

Reducción de la eficiencia de un PMSM con control seis-pulsos con respecto al vectorial: Estudio teórico y validación experimental

Agustín Bucciarelli^{a,*}, Juan Diego Duarte^b, Cristian De Angelo^c, Juan Manuel Rey^b, Óscar Quiroga^b

^aLaboratorio de I+D en Electromovilidad, Eficiencia Energética y Energías Renovables, Universidad Nacional de Rafaela, Bv. Roca 989, Rafaela, Argentina.

^bGrupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica, Universidad Industrial de Santander, Cra. 27 #9, Bucaramanga, Colombia.

^cGrupo de Electrónica Aplicada - ITEMA, Universidad Nacional de Río Cuarto - CONICET, Ruta Nac. 36 - Km. 601, Río Cuarto, Argentina

To cite this article: Bucciarelli, A., Duarte, JD., De Angelo, C, Quiroga, O, Rey, JM. 2024. Derating efficiency in a six-pulse controlled PMSM compared to vector control: Theoretical study and experimental validation. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 21, 171-179. <https://doi.org/10.4995/riai.2024.19851>

Resumen

La selección de la estrategia de control para un motor síncrono de imanes permanentes o PMSM (del inglés Permanent Magnet Synchronous Motor) depende de sus aspectos constructivos, de su aplicación específica y del costo de implementación de dicha estrategia. Por ello, resulta de interés el estudio de diferentes alternativas de control considerando su impacto sobre variables críticas tales como la potencia máxima desarrollada y el rendimiento del motor. En este artículo se presenta el análisis teórico y la validación experimental de un modelo para la estimación del desempeño de un PMSM al ser controlado con dos estrategias diferentes, específicamente, control vectorial por campo orientado y control seis-pulsos. Se presentan las ecuaciones que modelan las pérdidas de potencia del motor y se estiman para un conjunto de puntos de operación, los cuales son contrastados con los resultados obtenidos de los ensayos experimentales en los que se evalúan los mapas de eficiencia de la máquina para las dos estrategias de control estudiadas. Los resultados del modelo muestran una adecuada correlación cuando es ajustado con datos del ensayo. Por último se propone una aproximación simplificada para estimar la reducción de la eficiencia en el punto nominal de operación.

Palabras clave: PMSM, Modelado, Control, Eficiencia, Seis-Pulsos, Campo Orientado

Derating efficiency in a six-pulse controlled PMSM compared to vector control: Theoretical study and experimental validation

Abstract

Selection of the control strategy for a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) depends on its constructional aspects, specific application, and the cost of implementing such a strategy. Therefore, studying different control alternatives considering their impact on critical variables such as maximum power output and motor efficiency is of great interest. This article presents the theoretical analysis and experimental validation of a model for estimating the performance of a PMSM when controlled using two different strategies: Field-Oriented Control and Six-Pulse Control. First, the equations that model the motor losses are studied and estimated for a set of operating points, which are then compared with the experimental data obtained from real tests, evaluating the efficiency maps of the machine for the two control strategies under investigation. The model results show a good correlation when fitted with test data. Finally, a simplified approach is proposed to estimate the derating efficiency at the nominal operating point.

Keywords: PMSM, Modelling, Control, Efficiency, Six-Step

*Autor para correspondencia: agustin.bucciarelli@unraf.edu.ar

1. Introducción

El avance de la electromovilidad en los últimos años trajo consigo un creciente interés por los motores síncronos de imanes permanentes (PMSM), por lo que se hace necesario contar con modelos precisos para estas máquinas a la hora de evaluar el desempeño de un determinado accionamiento. Estos modelos también resultan útiles para desarrollar o aplicar estrategias de control que se adapten a los requerimientos de las aplicaciones específicas.

En un trabajo previo, publicado por (Bucciarelli et al., 2022), se presentaron los modelos más utilizados para los PMSM y además, se realizó la parametrización y la evaluación experimental de un Modelo de Circuito Eléctrico Equivalente (EEC), con el que se obtuvo un error máximo del 2% de los resultados obtenidos de la simulación con respecto a las mediciones experimentales. Sin embargo, se debe destacar que una de las hipótesis del modelo es que el flujo en el entrehierro y las corrientes que circulan por las bobinas tienen forma sinusoidal o con baja distorsión armónica. A partir de allí surge la pregunta que se pretende resolver en este estudio: ¿Es posible predecir el desempeño energético de un PMSM controlado con la estrategia de seis-pulsos a partir de un modelo de motor con control vectorial de campo orientado (FOC)? La hipótesis de partida tiene una importancia considerable si se tiene en cuenta que la mayoría de los PMSM que se encuentran en el mercado para aplicaciones de movilidad eléctrica de baja potencia (monopatines, bicicletas eléctricas y vehículos livianos), emplean el control de seis-pulsos.

En general, la elección adecuada de la estrategia de control según la aplicación específica provoca una mejora en el desempeño de los PMSM (González et al., 2020), mejora en la respuesta dinámica de los motores de inducción (García López et al., 2019) y aumento en la vida útil del inversor (Beltrán et al., 2019). Con respecto a la eficiencia, en la literatura se pueden encontrar varios trabajos donde se aborda esta temática. En (Lee et al., 2009), se realiza una descripción del funcionamiento de las estrategias de control estudiadas en este artículo, realizando una comparación cualitativa mediante resultados de simulación. Un análisis más profundo se lleva a cabo en (Noguchi et al., 2015), en el que se comparan varias formas de excitación de las bobinas del motor de manera experimental, concluyendo que la sinusoidal es la más eficiente, con menor rizado de torque y menor ruido acústico. En (Bertoluzzo et al., 2015), se demuestra teórica y experimentalmente la mejora en la eficiencia y la reducción del rizado en el torque de un motor con flujo trapezoidal al ser controlado con seis-pulsos con respecto a FOC. Finalmente, en (De Viaene et al., 2018), se estudia un motor con fuerza electromotriz (*fem*) sinusoidal distorsionada, demostrando la conveniencia del control FOC frente al de seis-pulsos.

Particularmente este trabajo presenta una metodología para estimar el incremento de pérdidas al controlar un PMSM con estrategia de seis-pulsos con respecto a FOC, con el fin de llenar un hueco en el estudio de la eficiencia de este tipo de máquinas. El artículo está organizado de la siguiente manera: En la Sección II se analiza teóricamente el origen y la naturaleza de las pérdidas del motor. En la Sección III se describen los modelos de simulación utilizados y el ensayo experimental llevado a

cabo para comparar las estimaciones con las mediciones obtenidas. En la Sección IV se analizan los resultados y se propone la metodología para representar el incremento de pérdidas. Finalmente, en la Sección V, se derivan las conclusiones.

2. Pérdidas en un PMSM

2.1. Introducción teórica

Las pérdidas de potencia (P_{loss}) de los PMSM se pueden expresar como:

$$P_{loss} = P_{Cu} + P_{Fe} + P_m, \quad (1)$$

donde P_{Cu} corresponde a las pérdidas de origen eléctrico debido al efecto Joule de la corriente que circula por los conductores, P_{Fe} a las pérdidas de origen magnético debido a la interacción de los flujos magnéticos producidos con los materiales del núcleo de hierro y P_m a las pérdidas de origen mecánico debido al roce en sus rodamientos y del rotor con el aire circundante. Al expresar la potencia de la carga como P_l , es posible definir la potencia a la entrada como:

$$P_{in} = P_l + P_{loss}. \quad (2)$$

El origen y porcentaje de P_{Cu} , P_{Fe} y P_m depende mayormente de aspectos constructivos y de diseño, pero también en parte del modo de control. Tomando en cuenta algunos trabajos estudiados en la revisión de (Roshandel et al., 2021), se resumió en la Tabla 1 la distribución de las pérdidas totales (con valor de 100%) para distintos PMSM en operación nominal. Puede verse que las P_{Fe} predominan en el total de pérdidas del motor y que varían en un amplio rango su participación porcentual.

A continuación, se presenta el procedimiento para estimar el incremento de las pérdidas producido por una onda cuadrada con respecto a una sinusoidal. Teniendo en cuenta que las P_m dependen exclusivamente de la velocidad, se fija este parámetro en un valor constante para realizar la comparación a igual potencia y torque a la salida; así, la variación de las pérdidas dependerá sólo de P_{Cu} y P_{Fe} .

2.2. Cálculo del torque a la salida

Resulta entonces interesante analizar la relación entre los valores *rms* de las corrientes con control seis-pulsos ($I_{sq_{rms}}$) y con control FOC ($I_{sin_{rms}}$) que producen el mismo torque promedio ya que esto servirá para posteriores estimaciones. Para los motores de baja potencia, de interés de este trabajo, la disposición constructiva de sus imanes permanentes suele ser superficial. Esto tiene un efecto en la magnitud de la inductancia a lo largo del rotor, siendo su variación aproximadamente nula; en otras palabras, las inductancias en el eje directo y en el eje en cuadratura, en un sistema referencial dq , son aproximadamente iguales. Esto simplifica el cálculo del torque a la salida ya que se puede desprestigiar el aporte del torque de reluctancia, siendo el torque electromagnético el de mayor influencia. Su expresión se presenta a continuación:

$$\tau = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega}, \quad (3)$$

donde $i_{a,b,c}$ son las corrientes de fase y $e_{a,b,c}$ las *fem* inducidas por fase, todas instantáneas.

Tabla 1: Distribución de las pérdidas en operación nominal (%)

N°	Datos de placa	P_m	P_{Cu}	P_{Fe}	Ejemplo
1	120 kW - 36 krpm	24	36	40	(Huynh et al., 2008)
2	100 W - 450 rpm	14	30	56	(Enache et al., 2018)
3	350 kW - 3.6 krpm	—	40	60	(Wu et al., 2014)
4	3.8 kW - 12 krpm	—	36	64	(Zhang et al., 2020)
5	42 kW - 2.5 krpm	—	20	80	(Ruf et al., 2015)
6	52 kW - 4.5 krpm	—	15	85	(Acquaviva et al., 2019)
7	4.25 kW - 575 rpm	—	52	48	(Balamurali et al., 2021)

Es posible expresar el valor promedio del torque en términos de los valores *rms* de las componentes en frecuencia de la *fem* y la corriente de la siguiente manera:

$$\tau_{avg} = \frac{3}{\omega} \sum_{h=1}^N E_{h,rms} I_{h,rms} \cos \theta_h, \quad (4)$$

siendo h el orden de la componente en frecuencia y θ_h el ángulo entre los fasores de *fem* (E_h) y corriente (I_h). Cabe aclarar que la interacción de las componentes armónicas de corriente y *fem* produce torque útil únicamente cuando ambas se encuentran a la misma frecuencia, (Krishnan, 2017). Esto tiene una implicancia importante en los motores con *fem* sinusoidal, ya que sólo la componente fundamental de la corriente aporta al torque promedio. Simplificando la ecuación (4) se obtiene:

$$\tau_{avg} = \frac{3}{\omega} E_{rms} I_{1,rms} \cos \theta_1. \quad (5)$$

De esta manera es posible calcular el torque promedio de la máquina cuando se alimenta con cualquier forma de onda de corriente siempre y cuando se conozca su componente fundamental, la cual se obtiene empleando la transformada de Fourier. Para el caso de una onda cuadrada ideal 120° con valor máximo I_{sqmax} , los coeficientes *rms* de la serie de Fourier se calculan con la siguiente expresión general:

$$I_{h,rms} = \frac{j2\sqrt{2}}{h\pi} \left[\sin\left(\frac{h\pi}{3}\right) \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) \cos(h\pi) \right] I_{sqmax}. \quad (6)$$

Cuando $h = 1$, se obtiene la magnitud de $I_{1,rms}$ en términos del valor pico de la señal cuadrada I_{sqmax} :

$$|I_{1,rms}| = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{sqmax}. \quad (7)$$

La relación entre el valor pico y el *rms* de la señal cuadrada 120° viene dada por la siguiente expresión:

$$I_{sqmax} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sqrms}. \quad (8)$$

Reemplazando (8) en (7), se obtiene la relación entre el valor eficaz de la corriente cuadrada y su única componente que produce torque medio.

$$|I_{1,rms}| = \frac{3}{\pi} I_{sqrms}. \quad (9)$$

De manera equivalente,

$$I_{sqrms} = \frac{\pi}{3} |I_{1,rms}| \approx 1.05 I_{sinrms}. \quad (10)$$

En la Figura 1 se representa lo expuesto anteriormente. Se aprecia la relación de magnitud entre la corriente cuadrada de control seis-pulsos y su componente fundamental, o lo que es igual, una corriente sinusoidal de control FOC que produce el mismo torque promedio.

Es importante aclarar que la forma de onda cuadrada mostrada en la Figura 1 es una simplificación teórica. En la realidad, las inductancias filtran la corriente, por lo que su forma de onda tendrá una pendiente de crecimiento/decrecimiento. Sin embargo, en general para los PMSM de baja potencia las inductancias son muy bajas, por lo que el efecto de filtrado a la frecuencia de la velocidad angular eléctrica no es apreciable.

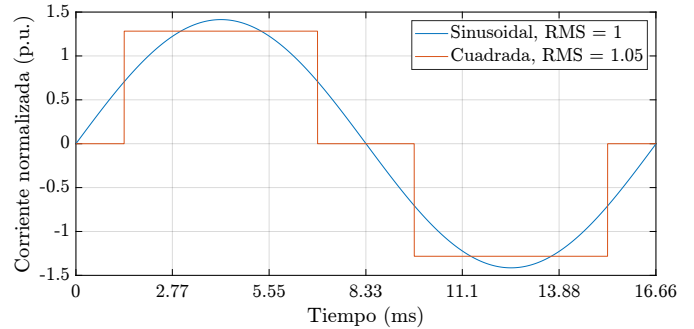


Figura 1: Ondas de corriente la fase *a*, sinusoidal y cuadrada, con igual magnitud de componente fundamental

Además, es posible realizar una estimación del torque total instantáneo aplicando (3). El resultado puede verse en la Figura 2, de la cual se pueden extraer los valores máximos y mínimos para ingresarlos en (11) con el fin de calcular el rizado

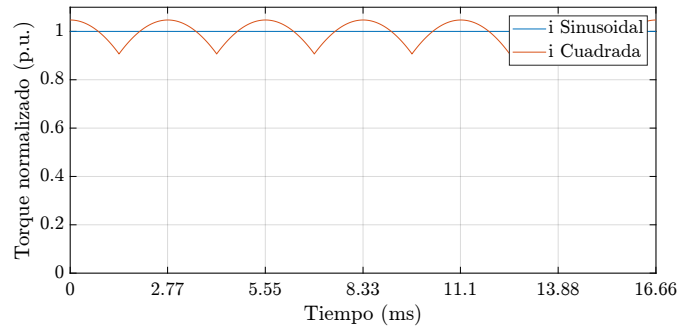


Figura 2: Torque normalizado de un PMSM con corrientes sinusoidal y cuadrada.

$$\tau_{ripple} = \frac{\tau_{max} - \tau_{min}}{\tau_{avg}} * 100 \% \quad (11)$$

Para el caso en estudio, con valor máximo de 1.05 y mínimo de 0.91, el rizado del torque resulta de 14 %.

2.3. Cálculo de las pérdidas en el cobre

Teniendo en cuenta la distorsión de la onda de corriente cuadrada, es necesario estudiar el impacto del efecto pelicular (o efecto piel) en las pérdidas por efecto Joule. Según (Mohan et al., 2009), las consecuencias del efecto superficial se pueden despreciar cuando $d \leq 2\delta$. Siendo d el diámetro del conductor y δ la profundidad superficial, la cual se calcula con la siguiente expresión:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (12)$$

donde δ es la distancia en metros desde la superficie hacia el centro del conductor que determina el área equivalente por donde fluye la corriente, ρ es la resistividad, μ la permeabilidad magnética del material y f la frecuencia de la señal. Para un conductor de cobre de 2 mm de diámetro, la frecuencia de la señal debe superar los 4000 Hz para que el efecto piel comience a disminuir el área útil para el flujo de corriente. Considerando que la frecuencia fundamental en este motor puede ser de hasta 200 Hz y que los principales armónicos de la forma de onda cuadrada son el quinto y el séptimo las frecuencias de interés se encuentran por debajo de este límite, por lo que este efecto puede despreciarse. De esta manera:

$$P_{Cu} = \Sigma I_{h_{rms}}^2 R_s, \quad (13)$$

donde R_s es la resistencia equivalente del estator, $I_{h_{rms}}$ es el valor rms de la componente h de la corriente y P_{Cu} son las pérdidas de potencia en los conductores debidas a efecto Joule. O lo que es lo mismo,

$$P_{Cu} = I_{sq_{rms}}^2 R_s. \quad (14)$$

Así, la relación de pérdidas en el cobre del motor cuando se alimenta con I_{sq} con respecto a I_{sin} es:

$$\frac{P_{Cu_{sq}}}{P_{Cu_{sin}}} = \frac{I_{sq_{rms}}^2}{I_{sin_{rms}}^2} = \frac{\pi^2}{9} \approx 1.1 \quad (15)$$

De esta manera, con corriente cuadrada, las pérdidas teóricas en el cobre son 10 % superiores que con corriente sinusoidal.

La forma de onda de la corriente no sólo afecta a los bobinados del motor y al comportamiento del torque sino también al flujo magnético en el núcleo. A continuación se presenta una aproximación a las pérdidas en el hierro del motor para los casos de alimentación presentados anteriormente.

2.4. Cálculo de las pérdidas en el hierro

Las pérdidas en el hierro son las más difíciles de determinar y eso se ve reflejado en la cantidad de trabajos recientes que aún se siguen publicando. Su dificultad radica en su origen magnético, cuyas variables son difíciles de medir y dependen fundamentalmente de las características del material y de

la forma del núcleo, que en la mayoría de los casos, es desconocida. La fórmula de Steinmetz's es la de uso más extendido y se presenta a continuación:

$$P_{Fe} = k_h f B^2 + k_e f^2 B^2 + k_a f^{1.5} B^{1.5}, \quad (16)$$

donde B representa el flujo magnético, f la frecuencia, k_h el coeficiente de pérdidas por histéresis, k_e el coeficiente de pérdidas por corrientes parásitas y k_a el coeficiente por pérdidas adicionales. Los coeficientes pueden determinarse experimentalmente como se muestra en (Kim et al., 2019) a través de una prueba de anillo (test ring). Sin embargo, dependiendo de los efectos que se quieran considerar y la precisión deseada, se deberán tomar ajustes paramétricos como se analiza en (Zhu et al., 2019). Para empezar, los coeficientes varían en función de la frecuencia, el flujo magnético y la temperatura ($k_x = g(f, B, T)$). Además se deben agregar términos si se desea considerar la influencia del flujo rotacional y las pérdidas por armónicos. Finalmente, teniendo datos constructivos, se puede obtener el valor de B con un procedimiento teórico o por medio de análisis por elementos finitos (FEA, por sus siglas en inglés).

Es posible representar las pérdidas en el hierro a través del EEC como se presentó en (Fernandez-Bernal et al., 2001), con un resistor en paralelo (R_i) cuya resistencia es función lineal de la frecuencia, obteniendo las $P_{Fe} = g(f)$:

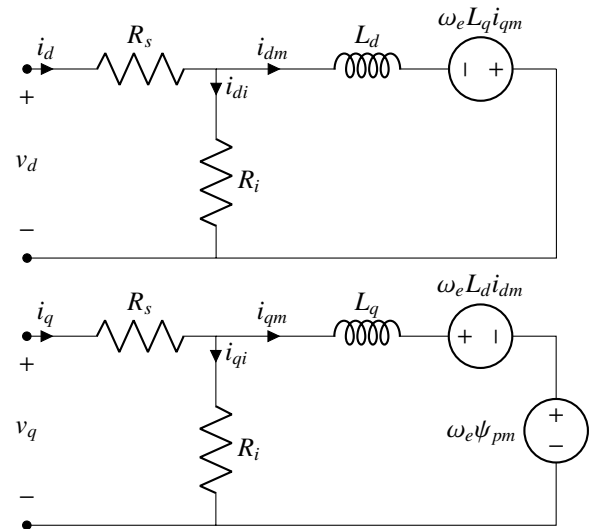


Figura 3: Circuito equivalente en variables dq

Recientemente, (Ba et al., 2022) propusieron que los efectos de la corriente pueden modelarse con un resistor en serie, de manera que $P_{Fe} = g(f, I)$. Además, es posible agregar la influencia de armónicos (ya sea de corriente o de tensión introducida por el inversor) añadiendo elementos al sistema. En (Balamurali et al., 2021) y (Zhang et al., 2020) se propone el uso de circuitos paralelos en el marco dq con una nueva R_{ih} y, en (Fasil et al., 2016), se añaden fuentes dependientes de $(\omega_e L_h i)$ que contribuyen a un aumento de la potencia de pérdidas debido a las componentes armónicas. La desventaja de estos métodos es que requieren el conocimiento previo de las pérdidas para cada punto de operación, ya sea obtenido por FEA o mediante resultados experimentales. En otro ejemplo presentado por (Kshirsagar, 2015), para una máquina con flujo sinusoidal con

baja distorsión armónica (como es el caso de este análisis), se observa que el incremento de pérdidas del hierro depende del cuadrado de la frecuencia y su valor oscila entre 5-70 % más con corriente cuadrada que con sinusoidal. Teniendo en cuenta lo mencionado anteriormente, queda expuesto que no es posible estimar de manera simple y con precisión el incremento de pérdidas ante distintas formas de onda de corriente.

3. Ensayo experimental

Para comparar el desempeño del motor bajo análisis con ambas estrategias de control, se realizó un ensayo experimental con el objetivo de obtener los mapas de eficiencia y desarrollar un modelo de simulación. Los datos del motor se presentan en la Tabla 2. La subsección 3.1 presenta la metodología aplicada para ensayar el motor, mientras que la subsección 3.2 los pasos para lograr la parametrización. Finalmente la subsección 3.3, explica el modelo de simulación utilizado para realizar la estimación y ajuste de pérdidas del motor con ambas estrategias de control.

Ítem	Características
Tensión	48 (V)
Potencia nominal	1000 (W)
Velocidad nominal	3000 (rpm)
Torque nominal	3.5 (Nm)
Pares de polos	4
Fem	Sinusoidal - THD 8 %

3.1. Ejecución del Ensayo

La eficiencia de cada punto de operación se obtuvo midiendo la potencia mecánica de salida (el torque con un torquímetro y la velocidad del rotor con un encoder) y la potencia eléctrica de entrada (con tensiones y corrientes instantáneas obtenidas mediante un analizador de potencia). La configuración implementada se puede apreciar en la Figura 4.



Figura 4: Banco de pruebas para mapeo de eficiencia PMSM

Para obtener la eficiencia del motor en cada punto de operación se aplicó la siguiente ecuación:

$$\eta_{pmsm} = \frac{P_{load}}{P_{in}} = \frac{\tau\omega}{v_{abc}i_{abc}} \quad (17)$$

donde η_{pmsm} es la eficiencia, P_{in} es la potencia eléctrica a la entrada del motor y P_{load} la potencia mecánica a la salida. Además, τ es el torque de carga, ω la velocidad del rotor y v_{abc} e i_{abc} las tensiones y corrientes instantáneas de cada fase.

La primera prueba se realizó con un control FOC para lo cual se utilizó una tarjeta de desarrollo "Texas Instruments DRV8301-69M-KIT" que consiste en un inversor de 3 fases integrado por un módulo de potencia y una placa controladora. Esta tarjeta, además de permitir un control sin necesidad de contar con un sensor de posición, posee una función de auto-sintonizado, que ajusta de manera óptima el controlador FOC teniendo en cuenta los parámetros de la máquina. Para este test se ensayaron 24 puntos de operación variando tanto la velocidad del rotor como I_q , mientras I_d se mantuvo constante en valor nulo. Debido a las limitaciones del motor impulsor, el ensayo fue ejecutado hasta las 2500 rpm mientras que el inversor admite una corriente de hasta $I_q = 35A$.

En la segunda prueba se alimentó el motor con una estrategia de inyección de corriente cuadrada sincronizada con la posición del rotor a través de 3 sensores de efecto hall. Para esta prueba se registraron 30 puntos de operación, variando la velocidad del rotor y la referencia de corriente a través del acelerador del controlador. Para este caso las limitaciones no estaban dadas por la corriente sino por la capacidad de la fuente de alimentación, la potencia máxima se limitó a 1kW. Esto permitió explorar algunos puntos más con respecto al control anterior.

3.2. Parametrización

Con toda la información recopilada del ensayo FOC, el siguiente paso fue calcular los parámetros. R_s se midió con un miliohmímetro de cuatro hilos tomando la mitad del valor de la resistencia de línea a línea. Para tener una primera aproximación, L_d y L_q se obtuvieron con un medidor de inductancia alineando el rotor a los ejes d y q , respectivamente. El cálculo del flujo magnético se llevó a cabo empleando la siguiente expresión para varios puntos de velocidad:

$$\psi_{pm} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{V_{Lrms}}{\omega_n p} [\text{Wb}] \text{ o } [\text{Vs/rad}] \quad (18)$$

siendo V_{Lrms} la tensión de línea medida. Este valor también fue comprobado para distintos niveles de carga y velocidades mediante:

$$\psi_{pm} = \frac{2}{3} \frac{T_l}{p I_{qm}} [\text{Wb}] \quad (19)$$

obteniendo valores similares, lo que significa que no se presentó saturación, por lo que se puede considerar el flujo magnético constante.

Los valores de P_{Fe} y P_m se calcularon reorganizando (2) de la siguiente manera,

$$P_{Fe} + P_m = P_{in} - P_l - P_{Cu} \quad (20)$$

Donde P_{in} y P_l se obtuvieron como se explica en la Ecuación 17 y P_{Cu} a partir de los valores de corriente medida y la resistencia R_s de acuerdo a:

$$P_{Cu} = \sum R_s i_{abc} \quad (21)$$

Finalmente, los parámetros D , T_c y R_i , se obtuvieron ajustando las pérdidas con (22). Aquí, R_i se expresa como una función lineal de la velocidad, siendo R_a el término independiente y R_b el término dependiente de la velocidad mecánica.

$$P_m + P_{Fe} = D \omega_n^2 + T_c \omega_n + \frac{V_{L_{rms}}^2}{R_a + R_b \omega_n} \quad (22)$$

Se debe tener en cuenta que, en el ajuste de las pérdidas, los parámetros de P_{Fe} y P_m se obtienen del mismo ensayo, lo que introduce un error en la proporción obtenida respecto a la real. Para sortear esta simplificación se deberían retirar los imanes permanentes del motor y obtener primero las P_m . Sin embargo, esto no resulta práctico por lo que se adopta el método descripto. Finalmente, una vez obtenidos los parámetros, es posible calcular de manera aislada cada pérdida según su origen y punto de funcionamiento.

Cable aclarar también que el efecto del cambio de temperatura sobre los parámetros del motor no se tuvo en cuenta en este trabajo. Sin embargo, los ensayos se realizaron luego de que el motor estuvo trabajando en régimen un tiempo suficiente para alcanzar la temperatura nominal. Además, se realizaron algunas mediciones en diferentes puntos y se comprobó que no existía una diferencia apreciable en los cambios paramétricos debido a la temperatura.

3.3. Modelado

Para comparar los puntos de operación experimentales con los resultados de la simulación, se desarrollaron dos modelos en el software PLECS, cada uno con su control respectivo. En la Figura 5 se presenta el modelo con control FOC y, en la Figura 6, el modelo con control de seis-pulsos. Cada uno consta de una fuente de tensión, un inversor, un PMSM y un sistema de control a lazo cerrado que modifica el disparo de las llaves del inversor.

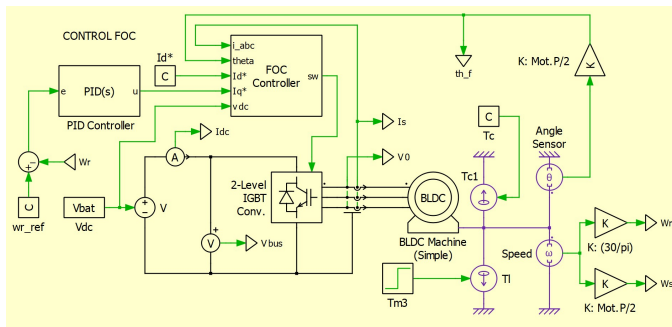


Figura 5: Vista del modelo con control FOC en PLECS

Específicamente para el modelo del motor, que es el objeto de estudio en este trabajo, se utilizó el bloque “BLDC Machine”, disponible en el software. Este a su vez se modificó a conveniencia para incorporar la resistencia equivalente de pérdidas en el hierro (R_i) no disponible por defecto en el modelo de la máquina. Una vista del modelo implementado se presenta en la Figura 7, donde puede verse el agregado de la resistencia R_3 que representa la R_i . Puede verse que la R_i varía en función de $R_a + R_b \omega_n$ y está en paralelo a las inductancias y las fuentes que representan la fem , quedando así un circuito análogo al presentado en la Figura 3. De esta manera, el modelo obtenido

de PMSM permite integrar todos los parámetros obtenidos en la Sección 3.2.

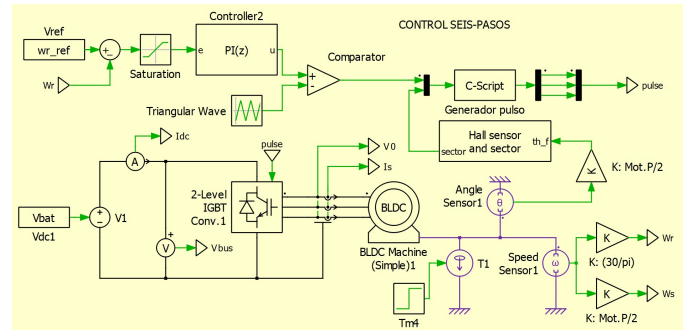


Figura 6: Vista del modelo con control seis-pulsos en PLECS

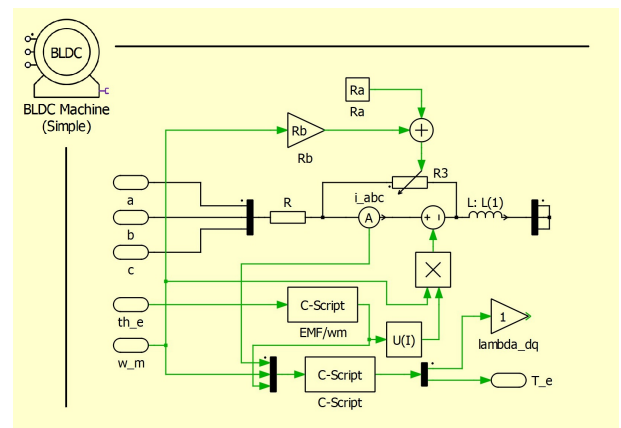


Figura 7: Vista en detalle de la R_i incorporada en el modelo de PMSM en PLECS

4. Resultados y Discusión

Los datos obtenidos en la sección anterior fueron procesados y luego graficados con un algoritmo de interpolación lineal. La Figura 8 muestra el mapa de eficiencia obtenido por la prueba experimental con control FOC mientras que la Figura 9 muestra el mapa de eficiencia experimental con control seis-pulsos. Los círculos azules muestran los puntos de datos utilizados para construir el mapa, que corresponden con los puntos medidos. Se puede apreciar que con el inversor de corriente cuadrada se logró extender la región de prueba debido a que tiene mayor capacidad de inyección de corriente.

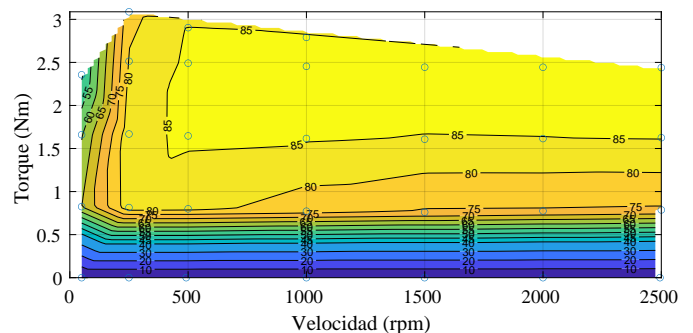


Figura 8: Mapa de eficiencia experimental con FOC

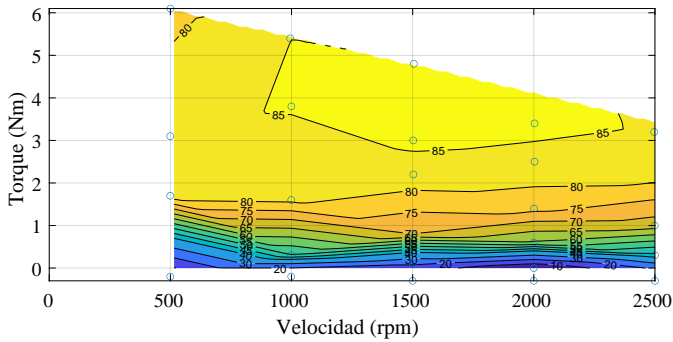


Figura 9: Mapa de eficiencia experimental con control seis-pulsos

Además, es posible graficar la diferencia de potencia entre ambos controles para apreciar el incremento de pérdidas, como se muestra en la Figura 10. De esta gráfica se extrae que, a igual velocidad, las pérdidas con respecto al torque no varían de manera regular mientras que, a par constante, existe una clara relación proporcional entre la velocidad y las pérdidas. Cabe mencionar que con valores de torque por debajo de 1 Nm, las diferencias no son representativas por la falta de datos experimentales en esa zona con el control FOC.

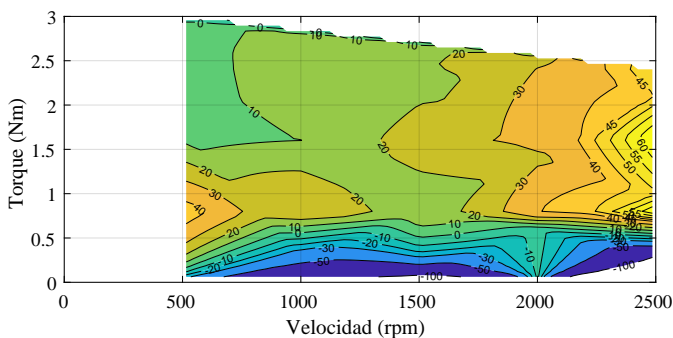


Figura 10: Diferencia de potencia del control seis-pulsos respecto del FOC

Es interesante también aislar las pérdidas magnéticas del núcleo del hierro, despejando el término P_{Fe} de la ecuación 20 y expresando su valor en función de la velocidad. El resultado se muestra en la Figura 11 y puede observarse un incremento de las pérdidas al comparar ambos controles. A alta velocidad (mayor a 1500 rpm), la relación de pérdidas es de uno a dos, mientras que para baja velocidad (menor a 1500 rpm) la rela-

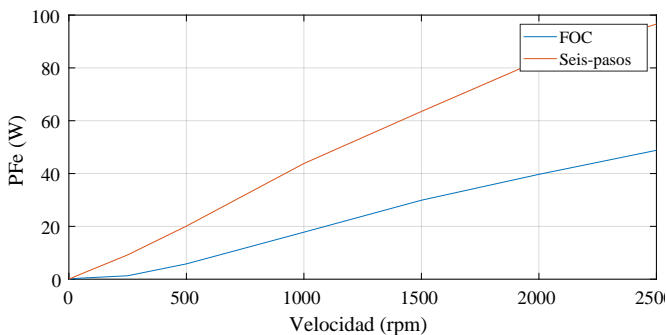


Figura 11: Pérdidas del núcleo de hierro para control FOC y seis-pulsos

Para comparar el desempeño de los modelos desarrollados se utilizaron, en primer lugar, los parámetros obtenidos del motor con el control FOC según se explica en la sección 3.2. Estos datos se resumen en la Tabla 3.

Tabla 3: Parámetros obtenidos del PMSM

ψ_{pm}	0.014 (Wb)
R_s	11 (mΩ)
$R_i = R_a + R_b \omega_n$	$1 + 0.02 \omega_n$ (Ω)
L_q	22 (μH)
L_d	27 (μH)
D	$2e-4$ (Nm.s/rad)
T_c	0.02 (Nm)

Los resultados de simulación en PLECS muestran un ajuste adecuado para el control FOC siendo el error relativo menor al 2 % para velocidades mayores a 500 rpm y menor al 3 % para velocidades menores, como se presenta en la Figura 12. La distribución de pérdidas para el punto nominal resulta en un 21 % para las P_m , 27 % para las P_{Cu} y un 52 % para las P_{Fe} , quedando en concordancia con los valores relevados y expuestos en la

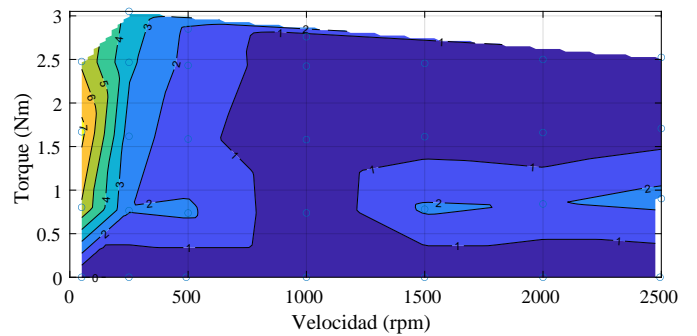


Figura 12: Mapa de error relativo de eficiencia con FOC (%)

Al simular con los mismos parámetros del motor pero ahora con control seis-pulsos, se obtuvo apenas una ligera reducción de la eficiencia en todos sus puntos, producto de la influencia del incremento de las P_{Cu} . Esto demuestra que para tener un modelo fiel, se deben reajustar los parámetros de las P_{Fe} . Aplicando la misma metodología se obtuvo ahora una $R_i = 1.3 + 0.0085\omega_r$, y simulando nuevamente, un modelo con una precisión similar a la del control FOC. En la Figura 13 se observa el error relativo del modelo con control seis-pulsos respecto a los experimentales.

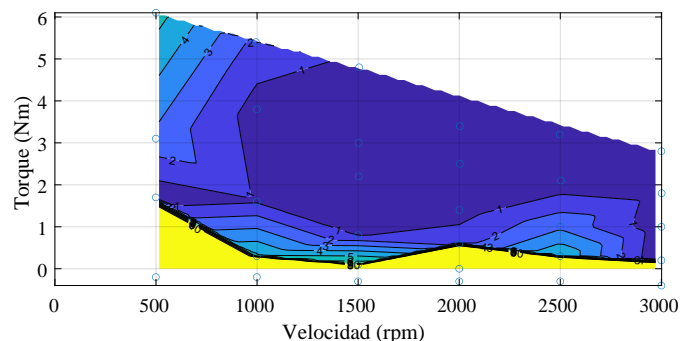


Figura 13: Mapa de error relativo de eficiencia con control seis-pulsos

En resumen se destaca que el área de error menor al 2 % cubre la mayoría de los puntos de operación. Este error se incrementa a baja velocidad, lo cual es esperable debido a que la potencia de salida tiene magnitud similar a las pérdidas, lo que introduce un error considerable.

Es interesante analizar también la relación de corrientes presentada en la ecuación 9 con los valores medidos del ensayo experimental y teóricos para comparar la estimación de las P_{Cu} . Los resultados indican que la relación para altas corrientes se aproxima a la teórica de 1.05, con un valor alrededor de 1.09. Esto puede observarse en la Figura 14 donde la corriente conserva su semejanza frente a la teórica cuadrada, producto de la baja inductancia de los devanados del motor y siendo sólo distorsionada por armónicos de orden superior. Sin embargo, los valores obtenidos por simulación se aproximan a los experimentales manteniendo el efecto de degradación de la forma de onda de la corriente alcanzando valores de hasta 1.6. En la Figura 14 se presenta un caso donde la relación es de 1.34. Se depende de este análisis que, dependiendo del punto de operación, el error introducido en la estimación teórica de la P_{Cu} será variable. Sin embargo, si la estimación se hace mediante simulación, los valores obtenidos se aproximan mejor al experimental, manteniendo el efecto de degradación de forma de onda.

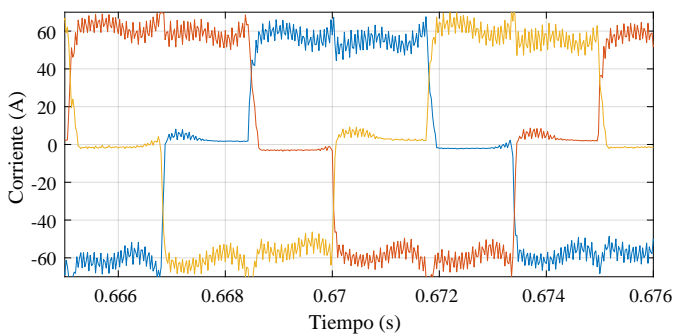


Figura 14: Corrientes a 4.8 Nm - 1500 rpm obtenidas del ensayo experimental

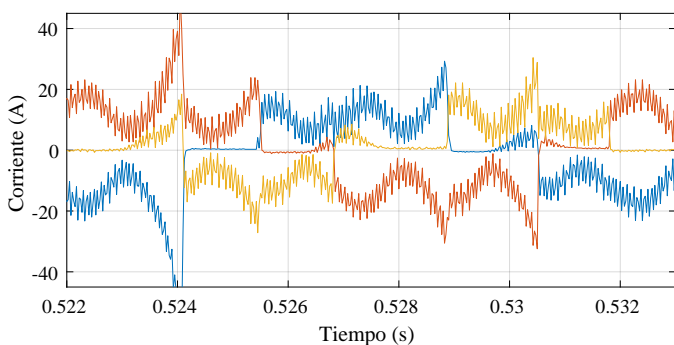


Figura 15: Corrientes a 0.8 Nm - 1500 rpm obtenidas del ensayo experimental

Para concluir, si se estudia específicamente el punto de operación nominal, se tiene una eficiencia de 90 % para el control FOC mientras que un 86 % para el control seis-pulsos. Esta reducción se da por el incremento de las P_{Cu} en un 20 % y las P_{Fe} en un 100 %. Esta aproximación se verificó también con otro PMSM de 30Nm - 300rpm, dando una disminución del error de estimación de la eficiencia. Si bien se deberían realizar más

ensayos sobre diferentes motores para comprobar la generalidad de esta afirmación, puede ser útil para tener una estimación rápida de la degradación de la eficiencia para motores de baja potencia. Sobre esto se pretende continuar trabajando a futuro para derivar teóricamente estas relaciones.

Respecto al rizado de torque, los valores difieren significativamente respecto al teórico. Eso se debe a que no han sido considerado otros armónicos que aparecen durante la conmutación. Sin embargo, los valores obtenidos de la simulación se ajustan al comportamiento observado en los datos experimentales. Específicamente, en el punto de operación de 4.8 Nm - 1500 rpm, el rizado de torque medido fue de 55 % y el simulado de 80 %, mientras que para el punto de 0.8 Nm - 1500 rpm, el rizado medido fue de 266 % y el simulado de 271 %.

5. Conclusiones

Este trabajo presenta un estudio teórico y experimental sobre el modelado de las pérdidas en un PMSM. Particularmente se analizó la reducción de la eficiencia de un motor con control FOC y corrientes sinusoidales, contra un control seis-pulsos y corrientes cuadradas. Si bien el trabajo estudia un motor de 1kW, la metodología presentada es válida para otras potencias y/o formas de onda de corriente que se quieran comparar. Primero, se analizaron las ecuaciones que gobiernan las pérdidas para entender la naturaleza de las mismas y luego se compararon resultados experimentales con los modelos de simulación propuestos. El error obtenido para los modelos implementados en PLECS es menor al 2 % para la mayoría de los puntos de operación. Además, se derivó una aproximación rápida del incremento de las pérdidas totales en el punto de operación nominal, siendo del 20 % para las P_{Cu} y 100 % para las P_{Fe} . A pesar de que las pérdidas en el núcleo de hierro de la máquina son más complejas de estimar de manera teórica, se logró obtener una aproximación válida en el punto de operación nominal del motor que puede servir a los usuarios o diseñadores, a decidir la estrategia de control a conveniencia en función de las pérdidas.

