

Estudio comparativo de estrategias de control en motores síncronos de imanes permanentes para aplicaciones de movilidad sostenible

Juan Diego Duarte Carrascal

Trabajo de investigación para optar por el título de Magíster en Ingeniería Eléctrica

Director

Oscar Arnulfo Quiroga Quiroga
Doctor en Ingeniería Eléctrica

Codirector

Juan Manuel Rey López
Doctor en Ingeniería Eléctrica

Universidad Industrial de Santander
Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones
Maestría en Ingeniería Eléctrica
Bucaramanga
2024

Dedicatoria

A mis padres, que me apoyaron a lo largo de este proyecto y de los que siempre será grato escuchar sus consejos,

A mis hermanos, que cuidadosamente me han indicado un camino con menos baches,
A mi novia por hacer que estos últimos años no hayan sido sólo de crecimiento profesional sino también personal,

A mis profesores, que desde el primer momento tuvieron la mejor disposición para guiarme en la investigación,



Agradecimientos

El presente trabajo de grado de maestría 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.

Tabla de Contenido

Introducción	10
1 Estrategias de control	14
1.1 Control de Seis Pasos	14
1.2 Control de Campo Orientado	14
1.2.1 Observador	16
1.3 Estrategias de control a comparar	17
2 Protocolo de pruebas	19
2.1 Esquema de ensayos	19
2.2 Elementos a usar y procedimiento de las pruebas	19
2.2.1 Motor	20
2.2.2 Fuente de alimentación	21
2.2.3 Controlador	21
2.2.4 Medición de potencia a la salida	22
2.2.5 Tacómetro	22
2.3 Medición de la potencia a la entrada	23
3 Montaje experimental	26
3.1 Banco de pruebas	26
3.2 Identificación inicial del motor	26
3.2.1 Engranaje planetario	27
3.2.2 Sistema Ratchet	27
3.2.3 Tipo de conexión	28
3.3 Características del rodillo electrónico	28
3.4 Parámetros del motor	29
3.5 Constantes para el control	30
3.6 Protecciones y librerías	32
4 Resultados teóricos y experimentales	33
4.1 Forma de onda del torque	33
4.2 Pérdidas del motor	34
4.2.1 Pérdidas en el cobre P_{cu}	36
4.2.2 Pérdidas en el hierro P_{fe}	37
4.3 Modelado y pruebas de la máquina	37
4.3.1 Ensayo en el laboratorio	37

<i>ESTRATEGIAS DE CONTROL EN PMSM</i>	5
4.3.2 Prueba de rodamiento en un trayecto predefinido	38
4.4 Simulación	40
4.5 Resultados	41
4.6 Análisis de resultados	41
5 Conclusiones	44
5.1 Trabajo futuro	45
Referencias	46

Lista de figuras

1	Onda de corriente cuadrada y su fundamental	12
1.1	Torques magnético, de reluctancia y electromagnético	15
1.2	Esquema de Observador en Simulink	17
1.3	Estimación de <i>emf</i> sinusoidal y trapezoidal. Magnitudes RMS unitarias.	18
2.1	Esquema del montaje para la toma de datos	19
2.2	Motor brushless de eje para bicicleta	20
2.3	Motor de 350 W.	21
2.4	Banco de pruebas con kit DRV8301 de Texas Instruments y fuente DC ITECH IT6012C-500-800	22
2.5	Rodillo Tacx Flux S	23
2.6	Tacómetro láser Uni-Trend 371	23
3.1	Banco de pruebas. Sin modificación a la izquierda. Con el rodillo y motor usados a la derecha	26
3.2	Planetario del motor de 350 W	27
3.3	Soldadura del sistema ratchet interno del motor de 350 W	28
3.4	Conexión de los devanados del motor.	29
3.5	Esquema del Control de Campo Orientado. Tomado de “Instaspin Labs User Ma- nual” Texas Instruments	30
4.1	Ondas de corriente de una fase, sinusoidal y cuadrada, con igual magnitud de componente fundamental	35
4.2	Torque normalizado de un PMSM con corrientes sinusoidal y cuadrada.	35
4.3	Circuito equivalente en variables <i>dq</i>	38
4.4	Recorrido de las pruebas en bicicleta	39
4.5	a) Medidor de energía con arduino. b) Kit DRV 8301 Texas Instruments en la canasta de la bicicleta. c) Datos medidos: Tensión [V], Corriente [A], Potencia [W], Energía [W-min]	39
4.6	Modelo FOC en PLECS	40
4.7	Modelo SSC en PLECS	41
4.8	Mapas de eficiencia. Izquierda: experimental. Derecha: simulación. Arriba: FOC. Abajo SSC	42
4.9	Izquierda: Diferencia de potencias eléctricas. Derecha: porcentaje de diferencia de potencias eléctricas con respecto a la potencia mecánica.	43

Lista de tablas

1	Comparación entre BLDC y PMSM	11
4.1	Consumo energético por vuelta del conjunto bicicleta-ciclista con las dos estrategias de control, unidades de W-min/vuelta	42

Abstract

Title: Comparative Study of Control Strategies in Permanent Magnet Synchronous Motors for Sustainable Mobility Applications*

Author: Juan Diego Duarte Carrascal**

Keywords: PMSM, Modelling, Control, Efficiency, Six Step, Field Oriented

This research presents a comparative study between Field Oriented Control (FOC) and Six Step Control (SSC), two widely used control strategies for Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM), also commonly called Brushless motors. These machines are typically employed in low-scale electric mobility applications due to their high power density. The comparison was conducted through controlled laboratory tests, simulation environment, and rolling tests on a pre-defined path. The results indicate that SSC performs better at low speeds and under high load conditions, whereas FOC is preferable for typical urban transportation usage profiles, with relatively low loads and higher speeds.

*Research Work

** Faculty of Physicomechanical Engineering. School of Electrical, Electronic, and Telecommunications Engineering. Advisor: Oscar Arnulfo Quiroga Quiroga, PhD in Electrical Engineering. Coadvisor: Juan Manuel Rey López. PhD in Electronic Engineering.

Resumen

Título: Estudio comparativo de estrategias de control en motores síncronos de imanes permanentes para aplicaciones de movilidad sostenible*

Autor: Juan Diego Duarte Carrascal**

Palabras clave: PMSM, Modelado, Control, Eficiencia, Seis Pasos, Campo Orientado

Descripción: En este trabajo de investigación se presenta un estudio comparativo entre el control de campo orientado (Field Oriented Control FOC) y el control de seis pasos (Six Step Control SSC), dos estrategias de control ampliamente usadas en motores síncronos de imanes permanentes (Permanent Magnet Synchronous Motor PMSM), también conocidos popularmente como motores brushless. Estas máquinas son típicamente empleadas en la movilidad eléctrica a baja escala por su alta densidad de potencia. La comparación se hizo mediante pruebas controladas en laboratorio, en entorno de simulación y pruebas de rodamiento en un trayecto predefinido. Como resultado se obtuvo que SSC se desempeña mejor a bajas velocidades y con altos valores de carga, mientras que FOC es preferible para perfiles de uso típicos de transporte urbano, con cargas relativamente más ligeras y mayores velocidades.

*Trabajo de Investigación

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Oscar Arnulfo Quiroga Quiroga, PhD en Ingeniería Eléctrica. Co-director: Juan Manuel Rey López. PhD en Ingeniería Electrónica.

Introducción

A nivel mundial, los sistemas de transporte terrestre son responsables del 20% de las emisiones de gases de efecto invernadero (McBain, Lenzen, Albrecht, y Wackernagel, 2018) (Sarlioglu, Morris, Han, y Li, 2017). En países como Colombia, en los que la matriz energética se compone principalmente por energías renovables, el interés actual en el uso de vehículos eléctricos se basa en la disminución del costo por viaje y de mantenimiento con respecto a los de combustión interna; además, en el caso de optar por una bicicleta con pedaleo asistido, se suprime el pago de impuestos, seguro obligatorio contra accidentes de tránsito (SOAT) y revisión tecnomecánica (Minería, 2022); sin embargo, dichas bicicletas deben cumplir con lo establecido en la resolución 160 de 2017 del Ministerio de Transporte, en donde se especifica que 35 kg y 350 W son el peso y la potencia máximos permitidos, que no se admite el modo eléctrico puro y que se debe detener automáticamente la asistencia al superar los 25 km/h. Esta resolución, al estar basada en regulaciones internacionales (como la EN15194:2017) no considera las altas pendientes típicas de la región Andina colombiana, en donde se encuentran zonas en las que las carreteras, según el INVÍAS, superan frecuentemente el 8% de inclinación. Este tipo de terrenos pueden hacer que una bicicleta asistida limitada en potencia no sea una opción atractiva para el transporte unipersonal o de pequeños objetos.

Por esto, es necesaria la revisión de alternativas enfocadas en la mejora de la eficiencia de los vehículos al realizar cambios en sus componentes, como la reducción de peso, el uso de bancos de baterías de mayor capacidad, la modificación del tipo de llantas para reducir la resistencia a la rodadura, la implementación del frenado regenerativo o la implementación de una estrategia de control alternativa, temática de interés para este trabajo de investigación.

La elección de la estrategia de control depende directamente del tipo de motor a usar así como la aplicación final del sistema. Específicamente, en el ámbito de la micro-movilidad eléctrica, que abarca vehículos de transporte pequeños como bicicletas y monopatines, se ha extendido el uso de motores síncronos de imanes permanentes o **PMSM** (del inglés “Permanent Magnet Synchronous Motor”), al punto de que la mayoría de los motores disponibles en el mercado para estas aplicaciones de baja potencia pertenecen a esta categoría.

Los PMSM son conocidos comúnmente como “Brushless” o BLDC ya que no emplean escobillas como las que se encuentran en las máquinas síncronas con rotor devanado (Sahare y Suresh, 2023), lo que implica que el flujo magnético del rotor es producido por los imanes permanentes.

A pesar de que comparten muchas similitudes, los PMSM difieren de los BLDC en algunos aspectos como la forma de onda de su fuerza electromotriz o *emf* (del inglés “Electromotive Force”), el tipo de alimentación o el algoritmo de control. A continuación, en el cuadro 1, se presenta un resumen de parámetros que los diferencian entre sí.

Para realizar la conmutación de cualquiera de las dos máquinas se debe conocer el ángulo

	BLDC	PMSM
Alimentación	Corriente Directa	Corriente Sinusoidal
emf	Trapezoidal	Sinusoidal
Fases activas al tiempo	2	3
Rizado de torque	En la conmutación de fases	Prácticamente nulo
Pérdidas por conmutación	Menores	Mayores
Algoritmo de control	Simple	Complejo
Velocidad de operación	Baja	Mayor velocidad máxima alcanzable
Ruido	Audible	Menor
Eficiencia	Menor	Mayor
Costo	Menor	Mayor
Forma de la corriente	Cuadrada	Sinusoidal

Tabla 1

Comparación entre BLDC y PMSM

instantáneo del rotor. Este se puede medir empleando sensores físicos (de efecto hall o encoder) o calcular a partir de la emf , la cual es obtenida con un algoritmo de estimación conocido como “observador”.

Justificación

La implementación de una u otra estrategia de control puede provocar cambios significativos en el desempeño, eficiencia y vida útil de la máquina (González, Aligia, Pezzani, y Angelo, 2020). En la literatura se encuentran investigaciones relacionadas con la variación del rendimiento de los motores al ser alimentados con diferentes formas de onda de corriente, como las que se presentan en la figura 1. En (De Viaene, Verbelen, Derammelaere, y Stockman, 2018) se presenta el desarrollo de un observador basado en corrientes sinusoidales que mejoran la eficiencia de los motores BLDC. En (Bertoluzzo, Buja, Keshri, y Menis, 2015) se muestra la mejora en el desempeño de un BLDC alimentado con corriente cuadrada con respecto a sinusoidal. De manera similar, en (Karan, Alam, y Thakur, 2023) se desarrolló un control de torque directo combinado con modulación vectorial para alimentar un BLDC con corriente cuasi-sinusoidal y reducir el rizado del torque durante las conmutaciones; por otra parte, en (Li, Yao, y Lee, 2019) se presenta el estudio de pérdidas en el inversor y rizado del torque al alimentar un motor BLDC con ondas de corriente cuadrada y sinusoidal; en este se obtuvo una operación con menores vibraciones y ma-

yores pérdidas por conmutación al emplear onda sinusoidal. Aunque estos trabajos presentan el cambio en el rendimiento de los motores, ninguno de ellos cuantifica la diferencia de eficiencias de un PMSM de baja potencia utilizado en aplicaciones de micro-movilidad eléctrica, al ser alimentado con estrategias de control que le inyecten las ondas de corriente presentadas en la figura 1.

Considerando que la mayoría de los motores usados en micro-movilidad eléctrica tienen *emf* sinusoidal (para los cuales es recomendable corriente sinusoidal) y que, los controladores comúnmente usados para manejar dichos motores entregan corriente cuadrada (la cual se diseñó para BLDC) (Li y cols., 2019), es interesante cuestionarse si, para un mismo punto de operación, el consumo energético o la entrega de potencia de un PMSM cambia con el uso de una u otra estrategia.

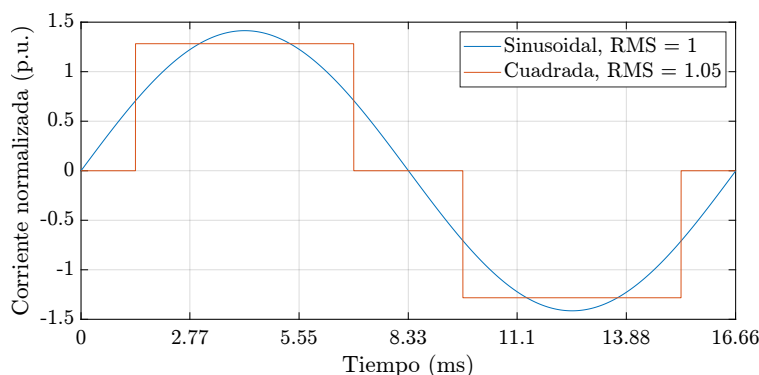


Figura 1

Onda de corriente cuadrada y su fundamental

Para resolver estas inquietudes, se propusieron los siguientes objetivos:

Objetivos

En general, se plantea comparar el desempeño de un PMSM usado en aplicaciones de movilidad eléctrica ante dos diferentes estrategias de control, para lo que se formularon los siguientes objetivos específicos:

1. Seleccionar dos estrategias de control empleadas para aplicaciones de movilidad eléctrica con motores brushless.
2. Proponer un protocolo de pruebas para obtener los parámetros de potencia del motor a utilizar.
3. Implementar el protocolo de pruebas propuesto para la obtención de los parámetros de potencia del motor

4. Analizar comparativamente el desempeño de la respuesta de potencia del motor con dos estrategias de control diferentes.

Esquema del trabajo de investigación

Este trabajo de investigación está organizado de la siguiente manera:

- **Capítulo 1:** Presenta una introducción a los motores empleados en micro-movilidad eléctrica y corrientes de alimentación junto con la pregunta de investigación que da lugar a los objetivos planteados.
- **Capítulo 2:** Presenta la descripción de las dos estrategias de control a usar.
- **Capítulo 3:** Presenta el esquema de los ensayos junto con los elementos requeridos para la toma de datos del motor.
- **Capítulo 4:** Presenta la identificación del motor, el cálculo de constantes y el banco de pruebas utilizado para los ensayos.
- **Capítulo 5:** Presenta un análisis teórico del comportamiento del torque y las pérdidas de la máquina junto con los resultados de las pruebas en entorno controlado y de rodamiento en un trayecto predefinido.
- **Capítulo 6:** Presenta las conclusiones más relevantes y se propone una línea para la continuación del trabajo de investigación.

1. Estrategias de control

Como se mencionó en el capítulo anterior, la selección de la estrategia de control depende directamente del tipo de motor a usar. A continuación, se presentan las estrategias de control comúnmente usadas en los BLDC y los PMSM, respectivamente.

1.1. Control de Seis Pasos

La estrategia de control de Seis Pasos o SSC (del inglés “Six Step Control”) es un enfoque utilizado en motores BLDC, cuya *emf* es trapezoidal, como la que se presenta a la derecha de la figura 1.3 (Li y cols., 2019).

Su principio de funcionamiento se basa en la subdivisión del ciclo eléctrico en seis intervalos iguales de 60° cada uno. Durante cada uno de estos intervalos, se aplica una corriente continua entre dos de las tres fases del motor, lo que acarrea menores costos de implementación con respecto a la inyección de otras formas de onda de corriente. Como resultado, en cada ciclo tanto la corriente como la *emf* se mantienen como ondas DC; provocando que, teóricamente, el torque en el eje también siga una forma de onda continua.

Los BLDC son relativamente más sencillos de controlar en comparación con los PMSM debido a que, en lugar de medir su *emf* como una magnitud continua, se pueden emplear tres sensores de efecto Hall para detectar sus estados en forma de señales on-off, de las cuales se extrae el ángulo del rotor.

1.2. Control de Campo Orientado

El Control de Campo Orientado (FOC, del inglés “Field Oriented Control”) o Control Vectorial es un algoritmo de control aplicado a los PMSM y motores de inducción de corriente alterna (ACIM) (Leonhard, 1988). Esta estrategia permite asegurar ortogonalidad entre el campo magnético del rotor y la corriente inyectada en el estator, mediante el desacoplamiento de los ejes directo y en cuadratura, en el marco de referencia rotativo (Maity, 2021). Este algoritmo puede ser usado según sea el requerimiento del sistema.

A continuación, se presentan tres de las estrategias más usadas con el control vectorial:

- $id = 0$
- Máximo Torque Por Ampere (MTPA)
- Factor de Potencia Unitario (FPU)

Con $id = 0$ se inyecta (en el estator) corriente en cuadratura con respecto al campo magnético del rotor, manteniendo el ángulo de par en 90° , lo que permite operar la máquina como un

motor DC de imanes permanentes; esto hace que el torque electromagnético sea proporcional a la corriente de alimentación y facilita su control (Agrawal y Bodkhe, 2015).

La segunda estrategia cobra sentido en motores de imanes permanentes (IPM, del inglés “Interior Permanent Magnet”), en los que la ubicación de los imanes provoca una tendencia en el rotor a detenerse en ángulos específicos cuando se hace girar desenergizado. Este comportamiento se conoce como “Torque de Reluctancia”. Al incluir este factor a la expresión del torque electromagnético, se obtiene:

$$T_e = T_r + T_m, \quad (1.1)$$

donde T_m corresponde con el torque magnético y T_r el torque de reluctancia.

En la figura 1.1 se ilustra el desplazamiento del punto de máximo torque en motores IPM, que corresponde con el cruce de las líneas amarilla y violeta:

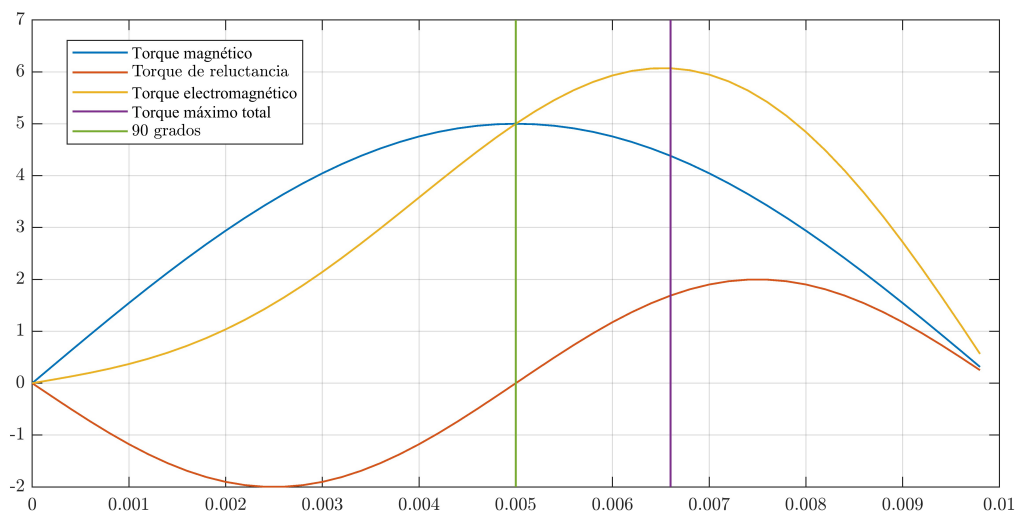


Figura 1.1

Torques magnético, de reluctancia y electromagnético

Este cambio en T_e hace que las inductancias de eje directo y en cuadratura no sean iguales entre sí (contrario a los PMSM, en los que $L_d \approx L_q$). Dicha variación obliga a realizar una modificación en el algoritmo de control para llevar los IPM al punto de MTPA.

La última estrategia listada (FPU) se emplea cuando se tiene un límite de potencia del inversor que no permite entregar los VA requeridos, resultando en una disminución considerable en la eficiencia de la máquina (Agrawal y Bodkhe, 2015).

Así, en los PMSM (cuyo torque de reluctancia es prácticamente nulo), la estrategia más usada es $i_d = 0$; la cual, según lo expuesto, corresponde teóricamente con el punto de MTPA

(MathWorks, 2023).

Como se mencionó previamente, todas las estrategias de control usan el ángulo instantáneo del rotor como una variable de entrada. En los PMSM, la adquisición de esta información mediante sensores de efecto Hall presenta desafíos debido a la necesidad de medir una onda sinusoidal combinada con el campo del estator. Por lo tanto, se recurre a la utilización de un algoritmo de estimación conocido como “observador” para abordar esta complejidad.

1.2.1. Observador

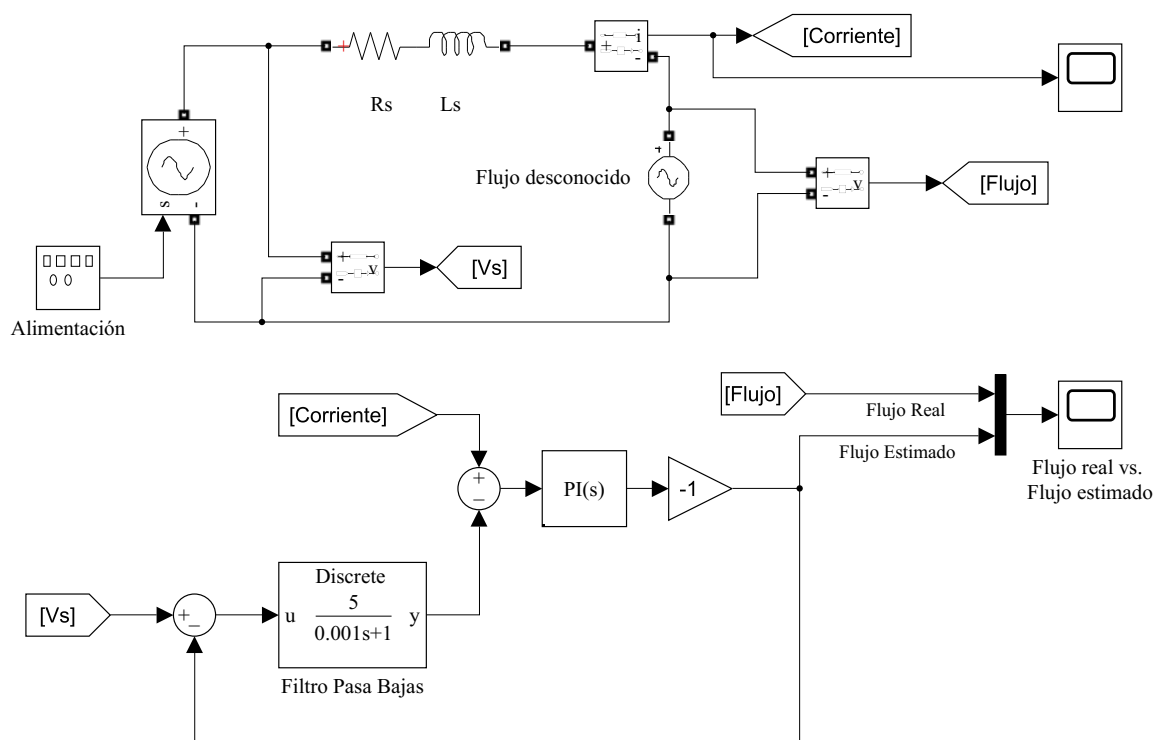
La implementación de un observador en el control de un motor permite prescindir de los sensores físicos que, en algunos casos, son imposibles de instalar por limitaciones de espacio, costo, condiciones de operación como la temperatura e incluso variaciones no deseadas de la inercia (Lee y Lee, 2013) (Comanescu, 2021). Existen dos tipos de estimadores de flujo para máquinas síncronas de imanes permanentes: los basados en el seguimiento de los polos salientes (conocidos como “Sliding Mode Observer”) y los basados en la *emf*. Los primeros están pensados para ser usados a bajas velocidades en motores con alto torque de reluctancia (como los ya mencionados IPM); mientras que segundos funcionan mejor en SMPMSM (“Surface Mount PMSM”), típicamente usados en micro-movilidad eléctrica (Maity, 2021). En la siguiente sección se presenta un ejemplo práctico de observador.

1.2.1.1. Ejemplo: Algoritmo de observador basado en la *emf*. A continuación, en la figura 1.2 se presenta un circuito RL ($R_s = 0.2 \Omega$ y $L_s = 0.2$ mH) con alimentación sinusoidal y flujos sinusoidal y trapezoidal a 40 Hz que representa dos motores con parámetros similares. En la parte inferior se muestra el diagrama de bloques de un modelo aislado de observador (Lazzari y cols., 2019), cuyos parámetros de entrada son la tensión de alimentación y la corriente del estator. La *emf* corresponde al flujo desconocido del rotor que, en el primer caso es una onda sinusoidal atrasada 45° con respecto a la fuente y, en el segundo, una señal trapezoidal. El diagrama de bloques del algoritmo se muestra en la figura 1.2.

La corriente estimada (salida del filtro pasa bajas) se calcula usando la siguiente expresión:

$$i(t) = \frac{V_s(t) - emf(t)}{R_s} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (1.2)$$

El PI se ajustó mediante ensayo y error. Debido a que la señal que se quiere obtener a la salida se invierte dos veces en los bloques de resta dentro del lazo de control, se hace necesaria la inclusión de la ganancia negativa al final para evitar la retroalimentación positiva. El resultado de la estimación se presenta en la figura 1.3, en la que se observa un pequeño transitorio al partir del estado estable.

**Figura 1.2**

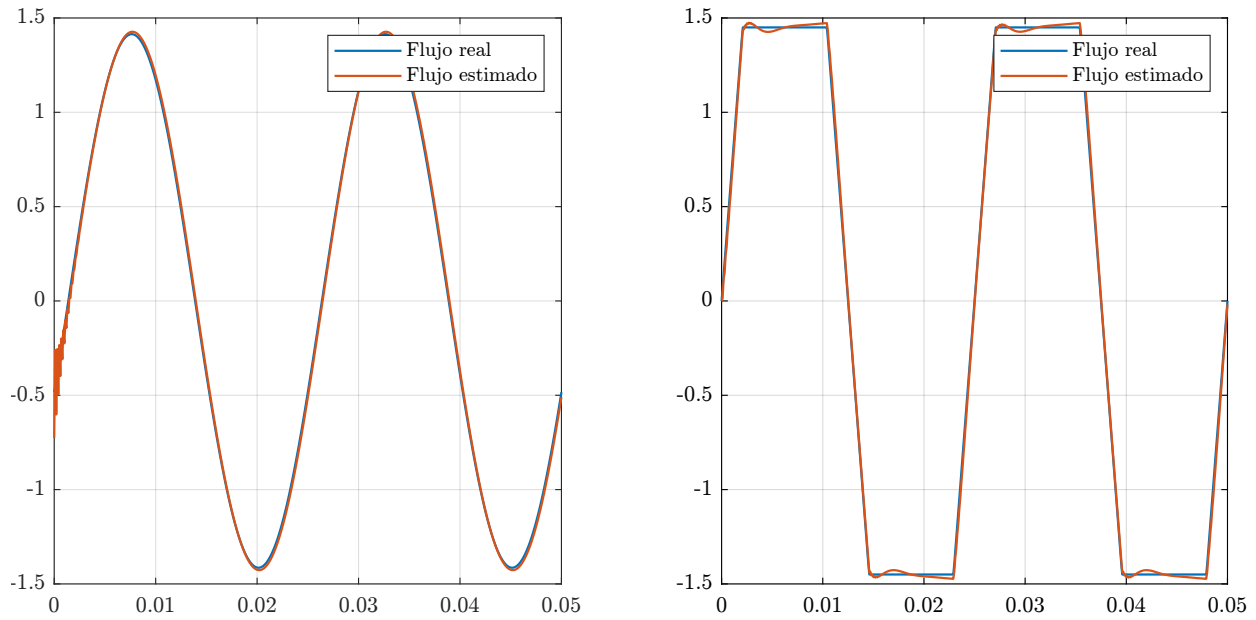
Esquema de Observador en Simulink

En este ejemplo se muestra la capacidad del algoritmo de estimación para obtener la señal de la *emf* sin importar su forma; corresponde a los casos de un PMSM y un BLDC, ambos alimentados con tensión sinusoidal.

1.3. Estrategias de control a comparar

Según lo expuesto, los PMSM usados en micro-movilidad eléctrica son típicamente controlados con SSC debido a que su costo de implementación es menor comparado con las demás estrategias; sin embargo, su uso puede provocar cambios en la eficiencia general de la máquina; por lo que, para cuantificar la diferencia en el desempeño del motor bajo condiciones controladas y con los dos escenarios de alimentación diferentes, las estrategias de control seleccionadas para su evaluación en este trabajo de investigación son:

1. Control de campo orientado (FOC) con $i_d = 0$
2. