no de sensores en el motor, lo que los divide en dos familias: con sensores (sensored), y sin sensores (sensorless). Los 'sensored' disponen de sensores que indican la posición del rotor, por lo general sensores de efecto hall, encoders o resolvers. En el caso de los sensores de efecto hall, habitualmente se encuentran separados  $120^\circ$  entre sí; uno para cada bobina del motor, si se habla de motores con 3 fases. Mientras tanto, los 'sensorless' no tienen sensores, y determinan la posición del rotor midiendo la fuerza contra electromotriz presente en las bobinas.

Como ya se mencionó anteriormente, la construcción de motores DC sin escobillas es muy similar a la de motores AC, donde el rotor es un elemento de imán permanente, y el estator está conformado por embobinados, Figura 1. No obstante, la gran diferencia entre estos dos tipos de motores es la forma de detectar la posición del rotor, para así poder saber cómo se encuentran los polos magnéticos, y generar la señal de control mediante *switches* electrónicos [18].

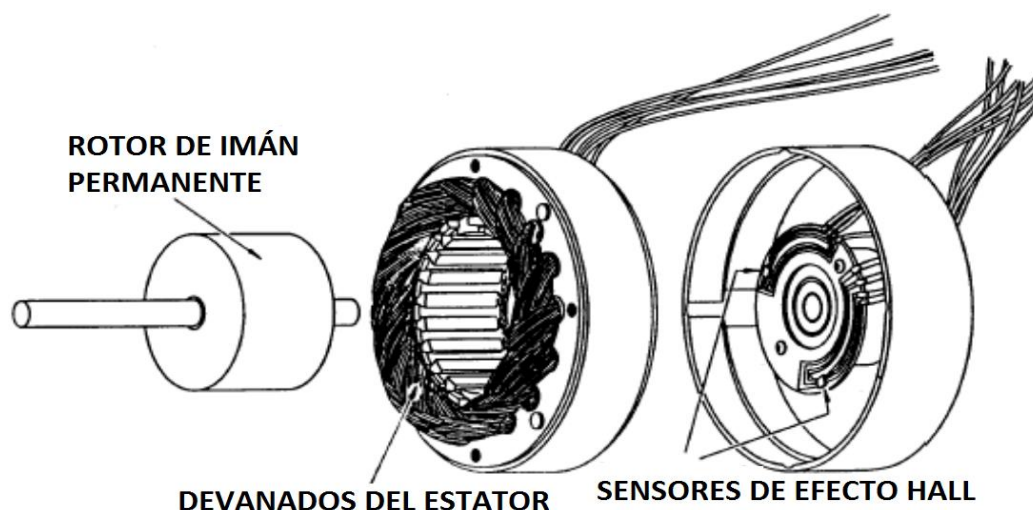


Figura 1 Estructura interna de un motor BLDC [18]

Los motores *brushless* pueden tener configuraciones de 1, 2 o 3 fases, y dependiendo del número de fases, el estator tiene el mismo número de devanados. Sin embargo, los motores trifásicos son los más populares y por ende son los más usados. Por lo anterior, esta tesis hará énfasis en motores DC sin escobillas trifásicos.

A continuación se explicarán los principales componentes de un motor *brushless*, como lo son el estator y el rotor.

### 1.3.1 Estator

El estator de un motor BLDC consiste de unas láminas de acero apiladas, con devanados localizados en las ranuras que son cortados axialmente a lo largo de la periferia interior, como es mostrado en Figura 2.

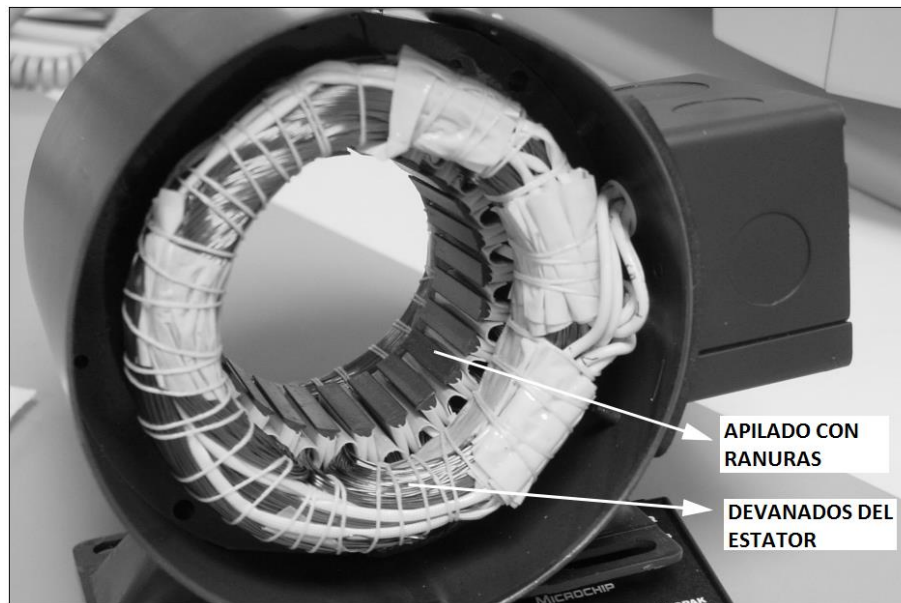


Figura 2 Estator de un motor BLDC [2]

Generalmente, el estator se fabrica como los usados en motores de inducción; sin embargo, los embobinados son distribuidos de manera diferente. Por otra parte, la mayoría de los motores BLDC tienen 3 devanados en el estator, conectados en estrella, que se localizan sobre la periferia del estator, para así tener un número determinado de pares de

polos. Cada uno de estos devanados, está formado por bobinas que se ubican en las ranuras, y son interconectadas entre ellas.

Asimismo, dependiendo de cómo se conecten las bobinas en los devanados del estator, se van a tener distintos tipos de fuerza contra electromotriz (FCEM), como lo son trapezoidal y sinusoidal. Posteriormente, se explicará con detalle que es la fuerza contra electromotriz.

Como su nombre lo indica, la FCEM trapezoidal tiene una forma de onda trapezoidal, así como la FCEM sinusoidal tiene una forma de onda sinusoidal, como se presenta en Figura 3 y Figura 4 respectivamente.

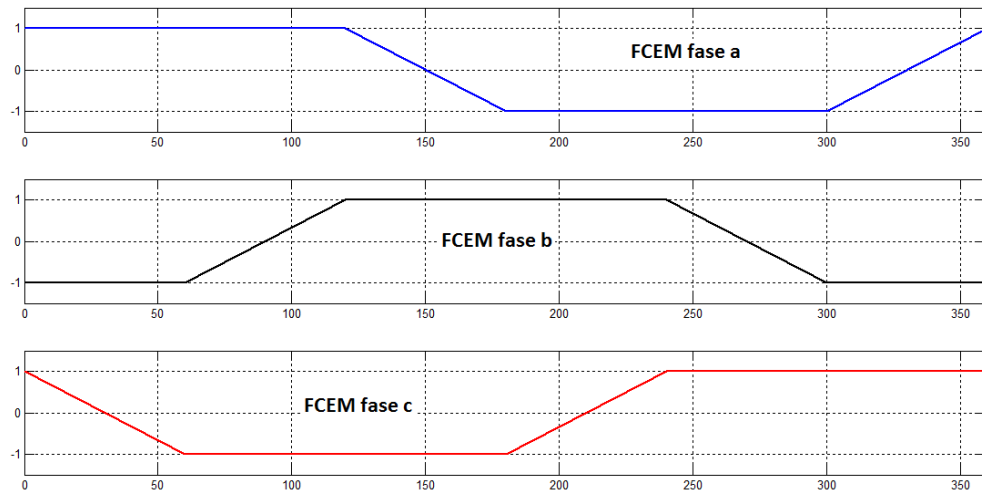


Figura 3 FCEM trapezoidal

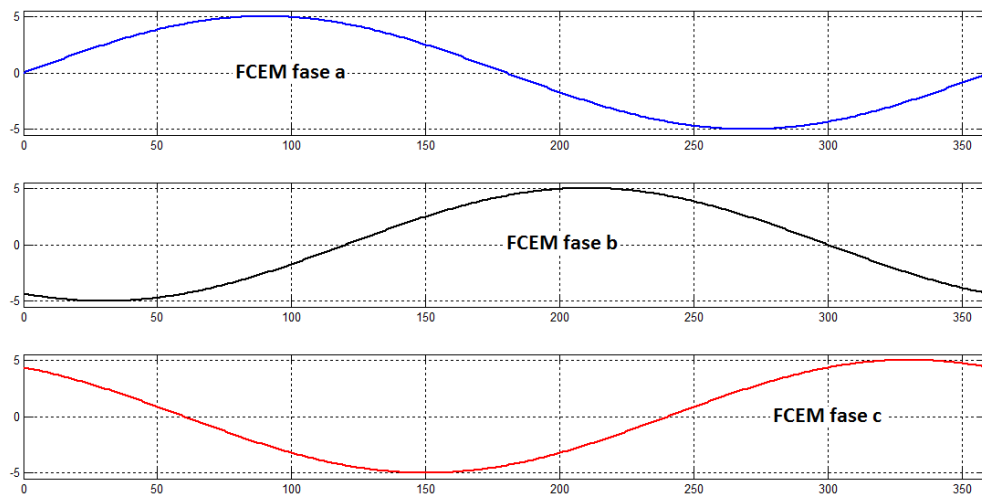


Figura 4 FCEM sinusoidal

Dependiendo de la forma de onda de la FCEM, la corriente por fase va a sufrir variaciones trapezoidales o sinusoidales, lo que implica que en la conmutación sinusoidal el torque varíe suavemente comparado con la conmutación trapezoidal. No obstante, esto tiene un costo extra, ya que las bobinas se encuentran a lo largo de la periferia del estator, y se necesita hacer una conexión adicional entre los devanados, por lo que la potencia absorbida por el cobre aumenta [2].

Dependiendo de la capacidad de control de la fuente de alimentación, puede elegirse un voltaje preciso en el estator del motor. Además, las aplicaciones de este tipo de motores dependen de su tensión nominal. Por ejemplo, motores con voltajes menores o iguales a 8  $v$  son utilizados en aplicaciones automotrices o robóticas. Mientras tanto, motores que operen por encima de 100  $v$ , son utilizados en automatización y aplicaciones industriales.

### 1.3.2 *Rotor*

El rotor es hecho de imán permanente, y puede contener desde dos hasta ocho pares de polos, que alternan entre el polo Norte y el polo Sur. Dependiendo de la densidad de campo magnético requerida en el rotor, se debe seleccionar el material que permita fabricar el mismo. Pero, por lo general, el material más usado es el imán de ferrita. Éste, es muy popular y muy económico y tiene como desventaja, la baja densidad de flujo para un volumen determinado. En contraste, la aleación del material tiene una alta densidad magnética por volumen, por lo que al comprimir el rotor el torque no disminuye, mejorando de esta manera la relación tamaño-peso, y tamaño-torque. Otros materiales que se usan para la construcción de rotores, son Neodimio (Nd), Samario Cobalto (SmCo), y las aleaciones de Neodimio, Ferrita y Boro (NdFeB). En todo caso, se sigue buscando una nueva alternativa que permita aumentar la densidad de flujo, y que mantenga una alta densidad magnética [2].

Existen diferentes arreglos de los imanes en un rotor, como se presenta en

Figura 5. En ella se aprecian de izquierda a derecha varias secciones transversales de rotores. A la izquierda, se puede apreciar un rotor con núcleo circular y con imanes en la periferia. En la mitad, se muestra un núcleo circular con imanes rectangulares embebidos en el motor. A la derecha, hay un núcleo circular con imanes rectangulares insertados en el mismo.

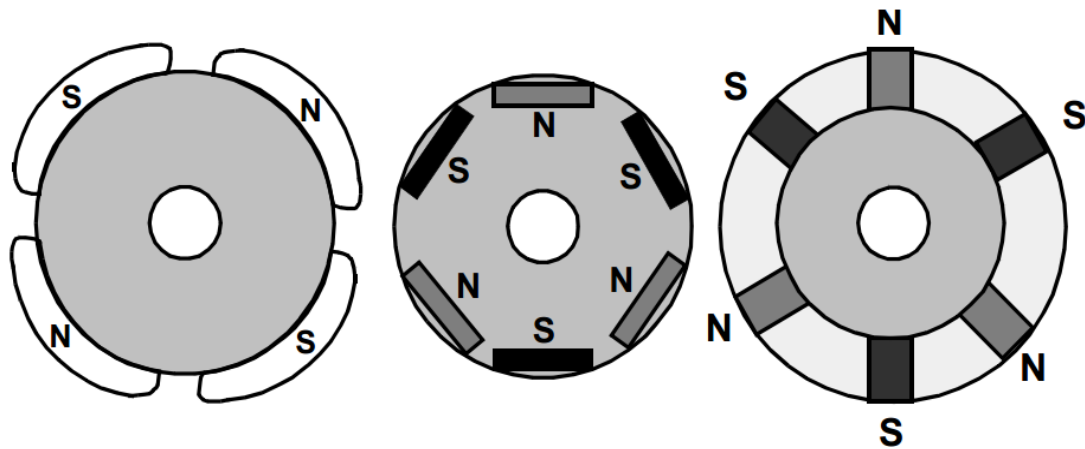


Figura 5 Sección transversal de algunos rotores [2]

#### 1.4 MEDICIÓN DE LA POSICIÓN DEL ROTOR

Debido a que se carecen de escobillas para energizar los devanados del motor, y a que la conmutación se debe hacer electrónicamente, es necesario conocer continuamente la posición del rotor para, de este modo, energizar los devanados del motor Brushless DC trifásico, que permitan generar una determinada secuencia de movimiento. Lo anterior, se explicará con detalles posteriormente.

Retomando la idea inicial, hay dos técnicas que permiten conocer la posición del rotor, sensorless y sensed, estas se explicaran detenidamente a continuación.

##### 1.4.1 Técnica sensorless

Antes de conocer cómo funciona esta técnica, es necesario entender el concepto y el comportamiento de la FCEM.

Cuando un motor BLDC está en movimiento, cada devanado genera un voltaje conocido como FCEM, Figura 6, el cual se opone al voltaje de la fuente de alimentación del motor según la ley de Lenz, esta FCEM depende principalmente de 3 factores:

- Velocidad angular del rotor.
- Campo magnético generado por los imanes del rotor.
- El número de vueltas en los devanados del estator.

En consecuencia, y debido a que una vez se fabrique el motor, su campo magnético, y el número de vueltas en los devanados del estator permanecen constantes, la FCEM sólo depende de la velocidad angular del rotor. Dicho de otro modo, la FCEM es directamente proporcional a la velocidad angular del rotor [2].

Por otro lado, la tensión en los devanados puede ser calculada restando la FCEM de la tensión de alimentación, ya que los motores son diseñados con una FCEM característica, cuando el motor esté girando a velocidad nominal. Esto es suficiente para encontrar la corriente y el torque nominal del motor. Asimismo, si el motor está funcionando a una velocidad superior a la velocidad nominal, la FCEM aumentará y, por ende, la tensión en los devanados del motor disminuirá, reduciendo la corriente y generando una caída del par [2]. Por último, es conveniente resaltar que la corriente y el torque serán cero, cuando el voltaje de alimentación sea igual a la suma de la FCEM, con las pérdidas en el motor.

En cuanto, a la técnica de medición de posición tipo sensorless, esta consiste en sensar la FCEM, y dependiendo del tipo de conmutación que se esté utilizando, los devanados van a ser energizados. En el caso de la conmutación trapezoidal, en todo instante de tiempo, uno de los devanados debe estar energizado positivamente, el otro debe estar al negativo, y el restante debe estar desconectado. Lo que permite eliminar los sensores de



posición, es que dichos sensores cambian cada vez que la FCEM cruza por cero, Figura 7. En casos ideales, esto pasa en el instante preciso en el que la FCEM cruza por cero, sin embargo en la práctica hay un retraso, debido al efecto inductivo de los devanados del estator, este retraso debe ser corregido por un microcontrolador, un DSP<sup>1</sup> o un FPGA<sup>2</sup> [2].

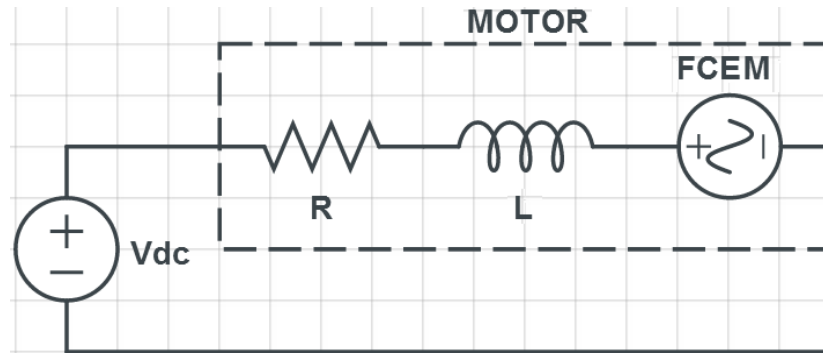


Figura 6 Modelo eléctrico por fase de un motor BLDC

La ventaja obvia de utilizar esta técnica, y la más importante, es que se disminuye el costo, ya que se elimina la necesidad de utilizar sensores que permitan conocer la posición del rotor. Además, es conveniente en ambientes polvorosos o aceitosos donde es necesario limpiar constantemente los sensores de efecto HALL para no recibir lecturas erróneas de la posición del rotor. No obstante, este método también tiene sus desventajas:

- Se debe establecer una velocidad mínima de giro del motor, ya que si este valor no es respetado no se generará suficiente FCEM, y por lo tanto esta no podrá ser medida.
- La FCEM puede ser medida, sólo, si la velocidad del motor está dentro de un rango limitado de la velocidad ideal de conmutación para el voltaje aplicado.

<sup>1</sup> Digital Signal Processor

<sup>2</sup> Field Programmable Gate Array

- Conmutaciones hechas por encima de la velocidad nominal, pueden provocar respuestas discontinuas por parte del motor.

Como se puede inferir, si el factor más importante a la hora de utilizar este tipo de motores es el costo, y no se van a manejar velocidades bajas, ni se cambiará la carga abruptamente, el control *sensorless* es una buena alternativa [19].

Debe señalarse, que la presente investigación hará énfasis en el control de motores tipo *sensored*, debido a que la mayoría de motores BLDC son fabricados de este modo.

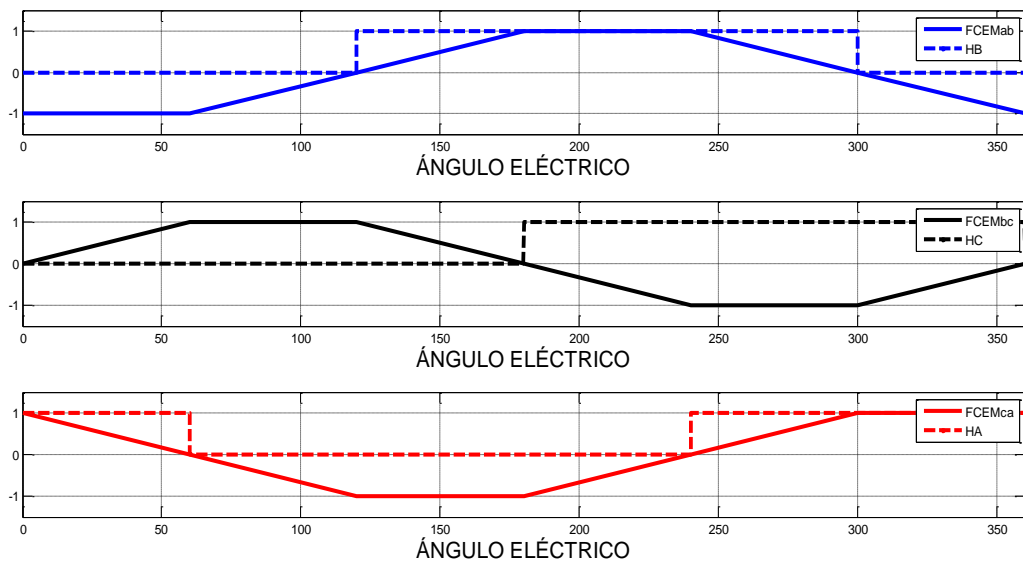


Figura 7 Relación entre FCEM y sensores HALL

#### 1.4.2 Técnica *sensored*

La forma más simple para conocer la posición del rotor, y generar la secuencia de conmutación de los devanados es utilizar sensores. Además, la mayoría de motores BLDC son fabricados tipo *sensored*, por lo general con tres sensores de efecto HALL, desfasados  $120^\circ$  entre sí. Cada sensor, da una salida digital en alto por cada  $180^\circ$  de rotación eléctrica, y una salida digital baja en los otros  $180^\circ$ . Los 3 sensores se traslapan entre sí por cada  $60^\circ$  eléctricos, por lo que cada salida del sensor está alineada con uno de los circuitos electromagnéticos. Un diagrama de tiempo muestra la relación

existente entre la salida de los sensores, y los voltajes requeridos para manejar el motor, Figura 8.

Resulta asimismo interesante, aclarar que no todos los motores interpretan los sensores de posición de la misma forma, esto quiere decir, que la figura anterior no es general, y que sólo es un ejemplo de un motor en particular. En la Figura 8, se establecen 6 zonas, de 60° eléctricos cada una, correspondientes a las distintas secuencias de alimentación que se tendrán en el motor. Asimismo, es claro ver como los sensores se superponen, de tal forma que se creen seis códigos de bits únicos, correspondientes a cada una de las fases de conmutación.

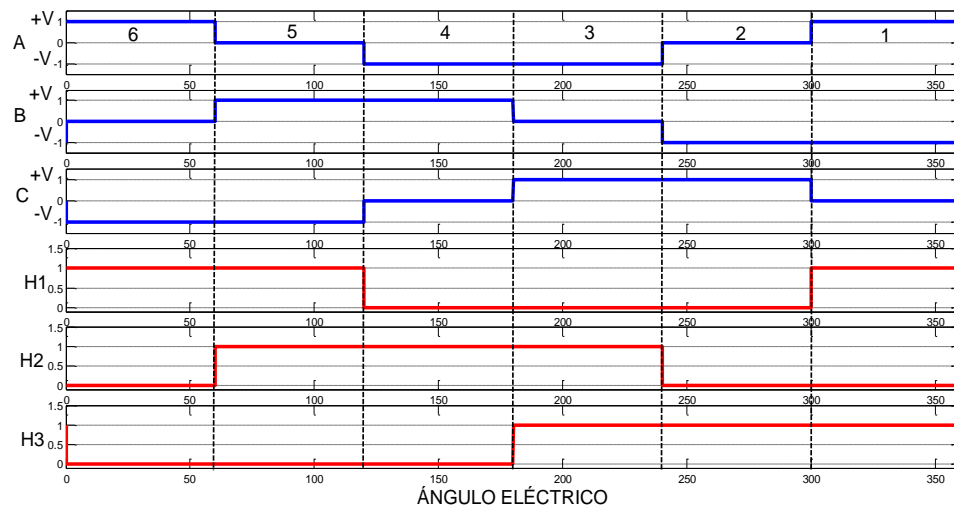


Figura 8 Tensión del motor y señal de sensores de efecto HALL

La forma de codificar la señal de los sensores, es asignar al bit más significativo a un sensor, en este caso el bit más significativo es el correspondiente al HALL 3, mientras que el menos significativo es el HALL 1. Dicho de otro modo, y a manera de ejemplo la lectura de los sensores en la zona 6 es 001.

Por último, las corrientes de fase por zona son mostradas en la Figura 9.

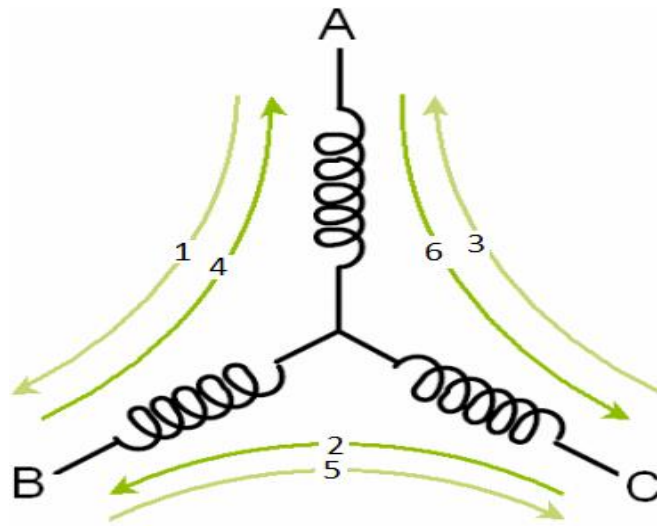


Figura 9 Corrientes de fase del motor [18]

### 1.5 CONTROL PARA GENERAR MOVIMIENTO

Como se mencionó al inicio de este capítulo, una de las desventajas de utilizar este tipo de motores, es que se necesita un control más complejo para lograr su funcionamiento. El diagrama completo para hacer funcionar los motores *brushless* es mostrado en la Figura 10 Diagrama de control. Sucede pues, que cuando el motor gira van a cambiar las señales de los sensores, ya que la posición del rotor está cambiando continuamente. Estas señales van a un dispositivo digital, encargado de decodificarlas, para así energizar los devanados del motor que permitan generar una secuencia de giro determinada. Pero el dispositivo digital, no es conectado directamente al motor, ya que entre ellos hay una etapa de potencia que finalmente será la que energice las fases del motor, ésta etapa es implementada comúnmente con un inversor trifásico, Figura 11; éste cuenta con 6 transistores, MOSFETs o IGBTs, 2 por fase, y dependiendo de qué fase se quiera en alto o en bajo éstos deben ser energizados. Por esto último, la etapa digital se encargará de generar señales de disparo, que permitan energizar los transistores para generar movimiento según sea la posición del rotor. Como ejemplo, y suponiendo que se usa conmutación trapezoidal, se tomará el diagrama de tiempo mostrado en la Figura 8, en el que se cuentan con 6 posiciones

distintas correspondientes a las lecturas de los sensores. Al observar la sección 1, la lectura del sensor es 101 que corresponde a que la fase A esté en alto, la fase B en bajo y, por último, la fase C desconectada. Por lo tanto, el dispositivo digital debe entregar un 1 que permita energizar los transistores  $M_1$  y  $M_4$ . La secuencia completa de las señales de disparo, es presentada en la Tabla 1.1.

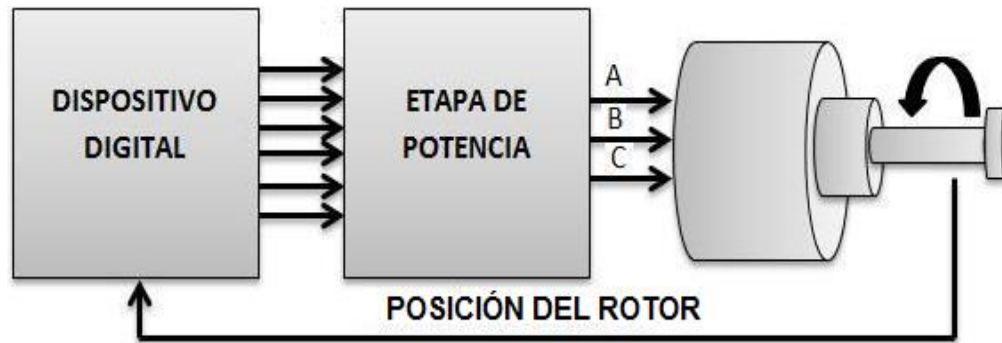


Figura 10 Diagrama de control

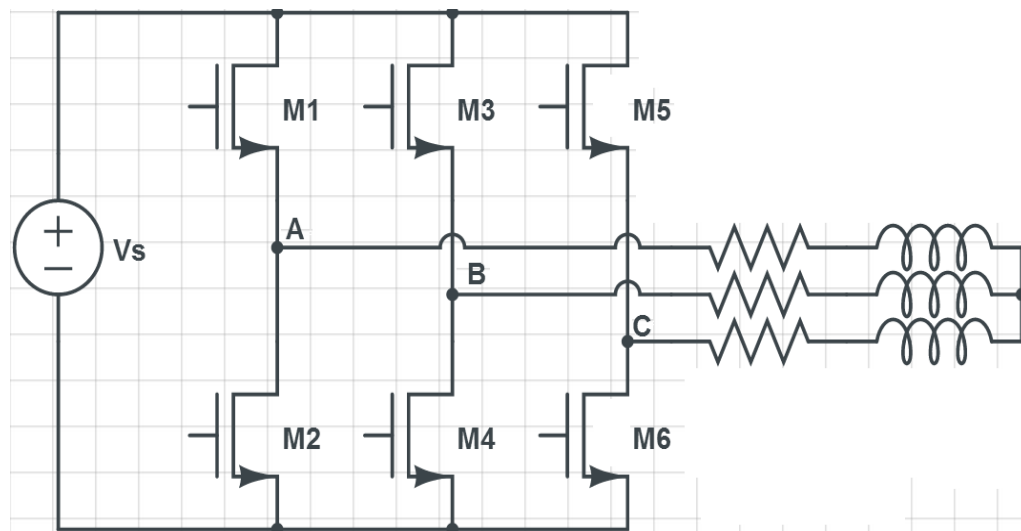


Figura 11 Inversor trifásico

Tabla 1.1 Lógica de disparo

Posición	Tensión de excitación	Transistores a energizar
1	$v_{AB}$	$Q_1$ y $Q_4$
2	$v_{CB}$	$Q_5$ y $Q_4$
3	$v_{CA}$	$Q_5$ y $Q_2$

<b>4</b>	$v_{BA}$	$Q_3$ y $Q_2$
<b>5</b>	$v_{BC}$	$Q_3$ y $Q_6$
<b>6</b>	$v_{AC}$	$Q_1$ y $Q_6$

Resulta claro, ver que los transistores son energizados según sea la posición del rotor. Por ende, si se quiere cambiar la dirección de giro del motor, las señales de la puerta de los transistores también van a cambiar.

## 1.6 TÉCNICAS DE CONMUTACIÓN

Las técnicas de conmutación utilizadas en los motores *brushless*, suelen ser clasificadas según el algoritmo de control que se implemente. Las más utilizadas, de la menos a las más sofisticadas son:

- Conmutación trapezoidal.
- Conmutación sinusoidal.
- Control vectorial (*Field Oriented Control*).

Éstas tienen como principal objetivo, estimar la excitación óptima de cada una de las fases del motor, y la diferencia más importante es la complejidad de implementación, que se refleja en un incremento de prestaciones [20]. Por lo anterior, se hace necesario presentar las características más relevantes de cada forma de control.

### 1.6.1 Conmutación trapezoidal

Es el método más sencillo para controlar la conmutación en los motores DC sin escobillas, su nombre se deriva de la forma de onda que tiene su FCEM, Figura 3. En éste, se controla la corriente que circula por los devanados del motor, excitando dos fases de manera simultánea, mientras la tercera permanece desconectada. Dicho de otro modo, se excitarán dos de los seis transistores, para así polarizar dos de las tres fases del motor. De manera consecutiva, se deben alternar los dos terminales que se están excitando hasta completar las seis posibles combinaciones, y de esta manera, generar una revolución eléctrica completa. La forma de la FCEM, y

la corriente por fase son presentadas en la Figura 12, acá el eje x corresponde a el ángulo eléctrico, el cual será explicado más adelante.

Por su parte, si se desea integrar la conmutación trapezoidal con un control en lazo cerrado de corriente, se debe implementar el diagrama de bloques mostrado en Figura 13. Se tiene entonces, un sistema en el que la corriente que circula por el par de transistores activos, se compara con la corriente deseada y el error resultante es la entrada al circuito digital. En éste, se implementa un controlador PI (Proporcional-Integral) para minimizar el error, y posteriormente se implementa un circuito conmutador y un modulador, que permiten energizar los transistores, y cambiar el ciclo de trabajo de los mismos. En consecuencia, se mantiene constante la corriente que circula por cualquiera de los bobinados del motor [20].

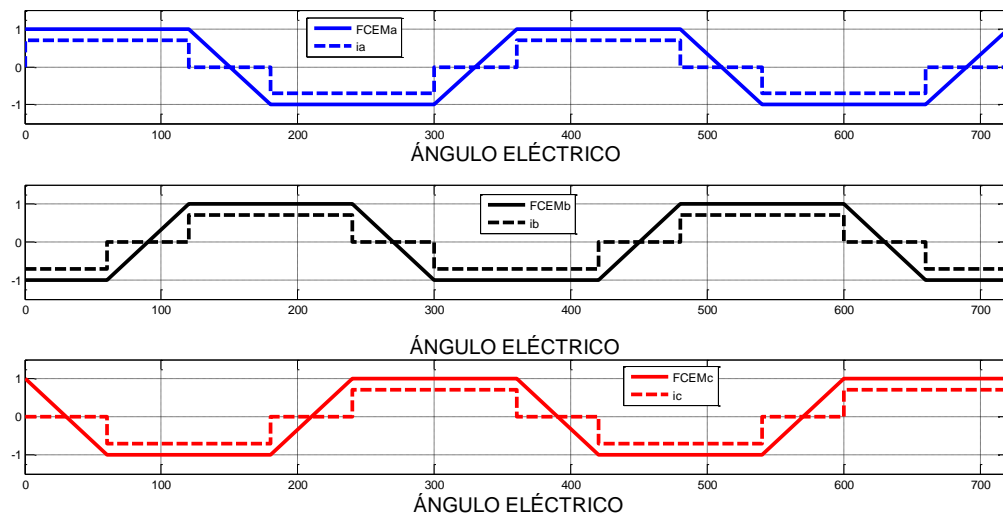


Figura 12. FCEM y corrientes por fase

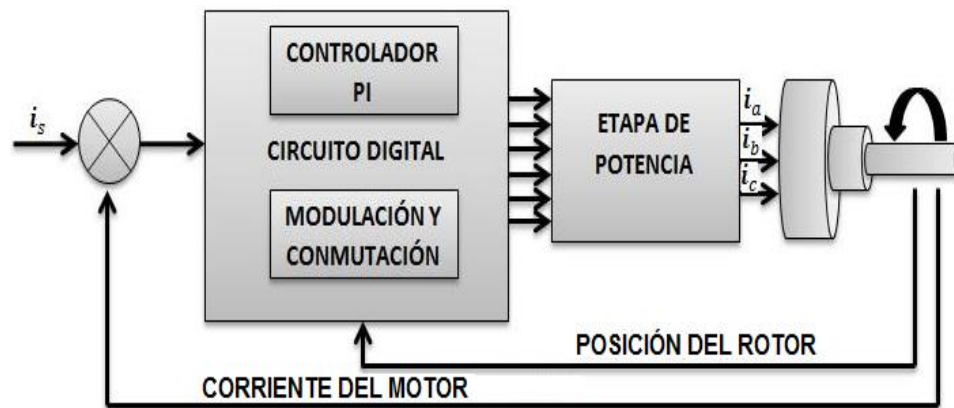


Figura 13 Control de corriente a lazo cerrado usando Conmutación trapezoidal

### 1.6.2 Conmutación sinusoidal

La conmutación sinusoidal es un control más sofisticado, complejo y preciso que la trapezoidal, ya que intenta controlar la posición del rotor continuamente. Para ello, es necesario aplicar simultáneamente tres corrientes sinusoidales desfasadas  $120^\circ$  a los tres devanados del motor. La fase de las corrientes debe ser elegida de forma que la corriente resultante, o sea la suma de las tres corrientes, sea constante y esté en fase con la posición real del rotor. Como consecuencia de este procedimiento, el torque generado por la conmutación sinusoidal, es más suave comparado con el torque presente en la conmutación trapezoidal, ya que éste tiene más rizado. Sin embargo, el torque máximo desarrollado en la conmutación sinusoidal es menor que el pico de torque de la conmutación trapezoidal [20].

Como se puede inferir, para poder generar esta modulación es necesaria una medida precisa de la posición del rotor, lo que quiere decir, que los sensores de efecto HALL no son una buena alternativa al usar este tipo de modulación, ya que estos entregan una posición aproximada de poca precisión. Por lo tanto, es necesario utilizar sensores de mayor precisión como los encoders o resolvers.

Por otro lado, debido a que va a haber en todo momento corriente por las tres fases del motor, y al utilizar la ley de Kirchhoff de corrientes, se tendría la siguiente expresión  $i_a + i_b + i_c = 0$ , que es equivalente a decir  $i_a + i_b = -i_c$ ,



por consiguiente, controlando sólo dos de las corrientes de los devanados del motor ( $i_a$  e  $i_b$ , en este caso), la tercera corriente ( $i_c$ ), será controlada de manera implícita.

Si se quiere implementar la conmutación sinusoidal controlando corriente, es necesario el diagrama de bloques mostrado en la Figura 14. Aquí, gracias a la posición del rotor suministrada por los sensores, se construyen dos señales sinusoidales (fase a y fase b), correspondientes a las corrientes que circulan por las mismas, posterior a esto se comparan con las corrientes reales que circulan por el motor, para de este modo obtener un error que luego pasa por dos filtros PI que intentan corregirlo.

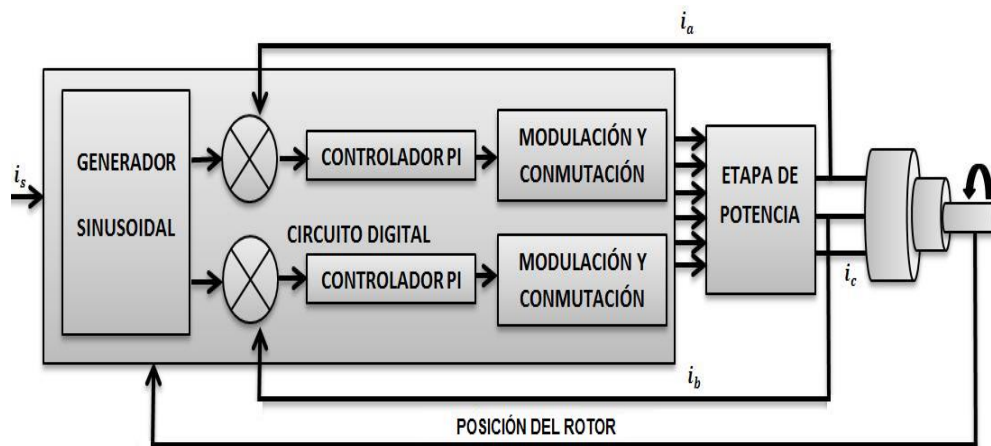


Figura 14 Control de corriente a lazo cerrado usando Conmutación sinusoidal

### 1.6.3 Control vectorial

El control vectorial es la técnica más sofisticada y compleja de implementar, ya que demanda altos requerimientos computacionales. Así mismo, corrige problemas presentes en la conmutación sinusoidal, que se explicarán con detalle más adelante, ya que también controla las corrientes de manera directa en un espacio de referencia ortogonal y rotacional, este espacio es llamado espacio D-Q (*Direct-Quadrature*), y comúnmente se encuentra alineado con la posición del rotor, de manera que permite controlar el flujo y el par del motor de forma independiente. Las componentes directas y en cuadratura permiten controlar el flujo y el par respectivamente [20].

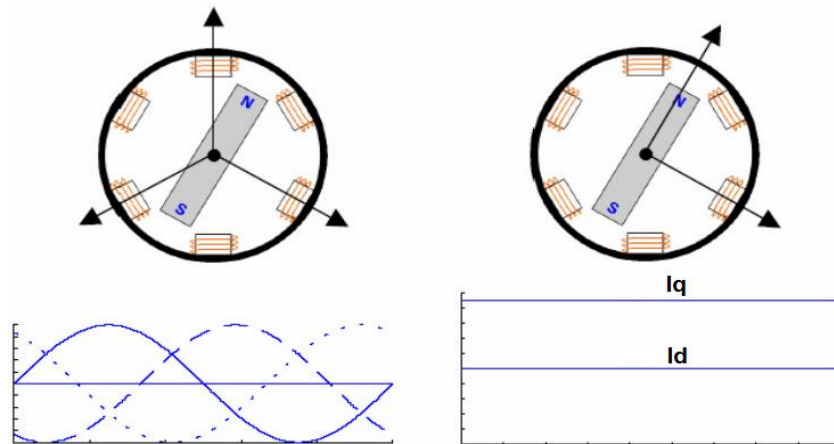


Figura 15 Transformación de corrientes a espacio D-Q

En consecuencia, y debido a que el vector de corrientes en el espacio de referencia D-Q es estático, los filtros PI trabajarían por continua, eliminando así problemas relacionados con la frecuencia, Figura 15.

No obstante, para poder implementar este control es necesario un fuerte proceso matemático, ya que se deben transformar las medidas de las tres corrientes del motor, que tienen como referencia el espacio estático de los devanados, al espacio de referencia rotacional D-Q. Aunque lo mencionado anteriormente, puede hacerse en un solo paso, generalmente se divide en dos transformaciones: transformación de Clarke y transformación de Park.

#### 1.6.3.1 Transformación de Clarke

Acá se transforma de un sistema de tres fases, equidistantes ( $a, b, c$ ) a uno de dos fases ortogonales ( $\alpha, \beta$ ), Figura 16. La forma de hacer esta transformación es mostrada en la ecuación (1.1).

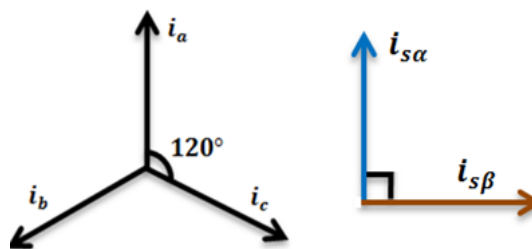


Figura 16 Transformada de Clarke

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \varphi & \cos 2\varphi \\ 0 & \sin \varphi & \sin 2\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$\varphi = 120^\circ$$

### 1.6.3.2 Transformación de Park

Con esta se transforma de un sistema ortogonal estacionario  $(\alpha, \beta)$ , a uno rotacional  $(d, q)$ , como se presenta en la ecuación (1.2).

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Al igual que la conmutación sinusoidal, acá también es importante tener una medida precisa de la posición del rotor, ya que si ésta tiene un error, las componentes directa, y en cuadratura no estarán totalmente desacopladas.

En consecuencia, y una vez sean aplicadas las transformaciones el control del motor se simplifica, ya que la componente en cuadratura es la única que proporciona par útil, por lo tanto, la referencia de la componente directa comúnmente es fijada a cero, de este modo, se obliga a que el vector de corrientes se sitúe en la dirección de la componente de cuadratura, para así maximizar la eficiencia del sistema.

Como complemento, si se quiere hacer un control de corriente a lazo cerrado, utilizando control vectorial, se deben implementar los módulos mostrados en Figura 17. Por último, debido a que se deben controlar las dos componentes (D-Q), basta con implementar dos controladores, que en este caso serán PI.

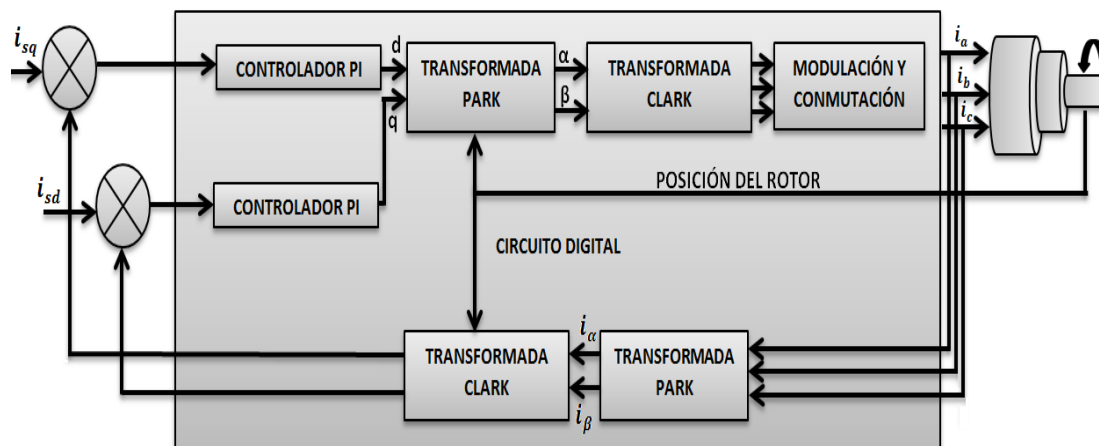


Figura 17 Control a lazo cerrado usando control vectorial

### 1.7 TÉCNICAS DE MODULACIÓN

Como se mencionó anteriormente, el circuito digital es el encargado de entregar las señales de disparo del puente inversor, Figura 11. En otras palabras, el circuito digital entregará pulsos a los transistores, donde la única restricción que se debe cumplir, es que nunca dos transistores de la misma fase pueden conducir al tiempo. Por su parte, el ancho de cada pulso tendrá un impacto directo sobre la velocidad del motor, ya que esta es proporcional a la tensión media que recibe la máquina, por lo tanto para modificar la velocidad de la máquina, es necesario variar el ciclo de trabajo del pulso. Es importante resaltar, que al variar el ancho del pulso, características como la corriente y el torque, también sufrirán cambios.

En consecuencia, la modulación por ancho de pulsos PWM (*Pulse Width Modulation*) es utilizada para el control de motores brushless, de ésta han surgido algunas derivaciones que buscan superar algunas limitaciones presentes en la PWM básica, entre las cuales se destacan:

- Modulación de un solo ancho del pulso.
- Modulación de varios anchos de pulso
- Modulación senoidal de ancho de pulso

A continuación, se presentarán las características más relevantes de las modulaciones mencionadas anteriormente, sin embargo, para conocer más a

fondo estas y otras técnicas de modulación, se recomiendan las referencias [21] y [22].

### 1.7.1 Modulación de un solo ancho de pulso

En el control por modulación de un solo ancho de pulso, se activa el transistor entregándole un solo pulso, el ancho de este se hace variar, para controlar el voltaje de salida del inversor. La generación de la señal de excitación del transistor, y el voltaje de salida (por fase), es mostrada en la Figura 18. Aquí  $Q_1$  y  $Q_2$  hacen referencia a los transistores de la fase A.

Las señales de excitación se generan comparando una señal rectangular de referencia de amplitud,  $A_r$ , con una portadora triangular de amplitud,  $A_c$ . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida. Si se varía  $A_r$  desde 0 hasta  $A_c$ , el ancho del pulso puede modificarse desde 0 hasta  $180^\circ$ . La relación de  $A_r$  con  $A_c$  es la variable de control, y se define como el índice de modulación de la amplitud, o simplemente índice de modulación [21].

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (1.3)$$

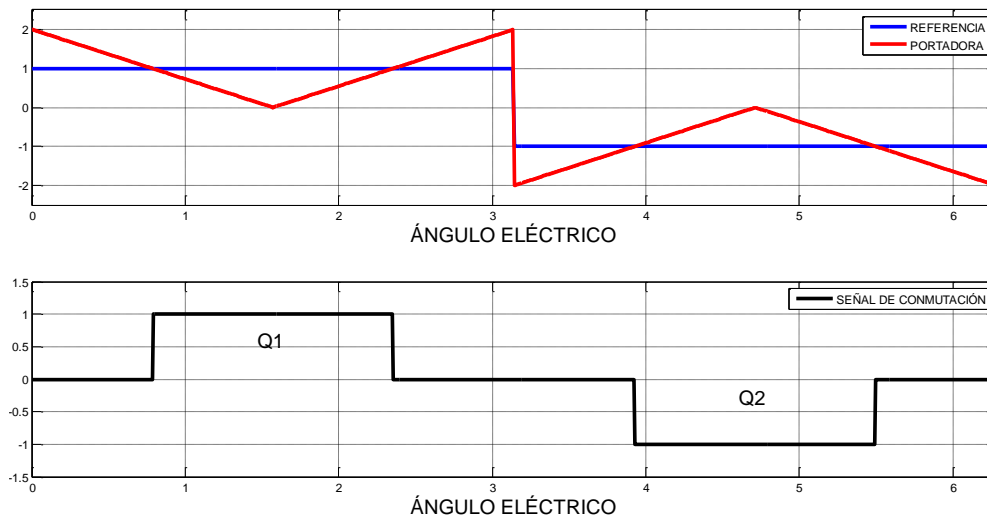


Figura 18 Modulación de un solo ancho de pulso

### 1.7.2 Modulación de varios anchos de pulso

Al usar varios pulsos en cada medio ciclo de voltaje de salida se reduce el contenido armónico de la tensión de salida. Por lo tanto, las señales de excitación para activar y desactivar los transistores por fase, mostradas en la Figura 19, son generadas mediante la comparación de una señal de referencia con una onda portadora triangular. Asimismo, la frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida,  $f_o$ , y la frecuencia de la portadora,  $f_c$ , determina el número de pulsos por cada ciclo  $p$ , donde el número de pulsos por medio ciclo es determinado como se muestra en la ecuación (1.4).

$$p = \frac{f_c}{2 * f_o} = \frac{m_f}{2} \quad (1.4)$$

Donde  $m_f = \frac{f_c}{f_o}$ , y se define como la relación de modulación de la frecuencia [21].

En este tipo de modulación, el voltaje de salida es controlado por el índice de modulación, que varía desde 0 hasta 1, variando el ancho del pulso desde 0 hasta  $\frac{\pi}{p}$ .

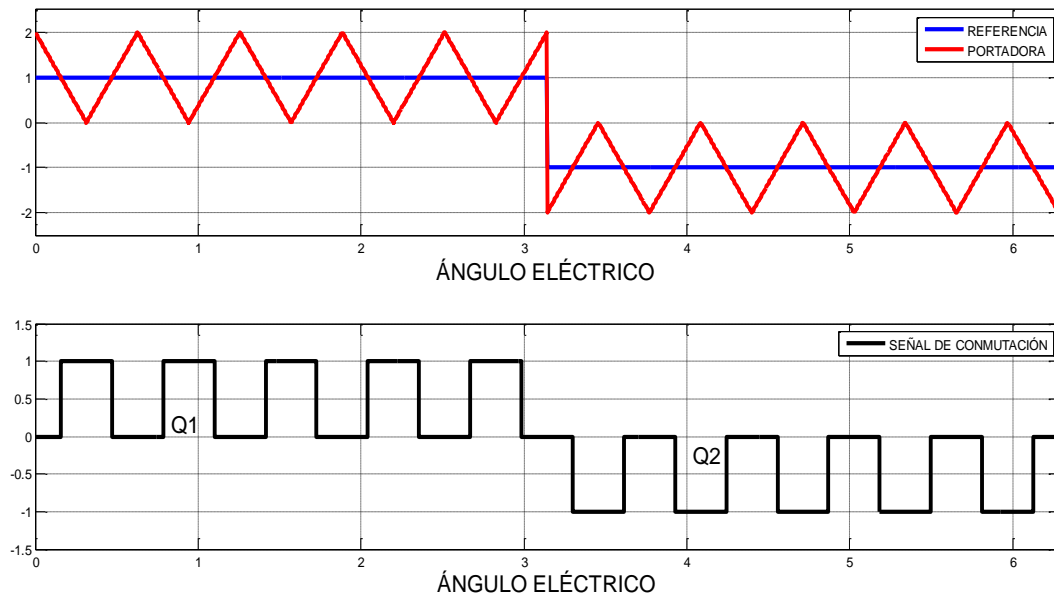


Figura 19 Modulación de varios anchos de pulso

### 1.7.3 Modulación senoidal de ancho de pulso

En vez de mantener igual el ancho de todos los pulsos, como es el caso de la modulación de múltiples pulsos, el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo punto. El factor de distorsión y las armónicas de menor orden se reducen en forma significativa. Las señales de la compuerta, por fase, según se muestran en la Figura 20, se generan al comparar una señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular de frecuencia  $f_c$ , dicha señal portadora limitará el número de pulsos por medio ciclo.

Este tipo de modulación se utiliza por lo común en aplicaciones industriales, y se abrevia SPWM. En ella, la frecuencia de la señal de referencia,  $f_r$ , determina la frecuencia de salida del inversor,  $f_o$ , y su amplitud pico,  $A_r$ , controla el índice de modulación,  $M$ , y en consecuencia, el voltaje rms de la salida, o tensión entregada a las fases del motor,  $v_o$ .

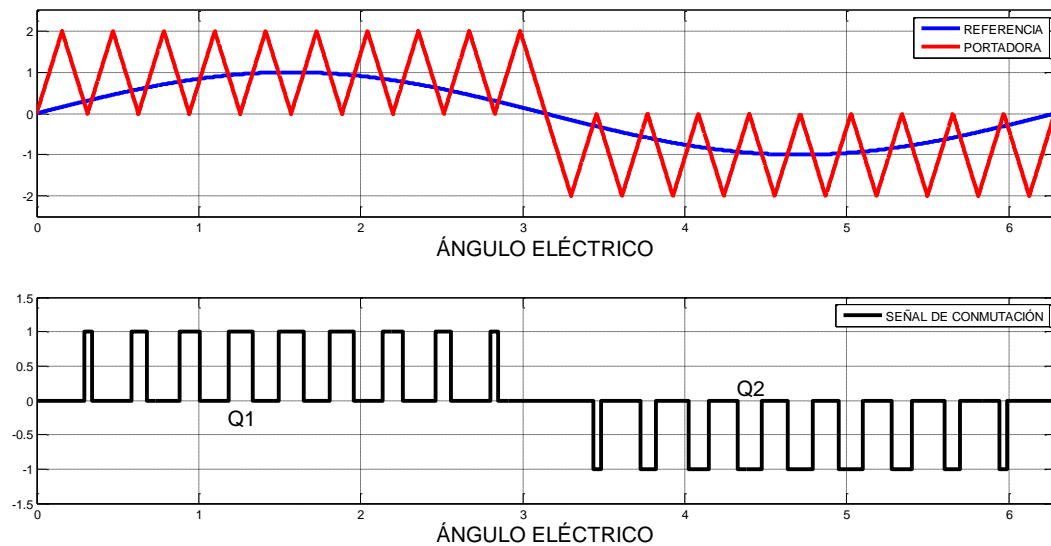


Figura 20 Modulación senoidal de ancho de pulso

### 1.8 NÚMERO DE POLOS

Para motores con más de un par de polos, por cada revolución eléctrica se tendrán todas las mediciones que arroje el sensor, en el caso de los sensores de efecto HALL, se tendrán las seis combinaciones mostradas en la Figura 8. Por lo anterior, el número de revoluciones mecánicas depende

del número de pares de polos del rotor [23]. Por ejemplo, para un motor con un solo par de polos, el número de revoluciones mecánicas es igual al número de revoluciones eléctricas, de no ser así, esta igualdad ya no se cumple y la relación entre las revoluciones eléctricas y las revoluciones mecánicas sería dada por la ecuación (1.5), donde  $P$  es el número de pares de polos. Por lo tanto, el ángulo eléctrico se encuentra relacionado con el ángulo mecánico como se muestra en la ecuación (1.6).

$$\# \text{ revoluciones eléctricas} = P * \# \text{ revoluciones mecánicas} \quad (1.5)$$

$$\theta_{\text{eléctrico}} = P * \theta_{\text{mecánico}} \quad (1.6)$$

En consecuencia, los motores con mayor número de polos serán conmutados más rápido.

### 1.9 COMPARACIÓN ENTRE MOTORES BLDC Y OTROS TIPOS DE MOTORES

Los motores brushless DC presentan ventajas y desventajas al compararse con motores DC convencionales, o motores de corriente alterna. Por ejemplo, los motores BLDC requieren menos mantenimiento, y tienen una mejor relación par-tamaño que los motores DC con escobillas, gracias a que el imán permanente con el que se fabrica el rotor, hace que la inercia sea mínima. Por consiguiente, características como aceleración y desaceleración también son mejoradas, ya que se minimiza el desgaste mecánico y se reduce la interferencia electromagnética, por lo que son ideales en aplicaciones de bajo voltaje como operación de baterías, equipos portables o aplicaciones médicas [2].

Por su parte, si se tiene en cuenta las características de torque y velocidad, hay dos parámetros que definen el torque de un motor BLDC, como lo son el torque máximo (TP) y el torque nominal (TR). Durante operación continua, el motor puede tener carga para valores nominales.



Las Tabla 1.2 y Tabla 1.3, resumen en términos generales la comparación entre un motor BLDC, con motores DC con escobillas y motores de inducción respectivamente.

Tabla 1.2 Motor BLDC Vs Motor DC convencional [2]

Características	Motor BLDC	Motor DC convencional
<b>Conmutación</b>	Conmutación electrónica basada en sensores de posición.	Conmutación mecánica hecha por escobillas.
<b>Mantenimiento</b>	Poco mantenimiento debido a la ausencia de escobillas.	Se requiere un mantenimiento periódico
<b>Vida útil</b>	Larga	Corta
<b>Relación torque-velocidad</b>	“Plana”, permitiendo el funcionamiento en todas las velocidades con carga nominal.	Moderadamente plana, a altas velocidades se incrementa la fricción de las escobillas y se reduce el torque.
<b>Eficiencia</b>	Alta, no hay caída de tensión ya que no hay escobillas.	Moderada
<b>Relación tamaño-potencia de salida</b>	Alta, debido a que las características térmicas son superiores el tamaño puede ser reducido, ya que al tener los devanados en el estator la disipación es mejor.	Moderada-baja, el calor producido por la armadura se disipa en el entrehierro, aumentando la temperatura y limitando el tamaño
<b>Inercia del rotor</b>	Baja, ya que el imán permanente del rotor mejora la respuesta dinámica.	Alta, lo que limita las características dinámicas.
<b>Intervalo de velocidad</b>	Alto, no hay limitaciones mecánicas debido a la ausencia de escobillas.	Baja, debido a las escobillas
<b>Ruido eléctrico</b>	Bajo.	Alto, los arcos en las escobillas generan ruido causando Interferencia Electromagnética.
<b>Costo de construcción</b>	Alto, debido al material del rotor.	Bajo
<b>Control</b>	Complejo y caro.	Simple y barato.
<b>Requerimientos de control</b>	Se requiere siempre un control de la posición del rotor para generar movimiento, el cual también puede	Se requiere sólo si se quiere variar la velocidad.

	ser usado para controlar la velocidad.
--	--

Tabla 1.3 Motor BLDC Vs Motor de Inducción [2]

Características	Motor BLDC	Motor de Inducción
<b>Relación torque-velocidad</b>	“Plana”, permitiendo el funcionamiento en todas las velocidades con carga nominal.	No lineal, bajo torque a bajas velocidades.
<b>Relación tamaño-potencia de salida</b>	Alta, debido al material del rotor se puede disminuir el tamaño y lograr una determinada potencia de salida	Moderada, debido a que el estator y el rotor tienen devanados, la potencia de salida va a ser menor que en un motor BLDC.
<b>Inercia del rotor</b>	Baja, mejores características dinámicas.	Bajas, bajas características dinámicas.
<b>Corriente de arranque</b>	Nominal	Aproximadamente hasta siete veces la corriente nominal. Se debe utilizar un circuito de arranque.
<b>Requerimientos de control</b>	Se requiere siempre un control de la posición del rotor para generar movimiento, el cual también puede ser usado para controlar la velocidad.	Se requiere sólo si se quiere variar la velocidad.
<b>Deslizamiento</b>	No se presenta deslizamiento entre la frecuencia del estator y rotor.	El rotor se mueve a una frecuencia más baja que el estator, presentando deslizamiento que se incrementa a medida que se aumenta la carga en el motor.

Hasta lo presente, se han mostrado las características más relevantes de los motores BLDC. Sin embargo, estos presentan ciertos problemas, relacionados con la forma de conmutación, que serán presentados en el capítulo 2, en el cual, también se plantea la alternativa de solución.

El presente capítulo presentó las características y el funcionamiento de un motor BLDC. Se empezó con una breve introducción que muestra la

importancia de estas máquinas, luego se habla del estado del arte, para después mencionar su estructura junto con las formas de medir la posición del rotor para así, mediante técnicas de conmutación, generar movimiento. Por último, se hace una comparación de los motores BLDC, con los motores DC convencionales y con los motores asíncronos.

En el siguiente capítulo se hablará de un problema de conmutación que presentan los motores DC sin escobillas. También se planteará la metodología de solución, junto con algunas alternativas de solución que permitirán mejorar la eficiencia.

## 2 PROBLEMA, SOLUCIÓN, Y METODOLOGÍA

En el capítulo anterior, se mostró que los motores BLDC presentan un gran número de ventajas respecto a los motores DC convencionales. Sin embargo, estos disminuyen su eficiencia debido a la forma de energizar los devanados del motor. Dicho de otro modo, las técnicas de conmutación utilizadas para energizar las fases de los motores, tienen problemas que se presentaran más adelante. Posterior a esto, se muestra la solución y metodología que se planteó para resolver dicho problema.

### 2.1 IDENTIFICACIÓN DEL PROBLEMA

#### 2.1.1 Problemas de la conmutación trapezoidal

Debido a que en todo instante de tiempo, dos devanados tienen corriente de igual magnitud, mientras que, el tercero tiene corriente nula, el vector resultante de corrientes del estator, el cual, es la suma de las corrientes que circulan por las bobinas, sólo tiene 6 ángulos discretos [20]. Ver Figura 21.

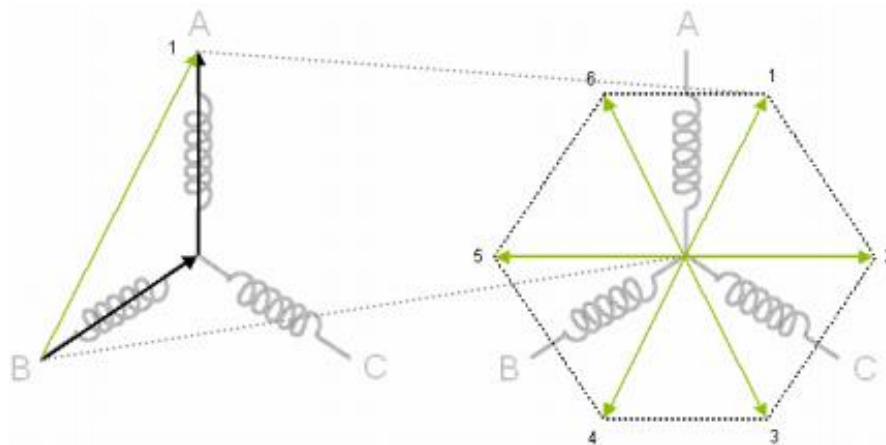


Figura 21 Vector de corrientes resultante [20]

Por las direcciones del vector de corriente, estas se encuentran desalineadas respecto a la posición real del rotor, y, cuando el rotor se encuentre en una posición intermedia de uno de estos seis sectores, la desalineación es de  $30^\circ$ . Esto genera un rizado en el par del motor de aproximadamente 15%,  $(1 - \cos 30^\circ)$ , a una frecuencia 6 veces mayor que la frecuencia de rotación del motor [20]. Ver Figura 22.

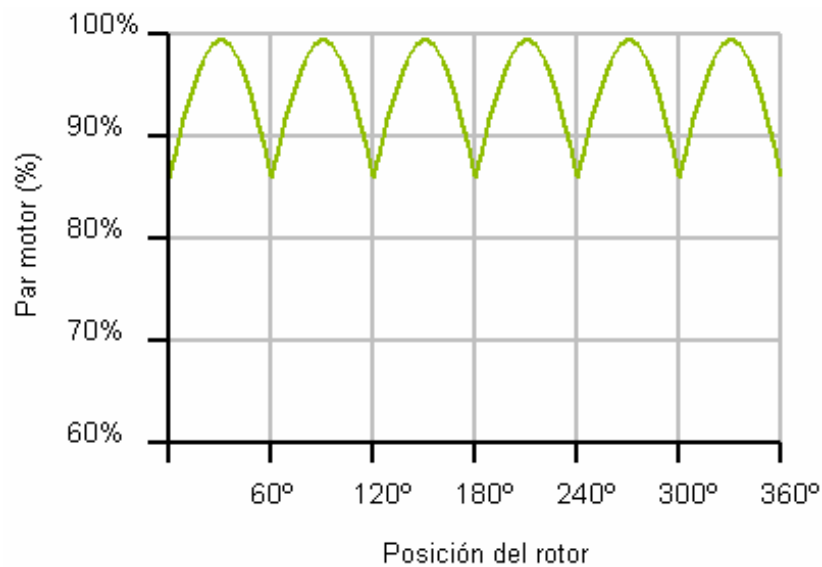


Figura 22 Rizado en el par usando conmutación trapezoidal [20]

Estas crestas, hacen que el control de este tipo de motores sea más difícil. Además, en aplicaciones de bajas velocidades este efecto se hace muy notable, ya que baja la precisión de los movimientos del motor. Por otro lado, se puede ocasionar desgaste mecánico, vibraciones, o ruido que reduce la vida útil de la máquina [20].

### 2.1.2 Problemas de la conmutación sinusoidal

Como ya se mencionó anteriormente, la conmutación sinusoidal, es un control más avanzado y exacto que el trapezoidal, ya que se trata de controlar la posición del rotor de manera continua. Esto hace, que de manera simultánea se apliquen tres corrientes sinusoidales desfasadas  $120^\circ$  en los tres devanados del motor.

Para que el vector de corrientes resultante tenga un valor constante, y esté en cuadratura con la orientación del rotor, se debe elegir la fase de cada una de las corrientes de manera apropiada. Con esto, se obtiene un par más preciso y sin el rizado de la conmutación trapezoidal. Sin embargo, para poder trabajar esta técnica de modulación, es necesaria una medida precisa de la posición del rotor [20].

Ahora bien, si se aplica la ley de 'kirchoff', la suma de dos de estas corrientes es igual a la tercera ( $i_a + i_b = -i_c$ ), bastará con controlar dos de las corrientes e inmediatamente, también, se tendrá control sobre la tercera.

Si bien es cierto, que la conmutación sinusoidal mejora algunos problemas presentes en la conmutación trapezoidal a baja velocidad, cabe resaltar que ahora se presentarán problemas a altas velocidades, ya que se deben procesar señales de frecuencias altas. Dichas señales, son generadas por controladores que tienen una respuesta limitada en ganancia y frecuencia. Además, cuando la frecuencia es alta, disminuye la eficiencia, y aumenta el error, tendiendo a un punto de cero torque [20]. En otras palabras, a mayor velocidad de rotación, mayor error, y por lo tanto, mayor desalineación entre el vector de corrientes y la dirección de cuadratura del rotor, lo que provoca una notable disminución del par del motor. Ver Figura 23.

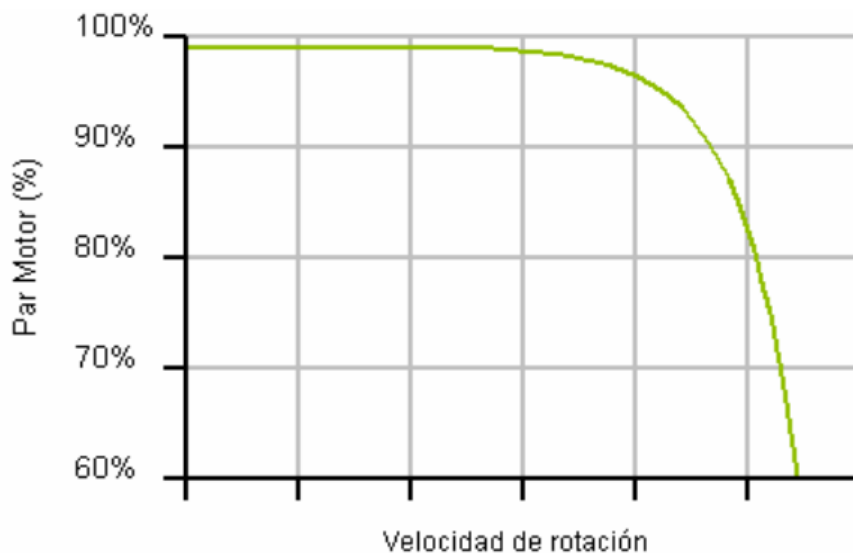


Figura 23 Rizado en el torque usando conmutación sinusoidal [20]

## 2.2 SOLUCIÓN

Es claro ver, que en este tipo de motores hay un inconveniente en la relación par-velocidad. Esto es muy importante, ya que si no se mantiene el par constante, se generan fricciones mecánicas, que hacen que la eficiencia del motor disminuya junto con su tiempo de vida útil. Por esto, el objetivo de

la presente investigación fue hacer un estudio de las técnicas de conmutación, para así poder proponer una técnica que permita, que la relación velocidad- par permanezca “constante”.

### 2.3 METODOLOGÍA

Para cumplir con el objetivo de la presente investigación, se contó con los siguientes equipos:

- Motor BLDC referencia BL17B17-03-RO de la compañía LIN ENGINEERING.
- Controlador de velocidad BL100-RO.
- Tarjeta convertidora de USB a RS-485.
- Tarjeta NEXYS3 Spartan-6 FPGA.

Primero, se controló el motor BLDC con un controlador comercial. Esto se hizo para tener un patrón de referencia. Aquí es necesario utilizar un conversor USB a RS-485, que permite conectar el driver a un computador para, desde allí, cambiar las constantes de control usando el GUI software proporcionado por la compañía.

El controlador comercial con el que se contó, es el controlador BL 100-RO, el cual, es usado en la industria para control exclusivo de motores BLDC. Un diagrama de este experimento, se muestra en la Figura 24.

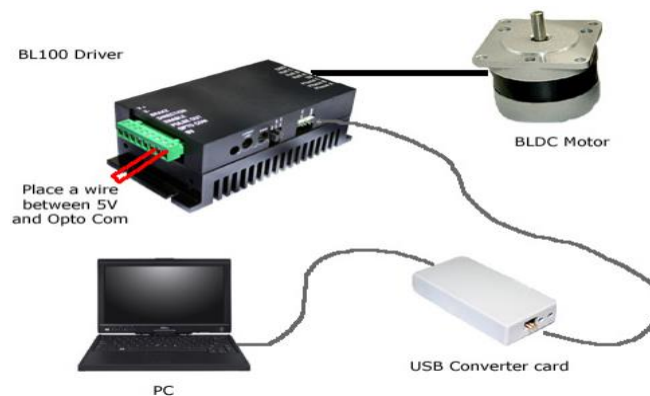


Figura 24 Esquema de control con driver comercial [24]

Así mismo, se controló el motor con otro dispositivo, es decir, se utilizó el FPGA para generar las señales de disparo que permiten que los devanados del motor sean energizados; para ello, fue necesaria una etapa de potencia externa, que fue la etapa entre el FPGA y los motores. Se aprovecharon las ventajas del FPGA, para generar señales variables que permitan utilizar distintas técnicas de conmutación, sin importar la velocidad a la que se quiera trabajar y los sensores que se usen para detectar la posición del rotor. Ver Figura 25.

Por otra parte, y antes de hacer cualquier experimento físico, se utilizó SIMULINK para simular y analizar el comportamiento de los motores al aplicar una técnica de control, para así familiarizarse con las variables eléctricas y mecánicas que manejan estas máquinas.



Figura 25 Esquema de control con FPGA

Por último, es importante aclarar que todos los equipos mencionados anteriormente, fueron adquiridos exclusivamente para el desarrollo de esta investigación.

El presente capítulo, presentó un problema debido a la forma de conmutación de los motores. Posterior a esto, se propuso la metodología que permitió implementar algunas alternativas de solución.

En el siguiente capítulo, se presentará el modelo del motor en SIMULINK usando dos formas de conmutación. Previo a esto, se muestran las ecuaciones de estado que permiten modelar matemáticamente las variables eléctricas y mecánicas de la máquina.



### 3 MODELADO Y SIMULACIÓN

Antes de hacer cualquier experimento físico, es importante conocer a fondo el funcionamiento de los motores BLDC. Por ello, se utilizará SIMULINK para modelar un motor BLDC, en este caso el EC 6 21 5550, de la compañía Maxon Precision Motors. No obstante, el programa es flexible y permite modelar cualquier motor Brushless, siempre y cuando se cuenten con los parámetros mostrados en la Tabla 3.1.

#### 3.1 MODELO MATEMÁTICO

Es necesario establecer el conjunto de ecuaciones que permitan modelar el motor en SIMULINK. Por consiguiente, un motor trifásico BLDC conectado en estrella puede describirse por las cuatro ecuaciones que se muestran a continuación:

$$v_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \quad (3.1)$$

$$v_{bc} = R(i_b - i_c) + L \frac{d}{dt}(i_b - i_c) + e_b - e_c \quad (3.2)$$

$$v_{ca} = R(i_c - i_a) + L \frac{d}{dt}(i_c - i_a) + e_c - e_a \quad (3.3)$$

$$T_e = k_f \omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} + T_L \quad (3.4)$$

Los símbolos  $v$ ,  $i$ , y  $e$  hacen referencia a voltajes, corrientes, y fuerzas contra electromotrices por fase, siendo  $a$ ,  $b$  y  $c$  las fases.  $R$  y  $L$  son los valores de la resistencia e inductancia por fase, mientras que  $T_e$  y  $T_L$  son el torque eléctrico y el torque de carga. Finalmente,  $J$  es la inercia del rotor,  $k_f$  es la fricción constante, y  $\omega_m$  es la velocidad angular del rotor. Por otro lado, la fuerza contra electromotriz, y el torque eléctrico puede ser expresado como se muestra en las ecuaciones (3.5)-(3.8), donde  $k_e$  y  $k_t$  son la

constante de fuerza contra-electromotriz y la constante de torque respectivamente [25].

$$e_a = \frac{k_e}{2} \omega_m F(\theta_e) \quad (3.5)$$

$$e_b = \frac{k_e}{2} \omega_m F\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.6)$$

$$e_c = \frac{k_e}{2} \omega_m F\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.7)$$

$$T_e = \frac{k_t}{2} \left[ F(\theta_e) i_a + F\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) i_b + F\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) i_c \right] \quad (3.8)$$

El ángulo eléctrico  $\theta_e$ , es igual al número de pares de polos multiplicado por el ángulo mecánico  $\theta_m$ , como se muestra en la ecuación (3.9)

$$\theta_e = \frac{p}{2} \theta_m \quad (3.9)$$

donde  $p$  es el número de polos.

La función  $F(\bullet)$  da la forma a la fuerza contra-electromotriz, por lo tanto si se quiere una fuerza contra-electromotriz trapezoidal, esta función será dada por la ecuación (3.10), así mismo, si se desea una fuerza contra electromotriz sinusoidal, esta función corresponderá a la ecuación (3.11).

$$F(\bullet) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ 1 - \frac{6}{\pi} \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right), & \frac{2\pi}{3} \leq \theta_e < \pi \\ -1, & \pi \leq \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ -1 + \frac{6}{\pi} \left( \theta_e - \frac{5\pi}{3} \right), & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (3.10)$$

$$F(\bullet) = \{\sin(\theta_e), \quad 0 \leq \theta_e < 2\pi \quad (3.11)$$

## 3.2 MODELADO MEDIANTE VARIABLES DE ESTADO

### 3.2.1 Variables de Estado

Los estados son el conjunto de variables que, junto con la entrada, permiten predecir el comportamiento de un sistema.

El modelo matemático de cualquier sistema, puede representarse en forma de variables de estado como se muestra en las ecuaciones (3.12) y (3.13).

$$\dot{x}_{(t)} = A * x_{(t)} + B * u_{(t)} \quad (3.12)$$

$$y_{(t)} = C * x_{(t)} + D * u_{(t)} \quad (3.13)$$

Donde  $x$ ,  $u$  y  $y$  son vectores que contienen los estados, las entradas y las salidas, respectivamente.

Por otra parte,  $A$  es la matriz de estados,  $B$  es la matriz de entradas,  $C$  es la matriz de salida, y  $D$  es la matriz de transmisión directa.

Si se desea tener un mejor entendimiento de variables de estado, se recomiendan las referencias [26], [27] y [28].

### 3.2.2 Modelo en Variables de Estado

Para modelar motores *Brushless* en Simulink, las ecuaciones (3.1)-(3.4), se reescriben en forma de variables de estado, por lo tanto estas ecuaciones son modificadas para permitir dicha transformación [25].

Debido a que cada ecuación de corriente es una combinación lineal de las otras 2, sólo 2 de estas son necesarias para el modelo [25]. Para eliminar una de ellas, es necesario utilizar la relación existente entre las corrientes como se muestra en la ecuación (3.14).

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.14)$$

Por lo anterior, las ecuaciones de tensiones que se van a modelar quedan de la siguiente manera:

$$v_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \quad (3.15)$$

$$v_{bc} = R(i_a + 2i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a + 2i_b) + e_b - e_c \quad (3.16)$$

Por último, debido a que el torque es la variable que se quiere mantener plana, se eligieron las corrientes,  $i_a$  e  $i_b$ , como variables de estado, ya que ellas están directamente relacionadas con el par. Además, dado que la variable a controlar será la velocidad, la velocidad angular,  $\omega_m$ , es otra de las variables seleccionadas. Finalmente, la cuarta variable de estado que se utilizó, es la posición mecánica del motor,  $\theta_m$ , ya que de ella depende la alimentación correcta de los devanados del motor, para así generar movimiento.

Por lo anterior, el modelo completo en variables de estados que se implementó en Simulink es:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\theta}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{k_f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ -\frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{ab} - e_{ab} \\ v_{bc} - e_{bc} \\ T_e - T_L \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Lo anterior, es equivalente a las ecuaciones (3.12) y (3.13). Sólo que en este caso, la matriz D es igual a 0.

### 3.3 MODELADO EN SIMULINK

#### 3.3.1 Referencia del motor

Se modeló un motor de la compañía Maxon Precision Motors Inc, referencia EC 6 21 5550, ya que la compañía LIN ENGINEERING no suministra en la hoja de datos, todos los parámetros necesarios para la simulación del motor BL17BL17-03, el cual fue adquirido para la presente investigación. La Tabla 3.1 muestra los datos que fueron usados en la simulación.

Tabla 3.1 Parámetros del motor

Motor Data Maxon EC 6 215550		
Números de polos		2
Resistencia	$\Omega$	12.5
Inductancia	H	$0.091 * 10^{-3}$
Constante de Fricción	Nm * s	$1.38 * 10^{-8}$
Constante de Torque	$\frac{Nm}{A}$	$1.05 * 10^{-3}$
Constante eléctrica	$\frac{Nm}{\sqrt{W}}$	$1.05 * 10^{-3}$
Inercia del Rotor	$Kg * m^2$	$5 * 10^{-9}$

A continuación se harán simulaciones a lazo abierto y a lazo cerrado. En el primer caso, las simulaciones se harán para analizar el comportamiento de los parámetros eléctricos, y mecánicos cuando el motor está en movimiento. Posterior a esto, las simulaciones a lazo cerrado buscan llevar el motor a una velocidad establecida, para en este punto analizar, de nuevo, el comportamiento de las variables eléctricas y mecánicas.

### 3.3.2 Simulaciones a lazo abierto usando conmutación trapezoidal.

Todas las simulaciones se hicieron en Matlab/Simulink (R2011a), utilizando el Solver ode23t (mod. Stiff/Trapezoidal) para obtener resultados congruentes.

La Figura 26 muestra el esquema completo a lazo abierto necesario para simular un motor *brushless*. Donde el puente inversor simula el inversor trifásico, o la etapa de potencia que energizará el motor. Al mismo tiempo, el módulo control de energización simula el circuito digital (FPGA, Micro-controlador, DSP) encargado de leer los sensores que indican la posición del rotor, para así generar señales de disparo que hagan posible la conmutación electrónica.

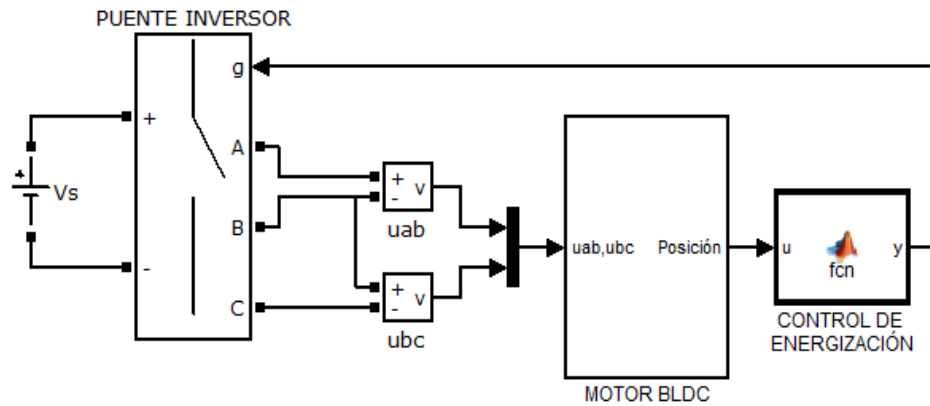


Figura 26. Modelo del motor BLDC a lazo abierto

A continuación se explicarán en detalle uno a uno los bloques mostrados en la Figura 26.

### 3.3.2.1 Puente Inversor

Este bloque implementa un puente H hecho a base de *switches* ideales como se muestra en la Figura 27. Automáticamente, este conecta de manera interna un circuito snubber RC serie, en paralelo a cada semiconductor, para ayudar la conmutación de los transistores y, así, mantener un régimen de trabajo seguro.

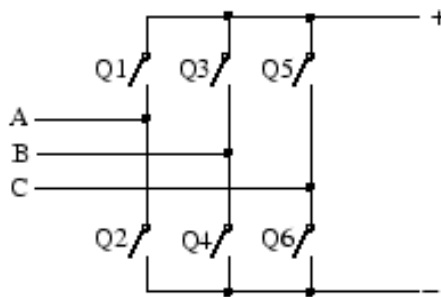


Figura 27. Puente H a base de *switches* ideales

El puente inversor, está polarizado con una tensión  $v_s$  de 12 V. Además, este bloque tiene 4 terminales que son  $g$ ,  $A$ ,  $B$  y  $C$ . Al terminal  $g$  llegan las señales de disparo de los transistores, en forma de un vector con 6 posiciones con valores de 0 o 1, donde cada una de las posiciones, es asignada directamente a un switch. Por ejemplo, si se quiere conmutar los interruptores 1 y 4, que sería equivalente a que el motor fuera excitado por una tensión  $v_{AB}$ , a  $g$  debería llegar la siguiente señal:

$$Señal = [1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]$$

Para completar una secuencia completa de giro utilizando conmutación trapezoidal, esta señal debe ser modificada cada vez que se mida la posición del rotor, que en este caso es cada  $60^\circ$  ya que es la resolución máxima permitida por los 3 sensores de efecto hall, como se muestra en la Tabla 3.2

Tabla 3.2 Señales de conmutación

Ángulo	Tensión de excitación	Señal que llega a $g$					
<b>0-60°</b>	$v_{AB}$	1	0	0	1	0	0
<b>60-120°</b>	$v_{AC}$	1	0	0	0	0	1
<b>120-180°</b>	$v_{BC}$	0	0	1	0	0	1
<b>180-240°</b>	$v_{BA}$	0	1	1	0	0	0
<b>240-300°</b>	$v_{CA}$	0	1	0	0	1	0
<b>300-360°</b>	$v_{CB}$	0	0	0	1	1	0

Así mismo, los terminales  $A, B$  y  $C$  van conectados a las fases del motor, y según la señal que llegue al terminal  $g$ , se lograrán energizar los distintos devanados del estator, para así lograr una secuencia de movimiento determinada.

### 3.3.2.2 Motor BLDC

Acá se modela un motor *brushless* DC utilizando los datos de Tabla 3.1. Este módulo tiene 3 terminales, de los cuales 2 son de entrada  $v_{ab}$  y  $v_{bc}$ , y el restante es la salida posición, la cual es equivalente a la señal proporcionada por los sensores de efecto Hall. Las imágenes de la tensión  $v_{ab}$  y la salida posición al usar conmutación trapezoidal, son mostradas en las Figura 28. Tensión de línea  $V_{ab}$  Los cambios en la tensión de línea  $v_{ab}$  se presentan cada vez que conmutan los transistores, es decir cada  $60^\circ$ .

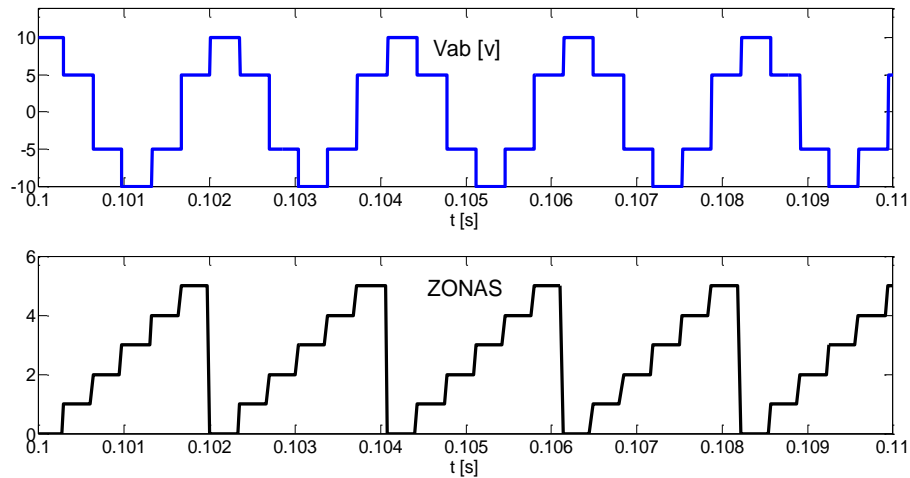


Figura 28. Tensión de línea Vab y zonas de la posición del rotor

En la anterior figura, se puede apreciar que el rotor sólo puede estar en 6 zonas posibles, cada una de 60°. En este caso, dichas zonas estarán representadas por los números enteros entre 0 y 5, donde estar en la zona 0 indica que el rotor está entre 0° y 60°, mientras que si está en la zona 1 el rotor se encuentra entre 0° y 120°, y así hasta completar las 6 posibles zonas que corresponden a 360°.

La arquitectura del módulo motor BLDC se aprecia en la Figura 29. Arquitectura del motor BLDC, acá se buscan relacionar todos los parámetros (físicos o eléctricos) presentes en las ecuaciones (3.1) a (3.10). Para un mejor entendimiento, se explicarán uno a uno los bloques internos del módulo motor BLDC.

### 3.3.2.2.1 Módulo espacio de estados

Aquí se modelan las ecuaciones de estado (3.17) y (3.18), por esto es que las entradas son  $v_{ab} - e_{ab}$ ,  $v_{bc} - e_{bc}$  y  $T_e - T_L$ . Así mismo, las salidas de este módulo son  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $\omega_m$  y  $\theta_m$ . Lo anterior es representado como se muestra en la Figura 30, donde se utiliza el bloque *State-space* de Simulink, para cargar las matrices A, B, C y D que contienen los parámetros mostrados en la Tabla 3.1, y que están previamente definidos en un archivo (punto m) de Matlab.



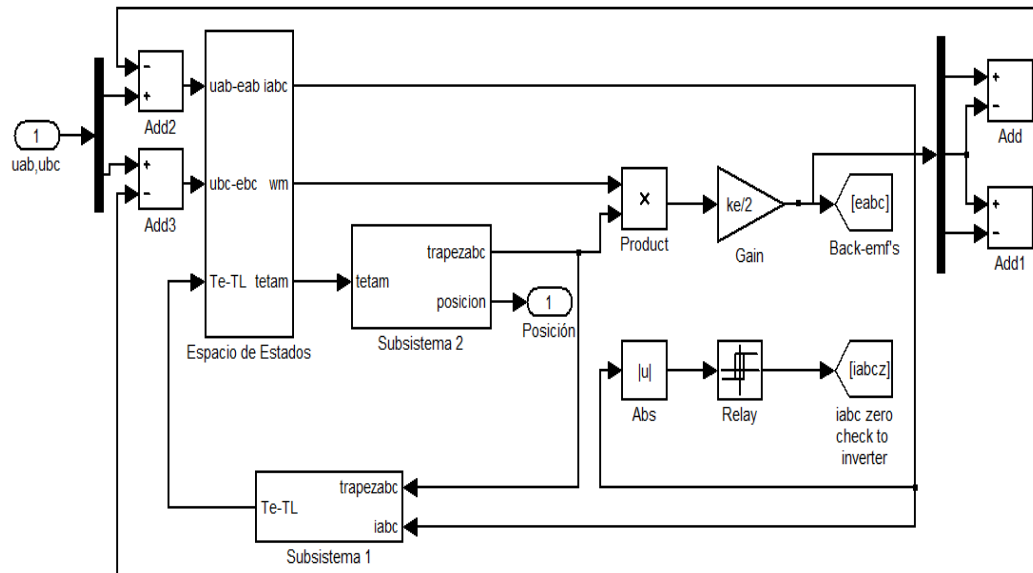


Figura 29. Arquitectura del motor BLDC

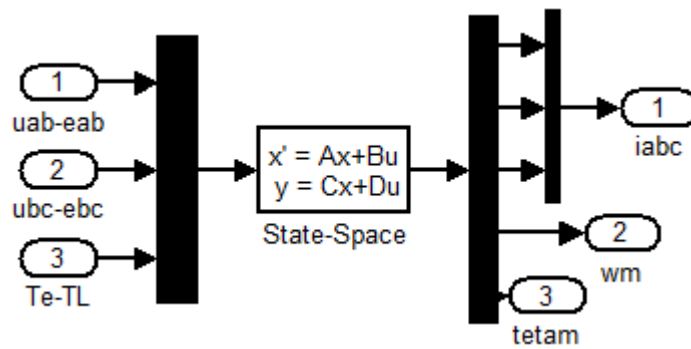


Figura 30. Conexión interna del módulo espacio de estados

### 3.3.2.2.2 Módulo Sub-sistema 2

Este bloque tiene 1 entrada y 2 salidas como se muestra en la Figura 31.

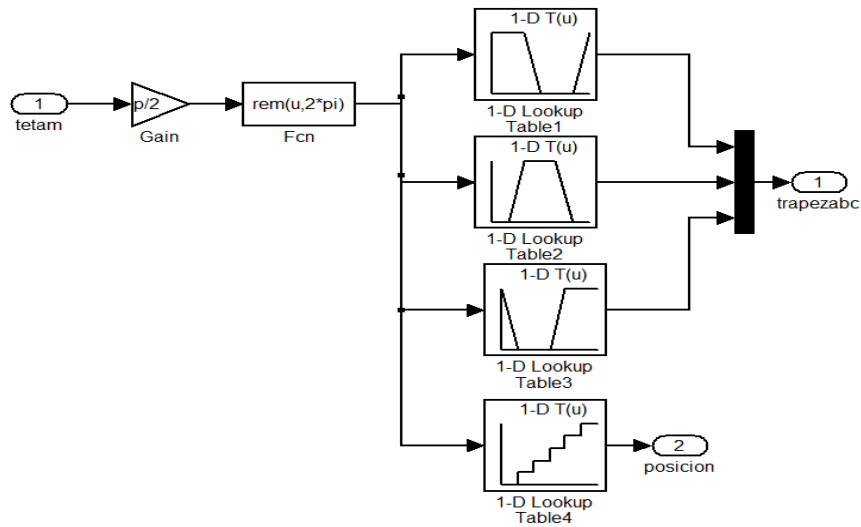


Figura 31. Arquitectura del módulo Sub-sistema 2

La entrada  $\theta_m$  (ángulo mecánico), pasa por una ganancia de valor  $\frac{p}{2}$ , donde  $p$  es el número de polos del motor, con el fin de ser convertido en ángulo eléctrico  $(\theta)_e$ , como se mencionó en la ecuación (3.9). Posterior a esto,  $\theta_e$  pasa por un bloque llamado *Fcn*, el cual se encarga de limitar el ángulo siempre entre 0 y  $2\pi$  radianes, para así conocer la posición del rotor y permitirle al circuito conmutador que energice la secuencia que sea necesaria para generar movimiento. Dicho de otro modo, si este bloque no se utiliza, el ángulo eléctrico va a crecer de manera infinita mientras el rotor esté en movimiento. En la Figura 32 se muestra el efecto del módulo *Fcn*.

Una vez que  $\theta_e$  es limitado, se tienen 4 *lookup tables* que dependen del valor del ángulo eléctrico para seleccionar un valor. Los 3 primeros *look up tables* son los encargados de dar la forma de onda a la fuerza contra-electromotriz, como se muestra en las Figura 33.

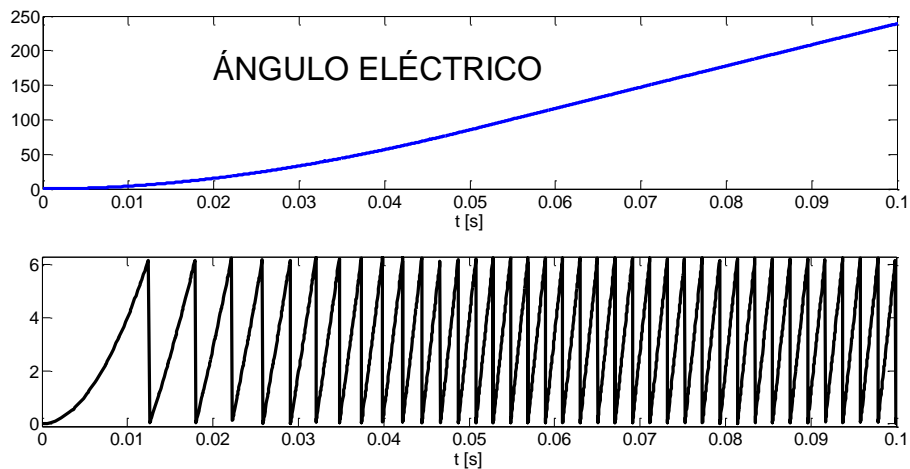


Figura 32. Ángulo eléctrico antes y después del bloque *Fcn*

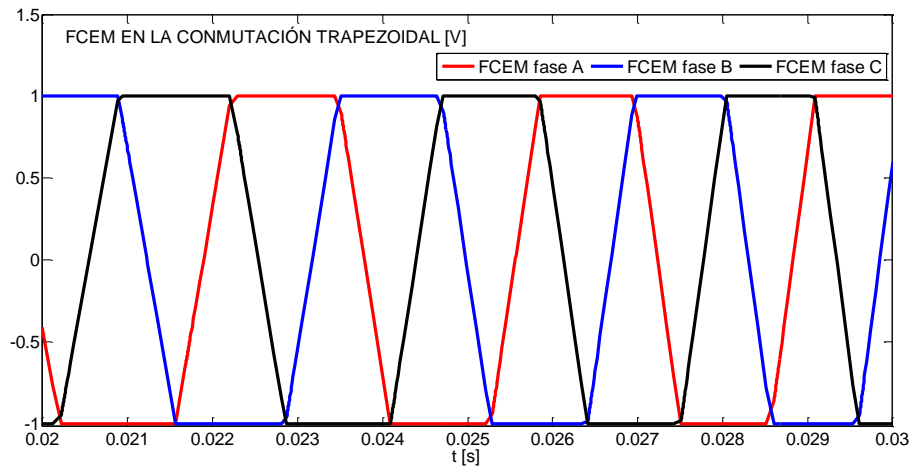


Figura 33 *Lookup tables* usados en la conmutación trapezoidal

Cada uno de estos *lookup tables* corresponde a una de las fases del motor, por ello están desfasados  $120^\circ$  entre sí, además, todos están definidos para que según un ángulo eléctrico, la salida sea un valor entre 0 y 1.

El *lookup table* restante, es el encargado de clasificar las zonas en las que puede estar el rotor. La Figura 28 (abajo), muestra los valores correspondientes a cada una de las 6 zonas, donde cada zona corresponde a  $60^\circ$ .

### 3.3.2.2.3 Módulo Sub-sistema 1

Este módulo consta de 2 entradas, y una salida como se muestra en la Figura 29. Las señales de entrada son las formas de onda de la fuerza contra-electromotriz, mostradas en la Figura 33, y las corrientes de fase, mostradas en la Figura 34.

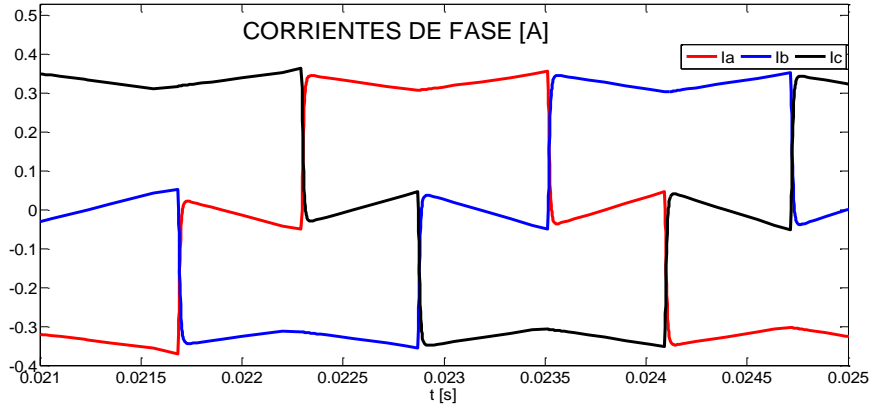


Figura 34. Corrientes de fase

Las Corrientes de fase tienen un pequeño rizado, que se debe al efecto inductivo de las bobinas del motor. Si este comportamiento no se presentara, la forma de onda por fase debería ser recta en  $0.3\text{ A}$  durante  $120^\circ$ , después sería  $0\text{ A}$  por  $60^\circ$ , luego  $-0.3\text{ A}$  por  $120^\circ$  y finalmente  $0\text{ A}$  por  $60^\circ$ .

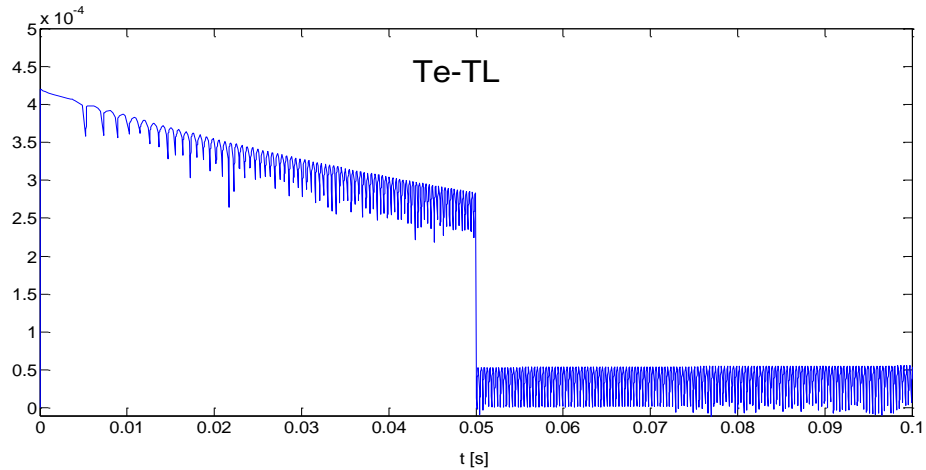


Figura 35.  $T_e - T_L$

Por otra parte, al observar la señal de salida ( $T_e - T_L$ ), se debe tener en cuenta que se aplicó un torque de carga ( $T_L = 2.3 \cdot 10^{-4}\text{ Nm}$ ) en  $t = 0.05\text{ s}$ , como se muestra en la Figura 35. El comportamiento presente en la figura anterior es el esperado, ya que se está simulando un motor inrunner que

pierde torque a medida que la velocidad aumenta. Cuando el motor rompe la inercia, se presenta el pico de torque que está alrededor de  $4.2 \cdot 10^{-4} \text{ nm}$ , muy cercano al proporcionado por el fabricante, que es de  $5 \cdot 10^{-4} \text{ nm}$ . El fuerte cambio que sufre la onda en  $t = 0.05[\text{s}]$ , se debe a que se aplicó un torque de carga como se mencionó anteriormente.

Ahora bien, la estructura interna del módulo sub-sistema 1 es mostrada en Figura 36, donde los bloques están conectados de forma que se relacionen el torque eléctrico, junto con las corrientes de fase y la forma de onda de la fuerza contra-electromotriz, como se muestra en la ecuación (3.8).

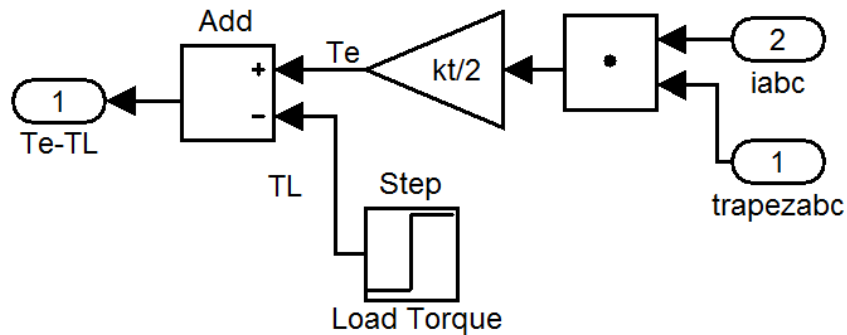


Figura 36. Estructura del módulo sub-sistema 1

### 3.3.2.3 Control de Energización

Éste es el encargado de leer los sensores de efecto hall para así, conocer la posición del rotor y, generar las señales de conmutación de los transistores de potencia del inversor. La entrada a este módulo es mostrada en la Figura 28, donde hay 6 zonas de posición del rotor, y para cada una de ellas se tendrá una señal de salida distinta, como se muestra en la Tabla 3.2. Sin embargo, para entender mejor la relación existente entre la entrada y la salida de este bloque, se muestra la Tabla 3.3

Tabla 3.3. Señales generadas según la posición del rotor

Ángulo	Zona en la que se encuentra el rotor	y						
0-60°	0	1	0	0	1	0	0	
60-120°	1	1	0	0	0	0	1	
120-180°	2	0	0	1	0	0	1	
180-240°	3	0	1	1	0	0	0	
240-300°	4	0	1	0	0	1	0	
300-360°	5	0	0	0	1	1	0	

La entrada a este módulo solo tiene 6 posibles valores (entre 0 y 5), para cada uno de ellos habrá una salida y.

### 3.3.3 Simulaciones a lazo abierto usando conmutación sinusoidal

El diagrama de bloques, y el espacio de estados que se utiliza para modelar motores *brushless* utilizando conmutación sinusoidal, es el mismo al usado en la conmutación trapezoidal. Sólo cambian los *lookup tables* que dan la forma de onda a la fuerza contra-electromotriz, y el bloque control de energización. En consecuencia, todas las señales eléctricas cambian como se mostrará posteriormente.

#### 3.3.3.1 Puente Inversor

El puente inversor no sufre cambios respecto al usado en la conmutación trapezoidal, sólo que ahora las señales de disparo deben ser distintas, debido a que en la conmutación sinusoidal siempre deben estar en conducción 3 de los 6 transistores. Así mismo, teniendo en cuenta que al usar este tipo de conmutación, no se usan sensores de efecto hall, sino sensores que den una mayor precisión como los encoders, la posición del rotor se va a sensar cada 10° y no cada 60 como se hacía en la conmutación trapezoidal, lo que quiere decir que cada 10° se van a generar señales de disparo. Sin embargo, sólo se tendrán 6 señales distintas de disparo como

se muestra en la Tabla 3.4. Más adelante se explicará qué significa la columna zona.

Tabla 3.4 Señales de conmutación

Zona	Ángulo	Señal que llega a $g$					
<b>0-5</b>	0-60°	1	0	0	1	1	0
<b>6-11</b>	60-120°	1	0	0	1	0	1
<b>12-17</b>	120-180°	1	0	1	0	0	1
<b>18-23</b>	180-240°	0	1	1	0	0	1
<b>24-29</b>	240-300°	0	1	1	0	1	0
<b>30-35</b>	300-360°	0	1	0	1	1	0

### 3.3.3.2 Motor BLDC

En este módulo el cambio más relevante se presenta en el bloque subsistema 2, donde se cambian los *lookup tables* para dar forma sinusoidal a la fuerza contra-electromotriz como se muestra en la Figura 37. Cada una de las 3 señales, se encuentra desfasada 120° de la otra y, corresponde a una fase del motor.

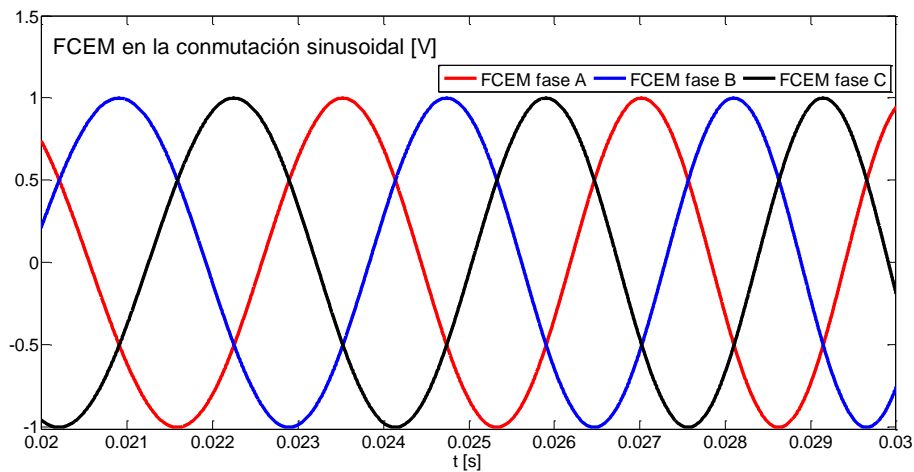


Figura 37 *Lookup tables* usados en la conmutación

### 3.3.3.3 Control de energización

Teniendo en cuenta que para este tipo de conmutación, se usan sensores de mayor precisión se va a tener una mayor resolución en la posición del rotor, como se muestra en Figura 38.

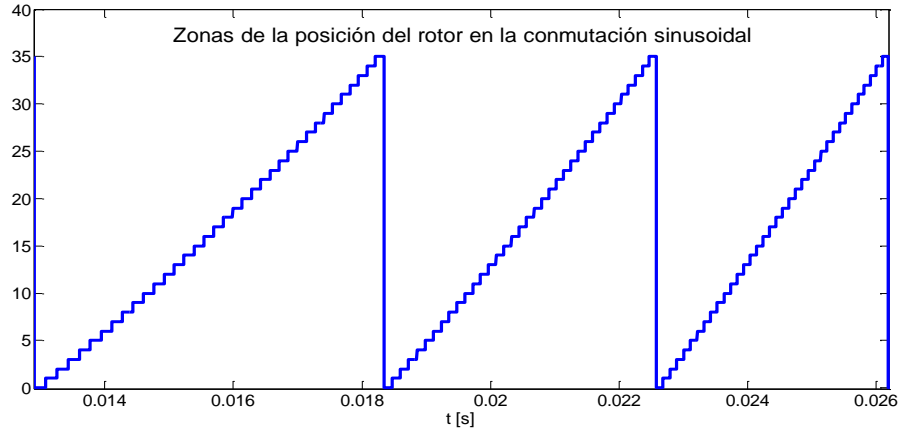


Figura 38 Zonas de posición del rotor

Ahora, la posición del rotor tiene 36 posibles zonas en las que puede estar, dicho en otras palabras, por cada revolución eléctrica se van a tener 36 medidas de la colocación del rotor, donde la zona 0 sería equivalente a decir que el rotor se encuentra entre 0 y  $10^\circ$ , la zona 1 que está entre 10 y  $20^\circ$ , y así sucesivamente. Todo esto es mostrado en la Tabla 3.4.

#### 3.3.4 Simulaciones a lazo cerrado

Acá se modifica el diagrama de bloques mostrado en la Figura 26, el nuevo esquema tiene 2 bloques adicionales. El primero es un *step* en el que se indicará cual es la velocidad de referencia; el segundo es un controlador, que en este caso será un PI. Lo anterior se presenta en la Figura 39.

La velocidad a la que se desea que se mueva el motor *brushless* es  $4000 \frac{rad}{seg}$ , para ello se utiliza un controlador PI, que actúe directamente sobre la tensión de alimentación del puente inversor, ya que la velocidad es directamente proporcional al voltaje.



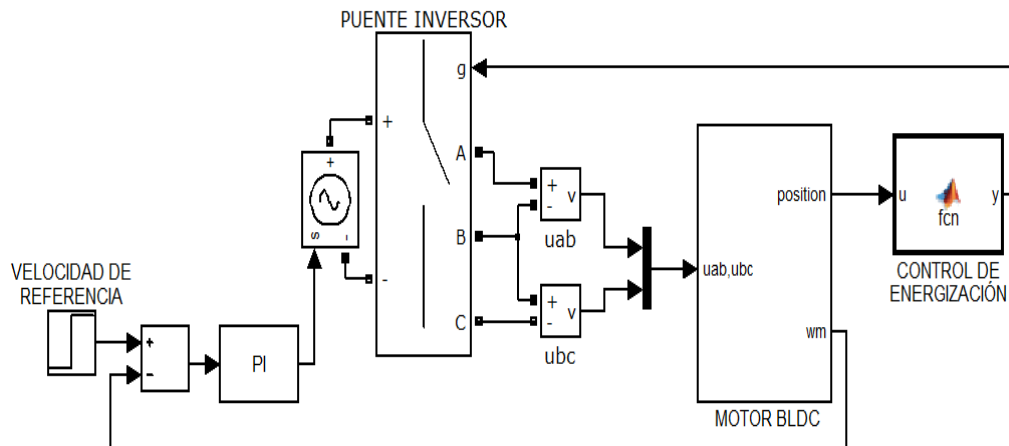


Figura 39 Diagrama de bloques a lazo cerrado

#### 3.3.4.1 Conmutación trapezoidal

El controlador no tuvo problema en llevar el motor a la velocidad de referencia que se propuso, no se presenta sobre impulso ni error en estado estable, como se muestra en la Figura 40.

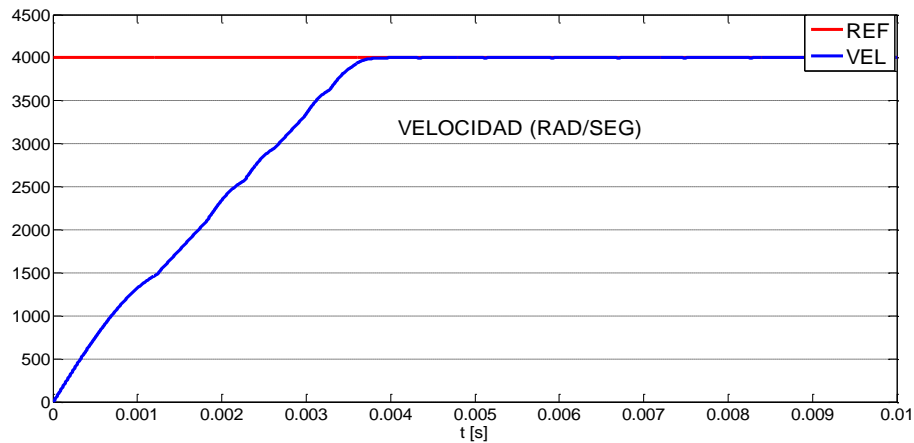


Figura 40 Velocidad del rotor usando conmutación trapezoidal

Resulta asimismo interesante, analizar la Figura 41 en la que se presenta el comportamiento del torque eléctrico. En ella se presenta un rizado que se debe al desfase entre la corriente resultante, y la posición real del rotor, como se mencionó en el capítulo 1. Igualmente, se presenta un fuerte cambio de la señal en  $t = 0.05 \text{ s}$ , debido a que en ese instante de tiempo, es aplicado un torque de carga. Por lo anterior, se hace necesario que el torque

del motor se aumente para que de este modo la velocidad de giro del rotor permanezca constante en  $4000 \frac{rad}{seg}$ .

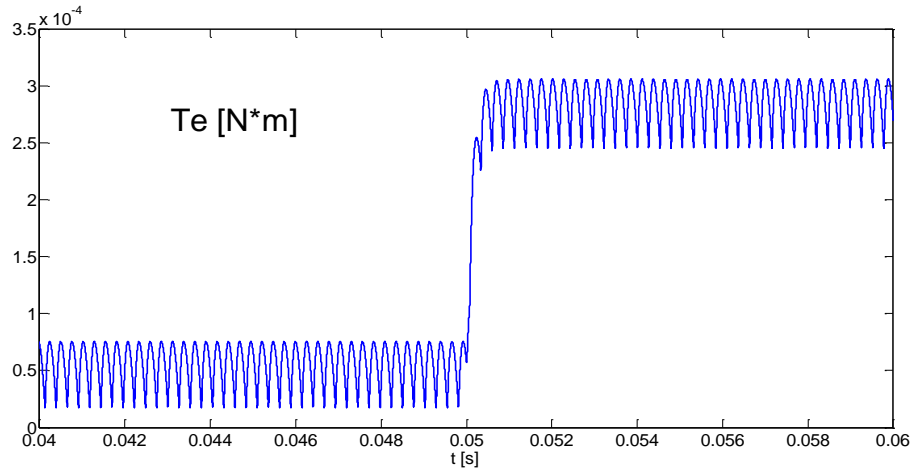


Figura 41 Torque eléctrico usando conmutación trapezoidal

En efecto, si el torque sufre cambios la corriente también varía, como se muestra en la Figura 42. El objetivo de esta gráfica no es mostrar la forma de onda de la corriente, ya que esto se hará más adelante, el objetivo es mostrar el efecto que tiene aplicar un torque de carga sobre la corriente cuando se está controlando velocidad. Dicho en otras palabras, si se está controlando velocidad, y se aplica un torque de carga, el motor debe aumentar el torque que está generando para que la velocidad permanezca constante, pero para ello es necesario que aumente la corriente, ya que estos 2 son directamente proporcionales.

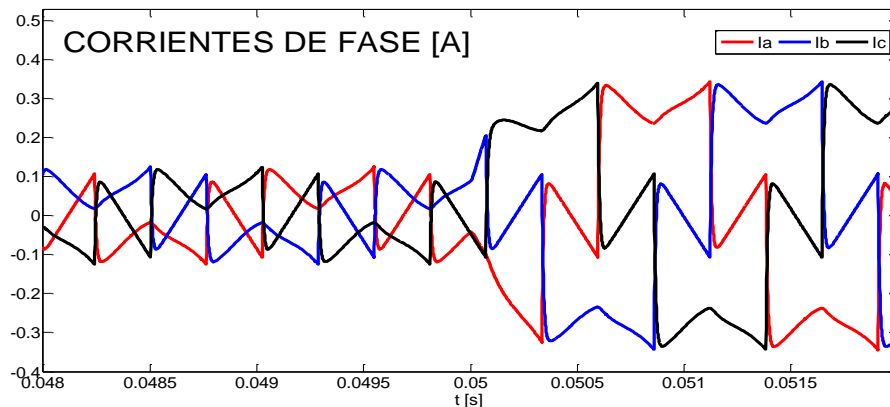


Figura 42 Corrientes de fase usando conmutación trapezoidal

Por último, y con el fin de apreciar la forma de onda de la fuerza contra electromotriz, y de la corriente por fase, se muestra la Figura 43. En esta, la corriente se encuentra perfectamente en fase con la fuerza contra electromotriz, y como ya se explicó antes, la corriente presenta suaves variaciones debido al efecto inductivo de las bobinas del motor.

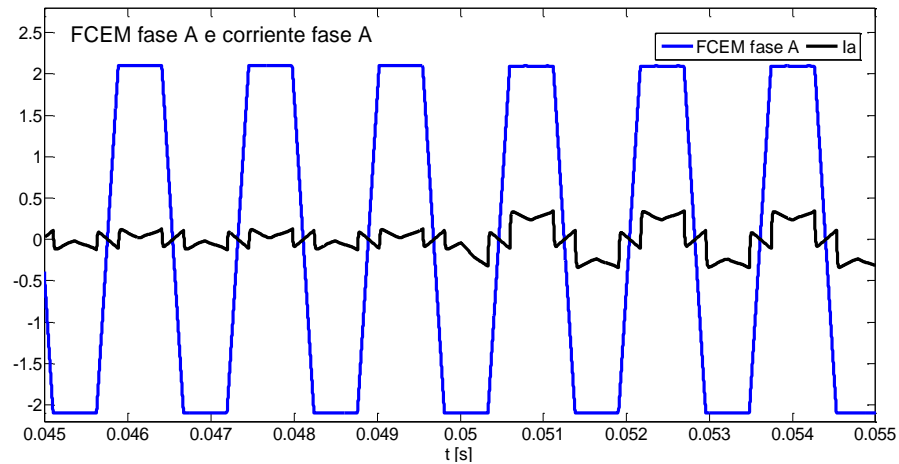


Figura 43 Fuerza contra electromotriz y corriente de la fase a usando conmutación trapezoidal

#### 3.3.4.2 Conmutación sinusoidal

Acá también se controla velocidad, a la misma referencia que se hizo con la conmutación trapezoidal. En este caso el motor alcanza la velocidad de referencia en  $t = 3 \text{ ms}$ , mucho más rápido que la conmutación trapezoidal, donde esto sucede en  $t = 6 \text{ ms}$ . Figura 44. Esto se debe, a que las señales de conmutación se generan cada  $10^\circ$ , y no cada  $60$  como en la conmutación trapezoidal.

