

CONTROL DIGITAL DE POLOS PARA LA VARIACIÓN DE VELOCIDAD Y TORQUE EN UN MOTOR DE FLUJO AXIAL CON IMANES PERMANENTES

DIGITAL POLE CONTROL FOR SPEED AND TORQUE VARIATION IN AN AXIAL FLUX MOTOR WITH PERMANENT MAGNETS

Abraham Omar Frías Chagoya

Universidad de Guanajuato, México
abrahamo.frias@gmail.com

Adrián González Parada

Universidad de Guanajuato, México
gonzaleza@ugto.mx

Recepción: 1/noviembre/2021

Aceptación: 24/febrero/2022

Resumen

El uso de energías renovables en la industria de transporte ha impulsado el desarrollo de motores eléctricos de mayor potencia y sistemas inteligentes de tracción electrónica. No obstante, el acoplamiento típico entre ambos continúa siendo mecánico, lo cual, en conjunto, merma su eficiencia y vida útil. Por otro lado, configuraciones de motores flujo axial, hacen posible prescindir de acoplamientos mecánicos, por su alto torque a bajas velocidades y aplicación directa en las ruedas de los vehículos. En este trabajo se presenta el diseño de un sistema de conmutación digital de polos, aplicado a un motor de flujo axial de imanes permanentes para el control de velocidad y torque a velocidad constante. El desempeño del sistema es evaluado con mediciones experimentales; comprobando la efectividad del diseño, al obtener torques de hasta 1.784 Nm sin acoplamientos mecánicos extras y errores de regulación de velocidad máximos de 8.43%.

Palabras Clave: Control digital, conmutación de polos, motor de flujo axial.

Abstract

The use of renewable energies in the transportation industry has prompted the development of higher power electric motors and intelligent electronic traction

systems. However, the typical coupling between the two continues to be mechanical, which reduces its efficiency and useful life. On the other hand, permanent magnet axial flux motor configurations make it possible to dispense with mechanical couplings, due to their high torque at low speeds due to their direct application on the wheels of vehicles. In this work, the design of a digital pole commutation system is presented, applied to an axial flux motor with permanent magnets for speed and torque control at constant speed. The performance of the system is evaluated with experimental measurements; proving the effectiveness of the design, obtaining torques of up to 1,784 Nm without extra mechanical couplings and maximum speed regulation errors of 8.43%.

Keywords: *Axial flux motor, digital control, pole commutation.*

1. Introducción

La entrada de los motores eléctricos (ME) en la industria automotriz en conjunto con la accesibilidad y avance en la electrónica de potencia controlada por sistemas digitales ha provocado el desarrollo de motores con tecnologías emergentes como motores de imanes permanentes (MIP), motores de reluctancia conmutable (MRC) y motores de reluctancia síncrona que superan el 95% de eficiencia. A pesar del gran desarrollo en áreas de diseño y operación de ME; estos al igual que los motores de combustión interna, continúan dependiendo de sistemas mecánicos como trenes de engranes (sistema de transmisión) para convertir su alta velocidad con bajo torque a bajas velocidades con alto torque, resultando en aplicaciones más costosas, pesadas, ineficientes y más susceptibles a fallas de lo que deberían ser [Lambert, 2015].

Los ME actualmente están siendo utilizados como parte esencial en el desarrollo de vehículos híbridos (VH) y vehículos eléctricos (VE); evitando de esta manera generar un menor o nulo consumo de hidrocarburos, [Raman, 2000], [Abdullah, 2015]. Los VH y VE utilizan un generador/motor eléctrico de flujo radial (MFR) síncrono, el cual desarrolla de manera parcial o total el torque necesario para el movimiento del vehículo, tales aplicaciones han conducido al uso e investigación de configuraciones no convencionales de motores eléctricos, como los motores de flujo

axial (MFA), en aplicaciones de VH y VE debido a sus múltiples ventajas [Madhavan, 2013]. Se han demostrado algunas ventajas de los MFA sobre los MFR, tales como mayor relación volumen activo-potencia, mayor torque y eficiencia [Aydin, 2016], [Yang, 2009], [Gieras, 2004].

Por otro lado, el control de velocidad en motores eléctricos de corriente alterna (CA) se puede desarrollar a través de medios mecánicos y medios eléctricos. El primero de estos medios es el uso de trenes de engranes, los cuales, a través de engranajes con diferentes números de dientes, forman la relación de transformación de velocidad. Sin embargo, estos sistemas mecánicos no modifican como tal la velocidad del motor, sino que se adquiere una velocidad relativa la cual siempre es menor o igual a la velocidad original entregada, esta característica vuelve a estos sistemas limitados, costosos y voluminosos. Por otro lado, los medios eléctricos de control de velocidad dependen de la frecuencia de alimentación y el número de polos del motor.

La frecuencia eléctrica de alimentación como método para modificar la velocidad de un motor CA ha sido muy estudiado, debido a herramientas de diseño basados en técnicas de modulación del ancho de pulso (PWM), dicha tecnología resulta ser barata a la vez que precisa [Hegasy, 2013]. Sin embargo, las desventajas que tiene el control basado en PWM es evidenciado a bajas velocidades; en el cual pierde precisión en el torque aplicado a bajas velocidades, haciendo necesario agregar un control adicional [Howlader, 2009]. Debido a que las aplicaciones de control a baja velocidad son comunes en la actualidad, por el auge de los VH y VE, la alternativa para mejorar el desempeño de un MFR a bajas velocidades sin utilizar mecanismos extras, es el uso de ME en los que su configuración funcional permitan el aumento de polos y/o fases del motor; un ejemplo de estos motores es el motor de reluctancia conmutable (MRC), en donde el mejoramiento en el desempeño de la velocidad y torque al aumentar el número de polos, provocan un mayor balance de fuerzas magnetomotrices (FMM) [Shao, 2017]. Sin embargo, al aumentar el número de polos en un MFR, se presenta también un aumento de pérdidas en el hierro, las pérdidas de conmutación e inconvenientes en la instalación de los sensores de posición debido a esto [Zhu, 2016], [Luo, 2017].

Adicional a esto, en actuales estudios como en el caso de [Magill, 2015] se han modelado y diseñado MFR, utilizando métodos de control de velocidad basados en la modulación de amplitud de fase (PPM por sus siglas en inglés), tales métodos también han sido probados en aplicaciones para VE [Reddy, 2017]. Dicha técnica involucra la conmutación y selección del número de polos de manera indirecta. Mientras que, en otras investigaciones se aprovecha de la nueva tecnología semiconductor basada en carburo de silicio (SiC), para plantear una técnica de cambio de velocidad en MFR, modificando directamente la configuración de los devanados y sus polos en el estator, logrando un amplio rango para aplicaciones de VE [Takasutka, 2014].

Las operaciones de control y cambio de velocidad-torque son otros medios a través de los cuales es posible impactar el desempeño de los ME. Uno de los métodos más explotados en configuraciones de MFR es el PWM, sin embargo, en trabajos previos se ha demostrado la desventaja más significativa de este método; la cual es la generación de perturbaciones en el funcionamiento del MFR, viéndose en la necesidad de agregar un control adicional para evitar dicha perturbación [Swamy, 2006]. Por otra parte, otras configuraciones de MFR tales como los motores de reluctancia conmutable (MRC), permiten un método de control basado en la conmutación electrónica de sus devanados, utilizando transistores bipolares de compuerta aislada (IGTB) como circuitos de conmutación, además de requerir de un sistema digital para su operación. Dicho método no presenta el inconveniente de generar perturbaciones en el desempleo electromagnético del motor, además de ser más simple. Debido al diseño de los MFAIP es posible migrar las técnicas antes mencionadas para el control de velocidad y par en MFR a MFA. Se ha explorado el uso de la técnica PWM para el control de los motores de flujo axial [Sergeant, 2014]. Las aportaciones de los trabajos anteriores han mostrado los inconvenientes de las técnicas de control PWM, tales como agregar controles adicionales, mientras que para el caso de conmutación de polos se presentan problemas en la instalación de los sensores de posición necesarios y un aumento en las pérdidas del motor. En consecuencia, el siguiente paso en la investigación y el uso de ME en aplicaciones para VH y VE es el diseño de sistemas digitales de control de velocidad más

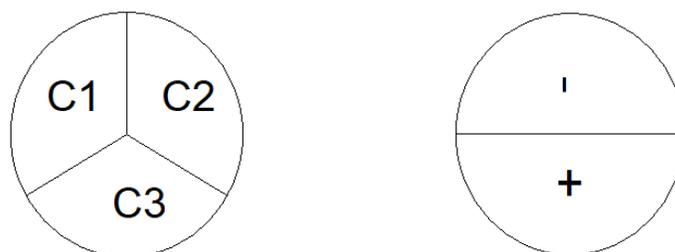
simples, prescindiendo y/o reduciendo en número de sensores necesarios, con la capacidad de entregar torques altos y estables sin utilizar mecanismos extras.

2. Métodos

Teoría de control

La rotación en motores de imanes permanentes (MIP) es producida por la interacción de un campo magnético alternante en presencia de un campo magnético estático. Dicha interacción genera fuerzas de atracción-repulsión dependiendo de la polaridad magnética presente. Las configuraciones más comunes de MIP son de tipo radial con escobillas donde la parte rotativa (rotor) se encuentra en el interior de la parte estática (estator), la alternancia del campo magnético es producida por medio de un sistema mecánico de conmutación, llamado anillo colector.

El número de polos magnéticos en el estator (PME) y de polos magnéticos en el rotor (PMR) son otras características de los MIP que incluye en su desempeño y control. Para demostrar lo anteriormente mencionado, se consideró un motor con la configuración de dos PMR y tres PME mostrada en la figura 1. Los PME están identificados como: C1, C2 y C3; mientras que, el polo magnético norte (PN) y polo magnético sur (PS) en el rotor están identificados con el signo mas (+) y el signo menos (-), respectivamente.



a) Estator con 3 polos magnéticos

b) Rotor con 2 polos magnéticos

Figura 1 Motor con 3 polos magnéticos en el estator y 2 polos magnéticos en el rotor.

Para desarrollar un movimiento de rotación en el sentido de las agujas del reloj en la configuración de la figura 1, se deben establecer los PME C1, C2 y C3 como PS, PS y PN, respectivamente; tal disposición magnética en los PME se muestra en el estator de la secuencia 1 en la figura 2.

