

Control Escalar de un Motor de Inducción Trifásico para Accionar un Vehículo Eléctrico de Movilidad Personal

Gabriel Calzada Lara; José González Fernández; Mario Ponce Silva

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, Morelos, México.

(e-mail: gabriel.calzada@cenidet.edu.mx, jose.gofe17ea@cenidet.edu.mx, ponce@cenidet.edu.mx)

Resumen: En este trabajo se presenta una aplicación de control basado en electrónica de potencia. En específico se describe el control realizado a un motor de inducción trifásico de baja potencia por medio de la técnica de control escalar (voltaje/frecuencia) y un compensador del tipo PI. El objetivo de control es el seguimiento de una referencia de velocidad. Se realiza la retroalimentación de velocidad por medio de un *encoder* para generar una señal de error comparando dicha señal con una referencia preestablecida. El objetivo final es montar el motor mencionado junto al esquema de control en un vehículo eléctrico de movilidad personal; por lo que será necesario alimentarse de un conjunto de baterías. Para resolver el problema desde el punto de vista de electrónica de potencia se propone conectar un convertidor elevador cuadrático a la fuente de alimentación de corriente directa (baterías), y así poder elevar la tensión de salida con la que se alimenta a un inversor trifásico del tipo puente completo. A dicho inversor se le aplicará el control necesario para que el motor de inducción trifásico siga la referencia de velocidad.

Palabras Clave: Vehículo eléctrico de movilidad personal, motores de inducción, inversor trifásico puente completo, control escalar, convertidor elevador cuadrático.

1. INTRODUCCIÓN

La calidad ambiental en las grandes zonas urbanas es un problema latente a nivel mundial. El incremento del tráfico vehicular en dichas zonas ha producido grandes niveles de emisiones de gases de efecto invernadero debido a vehículos convencionales alimentados con gasolina o diésel. El utilizar vehículos eléctricos parece ser una solución viable para empezar a resolver el problema de la contaminación ambiental. Dichos vehículos son impulsados por uno o más motores eléctricos que emplean la energía electroquímica almacenada en baterías recargables y la transforma en energía cinética. Todo parece indicar que los vehículos eléctricos tienen un menor impacto ambiental aun considerando las emisiones derivadas de los procesos de fabricación de los mismos vehículos y de los energéticos que los mismos utilizan (Gómez, 2013).

1.1 Vehículos Eléctricos de Movilidad Personal (VEMP).

Considerando a los vehículos eléctricos como una solución para contrarrestar los efectos nocivos de las emisiones de los vehículos convencionales y tratando también de disminuir los niveles de tráfico en las zonas urbanas, recientemente han tomado importancia en varios países los vehículos eléctricos de movilidad personal, los cuales son más pequeños, siendo un complemento a los vehículos convencionales y de manera directa una alternativa a la solución de los problemas mencionados. Partiendo de los vehículos que actualmente marcan la pauta, como bicicletas, motocicletas, ciclomotores, scooters, patinetas, etc; se está trabajando en su electrificación sustituyendo en algunos casos sus motores de combustión por motores eléctricos, o añadir a su diseño un motor eléctrico

(como en el caso de las bicicletas), que facilitan de manera cómoda y rápida la movilidad personal (Naik, 2015).

Sin embargo, estos vehículos tienen serias desventajas a causa de la limitación de su autonomía (regida por la capacidad de carga de sus baterías, el consumo de la misma y el tiempo de recarga que permite su fuente de alimentación) y la potencia que otorgan (Larminie, 2003). Los sistemas actuales de propulsión para los VEMP son en su mayoría sistemas basados en corriente directa (CD), los cuales muchas de las veces no regulan su consumo energético, propiciando así un rango de autonomía reducido. Con el avance tecnológico que ha tenido la electrónica de potencia en los últimos años, es posible construir alternativas de bajo costo que logren ampliar el rango de autonomía y potencia de los VEMP basados en un mejor consumo energético y apropiadas estrategias de control. Una de estas alternativas es el uso de motores eléctricos de corriente alterna (CA) que son inclusive más económicos y robustos que los de CD, y de los que se puede controlar mejor el consumo energético con ayuda de variadores de frecuencia y el control digital (Emadi, 2004).