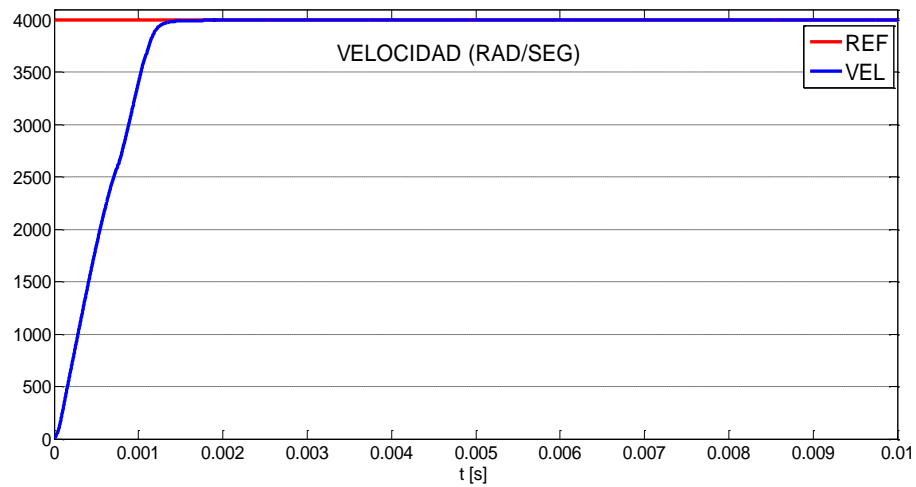


Figura 44 Velocidad del rotor usando conmutación sinusoidal

En este caso, las corrientes deben tener forma de onda sinusoidal, como se muestra en la Figura 45.

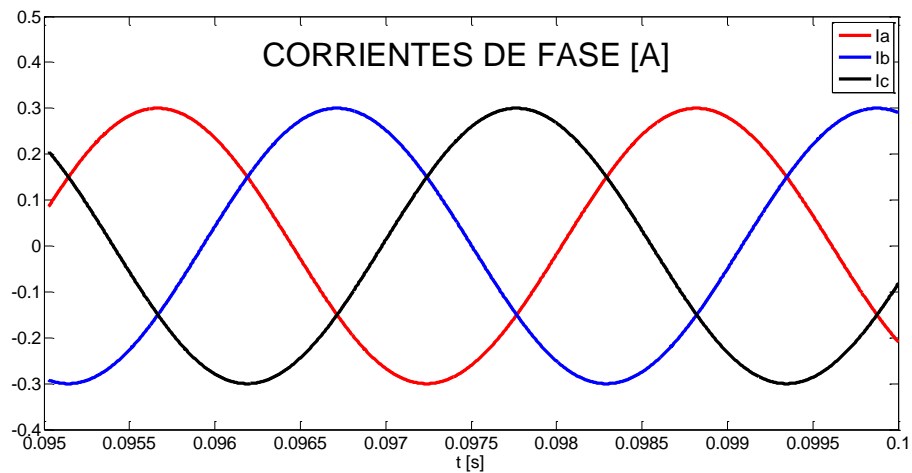


Figura 45 Corrientes de fase usando conmutación sinusoidal

Por otra parte, se presentan las formas de onda de la fuerza contra electromotriz y la corriente para la fase a. Estas señales deben estar en fase como se presenta en la Figura 46.

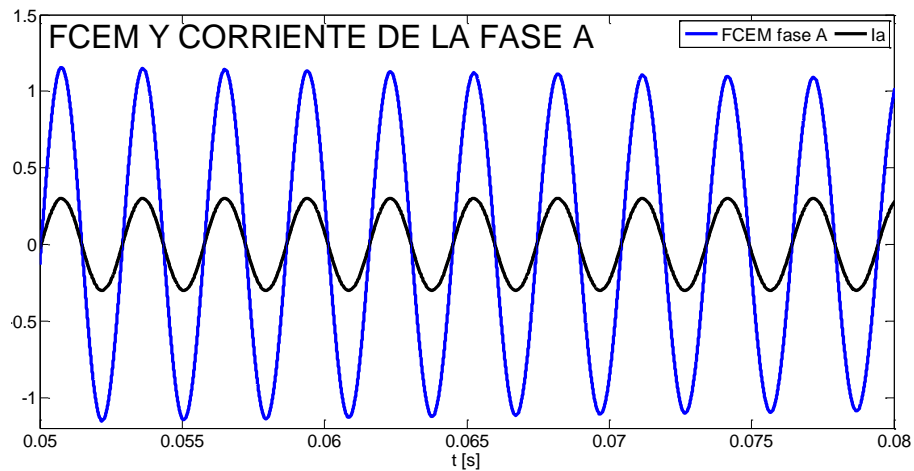


Figura 46 Fuerza contra electromotriz y corriente de la fase a usando conmutación sinusoidal

Finalmente, se presenta el torque de la conmutación sinusoidal Figura 47. Dicho torque no presenta rizado significativo, y tiene un valor máximo que es menor que el desarrollado por el motor en la conmutación trapezoidal presentado en la Figura 41.

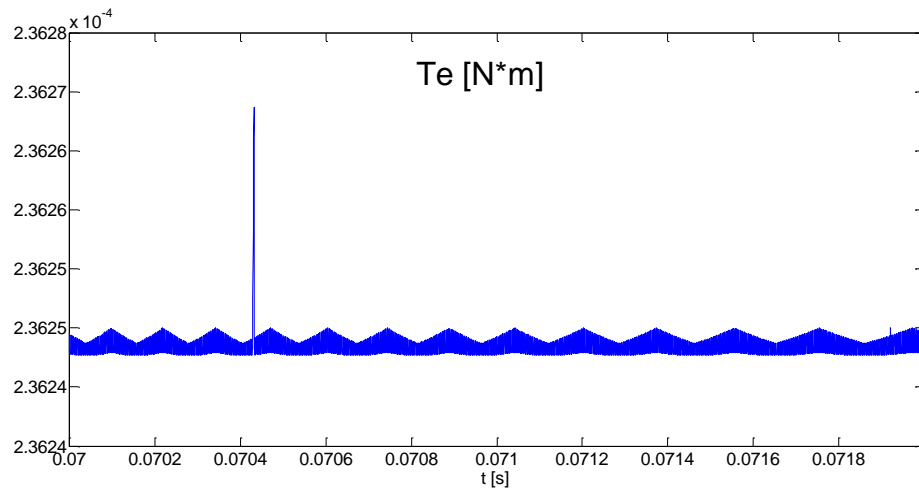


Figura 47 Torque en la conmutación sinusoidal

El presente capítulo, presentó un modelo matemático que permitió usar SIMULINK para analizar el comportamiento de los motores *brushless*; además en las simulaciones se implementó un controlador de velocidad. A continuación se presentarán las pruebas que se hicieron con un controlador comercial y con un FPGA.

## 4 IMPLEMENTACIÓN EN HARDWARE

En capítulos anteriores fue explicado el funcionamiento de los motores BLDC, seguido por un problema que estos presentan debido a la forma de conmutación, finalizando con algunas simulaciones en SIMULINK.

En este capítulo se presenta como fue la implementación en hardware para generar movimiento. La idea era implementar tanto en un controlador comercial, como en un FPGA, las dos formas más comunes de conmutación. Sin embargo, debido a inconvenientes que se presentarán más adelante, esto no fue posible de hacer en el controlador comercial. No obstante, es importante reportar el funcionamiento de los controladores que ofrece la industria para así tener un patrón de referencia.

### *4.1 IMPLEMENTACIÓN DEL DIAGRAMA DE CONTROL*

Como se mencionó en el primer capítulo, los motores BLDC necesitan un control más sofisticado para lograr su correcto funcionamiento, por ello, es necesario implementar detalladamente el diagrama mostrado en la Figura 10. Este puede tener ligeras variaciones, ya que aunque los módulos básicos sean los mismos, puede que estos estén agrupados de manera distinta según el dispositivo de control. En este caso, el mismo motor se controló primero con un módulo comercial, y después con un FPGA. La idea de estas pruebas era implementar las dos técnicas de conmutación más comunes, para así buscar la forma de mejorar alguna de ellas, o crear una técnica híbrida. A continuación se presentan los resultados obtenidos al usar uno u otro equipo.

#### *4.1.1 CONTROL CON MÓDULO COMERCIAL*

Actualmente, el mercado ofrece muchas alternativas para controlar los motores Brushless, el problema es que no todos los controladores sirven para todos los motores, lo que quiere decir que cada compañía que fabrica un motor, también ofrece un módulo completo que permite controlar el movimiento de la máquina. En este caso, la compañía LIN ENGINEERING

ofrece el motor y el controlador, los cuales serán analizados con detalle a continuación.

#### 4.1.1.1 Motor BL17B17 03 RO

Este es un motor trifásico que maneja niveles de tensión relativamente bajos, comparados con otro tipo de motores que ofrece la compañía. Las características eléctricas de este motor son presentadas en la Tabla 4.1

Tabla 4.1 Características eléctricas del motor

Motor BL17B17 03 RO	
Número de fases	Tres
Sensores de efecto HALL	Tres, ubicados cada 120°
Potencia	30 W
Tensión nominal	24 V
Velocidad máxima de giro	4000 RPM
Torque máximo	0.07 N-m
Corriente nominal	2.1 A
# Pares de polos	4
Inductancia	2 mH
Resistencia	1.5 $\Omega$

Así mismo, la Tabla 4.2 indica cuales son, y como se deben conectar, los cables del motor

Tabla 4.2 Descripción del cableado del motor

Color del cable	Descripción
Rojo con blanco	Alimentación de los HALL
Azul	Hall A
Verde	Hall B
Blanco	Hall C
Blanco con negro	Tierra de los HALL
Amarillo	Fase A
Rojo	Fase B
Negro	Fase C

para poder generar una secuencias de movimiento. En ella se muestran ocho cables, de los cuales dos son necesarios para polarizar los sensores de efecto HALL a una tensión de 5 V.

#### 4.1.1.2 Controlador BL100

Este controlador es diseñado específicamente para referencias similares a las del motor utilizado en la presente tesis. En la Tabla 4.3 se muestran las condiciones de operación que necesita el controlador.

Tabla 4.3 Condiciones de operación del controlador

CONDICIONES DE OPERACIÓN	
Tensión de alimentación	De 8 a 42 VDC.
Corriente Pico	20 A
Potencia máxima	500 W
Orientación de los sensores HALL	Separados 120°
Frecuencia de conmutación	20 KHz
Software para el control	Software GUI, proporcionado por la compañía
Comunicación con el pc	Vía RS485 o RS232

Además de describir las condiciones de operación del controlador, se hace énfasis en los principales pines de alimentación para que el módulo funcione de manera adecuada. Por ello, la Tabla 4.44 muestra que son, y como funcionan, estos pines. En efecto, es claro ver que se tienen entradas tanto de potencia como digitales, donde el valor de estas últimas viene pre-configurado para generar movimiento en el motor en sentido horario, lo que quiere decir que estas entradas son importantes sólo si se quiere cambiar el sentido de giro, o si se quiere frenar la máquina; de no ser así, no es necesario conectar nada a ellas.

Tabla 4.4 Pines de Alimentación y adecuación del Controlador

PIN	Función
V+ (IN)	Tensión de alimentación
V- (IN)	Tierra de la alimentación
Brake (Digital IN)	Frena el motor, su valor por default es alto, que indica que el



	motor no está frenado.
<b>Direction ( Digital IN)</b>	Permite cambiar el sentido de giro del motor. Por default está en alto (1 lógico), lo que significa que el rotor girará en sentido horario.
<b>Enable (Digital IN)</b>	Habilita e inhabilita el controlador, y su valor por default es alto (habilitado).
<b>Pulse Out (OUT) Opto Com (IN)</b>	Muestra los pulsos que se generan para activar los transistores Se requieren 5 V, para dar los niveles de tensión a las entradas Brake, Direction y Enable
<b>5 V (OUT)</b>	Salida de tensión utilizada para energizar la entrada Opto Com.

Como complemento, la Tabla 4.5 presenta los terminales del controlador que se deben conectar al motor, para que las fases de este último sean energizadas de manera correcta y se pueda generar movimiento.

Tabla 4.5 Terminales del controlador que se conectan al motor

PIN	FUNCIÓN
<b>GND (OUT)</b>	La tierra de los HALL del motor debe ser conectada a este terminal
<b>HALL C</b>	HALL C es conectado a este pin
<b>HALL B</b>	HALL B es conectado a este pin
<b>HALL A</b>	HALL A es conectado a este pin
<b>5 V</b>	Tensión para polarizar los HALL
<b>Phase C</b>	Fase C del motor se conecta a este pin
<b>Phase B</b>	Fase B del motor se conecta a este pin
<b>Phase A</b>	Fase A del motor se conecta a este pin

En este controlador, la etapa de potencia y el circuito digital que generan las señales de conmutación, vienen encapsulados en un solo dispositivo, por lo que no fue posible implementar por separado las técnicas de conmutación trapezoidal y sinusoidal. Sin embargo, usar este dispositivo fue de gran ayuda para encontrar las secuencias de giro del motor que se usaron en el FPGA.

Por su parte, otra de las desventajas de usar este controlador es que para cambiar el sentido de giro del motor se debe implementar un circuito digital

extra; por esto, sólo se pudo controlar el motor a una velocidad de 2300 rpm en sentido horario. Además, sólo permite usar un controlador PI para variar la velocidad, por lo que trabajos futuros que quieran investigar acerca de otras técnicas de control para motores brushless van a estar completamente limitados.

Por último, se recomienda la referencia [24] para conocer las características completas del controlador comercial.

#### 4.1.1.3 Costo total

Actualmente, uno de los factores que más influye a la hora de adquirir equipos es el precio. Por esto, la Tabla 4.6 muestra el costo total de usar el módulo comercial

Tabla 4.6 Costo de usar módulo comercial

Artículo	Precio(USD)
<b>Motor BL17B17 03 RO</b>	66
<b>Controlador BL100</b>	200.66
<b>Convertidor USB a RS-485.</b>	36.77
<b>PRECIO TOTAL</b>	303.43

El convertidor USB a RS-485 se usa para comunicar el computador con el controlador.

#### 4.1.2 CONTROL USANDO FPGA

Dada la flexibilidad que ofrece el FPGA, acá fue posible implementar la conmutación trapezoidal y sinusoidal por aparte, como se presentará más adelante. Para esto, se implementaron las etapas mostradas en la Figura 25 para generar las señales de conmutación del motor BL17B17 03 RO. A continuación se especifican cada uno de los módulos, los cuales son equivalentes al diagrama presentado en la Figura 10.

##### 4.1.2.1 FPGA

El FPGA fue utilizado para implementar el circuito digital, que genera las señales de disparo de los transistores de la etapa de potencia, con el fin de

energizar los devanados adecuados del motor, para así generar movimiento. Por esto, este dispositivo tendrá como entrada las señales de los sensores de efecto HALL, que indican la posición del rotor, y sus salidas serán 6 señales que irán conectadas directamente a la entrada de la etapa de potencia.

En el presente trabajo de investigación se utilizó la tarjeta NEXYS3 Spartan-6 FPGA, la cual tiene como principales características las mostradas en la Tabla 4.7.

Tabla 4.7 Principales características del FPGA

IC	Xilinx Spartan®-6 FPGA (XC6LX16-CS324)
<b>CONECTORES</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Puerto USB2</li> <li>• Conector de expansión 40-pin VHDC (alta velocidad)</li> <li>• Cuatro conectores 12-pin Pmod TM</li> <li>• VGA 10/100 Ethernet</li> </ul>
<b>PROGRAMACIÓN</b>	Digilent USB2 para alimentación, programación, y transferencia de datos
<b>CARACTERÍSTICAS DE OPERACIÓN</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Xilinx Spartan-6 LX16 FPGA in a 324- pin BGA</li> <li>• 16 Mbyte Cellular RAM (x16)</li> <li>• 16 Mbytes SPI (quad mode) PCM memoria no volátil</li> <li>• 10/100 Ethernet PHY</li> <li>• Puerto On-board USB2 para programación y transferencia de datos</li> <li>• USB-UART and USB-HID puerto para teclado y mouse</li> <li>• Puerto VGA de 8 bits</li> <li>• Oscilador fijo a 100 MHz</li> <li>• 72 I/O' de enrutado para conectores de expansión</li> <li>• GPIO con 8 LEDs incluidos, 6 topes, 8 switches deslizables, y 4 dígitos con display de siete segmentos</li> <li>• 2278 slices, cada uno contiene cuatro LUTs con seis entradas y ocho flip-flops.</li> <li>• 576Kbits of fast block RAM</li> <li>• 32 slices DSP</li> </ul>

Para más características de esta tarjeta, se recomienda la referencia [29].

#### 4.1.2.2 Etapa de potencia

Esta es la encargada de energizar los devanados del motor, según sea la posición del rotor. Comúnmente, se implementa con un inversor trifásico,

como en el que se muestra en la Figura 11, el cual también fue usado en esta investigación. Actualmente, hay varias alternativas para adquirir un inversor trifásico. Una de ellas, y la más común, es montar el circuito con mosfets o IGBTs de potencia, resistencias y diodos, es decir, adquirir cada uno de estos dispositivos por aparte, para luego implementar el inversor. Otra alternativa, es adquirir un integrado especial para controlar motores brushless, que traiga internamente el inversor, con lo que se ahorra tiempo y dinero en el proceso de fabricación y construcción del puente. Además, esta última es más eficiente ya que se disminuyen las pérdidas por calentamiento, y se implementan protecciones que permiten aumentar la vida útil del motor. Por lo anterior, en esta tesis se optó por adquirir un integrado que implemente el puente inversor, como lo es el integrado L6234.

El L6234 es un integrado, con 20 pines, que implementa un puente trifásico diseñado especialmente para controlar motores BLDC. Este tiene una tensión de alimentación que puede variar de 7 a 52 V, y, además, soporta corrientes de hasta 5 A, por lo que es apropiado para controlar el motor objeto de estudio.

Antes de estudiar, las características eléctricas que presenta este dispositivo, es necesario conocer cuáles son y cómo funcionan sus pines. En la Tabla 4.8 se presenta la distribución de los pines del L6234. En ella se muestran todos los terminales del integrado, de los cuales se debe prestar atención a los  $I_N$  y  $E_N$ , ya que estas son las señales generadas por el FPGA. Como se observa estas 6 señales tienen un número en el subíndice, que está relacionado directamente con la fase, donde 1 corresponde a la fase A, 2 a la fase B, y 3 a la fase C. Las señales  $E_N$  son señales habilitadoras, esto quiere decir que si esta señal está en uno, se asegura que uno de los transistores de dicha fase va a estar activo, mientras que la señal  $I_N$  sólo va a indicar si el transistor de la parte de arriba de cada devanado conduce o no. Por ejemplo, si se analizara la fase A, a ella corresponden sólo dos señales,  $I_{N1}$  y  $E_{N1}$ , que van a controlar los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  del puente inversor mostrado en

Figura 11. Si se tuviera el caso de que  $E_{N1} = 1$ , y  $I_{N1}=0$ , esto indicaría que de la fase A sólo va a estar activo el transistor  $Q_2$ . Las 4 combinaciones posibles de las entradas  $I_{N1}$  y  $E_{N1}$  son presentadas en la Tabla 4.9. En consecuencia, el comportamiento en las dos fases restantes dependerá de sus respectivas señales  $I_N$  y  $E_N$ .

Tabla 4.8 Descripción de pines del integrado L6234

PIN	DESCRIPCIÓN
OUT1 OUT2 OUT3	Salidas del puente inversor, que se deben conectar a las fases A,B y C del motor.
IN1 IN2 IN3	Salidas lógicas, un salida lógica en alto (cuando el correspondiente pin EN esté en alto) indica que el transistor de arriba, de esta fase, está activo. Así mismo, una salida lógica baja indica que el transistor de la parte de arriba está inactivo.
EN1 EN2 EN3	Habilitadores de las fases A, B y C respectivamente. Una señal en bajo indica que ningún transistor de esta fase está activo.
$V_s$	Tensión de alimentación.
SENSE2	Una resistencia conectada a este pin, provee realimentación de corriente de la fase C.
SENSE1	Una resistencia conectada a este pin, permite realimentación de corrientes de las fases A y B.
$V_{ref}$	Voltaje interno de referencia. Un capacitor conectado de este pin a tierra incrementa la estabilidad del circuito de control de potencia.
$V_{cp}$	Oscilador Bootstrap
$V_{BOOT}$	Entrada de sobre tensión para conducción de los transistores superiores.
GND	Tierra común.

Tabla 4.9 Señales de control de la fase A

$E_{N1}$	$I_{N1}$	Transistor que conducirá
0	0	Ninguno
1	0	$Q_2$
0	1	Ninguno
1	1	$Q_1$

Igualmente, la Tabla 4.10 muestra las condiciones de operación para que el integrado funcione de manera adecuada. Además, la Figura 48 muestra el

circuito que se implementó para acondicionar las señales del controlador, y así energizar de manera adecuada las fases del motor. En ella es claro ver que se utiliza el integrado L7805, con el fin de adecuar el valor de las tensiones que maneja el controlador L6234, ya que este necesita señales entre -0.8 y

Tabla 4.10 Condiciones de operación

DESCRIPCIÓN	
<b>Máximos rangos permitidos</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Tensión de alimentación (<math>V_s</math>) de hasta 52 V.</li> <li>Entrada habilitadora de voltaje (<math>V_{IN}, E_{IN}</math>) de <math>-0.3</math> a <math>7</math> V.</li> <li>Corriente pico (<math>I_{pico}</math>) <math>5</math> A.</li> <li>Tensión bootstrap pico (<math>V_b</math>) de hasta <math>62</math> V.</li> <li>Frecuencia de conmutación (<math>f_c</math>) de hasta <math>50</math> KHz.</li> <li>Tensión de referencia (<math>V_{REF}</math>) de hasta <math>12</math> V.</li> </ul>
<b>Condiciones de Operación</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Tensión de alimentación (<math>V_s</math>) de <math>7</math> a <math>42</math> V.</li> <li>Corriente de salida <math>2.8</math> A.</li> </ul>
<b>Niveles lógicos</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Tensión de entrada alto de <math>2</math> a <math>7</math> V.</li> <li>Tensión de entrada bajo de <math>-0.3</math> a <math>0.8</math> V.</li> </ul>

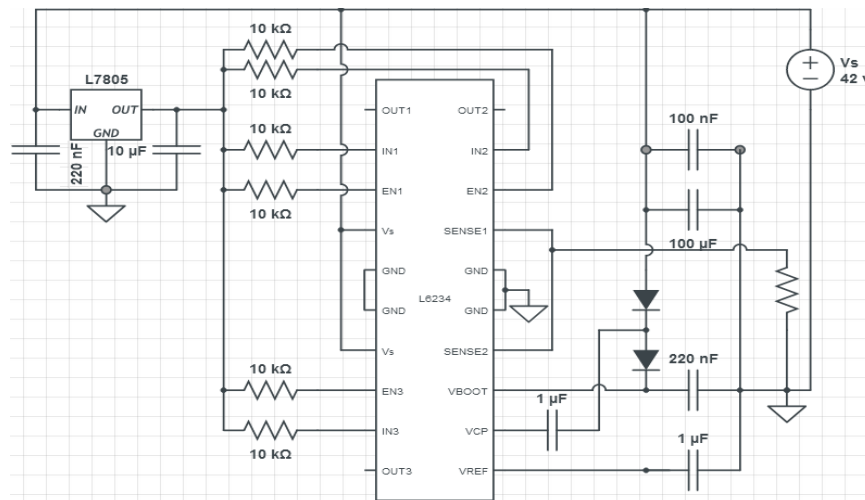


Figura 48 Circuito acondicionador de señal

7 V. En este caso, a la salida del L7805 se va a tener una tensión fija de 5 V, que será conectada a los pines  $I_N$  y  $E_N$  mediante resistencias de  $10$  KΩ. A su vez, estos pines deben ir conectados al FPGA, ya que en él se

implementa un circuito digital que genera las señales de disparo, según sea la lectura de los sensores de efecto HALL.

Para conocer el diagrama de bloques interno del controlador L6234, y para tener una idea completa de las características eléctricas, y térmicas, que este puede tolerar se recomiendan las referencias [30] y [31].

#### 4.1.2.3 Costo total

La Tabla 4.11 muestra el precio de implementar el diagrama de control en el FPGA.

Tabla 4.11 Costo de usar FPGA

Artículo	Precio(USD)
<b>Motor BL17B17 03 RO</b>	66
<b>NEXYS3 Spartan-6</b>	119
<b>Controlador L6234</b>	9.85
<b>Circuito de adecuación</b>	10
<b>PRECIO TOTAL</b>	204.85

## 4.2 CONMUTACIÓN TRAPEZOIDAL

Como se ha mencionado en capítulos anteriores, esta es la forma más sencilla de conmutar motores BLDC, ya que siempre deben estar en conducción dos fases, mientras la tercera permanece desconectada.

Por lo anterior, es importante saber que fases se deben energizar según la lectura del HALL, para lo que fue necesario caracterizar el motor; esto es, energizar sólo dos fases del motor y mirar que sensores se activan. Por ejemplo, al energizar las fases  $A(+)$  y  $B(-)$ , los HALL marcan “100”, donde el HALL A y el HALL C son el más y el menos significativo respectivamente.

Una vez se tiene caracterizado el motor, se debe implementar la secuencia para que el motor gire, ya sea en sentido horario o anti-horario. Aunque el fabricante proporcionaba una secuencia para lograr el giro, esta no funcionó y se tuvo que encontrar a prueba y error. La Tabla 4.12 muestra la forma de energizar las fases del motor para lograr sentido de giro horario y anti-horario.

Tabla 4.12 Secuencias de conmutación

HALL ( <i>ABC</i> )	Sentido horario			Sentido anti-horario		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
<b>001</b>	0	(+)	(-)	0	(-)	(+)
<b>011</b>	(+)	0	(-)	(-)	0	(+)
<b>010</b>	(+)	(-)	0	(-)	(+)	0
<b>110</b>	0	(-)	(+)	0	(+)	(-)
<b>100</b>	(-)	0	(+)	(+)	0	(-)
<b>101</b>	(-)	(+)	0	(+)	(-)	0

Para implementar esta forma de conmutación fueron necesarios dos circuitos digitales, uno encargado de leer los HALL, y otro que modula las señales de activación, como se mostrará a continuación.

#### 4.2.1 Etapa de lectura de los HALL y conmutación de los transistores

Este módulo es un circuito combinacional que tiene como entradas las señales del sensor de efecto HALL, junto con dos entradas digitales, llamadas freno y sentido, que sirven para frenar y cambiar el sentido de giro respectivamente. Las salidas son las señales  $I_N$  y  $E_N$  asociadas al controlador L6234. Esto se muestra en la Tabla 4.13.

Tabla 4.13 Generador de señales del controlador L6234

HALL	Sentido horario	Sentido anti-horario
	$IN_1EN_1IN_2EN_2IN_3EN_3$	$IN_1EN_1IN_2EN_2IN_3EN_3$
<b>001</b>	001101	000111
<b>011</b>	110001	010011
<b>010</b>	110100	011100
<b>110</b>	000111	001101
<b>100</b>	010011	110001
<b>101</b>	011100	110100

Una vez se generan las señales  $I_N$  y  $E_N$ , y antes de que estas vayan al controlador, pasan por una etapa de modulación que se explicará a continuación.

#### 4.2.2 Etapa de Modulación



Esta está asociada con la velocidad de giro del rotor, y con la frecuencia máxima de conmutación del integrado L6234, que es de 50 KHz. Por ejemplo, si se quiere hacer girar el rotor a velocidad máxima, las señales  $I_N$  y  $E_N$  no se deben modular, lo que sería equivalente a tener una señal PWM con ciclo de trabajo del 100%, ya que durante los 60° que dura cada intervalo de HALL, el respectivo pulso de activación de los transistores estaría en alto en todo instante de tiempo.

Por lo anterior, y para permitir variaciones de velocidad, en esta etapa se implementa un circuito digital que permite modificar dos parámetros. Uno, la frecuencia de conmutación que puede ser variada gracias a un *look up table*, como se muestra en la Tabla 4.14. Dos, el ciclo de trabajo de dicha señal de conmutación, como se presenta en la Tabla 4.15.

Tabla 4.14 *Look up table* para variar frecuencia

Frecuencia (KHz)	
<b>ROM (0)</b>	10
<b>ROM (1)</b>	15
<b>ROM (2)</b>	20
<b>ROM (3)</b>	30
<b>ROM (4)</b>	40
<b>ROM (5)</b>	50

Tabla 4.15 *Look up table* para variar el ciclo de trabajo

Ciclo de trabajo (%)	
<b>ROM (0)</b>	20
<b>ROM (1)</b>	40
<b>ROM (2)</b>	50
<b>ROM (3)</b>	60
<b>ROM (4)</b>	70
<b>ROM (5)</b>	80
<b>ROM (6)</b>	90
<b>ROM (7)</b>	100

Con lo anterior, la frecuencia de la señal de conmutación va a estar en rangos admitidos por el integrado, mientras que el ciclo de trabajo puede, o no, ser variado. Todo esto se hace mediante la configuración de switches

que hacen que la posición de cada LUT cambie en cualquier sentido. No obstante, si no se quieren variar los parámetros, el circuito digital tiene un valor por default que es de 20 KHz, con un ciclo de trabajo del 50%. Este valor de frecuencia fue seleccionado, debido a que el controlador comercial BL 100 opera también en 20 KHz.

### 4.3 CONMUTACIÓN SINUSOIDAL

Esta forma de conmutación es más compleja que la trapezoidal, ya que en todo instante de tiempo, y dada la forma de onda de la FCEM, deben haber corrientes sinusoidales desfasadas  $120^\circ$  entre sí, por lo que es necesario activar las fases como se muestra en la Tabla 4.16. Sin embargo, una de las mayores desventajas de esta forma de conmutación, es que se deben usar sensores con mayor resolución a los sensores de efecto HALL. Una alternativa es usar encoders o resolvers [17] [32] [33] [34] [35] [36] [37].

Sin embargo, hay algunas investigaciones y/o notas de aplicación que proponen usar los sensores de efecto HALL en la conmutación sinusoidal [36] [38] [39]. Al ser esto posible, se estaría mejorando notablemente el rendimiento de los motores BLDC ya que un motor con sensores de efecto HALL puede ser conmutado de manera trapezoidal o sinusoidal, lo que quiere decir, que según la velocidad que se desee manejar se puede aplicar una técnica o la otra, con el fin de mantener el torque más constante posible. Dicho de otro modo, si la aplicación es de baja velocidad se podría usar conmutación sinusoidal, mientras que si se va a trabajar a altas velocidades se puede usar conmutación trapezoidal.

Tabla 4.16 Secuencias de conmutación

HALL (ABC)	Sentido horario			Sentido anti-horario		
	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
<b>001</b>	(+)	(+)	(-)	(-)	(-)	(+)
<b>011</b>	(+)	(-)	(-)	(-)	(+)	(+)
<b>010</b>	(+)	(-)	(+)	(-)	(+)	(-)
<b>110</b>	(-)	(-)	(+)	(+)	(+)	(-)
<b>100</b>	(-)	(+)	(+)	(+)	(-)	(-)
<b>101</b>	(-)	(+)	(-)	(+)	(-)	(+)

Para implementar la conmutación sinusoidal en el FPGA fueron necesarios dos circuitos digitales, que se presentarán a continuación.

#### *4.3.1 Etapa de lectura de los HALL y conmutación de los transistores*

Este es casi igual al implementado en la conmutación trapezoidal, ya que también se tienen entradas que permiten cambiar el sentido de giro y frenar la máquina. La única diferencia es que ahora se deben generar tres señales de disparo en todo instante de tiempo, con el fin de generar las secuencias mostradas en la Tabla 4.16.

#### *4.3.2 Etapa de Modulación*

Dado que se deben generar corrientes sinusoidales, es necesario utilizar *LUT* para modular las señales de manera adecuada. Además, se debe tener una mayor resolución de la posición del rotor que la que proporcionan los sensores de efecto HALL. En este caso, se proporcionan resoluciones de  $10^\circ$ , por lo que entre cada cambio de HALL se deben generar seis señales de disparo, y cada una de ellas va a tener que ir variando el ciclo de trabajo según el porcentaje de amplitud que represente sobre el valor máximo del seno. Por ejemplo, entre  $0$  y  $10^\circ$  el valor medio es  $5^\circ$ , al sacar el seno de  $5^\circ$  se obtiene  $0.0872$ , que sería un  $8.72\%$ , del valor máximo de amplitud, y que se aproxima a  $10\%$ . Lo que quiere decir que para la fase A entre  $0$  y  $10^\circ$  se van a generar pulsos con ciclos de trabajo del  $10\%$ .

La Figura 49 muestra la onda seno entre  $0$  y  $90^\circ$ , donde se pueden apreciar el porcentaje de ciclo de trabajo según el valor de la amplitud.

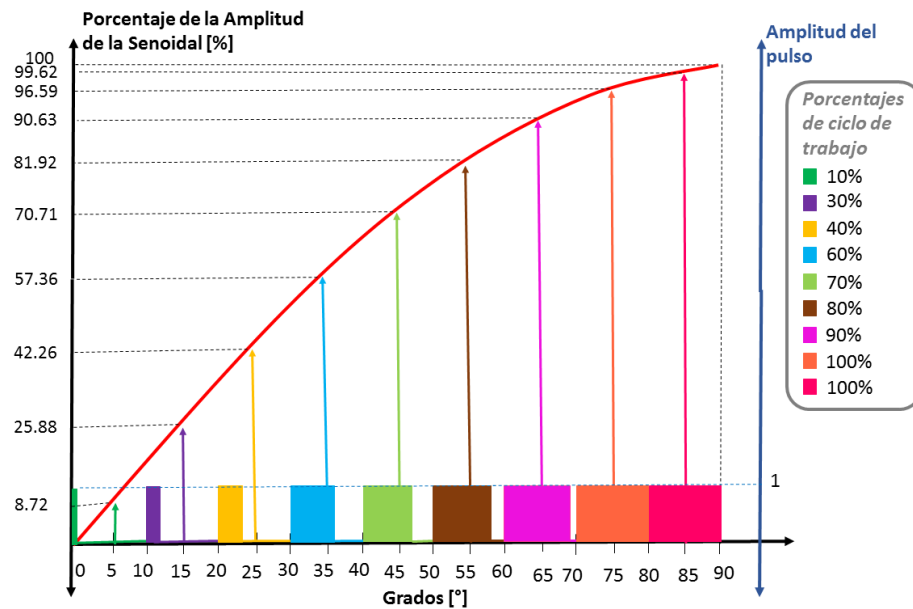


Figura 49 Determinación del ciclo de trabajo

El *look up table* que se utilizó para generar la forma de onda requerida es mostrado en la Tabla 4.17. Aquí cada posición representa un incremento de ángulo de 10°.

Tabla 4.17 *Look Up table* para dar la forma de onda senoidal

	$\theta_e$ en °	$\sin(\theta_e)$ en %	% Ciclo de trabajo
ROM(0)	5	8.71	10
ROM(1)	15	25.88	30
ROM(2)	25	42.26	40
ROM(3)	35	57.36	60
ROM(4)	45	70.71	70
ROM(5)	55	81.92	80
ROM(6)	65	90.63	90
ROM(7)	75	96.59	100
ROM(8)	85	99.62	100
ROM(9)	95	99.62	100
ROM(10)	105	96.59	100
ROM(11)	115	90.63	90
ROM(12)	125	81.92	80
ROM(13)	135	70.71	70
ROM(14)	145	57.36	60
ROM(15)	155	42.26	40
ROM(16)	165	25.88	30
ROM(17)	175	8.72	10
ROM(18-35)	0	0	0

La idea es recorrer el *LUT* anterior con un desfase de 12 posiciones, como se presenta en la Tabla 4.18, y con esto obtener tres señales moduladas para los transistores  $M_1$ ,  $M_3$  y  $M_5$ . En la misma tabla aparecen valores de ciclo de trabajo de 0%, que indica que el transistor de la parte de abajo de cada fase, está activo con ciclo de trabajo del 100%. Dicho en otras palabras, cada transistor va a conducir por 180°, y sólo se van a modular las señales de conmutación de los transistores de la parte de arriba del inversor trifásico de la Figura 11.

Tabla 4.18 Look up table para la conmutación sinusoidal

$\theta_e$ en °	% ciclo de trabajo Fase A	% ciclo de trabajo Fase B	% ciclo de trabajo Fase C
0 – 10	10	80	0
10 – 20	30	70	0
20 – 30	40	60	0
30 – 40	60	40	0
40 – 50	70	30	0
50 – 60	80	10	0
60 – 70	90	0	0
70 – 80	100	0	0
80 – 90	100	0	0
90 – 100	100	0	0
100 – 110	100	0	0
110 – 120	90	0	0
120 – 130	80	0	10
130 – 140	70	0	30
140 – 150	60	0	40
150 – 160	40	0	60
160 – 170	30	0	70
170 – 180	10	0	80
180 – 190	0	0	90
190 – 200	0	0	100
200 – 210	0	0	100
210 – 220	0	0	100
220 – 230	0	0	100
230 – 240	0	0	90
240 – 250	0	10	80
250 – 260	0	30	70
260 – 270	0	40	60
270 – 280	0	60	40
280 – 290	0	70	30
290 – 300	0	80	10

<b>300 – 310</b>	0	90	0
<b>310 – 320</b>	0	100	0
<b>320 – 330</b>	0	100	0
<b>330 – 340</b>	0	100	0
<b>340 – 350</b>	0	100	0
<b>350 – 360</b>	0	90	0

De igual manera, para generar las señales cada  $10^\circ$ , es necesario calcular la frecuencia de cambio de los sensores de efecto HALL, para luego generar señales con frecuencia 6 veces más rápida. Teniendo en cuenta que el FPGA tiene una frecuencia de reloj de 100 MHZ, lo que se hace es detectar el cambio del HALL y a partir de ese punto se activa un contador que se va incrementando en una unidad con cada ciclo de reloj, hasta que la señal de HALL vuelva a cambiar. Una vez esto pase, se reinicia el contador no sin antes haber guardado el último valor en un registro, y este número dividido en seis permitirá generar las señales de disparo cada  $10^\circ$ . Lo que quiere decir, que las señales de disparo del ciclo actual dependen de la duración del ciclo anterior. Como ejemplo, se presenta la Figura 50 donde entre un cambio de HALL hay 24 ciclos de reloj, esto quiere decir que en el siguiente intervalo se van a generar señales cada 4 ciclos de reloj, que corresponderían a  $10^\circ$  de resolución en la posición del rotor.

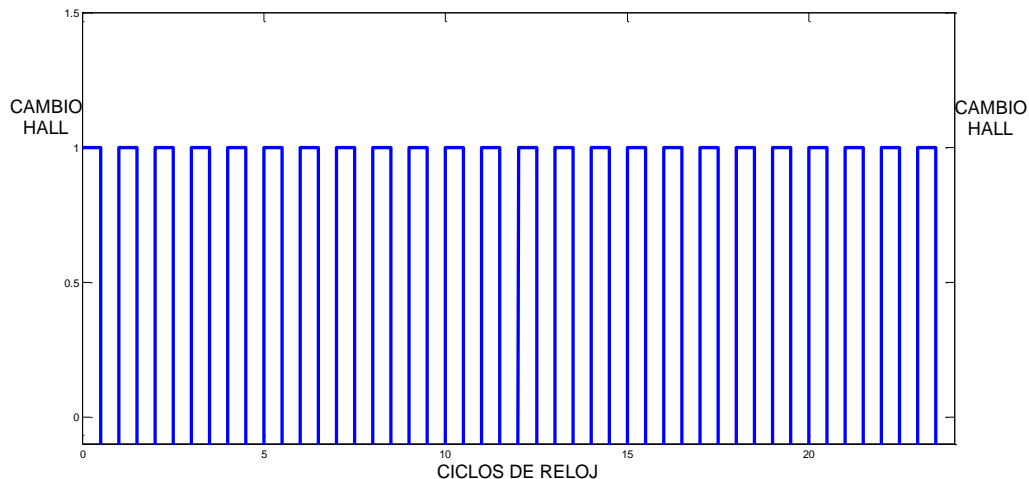


Figura 50 Ciclos de reloj entre un cambio del HALL

Con lo anterior, se puede implementar la conmutación sinusoidal usando sensores de efecto HALL, logrando así mejorar la eficiencia del motor entre un 15 y 40% en bajas y altas velocidades respectivamente. Además, hace innecesario el uso de sensores como los encoders o resolvers para conocer la posición del rotor, disminuyendo con esto los costos del motor hasta en un 62%, ya que un motor con características similares al usado en esta tesis pero con encoders tiene un valor de 174.67 USD.

En este caso se usó una tensión de alimentación de 24 V, que permite una tensión de 12 V entre cada fase y la tierra del controlador L6234, como se muestra en la Figura 51. Con estos valores, el motor se mueve a 2800 rpm.

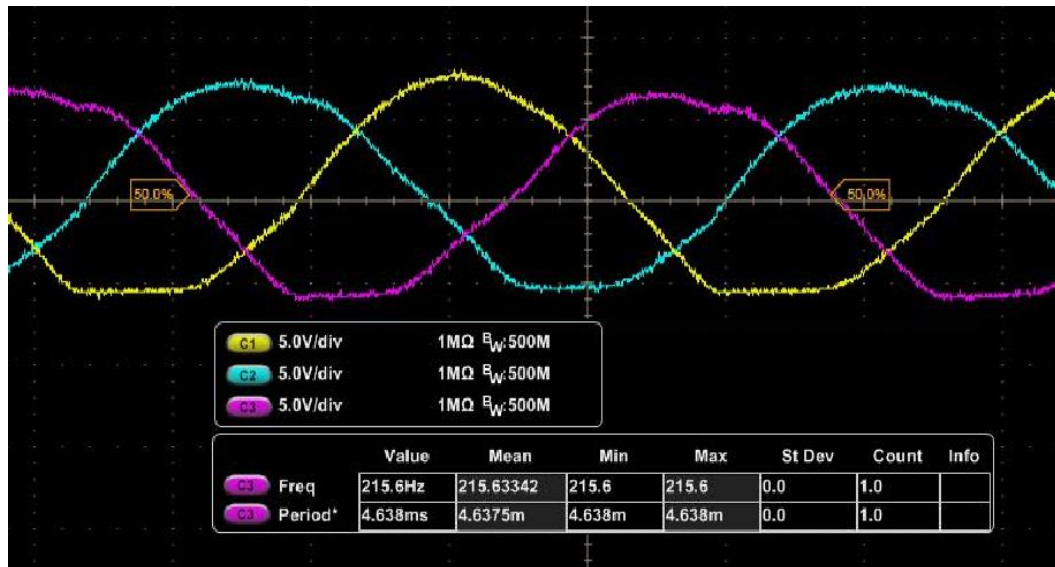


Figura 51 Tensiones por fase usando conmutación sinusoidal

#### 4.4 CONMUTACIÓN HÍBRIDA

Teniendo en cuentas las ventajas y desventajas de cada una de las técnicas de conmutación, se buscó la forma de integrarlas para así crear un nuevo sistema de conmutación más eficiente. Esto es, diseñar un circuito digital que tenga la capacidad de seleccionar la forma de conmutación según la velocidad que se esté manejando.

De las pruebas que se realizaron, se pudo medir que la velocidad máxima que alcanzó el motor fue 3200 *RPM*. Por ello, el circuito digital implementado en el FPGA utilizó conmutación trapezoidal para velocidades mayores, o iguales, a 2000 *RPM* y conmutación sinusoidal en el caso restante Figura 52. Este parámetro puede ser cambiado, para que se ajuste a la velocidad que maneje cualquier motor.

Con esta finalidad, se establece la frecuencia de un ciclo completo de la señal utilizando la ecuación (4.1).

$$f_{360^\circ} = \frac{V_{RPM} * \# \text{ pares de polos}}{60} \quad (4.1)$$

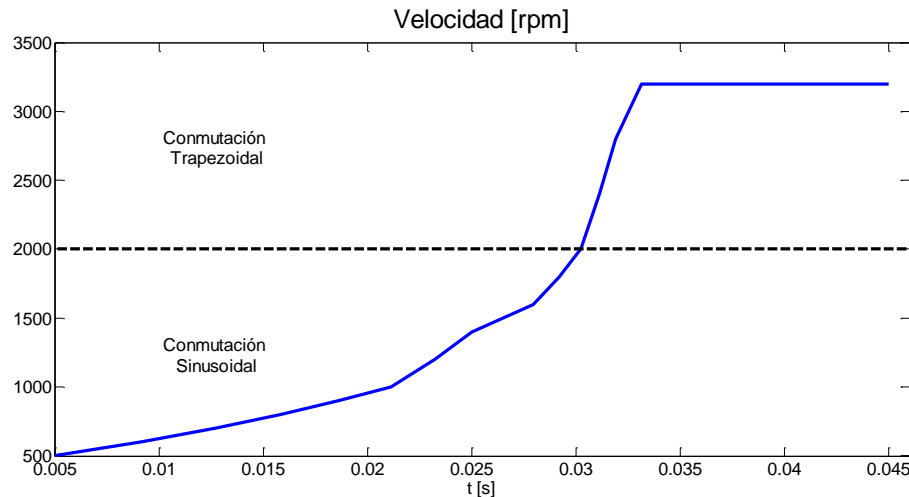


Figura 52 Conmutación según la velocidad

Si se determina el punto de cambio de una conmutación a otra; es decir, en 2000 rpm, se tendría lo siguiente:

$$f_{360^\circ} = \frac{2000 * 4}{60} = 133.333 \text{ Hz}$$

Ahora, teniendo en cuenta que la frecuencia del reloj del FPGA es de 100 MHz y que la frecuencia de cambio de los HALL, la cual es 6 veces mayor que la frecuencia  $f_{360^\circ}$ , es 800 Hz, y dividiendo la primera entre la segunda se obtiene:

$$\frac{f_{FPGA}}{f_{HALL}} = \frac{100 \text{ MHz}}{800 \text{ Hz}} = 125000$$



Por esto último, se utilizó un circuito digital con el mismo principio explicado en la Figura 50, donde se detecta el cambio del HALL, se activa un contador que aumenta con el ciclo de reloj y cuando la señal HALL vuelve a cambiar, el valor de dicho contador se almacena en un registro que se compara con 125000. Si el valor guardado en dicho registro es mayor, esto quiere decir que el motor está girando a una velocidad menor de 2000 RPM y, por lo tanto, se usará conmutación sinusoidal. Por el contrario, si el valor del registro es menor que 125000, el motor está girando a una velocidad mayor a 2000 RPM y se usará conmutación trapezoidal.