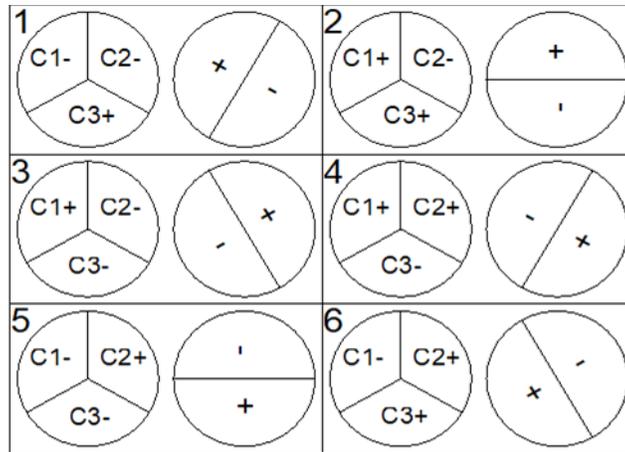


Figura 2 Secuencias magnéticas para giro en sentido de las manecillas del reloj.

La configuración magnética de los PME de la secuencia 1 mostrada en la figura 2 producirá una fuerza de atracción sobre los PN y PS del rotor, obligándolo a rotar 60 grados hasta alinearse con el campo magnético de los PME. El rotor en la secuencia 2 de la figura 2 muestra la posición resultante causada por la aplicación de la distribución magnética en el estator de la secuencia 1.

De esta manera, a medida que se modifica la distribución magnética del estator en el orden mostrado (1,2,3,4,5,6) en la figura 2, se aplicará una fuerza de atracción - repulsión sobre el rotor en cada secuencia, obligándolo a tomar la posición de la secuencia consecutiva, hasta volver a la posición inicial (configuración 1). Por lo tanto, para producir una revolución completa en el rotor de la configuración de la figura 2, es necesario desarrollar las seis configuraciones magnéticas diferentes mostradas en la figura 2.

La polaridad magnética de las bobinas C1, C2 y C3 a lo largo de doce secuencias continuas es mostrada en la figura 3, donde se aprecia que las tres curvas producen dos periodos completos y son idénticos con un desfase de $\pm 1/3$ de ciclo entre ellas, este desfase es exactamente igual que en el caso de una señal sinusoidal trifásica.

El análisis anterior basado en el número de PME y PMR puede ser extendido para MIP con diferente número de polos. Algunos resultados de dicho análisis son mostrados en la tabla 1. Donde se observa que las configuraciones con el número de PME múltiplo de tres ($3n$) y número de PMR potencias de dos (2^n), producen un

aumento del doble en el número de secuencias por revolución (SPR) y ciclos eléctricos por revolución (CPR), sin modificar el número de fases eléctricas a utilizar. Se puede generalizar en la tabla 2, en donde n es el orden de la configuración para un motor con $3n$ PME y 2^n PMR.



Figura 3 Secuencias de polarización magnética en las tres bobinas de estator.

Tabla 1 Análisis del número de polos en un motor de imanes permanentes.

Polos Estator	Polos Rotor	Seg / Rev	Ciclos eléctricos / Rev	Fases
3	2	6	1	3
3	4	12	2	3
6	2	6	3	2
6	4	12	2	3
9	8	24	4	3
12	16	48	8	3
15	32	96	16	3

Tabla 2 Análisis de $3n$ polos en el estator y 2^n .

Orden n	Polos Estator $PE = 3n$	Polos Rotor $PR = 2^n$	Seq. / Rev. $SPR = (3) 2^n$	Ciclos Eléctricos / Rev. $CPR = 2^{n-1}$	Fases ϕ
1	3	2	6	1	3
2	6	4	12	2	3
3	9	8	24	4	3
4	12	14	48	8	3

Control de velocidad para configuración $3n$ en estator y $2n$ en rotor

Para este caso de estudio, se considera que el tiempo necesario para cambiar de una SPM a otra a los PME es despreciable y que el tiempo que permanecen activos los PME en cada SPM es de T_s segundos por secuencia. Partiendo de las

relaciones existentes mostradas la tabla 2 para la configuración de MIP con $3n$ PME y 2^n PMR. Se obtiene que, la velocidad rotacional (S) en RPM para un MIP de orden n está dada por la ecuación 1.

$$S_{rpm} = \frac{1}{SPR} \frac{1}{T_s} \frac{60 \text{ seg}}{\text{min}} = \frac{5}{(2^{n-2})T_s} = \frac{5f_s}{2^{n-2}} \quad (1)$$

Donde:

- S_{rpm} : Velocidad rotacional en rpm.
- f_s : Frecuencia de secuenciación en secuencias por segundo.
- SPR : Secuencias por revolución.
- T_s : Tiempo de activación en segundos por secuencia.

La ecuación 1 de velocidad rotacional es dependiente del tiempo o la frecuencia de secuenciación; no obstante, a través de la dependencia existente entre el número de secuencias por revolución (SPR) y los ciclos eléctricos por revolución (CPR), es posible establecer una relación entre la frecuencia secuencial y la frecuencia eléctrica como se muestra en la ecuación 2.

$$f_E = \frac{CPR}{SPR} f_s = \frac{2^{n-1}}{(3)(2^n)} f_s = \frac{f_s}{6} = \frac{1}{6T_s} \quad (2)$$

Donde:

- f_e : Frecuencia eléctrica.
- CPR : Ciclos eléctricos por revolución.
- SPR : Secuencias por revolución.
- f_s : frecuencias de secuenciación.