1.2 Motores de inducción y accionadores de potencia.

Los motores de inducción han sido durante muchos años de gran interés en el mundo industrial por su simplicidad, robustez, bajo coste y escaso mantenimiento, en comparación con los motores CD. Existen aplicaciones donde es interesante y ventajoso optimizar el rendimiento del conjunto motor-accionador de potencia en régimen permanente: máquinas de papel, ventiladores, bombas, centrifugadoras, tracción eléctrica, etc. Sin embargo, existen otras muchas aplicaciones donde el régimen transitorio es de igual duración o incluso mayor que el permanente, por ejemplo: trenes de laminación,

ascensores, grúas, vehículos eléctricos, máquinas herramienta, robots, industria textil, etc. De ahí la importancia de estudiar la posibilidad de optimizar el rendimiento tanto en régimen permanente como transitorio (Bonnett, 2008). En aplicaciones con velocidad variable, el motor trabaja durante largos periodos de tiempo en condiciones por debajo de la potencia nominal, como por ejemplo en los vehículos eléctricos, donde únicamente se emplea potencia nominal en arranques y subidas de pendiente. El empleo de convertidores de potencia controlados adecuadamente permite reducir las pérdidas totales del accionamiento (Boglietti, 2008).

Por lo anteriormente mencionado, en esta investigación se propone utilizar motores de inducción, con la finalidad de utilizar un sistema más eficiente aprovechando mejor la energía. Lo que se pretende en muchos de los casos es sustituir el actual sistema de propulsión que poseen los vehículos; el cual se compone de baterías, un potenciómetro y un motor de corriente directa con escobillas.

2. ANTECEDENTES

2.1 Sistema de propulsión.

El sistema de propulsión es el encargado de convertir la energía almacenada en las baterías en energía cinética, otorgando el movimiento a la aplicación autónoma, de tal manera que dicha energía es entregada en la dirección adecuada según se necesite (Fig. 1). Se puede tener un flujo de potencia reversible por medio del frenado regenerativo, debido a que el motor eléctrico puede funcionar también como generador. Según se elija la estrategia de control del motor eléctrico y los datos obtenidos por los sensores, se generan señales en la unidad de control para modificar el comportamiento del convertidor electrónico.

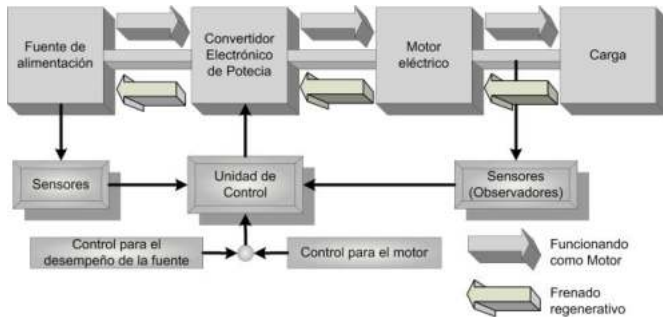


Fig. 1. Sistema de propulsión para tracción eléctrica.

El sistema de propulsión para la aplicación de tracción estudiada (un scooter eléctrico), posee una fuente de alimentación compuesta por dos baterías selladas del tipo plomo-ácido recargables de 12 V y 12 Ah conectadas en serie.

2.2 Control escalar de la velocidad del motor.

Para realizar el control de velocidad, el control de par y de posición de los motores de inducción se han desarrollado diferentes opciones como controles escalares, controles vectoriales, controles basados en técnicas no lineales, entre

otros. El control escalar, llamado también control voltaje-frecuencia (V/f) es el más sencillo y su funcionamiento se basa en el hecho de que para mantener el flujo magnético constante (y a la vez el par), es necesario aumentar el voltaje a medida que se aumenta la frecuencia (Fig. 2). Se cumple así una relación proporcional directa en la que V/f es constante (Araujo, 2005). Esto dependerá de cada motor, por lo que los valores de voltaje y frecuencia nominales se ingresan a la programación. Sin embargo, el algoritmo V/f es válido sólo para aplicaciones donde la variación de par sea mínima, a valores extremos de variación de frecuencia el método no funciona. El problema de este tipo de controlador es que no es capaz de determinar eficientemente la cantidad de corriente que se entrega al motor para inducir el flujo y que en parte se transforma en par; por lo que en general la eficiencia es menor que en el control vectorial.