En consecuencia, para velocidades donde se maneje conmutación sinusoidal se tendrán las señales mostradas en Figura 53.

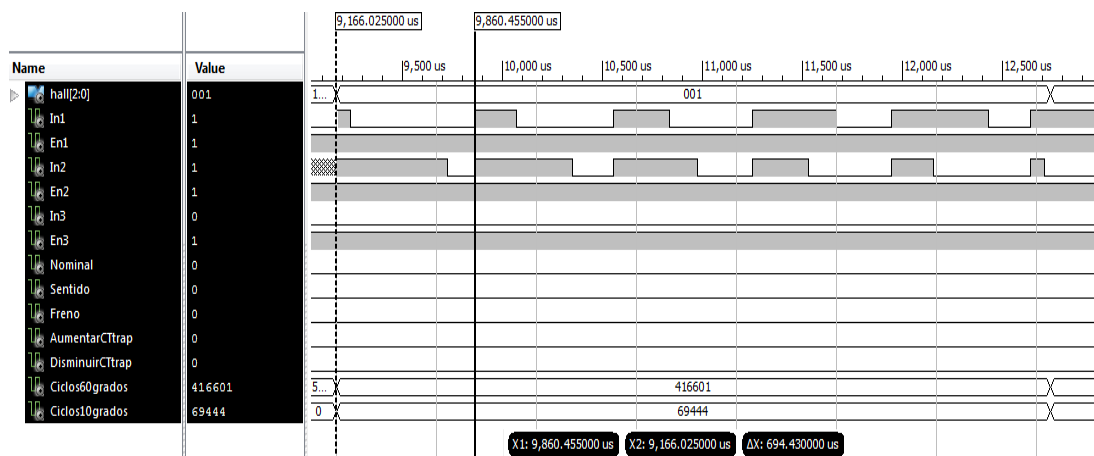


Figura 53 Señales generadas usando conmutación sinusoidal

En ella se puede apreciar varias señales; por ejemplo *Ciclos60grados*, que representa cuantos ciclos de reloj duró la señal HALL en 101 (valor anterior a 001), y que en este caso tiene un valor de 416601. Por esto, las nuevas señales de conmutación, en HALL igual a 001 y que se generarán cada 10°, van a ser creadas cada 69444 ciclos de reloj, equivalentes a la sexta parte de 416601.

Por otro lado, a medida que la velocidad del motor se va incrementando, se debe ir sensando cuantos ciclos de reloj dura cada intervalo de HALL, para de esta manera cambiar de una conmutación a otra. Por ejemplo, la Figura

54 muestra que, la señal HALL es 110 mientras la señal ciclo60grados tiene un valor de 104101; este último número indica los ciclos de reloj que duró la señal HALL con un valor de 010. Esto es equivalente a decir que el motor se está moviendo a 2400 rpm, por lo que el motor cambiará de conmutación y empezará a usar conmutación trapezoidal, y por ello se empiezan a generar señales de disparo, con una frecuencia de 20 KHz, para que sólo se activen dos fases del motor a la vez. De igual manera, también se ve que la señal AumentarCTtrap tiene un cambio de 0 a 1, que hace que cambie el ciclo de

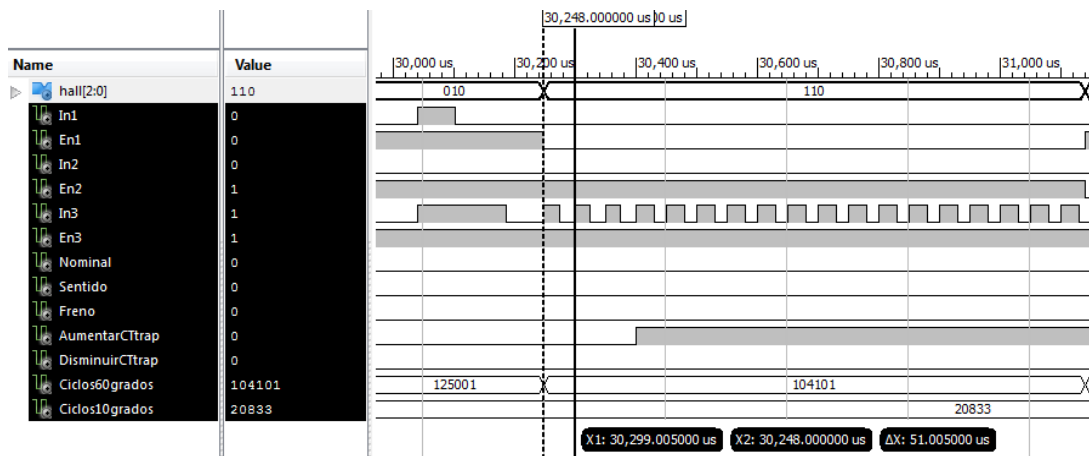


Figura 54 Señales generadas usando conmutación trapezoidal trabajo de 50 a 60%.

Por último, los recursos usados del FPGA son mostrados en la Tabla 4.19. En ella se pueden apreciar que son mínimos los requerimientos para el control híbrido que se diseñó.

Tabla 4.19 Recursos usados del FPGA

Recursos	Utilización (%)
Slice Registers	1
Slice LUTs	1
Occupied Slices	1
LUT Flip Flop pairs	47
Bonded IOBs	48
BUFG/BUFGMUXs	6

## 5 CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES

Se presentó un completo estudio del funcionamiento de los motores DC sin escobillas, junto con sus principales características, además de las ventajas, y/o desventajas, que estos presentan frente a otros tipos de motores.

Se implementó en Simulink un nuevo modelo de un motor DC sin escobillas, usando conmutación trapezoidal y sinusoidal, para así analizar el comportamiento de las variables eléctricas y mecánicas en cada una de las técnicas. Además, se usó un controlador PI para el control de velocidad, que corroboró el modelo ya que se obtuvieron las señales que se presentan en cada forma de conmutación.

Se controló el motor usando un módulo comercial, con el fin de tener un patrón de referencia para así poderlo comparar con el propuesto en la presente tesis. Dicho controlador, no permitió implementar las técnicas de conmutación debido a que las etapas digital y de potencia están encapsuladas en un solo dispositivo. Además, este equipo no admite que se implemente un controlador distinto a un PI, y sólo permite el sentido de giro en sentido horario, ya que para cambiar de sentido se debe implementar un circuito digital extra.

Se construyó una etapa de potencia que permite adecuar las señales generadas por el FPGA, para así energizar los devanados del motor. Esta etapa es más eficiente que los inversores trifásicos convencionales, ya que disipa poca potencia e implementa protecciones eléctricas y térmicas que permiten alargar la vida útil del motor.

Se implementó en el FPGA el sistema de conmutación trapezoidal que permite energizar el motor para que gire en sentido horario o anti-horario. Dicha conmutación, permite que dos fases se activen a la vez mediante señales de disparo a los transistores que pueden variar su frecuencia entre

20 y 50 KHz, con un ciclo de trabajo que se puede modificar entre el 20 y el 100%.

Se diseñó, y construyó, un circuito digital que hace posible que el motor DC sin escobillas, con sensores de efecto HALL, energice sus devanados usando conmutación sinusoidal, generando así movimiento en cualquier dirección. Esto hace que se mejore el rendimiento a bajas velocidades, ya que se puede mantener el torque sin el rizado típico del 15% que se presenta en la conmutación trapezoidal. Además, hace innecesario el uso de sensores como los encoders o resolvers para conocer la posición del rotor, disminuyendo con esto los costos del motor hasta en un 62%.

Por último, se implementó un circuito digital que implementa una conmutación híbrida de motores DC sin escobillas. Esta conmutación aprovecha las ventajas de las conmutaciones trapezoidal y sinusoidal, ya que estas se implementan a altas y bajas velocidades respectivamente. Con lo anterior, el par del motor va a permanecer sin el rizado presente en la conmutación trapezoidal, y no se va a caer a altas velocidades como ocurre en la conmutación sinusoidal. Hasta ahora no se reportan estudios que aprovechen las características de estas dos técnicas de conmutación de motores *Brushless*.

## 6 TRABAJO FUTURO

Como trabajo futuro se plantea implementar un controlador junto con la conmutación híbrida que se usó en la presente tesis. Esta implementación puede hacerse en el mismo FPGA, de manera que se va a tener un sistema robusto con dos controles, uno para variar velocidad y otro para energizar las fases del motor, capaz de aumentar la eficiencia.

Construir un sistema que permita medir todas las constantes y visualizar todas las variables, mecánicas y eléctricas de un motor BLDC. Con esto cualquier motor se podría simular en Simulink y, además, se podría determinar cuantitativamente, y con exactitud, que tanto se mejora el torque según la técnica de conmutación utilizada.

## 7 ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS

### 7.1 ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1 ESTRUCTURA INTERNA DE UN MOTOR BLDC [18] .....	11
FIGURA 2 ESTATOR DE UN MOTOR BLDC [2].....	12
FIGURA 3 FCEM TRAPEZOIDAL.....	13
FIGURA 4 FCEM SINUSOIDAL .....	13
FIGURA 5 SECCIÓN TRANSVERSAL DE ALGUNOS ROTORES [2] .....	15
FIGURA 6 MODELO ELÉCTRICO POR FASE DE UN MOTOR BLDC .....	17
FIGURA 7 RELACIÓN ENTRE FCEM Y SENSORES HALL.....	18
FIGURA 8 TENSIÓN EL MOTOR Y SEÑAL DE SENSORES DE EFECTO HALL.....	19
FIGURA 9 CORRIENTES DE FASE DEL MOTOR [18].....	20
FIGURA 10 DIAGRAMA DE CONTROL.....	21
FIGURA 11 INVERSOR TRIFÁSICO .....	21
FIGURA 12. FCEM Y CORRIENTES POR FASE .....	23
FIGURA 13 CONTROL DE CORRIENTE A LAZO CERRADO USANDO CONMUTACIÓN TRAPEZOIDAL.....	24
FIGURA 14 CONTROL DE CORRIENTE A LAZO CERRADO USANDO CONMUTACIÓN SINUSOIDAL .....	25
FIGURA 15 TRANSFORMACIÓN DE CORRIENTES A ESPACIO D-Q.....	26
FIGURA 16 TRANSFORMADA DE CLARKE.....	26
FIGURA 17 CONTROL A LAZO CERRADO USANDO CONTROL VECTORIAL .....	28
FIGURA 18 MODULACIÓN DE UN SOLO ANCHO DE PULSO.....	29
FIGURA 19 MODULACIÓN DE VARIOS ANCHOS DE PULSO.....	30
FIGURA 20 MODULACIÓN SENOIDAL DE ANCHO DE PULSO .....	31
FIGURA 21 VECTOR DE CORRIENTES RESULTANTE [20] .....	36
FIGURA 22 RIZADO EN EL PAR USANDO CONMUTACIÓN TRAPEZOIDAL [20].....	37
FIGURA 23 RIZADO EN EL TORQUE USANDO CONMUTACIÓN SINUSOIDAL [20].....	38
FIGURA 24 ESQUEMA DE CONTROL CON DRIVER COMERCIAL [24].....	39
FIGURA 25 ESQUEMA DE CONTROL CON FPGA.....	40
FIGURA 26. MODELO DEL MOTOR BLDC A LAZO ABIERTO.....	46
FIGURA 27. PUENTE H A BASE DE <i>SWITCHES</i> IDEALES.....	46
FIGURA 28. TENSIÓN DE LÍNEA VAB Y ZONAS DE LA POSICIÓN DEL ROTOR.....	48
FIGURA 29. ARQUITECTURA DEL MOTOR BLDC.....	49
FIGURA 30. CONEXIÓN INTERNA DEL MÓDULO ESPACIO DE ESTADOS.....	49
FIGURA 31. ARQUITECTURA DEL MÓDULO SUB-SISTEMA 2 .....	50
FIGURA 32. ÁNGULO ELÉCTRICO ANTES Y DESPUÉS DEL BLOQUE <i>FCN</i> .....	51
FIGURA 33 <i>LOOKUP TABLES</i> USADOS EN LA CONMUTACIÓN TRAPEZOIDAL.....	51
FIGURA 34. CORRIENTES DE FASE.....	52
FIGURA 35. TE-TL.....	52
FIGURA 36. ESTRUCTURA DEL MÓDULO SUB-SISTEMA 1 .....	53
FIGURA 37 <i>LOOKUP TABLES</i> USADOS EN LA CONMUTACIÓN .....	55

FIGURA 38 ZONAS DE POSICIÓN DEL ROTOR.....	56
FIGURA 39 DIAGRAMA DE BLOQUES A LAZO CERRADO.....	57
FIGURA 40 VELOCIDAD DEL ROTOR USANDO CONMUTACIÓN TRAPEZOIDAL .....	57
FIGURA 41 TORQUE ELÉCTRICO USANDO CONMUTACIÓN TRAPEZOIDAL .....	58
FIGURA 42 CORRIENTES DE FASE USANDO CONMUTACIÓN TRAPEZOIDAL .....	58
FIGURA 43 FUERZA CONTRA ELECTROMOTRIZ Y CORRIENTE DE LA FASE A USANDO CONMUTACIÓN TRAPEZOIDAL.....	59
FIGURA 44 VELOCIDAD DEL ROTOR USANDO CONMUTACIÓN SINUSOIDAL.....	60
FIGURA 45 CORRIENTES DE FASE USANDO CONMUTACIÓN SINUSOIDAL.....	60
FIGURA 46 FUERZA CONTRA ELECTROMOTRIZ Y CORRIENTE DE LA FASE A USANDO CONMUTACIÓN SINUSOIDAL .....	61
FIGURA 47 TORQUE EN LA CONMUTACIÓN SINUSOIDAL .....	61
FIGURA 48 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑAL .....	70
FIGURA 49 DETERMINACIÓN DEL CICLO DE TRABAJO.....	76
FIGURA 50 CICLOS DE RELOJ ENTRE UN CAMBIO DEL HALL.....	78
FIGURA 51 TENSIONES POR FASE USANDO CONMUTACIÓN SINUSOIDAL .....	79
FIGURA 52CONMUTACIÓN SEGÚN LA VELOCIDAD .....	80
FIGURA 53 SEÑALES GENERADAS USANDO CONMUTACIÓN SINUSOIDAL .....	81
FIGURA 54 SEÑALES GENERADAS USANDO CONMUTACIÓN TRAPEZOIDAL.....	82

## 7.2 ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1.1 LÓGICA DE DISPARO .....	21
TABLA 1.2 MOTOR BLDC VS MOTOR DC CONVENCIONAL [2] .....	33
TABLA 1.3 MOTOR BLDC VS MOTOR DE INDUCCIÓN [2].....	34
TABLA 3.1 PARÁMETROS DEL MOTOR.....	45
TABLA 3.2 SEÑALES DE CONMUTACIÓN .....	47
TABLA 3.3. SEÑALES GENERADAS SEGÚN LA POSICIÓN DEL ROTOR.....	54
TABLA 3.4 SEÑALES DE CONMUTACIÓN .....	55
TABLA 4.1 CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL MOTOR .....	63
TABLA 4.2 DESCRIPCIÓN DEL CABLEADO DEL MOTOR .....	63
TABLA 4.3 CONDICIONES DE OPERACIÓN DEL CONTROLADOR .....	64
TABLA 4.4 PINES DE ALIMENTACIÓN Y ADECUACIÓN DEL CONTROLADOR .....	64
TABLA 4.5 TERMINALES DEL CONTROLADOR QUE SE CONECTAN AL MOTOR.....	65
TABLA 4.6 COSTO DE USAR MÓDULO COMERCIAL .....	66
TABLA 4.7 PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DEL FPGA.....	67
TABLA 4.8 DESCRIPCIÓN DE PINES DEL INTEGRADO L6234.....	69
TABLA 4.9 SEÑALES DE CONTROL DE LA FASE A .....	69
TABLA 4.10 CONDICIONES DE OPERACIÓN.....	70
TABLA 4.11 COSTO DE USAR FPGA .....	71
TABLA 4.12 SECUENCIAS DE CONMUTACIÓN .....	72
TABLA 4.13 GENERADOR DE SEÑALES DEL CONTROLADOR L6234 .....	72
TABLA 4.14 <i>LOOK UP TABLE</i> PARA VARIAR FRECUENCIA .....	73
TABLA 4.15 <i>LOOK UP TABLE</i> PARA VARIAR EL CICLO DE TRABAJO .....	73
TABLA 4.16 SECUENCIAS DE CONMUTACIÓN .....	74
TABLA 4.17 <i>LOOK UP TABLE</i> PARA DAR LA FORMA DE ONDA SENOIDAL .....	76
TABLA 4.18 <i>LOOK UP TABLE</i> PARA LA CONMUTACIÓN SINUSOIDAL .....	77
TABLA 4.19 RECURSOS USADOS DEL FPGA.....	82



## BIBLIOGRAFÍA

- [1] B. Alecsa and A. Onea, "Design, validation and FPGA implementation of a brushless DC motor speed controller," *Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), 2010 17th IEEE International Conference on*, pp. 1112-1115, 2010.
- [2] P. Yedamale, "Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals," Microchip Technology Inc, 2003.
- [3] A. Sathyan, N. Milivojevic, Y.-J. Lee, M. Krishnamurthy, and A. Emadi, "An FPGA-Based Novel Digital PWM Control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on (Volume:56 , Issue: 8 )*, pp. 3040-3049, Aug. 2009.
- [4] T. O. Bachir and J. .-P. David, "FPGA-based real-time simulation of state-space models using floating-point cores," *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, pp. S2-26-S2-31, Sep. 2010.
- [5] M.-F. Tsai, T. P. Quy, B.-F. Wu, and C.-S. Tseng, "Model construction and verification of a BLDC motor using MATLAB/SIMULINK and FPGA control," *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on*, pp. 1797-1802, Jun. 2011.
- [6] T. Schulte and J. Bracker, "Real-time simulation of BLDC motors for hardware-in-the-loop applications incorporating sensorless control," *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, pp. 2195-2200, Jul. 2008.
- [7] N. Patel and U. Madawala, "Brushless DC motor control using bit-streams," *Control, Automation, Robotics and Vision, 2008. ICARCV 2008. 10th International Conference on*, pp. 85-90, 2008.
- [8] B. Alecsa and A. Onea, "An FPGA implementation of a brushless DC motor speed controller," *Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2010 IEEE 16th International Symposium for*, pp. 99-102, 2010.
- [9] M. F. Z. Abidin, D. Ishak, and A. H. A. Hassan, "A comparative study of PI, fuzzy and hybrid PI-Fuzzy controller for speed control of brushless dc motor drive," *Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE), 2011 IEEE International Conference on*, pp. 189-194, 2011.
- [10] R. Akhila and S. Nikhil, "A comparative study of sensor and sensor less control of four-switch Inverter fed Permanent Magnet Brushless DC motor," *Power, Signals, Controls and Computation (EPSCICON), 2012 International Conference on*, pp. 1-6, 2012.
- [11] X. Wu, R. Li, C. Rao, and J. Cheng, "A sensor less brushless DC motor controller based on Actel Fusion mixed- signal FPGA," *Information Science and Engineering (ICISE), 2010 2nd International Conference on*, pp. 1779-1781, 2010.
- [12] C.-T. Lin, C.-W. Hung, and C.-W. Liu, "Sensorless Control for Four-Switch Three-Phase Brushless DC Motor Drives," *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, pp. 2048-2053, 2006.
- [13] Z. Zhou, T. Li, T. Takahashi, and E. Ho, "Design of a universal space vector PWM controller based on FPGA," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, pp. 1698-1702Vol3, 2004.
- [14] R. Arulmozhiyal and R. Kandiban, "Design of Fuzzy PID controller for Brushless DC motor," *Computer Communication and Informatics (ICCCI), 2012 International*

Conference on , pp. 1-7, 2012.

- [15] R. Shanmugasundram, K. M. Zakariah, and N. Yadaiah, "Digital implementation of fuzzy logic controller for wide range speed control of brushless DC motor," *Vehicular Electronics and Safety (ICVES), 2009 IEEE International Conference on* , pp. 119-124, 2009.
- [16] A. A. Rajan, R. D. Raj, and S. Vasantharathna, "Fuzzy based reconfigurable controller for BLDC motor," *Computing Communication and Networking Technologies (ICCCNT), 2010 International Conference on* , pp. 1-7, 2010.
- [17] J. M. Cotte and A. F. Moreno, "Diseño de Control Robusto de Velocidad de Motores Brushless para Robótica Aérea," Universidad Nacional de Colombia, 2010.
- [18] C. F. Escobar, J. A. Martínez, and G. A. Téllez., "Control de un motor brushless dc con frenado regenerativo," Pontificia Universidad Javeriana, 2005.
- [19] W. Brown, "Brushless DC Motor Control Made Easy," Microchip Technology Inc., 2002.
- [20] R. J. Tolrá, "Técnicas de control para motores Brushless, Comparativa entre conmutación Trapezoidal, conmutación Sinusoidal y Control Vectorial," Ingenia-cat.
- [21] M. H. Rashid, *Electrónica de Potencia*. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1995.
- [22] A. Torné Ficapal, "Algoritmos de modulación para motores brushless. Comparativa entre SPWM, SPWM con inyección del tercer armónico y SVPWM," Ingenia-CAT.
- [23] Microsemi Corporation, "Speed Control of Brushless DC Motors-Block Commutation With Hall Sensors," Microsemi Corporation, 2012.
- [24] RMS TECHNOLOGIES, "BL100-RO BLDC Driver, User Manual," RMS TECHNOLOGIES.
- [25] S. Baldursson, "BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab/Simulink Implementation," Institutionen för Energi och Miljö , 2005.
- [26] B. Kuo, *Sistemas de Control Automático*. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1995.
- [27] K. Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto* . Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1995.
- [28] H. Ogata, *Ingeniería de Control moderna*. Prentice Hall, 2003.
- [29] Digilent, "Nexys3™ Board Reference Manual," Digilent, 2011.
- [30] STMicroelectronics, "L6234 THREE PHASE MOTOR DRIVER," STMicroelectronics, 2003.
- [31] D. Arrigo, "APPLICATION NOTE, L6234 THREE PHASE MOTOR DRIVER," STMicroelectronics, 2001.
- [32] J. Josué, "Control de velocidad de motores CD sin escobillas implementado en FPGA," Universidad La Salle, 2010.
- [33] S. Lee and T. Lemley, "A comparison study of the commutation methods for the three-phase permanent magnet brushless DC motor," University Berks Campus.
- [34] Precision MicroControl Corporation, "Brushless AC motor commutation," PMC Motion Control.
- [35] Motion Designs, "Brushless Motor commutation," Motion Desgins, 2008.
- [36] Atmel, "AVR447: Sinusoidal driving of three-phase permanent magnet motor using

ATmega48/88/168," Atmel, 2006.

- [37] Motion Engineering Inc, "APPLICATION NOTE 203, REV. B Sinusoidal Commutation," Motion Engineering, Inc, 2000.
- [38] Microsemi, "Speed Control of Brushless DC Motors-Sinusoidal Commutation with Hall Sensors," Microsemi.
- [39] J. Zambada, "Sinusoidal Control of PMSM Motors with dsPIC30F DSC," Microchip, 2005.