Combinado la ecuación 1 con la ecuación 2, obtendremos la ecuación 3, que es la velocidad rotacional en términos de la frecuencia eléctrica de alimentación. Donde, T_E : Periodo en que se desarrolla un ciclo completo de la señal alternante.

$$S_{rpm} = \frac{30f_E}{2^{n-2}} = \frac{30}{(2^{n-2})T_E} \quad (3)$$

La ecuación 3 es aplicable para el caso de una alimentación trifásica sinusoidal: en la figura 4, se muestra la variación de la velocidad respecto a la frecuencia eléctrica (f_e) para distintos valores de n .

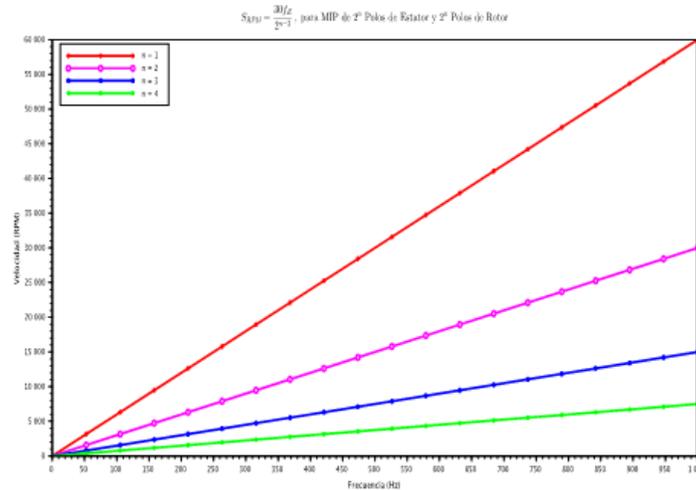


Figura 4 Velocidad respecto a la frecuencia eléctrica.

La ventaja constitutiva de este tipo de control de velocidad para una MFAIP de $3n$ polos en estator y 2^n polos en rotor es que al aumentar el orden (n) no se modifica el tipo de alimentación (trifásica), necesaria para su funcionamiento.

Por lo que en este trabajo se propone el uso de una configuración de cuarto orden ($n = 4$). Es decir, doce ($3n = 12$) polos en el estator y dieciséis ($2n = 16$) polos en el rotor, debido a que es un diseño económicamente realizable con suficientes polos en el estator para evaluar diferentes aplicaciones parciales de torque.

Para el caso de estudio seleccionado, donde, $n = 4$; se tienen doce ($3n = 12$) polos en el estator y dieciséis ($2n = 16$) polos en el rotor; la velocidad para el motor de flujo axial de imanes permanentes (MFAIP), de acuerdo con la ecuación 3, se representa por la ecuación 4.

$$S_{rpm} = 7.5f_E = \frac{7.5}{T_E} \quad (4)$$

La configuración de MFAIP permite modificar el torque aplicado, dependiendo del número de polos en el estator (bobinas) activos. Tras haber analizado los posibles modos de conmutación de bobinas (polos) por fase; para el caso de estudio seleccionado anteriormente de doce ($3n = 12$) polos en el estator y dieciséis ($2n = 16$) polos en el rotor, se proponen seis configuraciones de torque (CT) diferentes de operación del MFA sin afectar su velocidad donde, la configuración de torque 1 (CT1) produce la menor potencia mecánica de salida posible, ya que se restringe el

uso de bobinas al mínimo (una bobina por fase), mientras que la configuración de torque 6 (CT6) opera a la máxima potencia mecánica posible de salida, debido al uso de la totalidad de las bobinas (cuatro bobinas) por fase. Con fines de ilustra el proceso de conmutación para configuración, únicamente se describen el proceso inicial (CT1) y el final (CT6), ya que los procesos intermedios se manejan entre ambos extremos. En el modo de operación para la CT1 el campo magnético del estator se desarrolla utilizando una bobina por fase, cada fase conmuta de posición en sus cuatro cuadrantes posibles, por lo cual es necesario cuatro ciclos de conmutación para que las fases vuelvan activar las bobinas de un cuadrante de nuevo. En la figura 5 se muestran los cuatro ciclos de conmutación del cuadrante

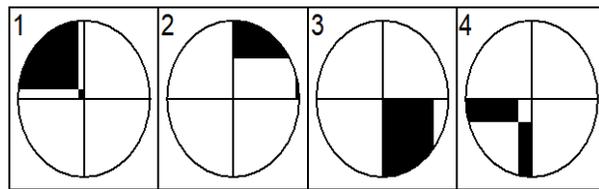


Figura 5 Secuencias de conmutación para configuración CT1.

Mientras que en la figura 6 se muestra la respectiva conmutación de las doce bobinas en el estator para CT1, donde la señal de conmutación para cada bobina tiene tres estados diferentes, el estado de activación positiva (porción de la curva ascendente), el estado de activación negativa (porción de la curva descendente) y el estado de no activación (porción central de la curva).

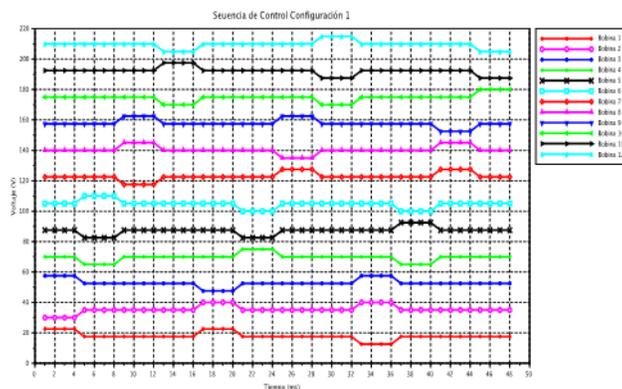


Figura 6 Señales de conmutación de los doce polos magnéticos para CT1.

Por otro lado, la configuración de torque 6 (CT6) propuesta hace uso de todas las bobinas en todos los cuadrantes; para la CT6 cualquier tipo de conmutación (opuesta o rotativa) es despreciable en su funcionamiento. En la figura 7 se muestran los cuatro ciclos de conmutación de los dos cuadrantes para CT6. En la figura 8 se muestra la secuencia de conmutación de las 12 bobinas en el estator para CT6.

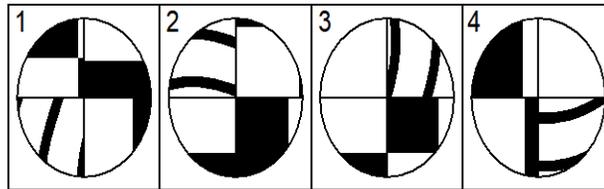


Figura 7 Secuencias de conmutación para configuración CT6.

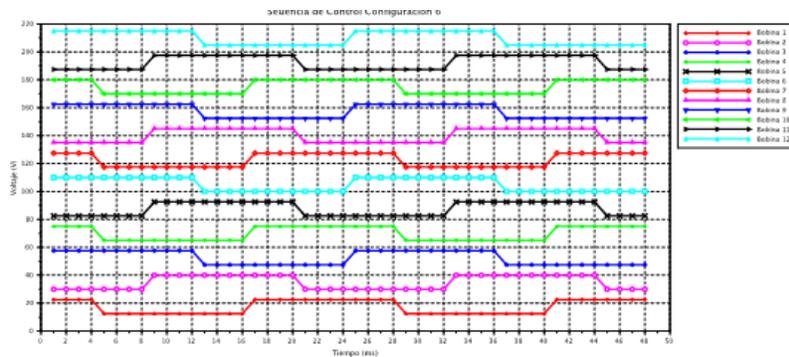


Figura 8 Señales de conmutación de los doce polos magnéticos para CT6.

Implementación del control de velocidad y torque

Para conjuntar un sistema que desarrolle un cambio de frecuencia trifásico para modificar la velocidad, y además que permita conmutar de manera independiente las bobinas de tal manera que modifique el torque aplicado, es necesario un sistema de sincronía derivada con generador de relojes; de esta manera existirá un reloj común que alimente a una maquina secuencial (seis secuencias necesarias para rotación) y se generen los relojes adicionales para la conmutación de las bobinas. Considerando las operaciones necesarias para que un sistema digital realice el control de velocidad y control de torque a velocidad constante, se propone el diagrama de bloques del sistema de la figura 9.

Dicho sistema está formado por tres bloques principales llamados *SELECCIÓN TORQUE*, *MAIN (MEF)* y *CONMUTACIÓN*. Cada bloque está dedicado a cubrir los aspectos necesarios para la integración del control deseado. El bloque en rojo llamado *SELECCIÓN TORQUE* de la figura 9 lleva a cabo la selección de la configuración de torque deseada por el usuario a través de una interrupción externa (*EX_INT_2*), además establece el periodo (T_{ms}) que toma cada una de las seis secuencias del control de velocidad, a través de otra interrupción externa (*EX_INT_1*), dicho periodo también podría ser establecido o modificado de manera automática con una interrupción interna programada (*IN_INT*) para realizar un cambio de velocidad más suavizado.

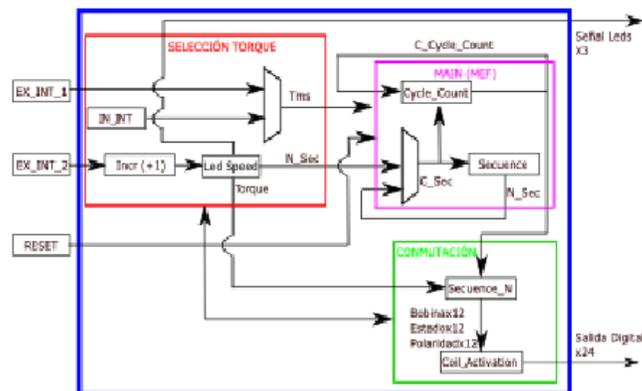


Figura 9 Diagrama de bloques de sistema de control de velocidad y torque.

El bloque funcional en color magenta llamado *MAIN (MEF)* de la figura 9 establece la consecución de las seis secuencias necesarias para mover el rotor $\pi/4$ radianes de manera cíclica, y se desarrolla la conmutación de cuadrantes expuesta anteriormente. La función *Cycle_Count* realiza la conmutación de cuadrantes; para el caso de estudio se realizó la conmutación de cuadrantes cada seis secuencias de operación, esto con el fin de dar más tiempo muerto a las bobinas no activas entre conmutaciones, lo que significa más tiempo de enfriamiento.

