



Control vectorial de un motor DC sin escobillas con frenado regenerativo para la implementación en un auto eléctrico

Melgarejo Marcos Ezequiel ^{a*}, Gros Aquiles Rafael ^b, Benítez Aldo Javier ^c

^a Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Misiones (UNaM), Oberá, Misiones, Argentina.

e-mails: marcos100067@gmail.com, aquiles7gros@gmail.com, benitezaldojavier@gmail.com

Resumen

Se presentan los avances del proyecto anual del diseño de un prototipo que realiza el control vectorial a partir de una transformación coordinada de un motor sin escobillas DC trifásico con frenado regenerativo. Esto a través de las mediciones de las corrientes de fase del estator y la estimación de la posición angular del rotor. Se describe un resumen de las etapas involucradas en el proyecto como ser conceptos teóricos, implementaciones realizadas y conclusiones generales. El prototipo diseñado para este proyecto constará de una etapa de potencia, conformada principalmente por el conjunto de batería-inversor-motor, y una etapa de control, conformada principalmente por un procesador digital de señales, sensores de corriente, display, pulsadores y dos pedales para modificar la velocidad y el frenado.

Palabras Clave – Control Vectorial, Frenado Regenerativo, Microcontrolador de alto rendimiento, Motor DC sin escobillas trifásico, Transformada coordinada.

1. Introducción

El presente trabajo muestra los avances de un proyecto anual para la regularización de la asignatura Proyecto y Diseño electrónico, correspondiente al 5to año de la carrera de Ingeniería Electrónica. El proyecto surge de la necesidad de promover un control eficiente en los motores utilizados comúnmente en los automóviles eléctricos. Para ello se planteó como consigna principal, trabajar sobre el desarrollo e implementación de un sistema de control vectorial para un motor DC sin escobillas trifásico. Como objetivo secundario se propone adaptar el sistema para el uso en un vehículo eléctrico.

La eficiencia energética de estos vehículos guarda una relación estrecha con la forma de control del motor eléctrico y el aprovechamiento de la energía cinética generada por el frenado del motor para recargar la batería del vehículo. Teniendo en cuenta lo mencionado, se priorizó la implementación de un sistema de control automático que reduzca el ripple de torque y, en consecuencia, que produzca menos pérdidas energéticas, menor ruido y vibraciones. Se propone el uso de un microcontrolador de alto rendimiento o procesador digital de señales (DSP), que sea capaz de realizar las mediciones de las corrientes de fase en el estator del motor DC sin escobillas, generar el algoritmo de control, la estimación de la posición-velocidad del rotor del motor a través de las señales de los sensores de efecto hall, que procese las variaciones de las inductancias del estator y cense la corriente del enlace de CC.

*Autor en correspondencia.

2. Desarrollo

2.1. Generalidades del proyecto.

El proyecto en general, está constituido por dos etapas globales: etapa de potencia y de control. La primera está conformada principalmente por un motor DC sin escobillas trifásico, un inversor de tres piernas trifásico y una batería. La segunda etapa está conformada principalmente por un DSP [2]. Para facilitar el diseño del hardware, se utiliza un kit de experimentación de Texas Instruments diseñado específicamente para controlar electrónica de potencia en tiempo real.

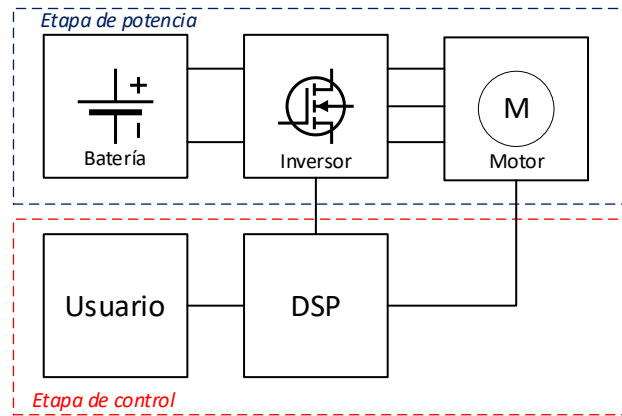


Fig. 1. Esquema general del sistema.

En la Fig. 1 se representan las etapas que conforman este sistema. Para su funcionamiento, el inversor trifásico es controlado por el DSP, el cual es programado para que siga la referencia de velocidad determinada por el conductor, modificando las corrientes inyectadas en el estator. Las mediciones de corrientes son realizadas a través de sensores de corrientes de efecto Hall y sus respectivos circuitos de acondicionamiento de señales. La velocidad angular del rotor se obtiene a partir del conocimiento de la posición angular del rotor deseada, la aceleración angular, la velocidad deseada y las posiciones obtenidas por los sensores de efecto Hall. En este control, las señales de referencia externas son la de velocidad y la magnitud del frenado, las cuales pueden ser modificadas por el usuario a través del pedal de resistencia variable.

Por otra parte, el usuario puede obtener la velocidad angular del rotor en tiempo real, la cual es visualizada a través de un display asociado a la placa de control.

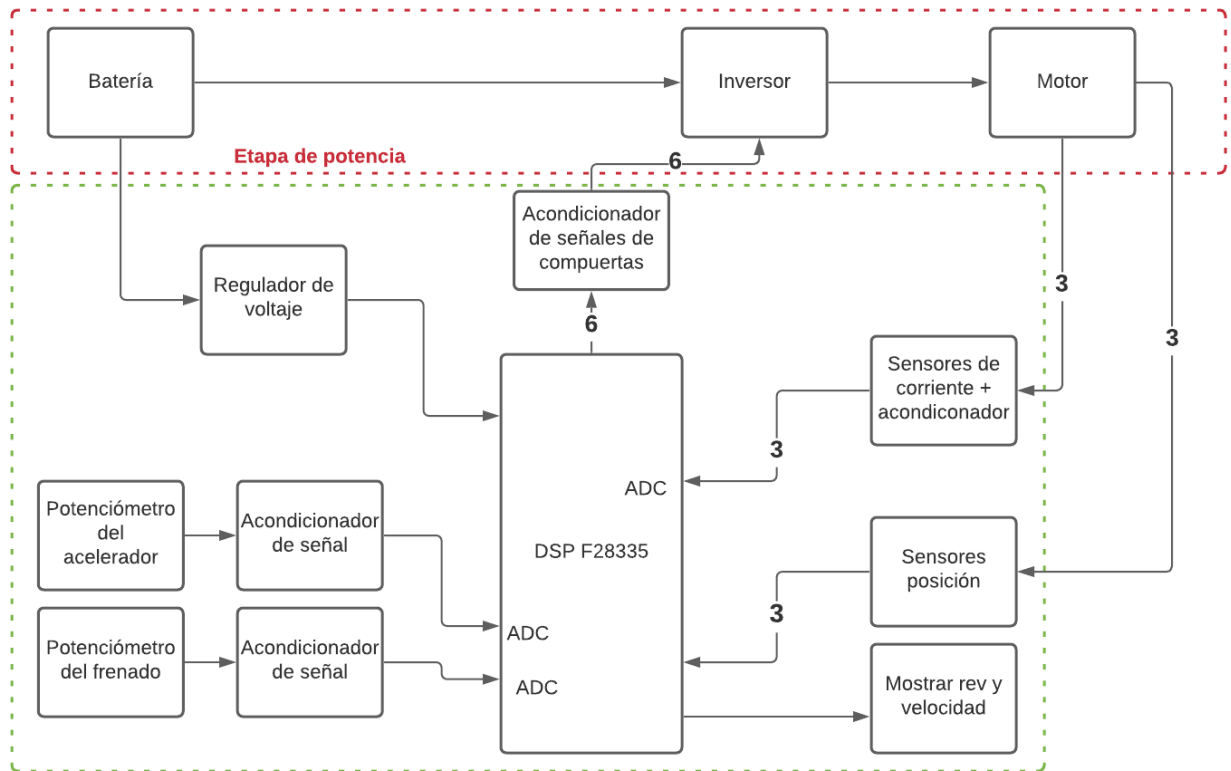


Fig. 2. Esquema general eléctrico del sistema.

2.2. Conceptos teóricos

La teoría desarrollada en este proyecto es extensa debido a la poca información disponible en la actualidad sobre el uso de una transformada vectorial coordinada que se supone que negocia el ripple del torque a partir de una inyección de corrientes que compensan las variaciones de las fuerzas contra electromotrices causadas por el motor. Este último concepto explicado es la base del control vectorial que se desea implementar. Para poder comprender el funcionamiento, es necesario entender los conceptos asociados al control vectorial, modulación y modelado del motor en distintos planos de referencia.

2.2.1. Transformadas espaciales y transformada extendida.

Para facilitar el análisis del sistema trifásico es necesario convertir las cantidades del estator de tres fases a componentes en un sistema de coordenadas bifásico invariante en el tiempo. Para ello se utilizan las transformadas matemáticas de Clark y Park [3-4], que permiten transformar las tres componentes de fase en el dominio del tiempo, que se encuentran en un marco de referencia “abc” a las componentes en un sistema de referencia bifásico rotatorio “dq” que gira a la velocidad del campo magnético del rotor. Este tipo de transformaciones consiste en simples proyecciones de las componentes entre los sistemas de coordenadas.

Debido a que el torque producido es proporcional a las fuerzas contra electromotrices (f.e.m's), y éstas son solamente proporcionales a la velocidad y a la posición angular del rotor y no a las variables

de control, generan armónicos que no son deseables para un ripple suave y continuo. Para obtener valores continuos, es necesario incorporar nuevas variables a la transformada en el plano “dq” que se suponen que introducen una perturbación en amplitud y fase de las corrientes para negociar el ripple generado por las contra f.e.m’s.

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\omega_r \lambda_{pk}}{\sqrt{E_{ao}^2 + E_{bo}^2 + E_{co}^2}} \quad (1)$$

$$\mu = \tan^{-1} \left(\frac{-E_{ao}}{\frac{1}{\sqrt{3}}(E_{co} - E_{bo})} \right) - \theta_r \quad (2)$$

Donde E_{ao}, E_{bo}, E_{co} representan las magnitudes de las contra f.e.m’s, λ_{pk} es el flujo pico, ε representa la perturbación en amplitud del vector de corriente y μ , representa la perturbación de posición/fase, donde las dos variables son función de la posición eléctrica del rotor. Introduciendo las dos variables, permite la transformación de aquellas corrientes no senoidales para una generación de un torque suave en el plano de referencia d-q sin alteración de la magnitud. Esta transformación se realiza en dos pasos:

- I. Las corrientes no senoidales son transformadas en un plano de referencia estacionario de dos ejes $\alpha\beta$ con la transformada de Park, definida cómo:

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (3)$$

- II. Luego, las corrientes en $\alpha\beta$ son transformadas en el plano rotacional d-q con respecto a la posición eléctrica del rotor y su desplazamiento ($\theta_r + \mu$) y una ganancia de la transformación ε . Entonces, la matriz de transformación resultante es:

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} = \varepsilon \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \mu) & \sin(\theta_r + \mu) \\ -\sin(\theta_r + \mu) & \cos(\theta_r + \mu) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

Utilizando este procedimiento de transformación, se elimina el ripple introducido en las corrientes para generar un torque constate.

$$T_e = \frac{i_{qs} \cdot e_{qs}}{\omega_r} \quad (5)$$

Desde esta última ecuación, si es posible representar a la corriente y a la contra f.e.m’s de una forma cerrada, como se muestra en la Tabla 1, se puede generar un torque libre de ripple y si existe es debido a los errores de cómputo de las variables asociadas a la representación de las corrientes y fuerza contra electromotriz.

Tabla 1. Representación de la corriente y contra f.e.m's de forma cerrada.

Contra F.E.M'S	Corrientes no senoidales
$e_a = \varepsilon E_m \cos(\theta_r + \mu)$	$i_a = \varepsilon I_m \cos(\theta_r + \mu)$
$e_b = \varepsilon E_m \cos\left(\theta_r + \mu - \frac{2\pi}{3}\right)$	$i_b = \varepsilon I_m \cos\left(\theta_r + \mu - \frac{2\pi}{3}\right)$
$e_c = \varepsilon E_m \cos\left(\theta_r + \mu + \frac{2\pi}{3}\right)$	$i_c = \varepsilon I_m \cos\left(\theta_r + \mu + \frac{2\pi}{3}\right)$

Sin embargo, para una implementación real, se deben agregar términos de voltaje de desacoplamiento adecuados a la salida de los controladores de corriente [5-6]. Los voltajes de desacoplamientos se pueden expresar cómo:

$$\begin{bmatrix} V_{qsdec}^r \\ V_{dsdec}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r L_q \frac{1}{k} \frac{dk}{d\theta_r} & \omega_r L_d \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_r}\right) \\ -\omega_r L_q \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_r}\right) & \omega_r L_d \frac{1}{k} \frac{dk}{d\theta_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \omega_r K_e \begin{bmatrix} f_q(\theta_r) \\ f_d(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Y el modelo final del motor es:

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^r \\ V_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \omega_r L_q \frac{1}{k} \frac{dk}{d\theta_r} & \omega_r L_d \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_r}\right) \\ -\omega_r L_q \left(1 + \frac{d\mu}{d\theta_r}\right) & r_s + \omega_r L_d \frac{1}{k} \frac{dk}{d\theta_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \omega_r K_e \begin{bmatrix} f_q(\theta_r) \\ f_d(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Los enlaces del flujo del rotor son considerados constantes excepto por los efectos de la temperatura. La sensibilidad de la temperatura de los imanes reduce la densidad del flujo residual, y, por lo tanto, los enlaces de flujos con el aumento de la temperatura [12].

2.2.2. Motor de imanes permanentes DC sin escobillas trifásico.

El motor considerado para la implementación en este proyecto, es un motor de imanes permanentes que tiene una contra f.e.m inducida trapezoidal, cuyos devanados del estator se encuentran conectados en estrella y que además contiene sensores de efecto hall en su estructura que permiten determinar la posición del rotor.

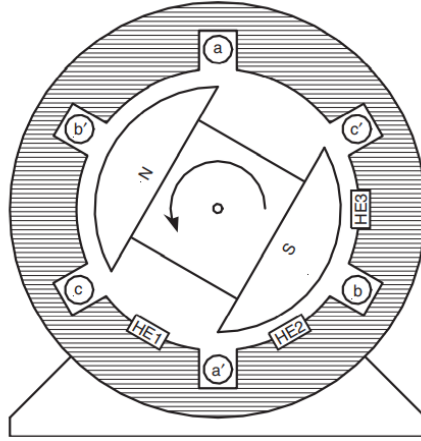


Fig. 3. Diseño físico de un motor DC sin escobillas trifásico con sensores hall a 60° [1].

En una máquina trifásica, los sensores hall están ubicados a 120° cada uno, y su estado puede variar de 0 a 1, o viceversa, cuando el centro del flujo magnético generado los atraviesa.

Con las señales de estos sensores, se puede obtener la posición del rotor con una resolución de 60°, que no es suficiente para el método de control a implementar. Es por este motivo que se investigan diferentes métodos de estimación que permitan obtener más información de la posición del rotor y mejorar la resolución de esta señal.

Por otra parte, para el modelado de estas máquinas se considera que los campos electromagnéticos no tienen esquinas afiladas, esto genera que las fuerzas contra electromotrices no tengan formas trapezoidales como se describen en el modelado ideal del motor BLDC. Además, se considera una conexión en estrella con neutro flotante, en donde los armónicos triples no tienen efecto. En consecuencia, la f.e.m inducida por fase se puede escribir cómo:

$$E_{a0} = \frac{4}{\pi} E_m \sum_{k=0}^{\infty} (a_p \sin(p\theta_r) + a_q \sin(q\theta_r)) \quad (8)$$

$$a_p = \frac{\sin(pF)}{p^2 F}, a_q = \frac{\sin(qF)}{q^2 F} \quad (9)$$

Donde $E_m = \omega_r K_e$, $p = 6k + 1$, $q = 6k - 1$. F es una variable en grados que generaliza la forma de onda de las f.e.m's inducidas. Expresiones similares se pueden obtener para las f.e.m's inducidas en las fases b y c desplazando el ángulo del rotor 120° y -120° respectivamente.

Con esta consideración, las ecuaciones que modelan el comportamiento eléctrico de la máquina en el plano "dq" se representan de forma generalizada para luego ajustar las f.e.m's inducidas a una forma más real. Un problema que surge al utilizar este tipo de motores y las estrategias de controles convencionales, es la ondulación del torque, que tiene una relación directa con las características de las f.e.m's inducidas, de la corriente inyectada y de la estrategia de control utilizada. Para resolver estos problemas de ondulación, se introduce un conjunto de variables que permiten intervenir en la amplitud y fase [5-6]. Estas variables son funciones de la posición eléctrica del rotor y son introducidas en la transformación de coordenadas lo que permite obtener un torque suave en el plano

de referencia “d-q”. Sin embargo, para la implementación real, se deben agregar términos de voltajes de desacoples adecuados a la salida de los controladores.

2.2.3. Control vectorial.

Para este proyecto se implementa el control orientado a campo (FOC) o control vectorial, el cual consiste en controlar las corrientes o voltajes que participan en el sistema por un solo vector. Este tipo de control se basa en la transformación de un sistema dependiente de una terna trifásica y la velocidad, en un sistema invariante en el tiempo de dos coordenadas, coordenadas “d” y “q”. Las máquinas controladas por control vectorial necesitan dos constantes como referencia de entrada: Componente de par (alineada con la componente q) y la componente de flujo alineada con la (componente “d”). Como el FOC se basa en simples proyecciones, la estructura de control maneja instantáneamente cantidades eléctricas. El control vectorial resuelve así los problemas del esquema clásico, de la siguiente forma:

- Facilidad para alcanzar una referencia constante, a través de las componentes de par y de flujo de las corrientes del estator.
- Facilidad de aplicar control de par directo porque en el marco de referencias (d, q) la expresión de par es:

$$T_e \propto \lambda_r \cdot i_{sq}^r; \quad \lambda_r \propto i_{sd}^r \quad (10)$$

Donde: T_e es el torque, λ_r es el flujo del rotor, i_{sq}^r ; e i_{sd}^r son componentes de corriente del estator en las direcciones “q” y “d” respectivamente.

Al mantener la amplitud del flujo del rotor en un valor fijo, se tiene una relación lineal entre el par y la componente de par. Luego, se puede controlar el par modificando la corriente en el eje “q” del estator utilizando las transformadas de Park y Clark.

2.2.4. Diseño de controladores de velocidad y corriente.

Para intervenir en el funcionamiento del sistema y obtener los valores deseados de flujo, torque y velocidad, es necesario implementar controladores que intervengan en el lazo de control del sistema. Para ello se consideran controladores de tipo proporcional integral (PI) que permiten mejorar el error de estado estacionario y la respuesta transitoria del sistema. En este punto es importante diseñar y calcular de forma adecuada los valores de estos controladores, ya que los mismos pueden provocar que el sistema se vuelva inestable debido al desplazamiento de los polos del sistema.

Para el diseño de los controladores, se obtienen los modelos matemáticos de los diferentes elementos que conforman el sistema (motor, sensores, inversor y controladores) y se construyen dos lazos de control de corriente y un lazo de control de velocidad [7]. En la Fig. 4 se representa el lazo de control de corriente del eje “q” y el lazo de control de velocidad. Los lazos de control de corriente son diseñados considerando términos de compensación de caídas resistivas y de f.e.m. inducida que permiten que el bucle de control de corriente se asemeje a un sistema de retardo de primer orden [5-7]. Además, se considera que el retardo del inversor es muy pequeño o insignificante.

generador. A tal velocidad, la tensión inducida generada en el devanado del estator tiene una magnitud menor que la tensión del enlace de CC del inversor. Operar la máquina BLDC en frenado regenerativo bajo tales condiciones es imposible porque no habrá corriente que fluya hacia el enlace de CC [12].

Para que la energía fluya hacia el enlace de CC, el voltaje de salida del convertidor debe ser mayor que el voltaje de una batería conectada al enlace de CC. Se puede adoptar un concepto basado en el convertidor elevador (chopper) DC-DC para lograr la condición requerida. Se deben formar dos modos de operación para el chopper de refuerzo, el primer modo es almacenar energía en el inductor (devanados de fase) y el segundo modo es transferir energía al lado de la carga (enlace de CC). Los devanados de fase que tienen BEMF máximo y mínimo deben usarse como fuente para el chopper elevador. Un circuito equivalente, cuando los devanados de fase A y fase B tienen BEMF más alto y más bajo, para los modos de operación de chopper elevador se muestra en la Fig. 6 y Fig. 7.

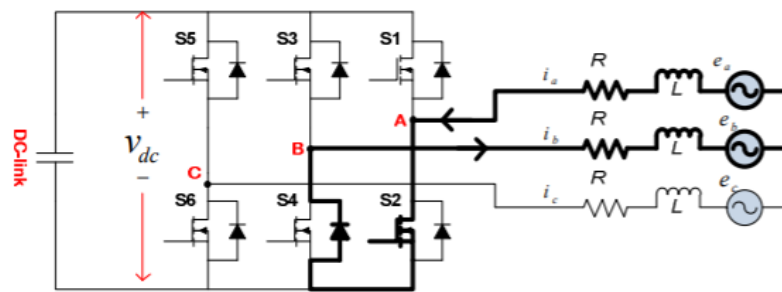


Fig. 6. El camino de corriente de una máquina BLDC con frenado regenerativo cuando $V_a > V_c > V_b$ y almacena energía en el devanado.

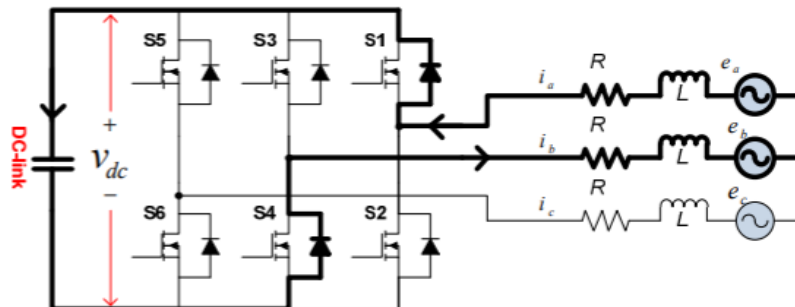


Fig. 7. El camino de la corriente en una máquina BLDC con frenado regenerativo cuando $V_a > V_c > V_b$ y transfiere energía al enlace de CC.

2.3. Implementación

2.3.1. Diseño del software

Para el proyecto presentado en este artículo, se hace uso del compilador C de CCS [8-9] para la placa de control F28335 [10-11] para proporcionar el firmware que ejecutará el microcontrolador. Este compilador presenta ciertas ventajas respecto a otros compiladores, ya que el lenguaje de programación es utilizado en otras asignaturas de la carrera y, además, las funciones utilizadas pueden ser verificadas con el software PSIM implementando un bloque DLL que permite simular parte de la lógica programada en C.



Fig. 8. Tarjeta de control que contiene el microcontrolador de alto rendimiento.

2.3.2. Obtención de parámetros del motor

Los controladores y sistemas de accionamiento modernos de alto rendimiento dependen de modelos de motor analíticos integrados en el sistema. Tanto las simulaciones como los controladores necesitan parámetros precisos para estimar con éxito el rendimiento del motor. Debido a esta dependencia, durante el último siglo se han presentado en la literatura varios métodos para la medición de parámetros de SM y se establecen estándares para la medición de los mismos. En las pruebas estáticas, los parámetros eléctricos, como la resistencia y la inductancia, se pueden obtener con un medidor LCR. En las mediciones de resistencia de bajo valor, las resistencias de contacto pueden limitar seriamente la precisión; sin embargo, sus efectos se pueden reducir considerablemente mediante el uso de una resistencia con cuatro terminales. En la Fig. 9 se muestra una configuración de este tipo, donde la resistencia de cuatro terminales es la que se representa entre las uniones internas J1 y J2 y se define como:

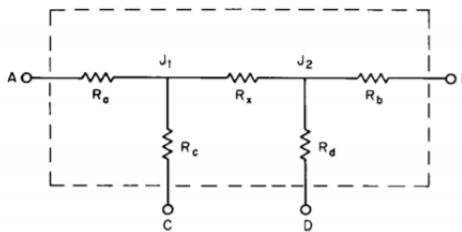


Fig. 9. Representación de cuatro terminales de una Resistencia.

Las demás variables que participan en el funcionamiento del motor, son obtenidas a partir de ensayos automáticos configurados en el software. Estos ensayos permiten que el motor actúe de tal forma que admita la medición de corriente de corto circuito, constante de la fuerza electromotriz, inercia y coeficiente de fricción del motor y las constantes de tiempo.

2.4. Simulaciones realizadas

Para verificar el correcto funcionamiento se realizaron simulaciones aisladas de la etapa de control y potencia, con los softwares PSIM y Matlab, faltando aún la implementación de la etapa de frenado regenerativo para completar las simulaciones de las etapas principales a desarrollar.

En cuanto a los resultados experimentales, aún no se realizaron ensayos sobre el prototipo, ya que el proyecto se encuentra en la etapa de diseño e implementación del software, faltando aún completar la etapa de diseño del hardware y el firmware mínimo para realizar las pruebas y ensayos experimentales.

3. Conclusiones

De acuerdo a los tiempos de dedicación para las diferentes tareas y actividades establecidos al inicio del proyecto, se ha logrado avanzar de forma satisfactoria con los conceptos teóricos asociados con la actividad realizada. También se pudo comprender e integrar los conceptos adquiridos en las diferentes asignaturas para solucionar los problemas planteados en un principio y los que surgieron durante el desarrollo de las actividades.

El control vectorial a partir de una transformada extendida se encuentra en desarrollo en el estado del arte, y las referencias bibliográficas son limitadas, por lo que surgieron problemas en la comprensión y verificación del modelado propuesto en las distintas bibliografías. A partir de esto, se comprobaron diferentes esquemas que representan la estructura del sistema que permite el diseño de los controladores. Por otra parte, en cuanto a la implementación del software y hardware los mismos se encuentran en desarrollo, estos darán como resultado el prototipo del proyecto que se espera que cumpla con los objetivos propuestos para esta actividad.

4. Referencias

- [1] Power Electronics Handbook – Devices, Circuits and Applications, 3rd Ed., Edited by Muhammad H. Rashid, 2011, chapter 34, pp. 916–960. [Online].
- [2] Kit de experimentación TMS320F28335 [Online]. Available: <https://www.ti.com/tool/TMDSDOCK28335#description>
- [3] Electric Machinery, Fitzgerald, A. E. (Arthur Eugene), 1909-Electric machinery / A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Jr., Stephen D. Umans. –6th ed. Apéndice C, pp. 657-659
- [4] Clarke and Parke Transforms – Implement Clarke and Parke transforms for motor control. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/solutions/power-electronics-control/clarke-and-park-transforms.html>
- [5] P. Kshirsagar and R. Krishnan, “High-Efficiency Current Excitation Strategy for Variable-Speed Nonsinusoidal Back-EMF PMSM Machines,” in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 6, pp. 1875-1889, Nov.-Dec. 2012, doi: 10.1109/TIA.2012.2225814.
- [6] M. Lazor and M. Štulrajter, “Modified field oriented control for smooth torque operation of a BLDC motor,” 2014 ELEKTRO, 2014, pp. 180-185, doi: 10.1109/ELEKTRO.2014.6847897.
- [7] Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives – R. Krhisnan, 2010, pp. 379-398
- [8] Entorno de Desarrollo integrado (IDE) de Code Composer Studio (CCS) para microcontroladores C2000 [Online]. Available: <https://www.ti.com/tool/CCSTUDIO-C2000>
- [9] «http://software-dl.ti.com/ccs/esd/documents/ccs_downloads.html,» [En línea].
- [10] Texas Instruments, «Digital Motor Control. Software Library: f2833x Drivers.» p. 21.
- [11] T. Instruments, «F2833x Flash Programming».
- [12] S. Riyadi and Y. B. Dwi Setianto, "Analysis and Design of BLDC Motor Control in Regenerative Braking," 2019 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEE), 2019, pp. 211-215, doi: 10.1109/ISEE2.2019.8920962