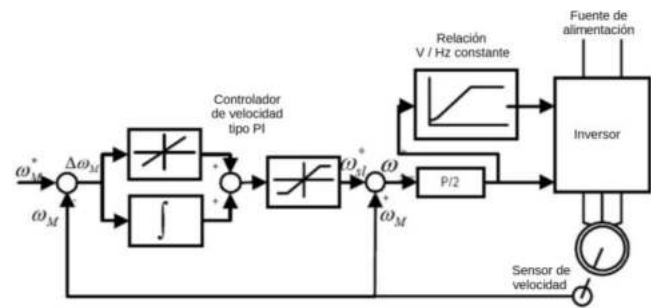


Fig. 2. Control Escalar de un motor de inducción.

3. CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

3.1 Inversor.

Para el convertidor CD-CA se elige una topología de puente completo que se ha popularizado y ha madurado con los años debido a su sencillez y robustez. Se trata de un inversor puente completo trifásico; aprovechando que en la actualidad este tipo de topologías se puede encontrar en módulos inteligentes de potencia (IPM por sus siglas en inglés). Estos módulos proporcionan soluciones compactas de alto rendimiento para muchas aplicaciones de accionamiento de motores de inducción. Con base en la selección del motor de inducción trifásico propuesto para la aplicación (200 W obtenidos de un análisis dinámico de fuerzas), el cual consume una corriente nominal de 1.2 A, se decide seleccionar el módulo FNB40560 (Fig. 3) que puede entregar una corriente máxima de colector del IGBT de 5 A.

Dicho módulo proporciona en la salida una etapa inversora de alto rendimiento para motores de inducción, motores sin escobillas (BLDCM) y motores síncronos de imanes permanentes (PMSM). A los módulos mencionados se les suele llamar inteligentes debido a que poseen un control de compuerta optimizado para los IGBT's, los cuales están todos incorporados en el mismo circuito integrado con el objetivo de minimizar las pérdidas y la interferencia electromagnética (EMI). Además de que al mismo tiempo proporcionan múltiples funciones de protección para los componentes,

incluidos bloqueos por bajo voltaje, apagado por sobre corriente, monitoreo térmico y un reporte de fallas. El circuito integrado de alta velocidad (HVIC) requiere únicamente de una tensión de alimentación y automáticamente traduce las señales de entrada que se encuentran en nivel lógico hacia las compuertas que requieren de un nivel más alto de tensión y corriente para disparar adecuadamente los robustos IGBT's del puente trifásico.

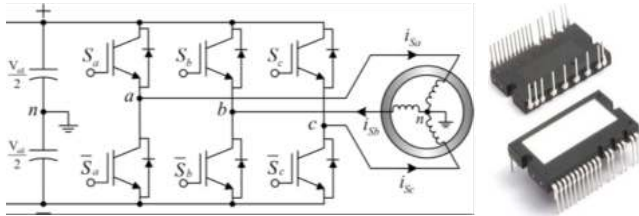


Fig. 3. Topología del inversor trifásico de puente completo y el módulo utilizado.

3.2 Convertidor Boost Cuadrático.

Debido a las condiciones de operación de la aplicación, las restricciones existentes, y basados en la elección de la topología del inversor y tipo de motor a utilizar, se necesitan al menos 300 V en el bus de CD que alimenta al módulo inversor para obtener una tensión de valor eficaz necesaria para alimentar al motor de inducción trifásico (220 Vrms). Por lo que es necesario diseñar una etapa de potencia dedicada exclusivamente a la elevación de la tensión del bus partiendo de la fuente de alimentación de la aplicación (en este caso 24 V y 12 Ah a partir de dos baterías conectadas en serie) y ajustándose a los 300 V de salida requeridos.

El principal problema que se encuentra en las topologías elevadoras básicas para convertidores CD-CD, tomando en cuenta las necesidades específicas de nuestra aplicación, es que se requiere una ganancia de tensión alta dados los niveles de entrada y salida que se tienen como restricciones. Debido a lo anterior, el ciclo de trabajo al que se ve sometido el interruptor de potencia tiene que ser alto necesariamente; originando así altas pérdidas por conducción y degradando la eficiencia del convertidor. El problema mencionado también limita la frecuencia de conmutación del convertidor propuesto, esto por el tiempo mínimo de apagado del interruptor (Beena, 2015). Un ciclo de trabajo alto también quiere decir que el diodo tiene menos tiempo para conducir, por lo tanto, la corriente del diodo se convierte en un pulso estrecho con un alto valor instantáneo. Además, la alta corriente en el diodo puede causar después pérdidas de recuperación inversa y problemas de interferencia electromagnética.

Con el fin de superar las desventajas mencionadas al tratar de utilizar alguna de las topologías sencillas y ya bien conocidas de los convertidores elevadores convencionales, se propone como una posible solución, la utilización de un convertidor elevador cuadrático (QBC por sus siglas en inglés); ya que presenta características que lo hacen una topología atractiva, desde el punto de vista de potencia y de control (Fig. 4).

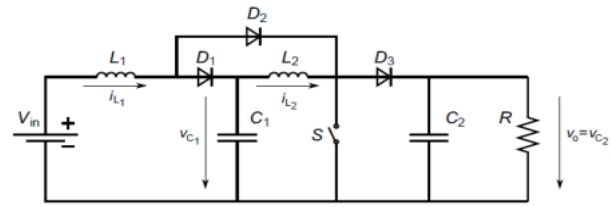


Fig. 4. Topología del convertidor elevador cuadrático.

Una forma de diseñar un lazo de control de voltaje e incluir la relación de trabajo en el vector de entrada es linealizando el modelo alrededor de un punto de trabajo (Kurucsó, 2015). Por lo tanto, cada variable debe escribirse como la suma de un estado estable, denotado por la letra mayúscula y un componente de señal pequeña denotado por \sim . El modelo de espacio de estados promediado-linealizado del QBC tiene la forma que se muestra en (1). Generalmente, la representación de los elementos eléctricos utilizada en el análisis del circuito de un convertidor electrónico de potencia se realiza sin considerar los elementos parásitos presentes en los componentes reales. En otras palabras, se considera que los inductores y capacitores presentan un comportamiento de tipo derivativo puro de las tensiones o de las corrientes (comportamiento ideal). Sin embargo, en la práctica los elementos parásitos existen y ocasionan pérdidas y modifican el comportamiento esperado (Alonge, 2017). Así que realizando un estudio del circuito propuesto durante el tiempo de encendido y apagado tomando en cuenta los elementos parásitos mencionados, se determinó el conjunto de ecuaciones en espacio de estados del modelo promediado-linealizado del QBC (1).

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_L - (1-D)R_C}{L_1} & \frac{(1-D)R_C}{L_1} & \frac{-(1-D)}{L_1} & 0 \\ \frac{(1-D)R_C}{L_2} & \frac{-(R_L + R_C)}{L_2} - \frac{(1-D)RR_C}{L_2(R + R_C)} & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-D)R}{L_2(R + R_C)} \\ \frac{(1-D)}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-D)R}{C_2(R + R_C)} & 0 & -\frac{1}{C_2(R + R_C)} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \frac{(i_L - i_L)R_C + v_C}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \tilde{x} + \tilde{B} \tilde{u}$$

$$\tilde{u} = \begin{bmatrix} v_{in} \\ d \end{bmatrix} \quad \tilde{x} = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix}$$

Donde el vector de estados es: $\tilde{x} = [i_{L1} \ i_{L2} \ v_{C1} \ v_{C2}]$. Y el vector de entradas: $\tilde{u} = [v_{in} \ d]$. Además, cada uno de los componentes del circuito tomando en cuenta los elementos parásitos quedarían como en (2); en donde se puede observar

que se consideran dichos efectos, los cuales modifican los valores de los elementos capacitivos e inductivos con respecto a la frecuencia de funcionamiento y a la variación de las tensiones y corrientes como resultado de la resistencia propia de cada componente.

$$v_{C1} = \frac{v_i}{(1-d)} \quad C_1 = \frac{I_o d}{(1-d) f_s \Delta v_{C1}} \quad v_{C2} = \frac{v_{C1}}{(1-d)} \quad C_2 = \frac{I_o d}{f_s \Delta v_{C2}}$$

$$L_1 = \frac{v_i d}{f_s \Delta i_{L1}} \quad I_{L1} = \frac{I_o}{(1-d)^2} \quad L_2 = \frac{v_{C1} d}{f_s \Delta i_{L2}} \quad I_{L2} = \frac{I_o}{1-d} \quad (2)$$

Por lo que finalmente el circuito que se modeló para poder diseñar un controlador adecuado que tome en cuenta la mayoría de los efectos relacionados con los parásitos presentes en los componentes con los que se construirá el convertidor real, es el mostrado en la Fig. 5.

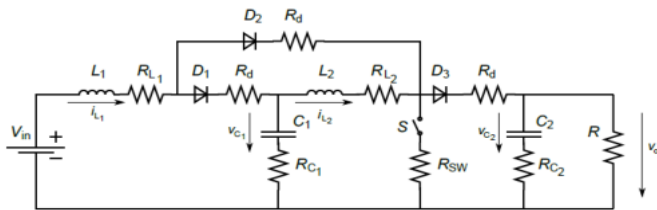


Fig. 5. Convertidor elevador cuadrático con parásitos.

Una vez modelado el convertidor, y por medio del planteamiento de las ecuaciones en espacio de estados, se realiza una pequeña modificación separando las columnas de la matriz $\tilde{\mathbf{B}}$ mostrada con anterioridad para que el sistema quede expresado como en (3); y de esta forma proceder a diseñar un controlador por retroalimentación de estados de la forma mostrada en la Fig. 6.

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{B}}_d \tilde{d} + \tilde{\mathbf{B}}_{v_{in}} \tilde{v}_{in} \quad (3)$$

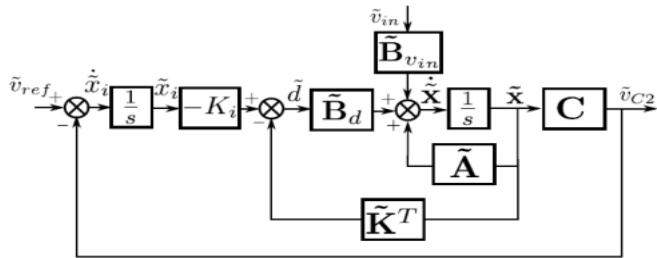


Fig. 6. Esquema de control por retroalimentación de estados para el convertidor elevador cuadrático.

Como se puede apreciar en el esquema de control de la Fig. 6, se deben obtener dos vectores de ganancias constantes para el lazo de retroalimentación y para la parte integral con lo que se asegura la eliminación del error en estado estable. Para obtener dichos vectores existen varios métodos dependiendo del tipo de respuesta de salida que se esté buscando con el controlador.

4. SIMULACIONES

De acuerdo con la ecuación de ganancia para el QBC se considera un ciclo de trabajo de 71.7157 %, con el que se logra obtener una elevación de tensión de 24 a 300 V. Se propone que en la carga fluya una corriente de 2 A, por lo que el

convertidor tendrá una potencia de salida de 600 W. Además, se propone un rizo de corriente en el inductor #1 y un rizo de voltaje para el capacitor #1 de 6%, así como de un rizo de corriente en el inductor #2 y un rizo de voltaje en el capacitor #2 del 3% (Al-Saffar, 2012). Tomando en cuenta las consideraciones anteriores, a continuación, se muestran las simulaciones correspondientes para el convertidor elevador cuadrático. En un inicio solo se muestra operando en conexión con la fuente de CD y alimentando una carga resistiva (Fig. 7); y posteriormente ya conectado en el esquema propuesto, partiendo de las baterías como fuente primaria de alimentación y conectándose al inversor y este a su vez al motor de inducción (Fig. 10). Las especificaciones de diseño para este convertidor fueron las siguientes: una frecuencia de conmutación de 50 kHz, los valores de los elementos pasivos $C_1=1690 \mu\text{F}$, $C_2=956 \mu\text{F}$, $L_1=2.869 \text{ mH}$, $L_2=20.284 \text{ mH}$.

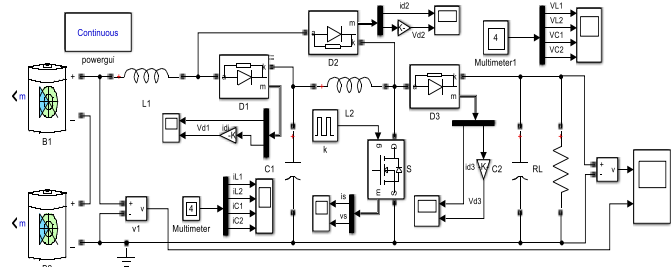


Fig. 7. Esquema de simulación del QBC.

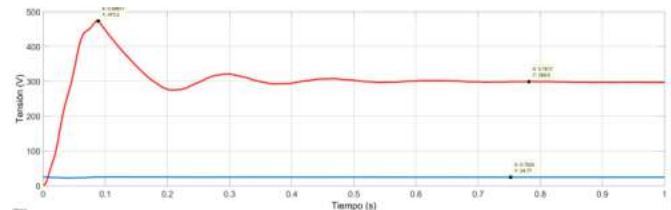


Fig. 8. Tensiones de entrada y de salida del QBC.

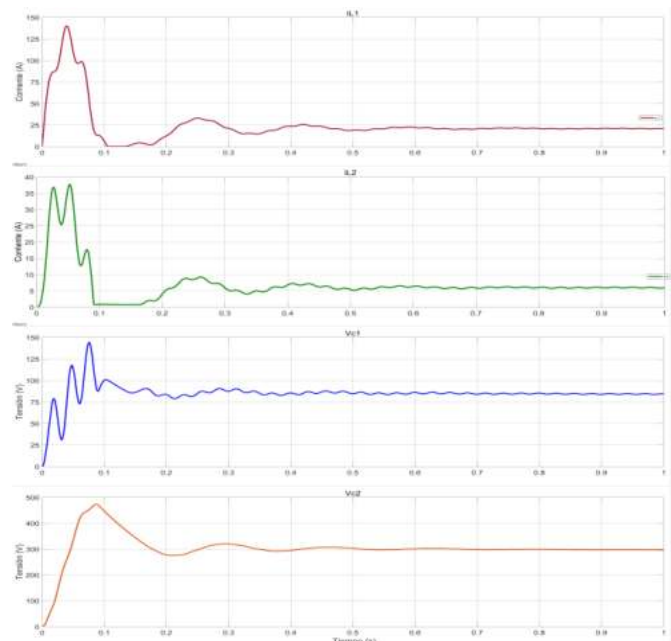


Fig. 9. Corriente en inductores y tensión en capacitores del QBC.

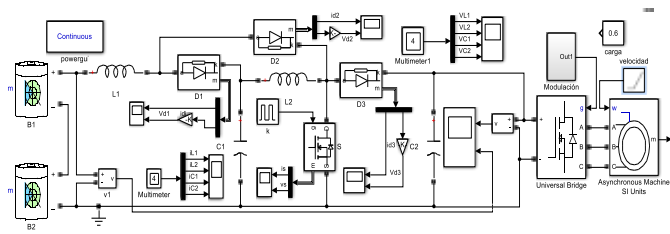


Fig. 10. Esquema de simulación del QBC conectado al inversor y al motor de inducción.

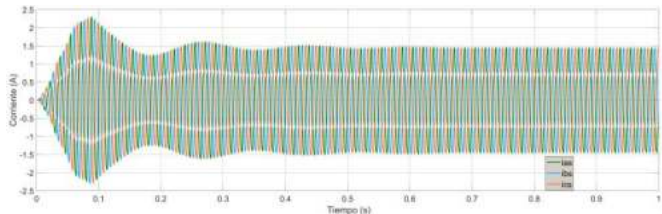


Fig. 11. Corrientes en las tres fases del motor funcionando en conjunto con los convertidores propuestos.

5. BANCO DE PRUEBAS Y RESULTADOS

Al mismo tiempo que se han ido buscando los esquemas de control más adecuados para que los convertidores ofrezcan las mejores características en simulación tomando en cuenta la aplicación que se desea abordar, se ha empezado a construir un banco de pruebas que permita tener una plataforma experimental en la que se puedan evaluar diferentes esquemas de control tanto desde el punto de vista de los convertidores electrónicos empleados, como del funcionamiento del motor de inducción (con los mismos motores que se piensan montar en las aplicaciones de movilidad personal). En la Fig. 12 se muestra un primer prototipo del convertidor elevador, así como su tarjeta de control asociada STM32-Nucleo-F031K6 (microcontrolador de 32 bits), la cual se encarga de la variación del ciclo de trabajo para los elementos bajo conmutación y de la lectura de los sensores.

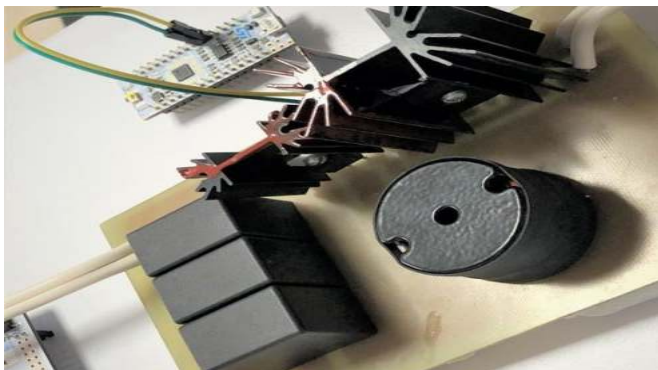


Fig. 12. Construcción del convertidor elevador.

En la Fig. 13 se muestra el prototipo del inversor trifásico de puente completo y su tarjeta de control asociada STM32-Nucleo-F767ZI (microcontrolador de 32 bits), la cual se encarga de la lectura de todos los sensores y el envío de los pulsos de conmutación a cada uno de los IGBT's. En la Fig. 14 se puede observar el acoplamiento que se realizó de dos motores trifásicos de inducción como el que se pretende

utilizar en la aplicación (200 W), con los que se probarán además, diversas técnicas de control dependiendo de las necesidades incluso de otro tipo de aplicaciones.

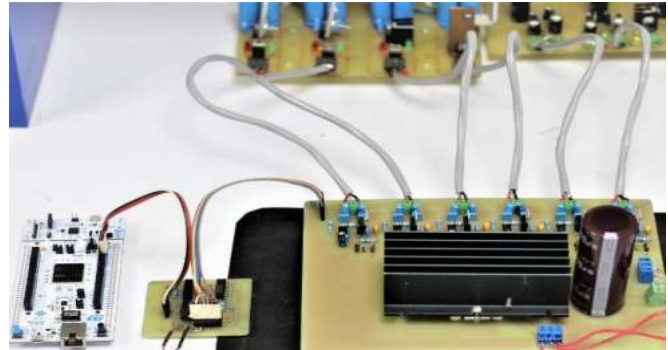


Fig. 13. Inversor trifásico y su tarjeta de control.



Fig. 14. Acoplamiento de los motores de inducción y el encoder.

Finalmente, en las próximas figuras se muestran resultados experimentales preliminares de los convertidores funcionando junto con el motor de inducción aplicándole el control escalar para mantener constante la relación entre el voltaje y la frecuencia. En la Fig. 15 se muestra una captura de pantalla del osciloscopio cuando la tensión de salida del inversor se encuentra en condiciones nominales (como se puede apreciar en el valor RMS).

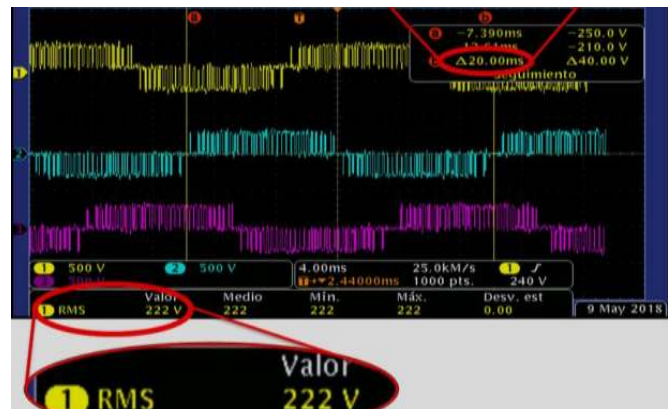


Fig. 15. Tensión de salida real del inversor trifásico.

En la Fig. 16 se muestran diferentes combinaciones de tensión y frecuencia de la señal moduladora a las que se probó el control escalar (lo que origina escalones de velocidad). Los resultados de la aplicación del control escalar sobre el motor

de inducción se aprecian en la Fig. 17, donde se presentan las mediciones de las corrientes del motor que se ven afectadas por los escalones de velocidad derivados de los cambios de frecuencia y tensión a la salida del inversor (recordando que en esta primera prueba se tiene un esquema muy sencillo de compensación que se va a ir mejorando con el tiempo).

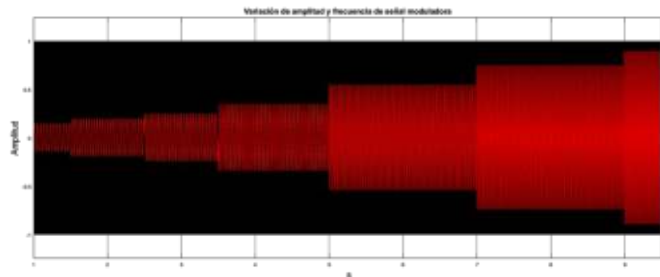


Fig. 16. Modulación de la señal senoidal para obtener tensión y frecuencia variables a la salida del inversor.

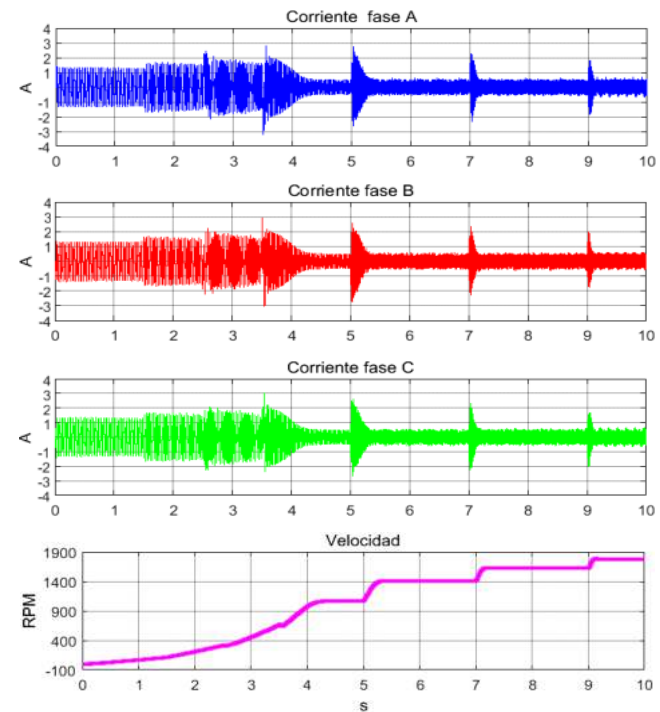


Fig. 17. Resultados experimentales.

6. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se muestran los resultados preliminares del avance que se ha tenido en la investigación para resolver un problema específico de tracción eléctrica que es de interés global en la actualidad. Se puede observar que es una aplicación muy interesante desde el punto de vista de electrónica de potencia y de control automático; ya que existen diversos problemas interrelacionados por resolver y varios retos por superar. Con los resultados preliminares obtenidos, solo se puede decir que todavía existen muchas posibilidades de mejora en busca de los controladores más adecuados tanto para los convertidores electrónicos de potencia, como para el funcionamiento del motor de inducción (el cual tiene una carga dinámica al hacer funcionar a un vehículo eléctrico). El paso

siguiente será explorar el comportamiento del convertidor elevador cuadrático ante diferentes esquemas de control y el desempeño del conjunto motor-inversor con un control vectorial en lazo cerrado para el seguimiento de una consigna de velocidad o de par de carga; posiblemente basados en diversos perfiles de conducción. Existe además la posibilidad de utilizar una estrategia “sensorless” si se diseña adecuadamente y pone en funcionamiento un observador de estados para estimar la velocidad de la máquina. Además de que quizá para el correcto funcionamiento de algunas estrategias de control se necesiten estimadores de parámetros, dependiendo también del tamaño y el tipo de máquinas eléctricas utilizadas.

REFERENCIAS

- Al-Saffar, M. A.; Ismail, E. H.; Sabzali, A. J. (2012). High Efficiency Quadratic Boost Converter. *Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 8.
- Alonge, F.; Pucci, M.; Rabbeni, R.; Vitale, G. (2017). Dynamic modelling of a quadratic DC/DC single switch boost converter. *Electric Power Systems Research*, pp. 130-139.
- Araujo, R. E.; Teixeira, H.; Barbosa J. and Leite (2005). A Low Cost Induction Motor Controller for Light Electric Vehicles in Local Areas. *Proceedings of the IEEE International Symposium*, vol. 4, pp. 1499-1504.
- Beena, K. H.; Benny, A. (2015). Analysis and Implementation of Quadratic Boost Converter for Nanogrid Applications. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 4, n. 7.
- Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Ferraris, P.; Lazzari, M. (2008). Energy-Efficient Motors. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, n. 4, pp. 32-37.
- Bonnett, A. H.; Yung, C. (2008). Increased Efficiency versus Increased Reliability. *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 29-36.
- Emadi, A. (2004). Electric Vehicles, Handbook of Automotive Power Electronic and Motor Drives. *Book of Taylor & Francis Group*, pp. 55-73.
- Gómez, A. C. P. (2013). Vehículos eléctricos, hacia un futuro sustentable. *Reportaje premiado por el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología*.
- Kurucsó, B.; Peschka, A.; Stumpf, P.; Nagy, I. (2015). State Space Control of Quadratic Boost Converter Using LQR and LQG Approaches. *Proceedings of the International Aegan Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP)*, pp. 642-648.
- Larminie, J.; Lowry, J. (2003). Electric Vehicle Technology Explained. *Book of John Wiley & Sons*, pp. 1-47.
- Naik, P. J. (2015). Design and Control of Light Weight Electric Vehicle. *International Journal of Advance Engineering and Research Development*, vol. 2, n. 4.