El bloque funcional de color verde llamado *CONMUTACIÓN* de la figura 9, cuenta con las funciones encargadas de activar y modificar la polaridad de las bobinas (polos magnéticos) en el estator basándose en las señales de control de recibidas de los dos bloques funcionales previamente mencionados (*SELECCIÓN TORQUE*

y MAIN (MEF)). Las señales de salida son doce palabras de dos bits, las cuales enviarán a los circuitos conmutadores la activación y polaridad de las bobinas; en la tabla 3 se muestra la tabla de verdad para la activación de las bobinas.

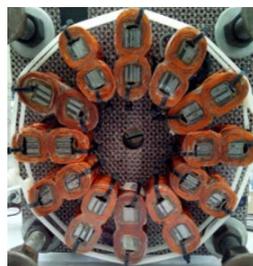
Tabla 3 Tabla de verdad y polaridad para circuitos conmutadores.

b_0	b_1	Activación	Polaridad
0	0	0	X
1	0	1	1
0	1	1	0
1	1	0	X

Los valores de uno (1) y cero (0) en la columna activación de la tabla 3 significan activado y desactivado, respectivamente, mientras que para la columna polaridad 1, 0 y X significan polaridad positiva, polaridad negativa y no importa, respectivamente. El control de secuencia de velocidad y torque aplicado puede ser implementado en sistemas digitales, tales como FPGA y microcontroladores.

3. Resultados

Para la evaluación del sistema de control de velocidad y torque, se aplicó sobre un motor de flujo axial de imanes permanentes, en donde en el estator se empleó un embobinado tipo U de acuerdo a la configuración propuesta (12 bobinas) y en el rotor se empleó una configuración de imanes permanentes de neodimio de 16 pares con diámetros diferentes con el objetivo de cubrir las zonas magnéticas generadas por las bobinas en el estator, en la figura 10 se muestra la construcción del motor empleado para las pruebas. Las características dimensionales generales del motor de imanes permanentes en configuración de flujo axial se muestran en la tabla 4.



a) Estator del motor.



b) Rotor del motor.

Figura 10 Prototipo de motor de flujo axial de imanes permanentes.

Tabla 4 Características generales del MFAIP.

Parámetro	Valor	Unidad
Longitud de núcleo tipo U	9.5	mm
Número de polos del estator	12	piezas
Numero de polos del rotor	16	piezas
Separación perimetral mínima entre imanes mayores y menores	4	mm
Número de laminaciones del núcleo	23	piezas
Espesor de laminaciones	0.5	mm
Diámetro imán mayor	19.0	mm
Diámetro imán menor	12.7	mm

Para la medición del desempeño dinámico del MFA se implementó el sistema de medición de Lab-Volt, el cual está formado por el módulo dinamómetro/fuente de cuatro cuadrantes Lab-Volt 8960-A configurado en modo dinamómetro para medir velocidad, torque y la potencia mecánica entregada, la interfaz de control - adquisición de datos Lab-Volt Series 9063-02 35 y el software libre de control y adquisición de datos para sistemas electromecánicos de Lab-Volt. En la figura 11 se muestra el sistema de pruebas empleado para la evaluación del MFA.

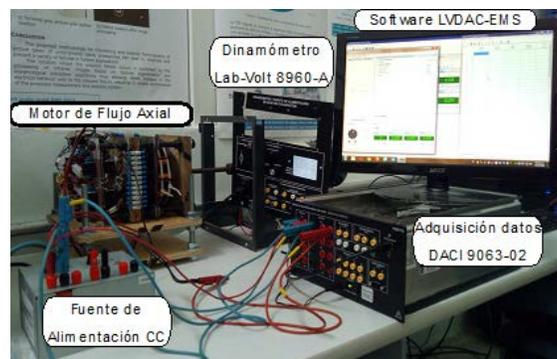


Figura 11 Sistema utilizado para la medición de características dinámicas.

La primera característica dinámica medida fue el cambio de velocidad angular respecto al cambio de la frecuencia eléctrica de alimentación. La velocidad del MFA fue medida sin carga, mientras que la frecuencia eléctrica se estimó convirtiendo la frecuencia digital de conmutación, desarrollada por el control de velocidad en frecuencia eléctrica, utilizando la ecuación 2. La figura 12 muestra la gráfica de frecuencia respecto a velocidad angular, donde en el eje horizontal se tiene la frecuencia eléctrica de alimentación y en el eje vertical la velocidad producida en el

MFA. La siguiente característica dinámica por medir fue el torque proporcionado por el MFA. En la figura 13 se muestran las gráficas de velocidad respecto al torque para cada una de las seis configuraciones de torque propuestas.

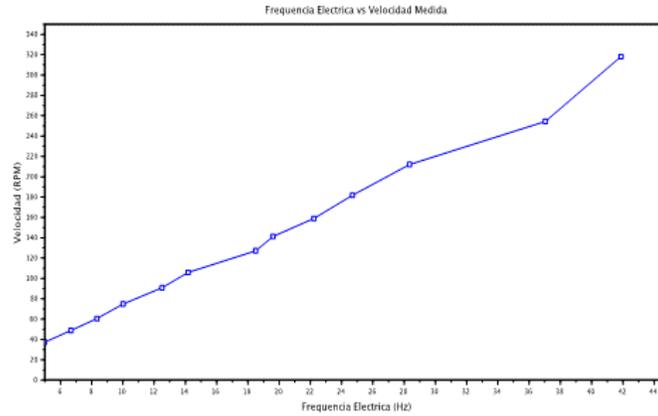


Figura 12 Comportamiento velocidad-frecuencia de alimentación.

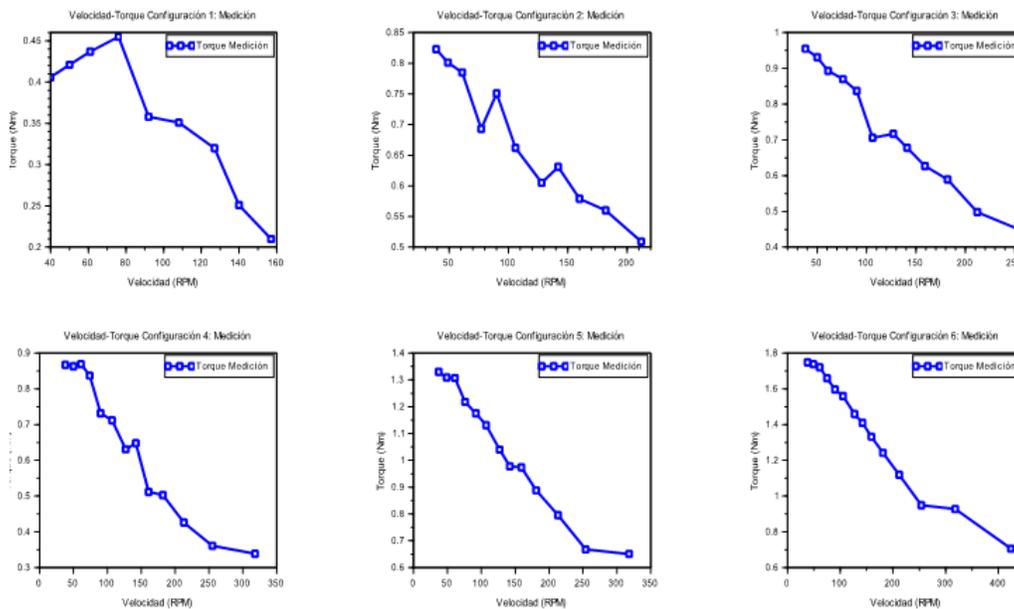


Figura 13 Gráfica velocidad - torque para las seis configuraciones en MFA.

Basándose en las dos previas características dinámicas medidas (velocidad y torque) y de acuerdo con la ecuación 5, es posible obtener la potencia mecánica entregada por el MFA en cada una de las seis configuraciones para el control de la velocidad y el torque entregado.

$$P_{watts} = \frac{\tau_{Nm} S_{rpm}}{9.5493} \quad (5)$$

Donde:

- P Potencia generada.
- τ Torque generado.
- S Velocidad.

De acuerdo con la ecuación 5 se obtuvieron las gráficas de velocidad potencia para cada una de las seis configuraciones consideradas, estas se muestran en figura 14. Tal como se muestra en la figura 13 y figura 14, el torque y la potencia máxima desarrollada para cada configuración es diferente; dependiendo de las perturbaciones magnética entre el estator y el rotor este es un punto que mejorar que depende del diseño eléctrico del motor y la optimización del rotor con el fin aprovechar al máximo el campo magnético generado por las bobinas U del estator.

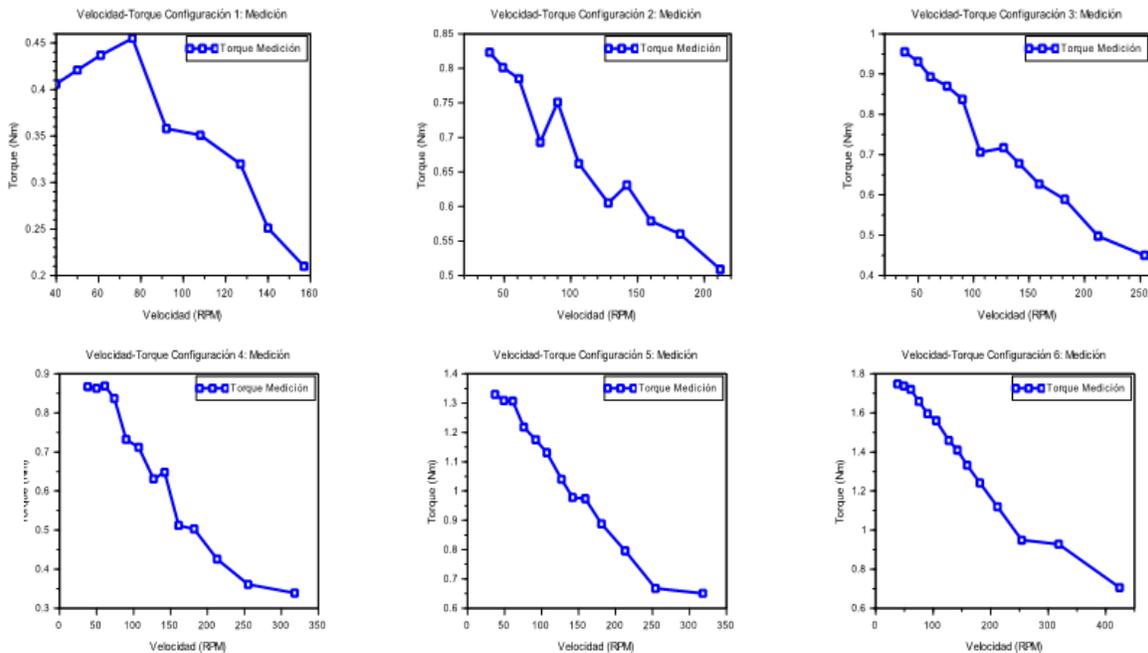


Figura 14 Gráfica velocidad-potencia para las seis configuraciones en MFA.

4. Discusión y Conclusiones

En este trabajo de se establecieron las bases para el control digital por conmutación electrónica de polos magnéticos, en motores de flujo axial de imanes

permanentes (MFAIP) con $3n/2^n$ polos en el estator/rotor. El control fue probado y evaluado sobre un prototipo de MFAIP modular; diseñado y construido con bobinas tipo U electromagnéticamente aisladas, obteniéndose velocidades superiores a los 300 RPM, torques de hasta 1.784 Nm sin acoplamientos mecánicos extras y un error de regulación de velocidad máximo de 8.43%.

Las ventajas más sobresalientes del control desarrollado son: la ausencia de sensores para el control de velocidad, la omisión de mecanismos extras para producir un alto torque a bajas velocidades, su simple implementación y la posibilidad de ser extendido a configuraciones convencionales de motores de flujo radial. El control propuesto puede limitar el consumo de energía eléctrica sin afectar la velocidad desarrollada, haciéndolo ideal para aplicaciones en elevadores, cintas transportadoras, sistemas de frenado regenerativo y sistemas de tracción inteligente en vehículos eléctricos e híbridos.

5. Bibliografía y Referencias

- [1] Abdullah, Ramasamy, Ramar, and Aravind, Design consideration of dual axial flux motor for electric vehicle applications, in 2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), pp. 72-77, Oct. 2015.
- [2] Aydin, Gulec, Demir, Akyuz, and Yolacan, Design and validation of a 24- pole coreless axial flux permanent magnet motor for a solar powered vehicle, in 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 1493-1498, Sept. 2016.
- [3] Gieras, Wang, and Kamper, Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. Springer Science & Business Media, Sept. 2004.
- [4] Howlader, Urasaki, Senjyu, and Yona, Wide Speed Range optimal PAM control for permanent magnet synchronous motor, in 2009 International Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 1-5, Nov. 2009.
- [5] Lambert, Biglarbegan, and Mahmud, A Novel Approach to the Design of Axial-Flux Switched-Reluctance Motors, *Machines*, vol. 3, pp. 27-54, Mar. 2015.
- [6] Hegazy, Barrero, Mierlo, Baghdad, Lataire, and Coosemans, Control, analysis, and comparison of different control strategies of electric motor for battery electric

- vehicles applications, in 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp. 1-13, Sept. 2013.
- [7] Luo, and Zhao, Relationship between iron loss and pole-pair number in flux-switching permanent-magnet machines, in 2017 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG), pp. 1-1, Apr. 2017.
- [8] Madhavan and Fernandes, Axial Flux Segmented SRM with a Higher Number of Rotor Segments for Electric Vehicles, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, pp. 203-213, Mar. 2013.
- [9] Magill, Krein, and Haran, Equivalent circuit model for pole-phase modulation induction machines, in 2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC), pp. 293-299, May 2015.
- [10] Rahman, Fahimi, G. Suresh, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, Advantages of switched reluctance motor applications to EV and HEV: design and control issues, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, pp. 111-121, Jan. 2000.
- [11] Reddy, Umesh, Rao, Kumar, and Kumar, A five speed 45-phase induction motor drive with pole phase modulation for electric vehicles, in 2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp. 258-263, Mar. 2017.
- [12] Sergeant, Vansompel, Dupré, and Bossche, Losses in VSI-PWM fed axial flux machines, in 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-6, Aug. 2014.
- [13] Shao, Hua, Zhu, Tong, Zhao, Yin, Wu, and Cheng, Influence of Rotor-Pole Number on Electromagnetic Performance in 12-Phase Redundant Switched Flux Permanent Magnet Machines for Wind Power Generation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, pp. 3305-3316, July 2017.
- [14] Swamy, Kume, Maemura, and S. Morimoto, Extended high-speed operation via electronic winding-change method for AC motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, pp. 742-752, May 2006.
- [15] Zhu, Cheng, and Xue, Torque analysis for in-wheel switched reluctance motors with varied number of rotor poles, in 2016 International Symposium on Electrical Engineering (ISEE), pp. 1-5, Dec. 2016.

- [16] Yang, Liang, and Xing, Design, and application of axial-flux permanent magnet wheel motors for an electric vehicle, in AFRICON 2009, pp. 1-5, Sept. 2009.
- [17] Takatsuka, H., Hara, K., Yamada, A., Maemura, and T. Kume, A wide speed range high efficiency EV drive system using winding changeover technique and SiC devices, in 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), pp. 1898-1903, May 2014.