Agradecimientos

El presente artículo fue desarrollado con apoyo del proyecto de investigación código VIE-UIS 2524 denominado "Desarrollo de un sistema de asistencia eléctrica para bicicletas con pedaleo asistido", financiado por la Universidad Industrial de Santander.

Referencias

- Acquaviva, A., Grunditz, E. A., Lundmark, S., Thiringer, T., 2019. Comparison of MTPA and minimum loss control for tooth coil winding PMSM considering PM and inverter losses. In: 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe). pp. P.1-P.10. DOI: 10.23919/EPE.2019.8914873
- Ba, X., Gong, Z., Guo, Y., Zhang, C., Zhu, J., 2022. Development of equivalent circuit models of permanent magnet synchronous motors considering core loss. Energies 15 (6). URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/6/1995> DOI: 10.3390/en15061995
- Balamurali, A., Kundu, A., Li, Z., Kar, N. C., 2021. Improved harmonic iron loss and stator current vector determination for maximum efficiency control of PMSM in EV applications. IEEE Transactions on Industry Applications 57 (1), 363-373. DOI: 10.1109/TIA.2020.3034888

- Beltrán, A., Rumbo, J., Azcaray, H., Santiago, K., Calixto, M., Sarmiento, E., jun. 2019. Simulación y control de la velocidad y par electromagnético de un motor de inducción trifásico: Un enfoque a vehículos eléctricos. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial* 16 (3), 308–320.
- Bertoluzzo, M., Buja, G., Keshri, R. K., Menis, R., 2015. Sinusoidal versus square-wave current supply of PM brushless DC drives: A convenience analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62 (12), 7339–7349. DOI: 10.1109/TIE.2015.2455518
- Bucciarelli, A., De Angelo, C., Silva, L., 2022. A review of PMSM techniques for parameter determination and efficiency mapping. In: ARGENCON 2022. DOI: 10.1109/ISIE.2019.8781540
- De Viaene, J., Verbelen, F., Derammelaere, S., Stockman, K., 2018. Energy-efficient sensorless load angle control of a BLDC motor using sinusoidal currents. *IET Electric Power Applications* 12 (9), 1378–1389. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2018.5059>
- Enache, M.-A., Campeanu, A., Vlad, I., Enache, S., 2018. Use of numerical methods in computation of operation characteristics for brushless direct current motors. In: 2018 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), pp. 1–6. DOI: 10.1109/ICATE.2018.8551378
- Fasil, M., Antaloae, C., Mijatovic, N., Jensen, B. B., Holboll, J., 2016. Improved dq -axes model of PMSM considering airgap flux harmonics and saturation. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 26 (4), 1–5. DOI: 10.1109/TASC.2016.2524021
- Fernandez-Bernal, F., Garcia-Cerrada, A., Faure, R., 2001. Determination of parameters in interior permanent-magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement. *IEEE Transactions on Industry Applications* 37 (5), 1265–1272. DOI: 10.1109/28.952501
- García López, M., Ponce, P., Soriano, L. A., Molina, A., Rodríguez, J. J., ene. 2019. Mejora de la vida Útil en los módulos de electrónica de potencia de un BLDCM mediante la optimización de un control difuso. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial* 16 (1), 66–78.
- González, G., Aligia, D., Pezzani, C., Angelo, C. D., 2020. Observador del par ejercido por el ciclista en bicicletas eléctricas con asistencia al pedaleo. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial* 17 (4), 380–389. DOI: 10.4995/riai.2020.12923
- Huynh, C., Zheng, L., Acharya, D., 2008. Losses in High Speed Permanent Magnet Machines Used in Microturbine Applications. *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power* 131 (2), 022301. URL: <https://doi.org/10.1115/1.2982151> DOI: 10.1115/1.2982151
- Kim, D.-M., Chin, J.-W., Hong, J.-P., Lim, M.-S., 2019. Performance prediction of surface-mounted permanent magnet synchronous motor based on ring specimen test result. *IET Electric Power Applications* 13, 1280–1286(6).
- Krishnan, R., 2017. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press. URL: <https://books.google.com.co/books?id=SApEDwAAQBAJ>
- Kshirsagar, P. M., 2015. Efficiency improvement strategies and control of permanent magnet motor drives. Ph.D. thesis, Faculty of Virginia Polytechnic Institute and State University. DOI: <http://hdl.handle.net/10919/77685>
- Lee, S., Lemley, T., Keohane, G., Dec. 2009. A comparison study of the commutation methods for the three-phase permanent magnet brushless DC motor. In: *Electrical Manufacturing Technical Conference 2009. Electrical Manufacturing Technical Conference 2009: Electrical Manufacturing and Coil Winding Expo*. pp. 49–55.
- Mohan, N., Undeland, T., Robbins, W., 2009. *Electrónica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño*. McGraw-Hill.
- Noguchi, S., Suzuki, K., Dohmeki, H., 2015. The efficiency comparison by exciting waveform of the square-wave brushless DC motor. In: 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). pp. 1407–1413. DOI: 10.1109/ICEMS.2015.7385259
- Roshandel, E., Mahmoudi, A., Kahourzade, S., Yazdani, A., Shafiullah, G., 2021. Losses in efficiency maps of electric vehicles: An overview. *Energies* 14 (22). URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/22/7805> DOI: 10.3390/en14227805
- Ruf, A., Thul, A., Steentjes, S., Hameyer, K., 2015. Loss minimizing control strategy for electrical machines considering iron loss distribution. In: 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC). pp. 974–980. DOI: 10.1109/IEMDC.2015.7409179
- Wu, X., Zhang, C., Wang, Y., Gang, D., Zhu, W., Pan, L., 2014. The electromagnetic losses analysis of surface-mounted brushless AC PM machine driven by PWM. In: 2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). pp. 1–4. DOI: 10.1109/ITEC-AP.2014.6940784
- Zhang, H., Dou, M., Deng, J., 2020. Loss-minimization strategy of nonsinusoidal back EMF PMSM in multiple synchronous reference frames. *IEEE Transactions on Power Electronics* 35 (8), 8335–8346. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2961689
- Zhu, Z.-Q., Xue, S., Chu, W., Feng, J., Guo, S., Chen, Z., Peng, J., 2019. Evaluation of iron loss models in electrical machines. *IEEE Transactions on Industry Applications* 55 (2), 1461–1472. DOI: 10.1109/TIA.2018.2880674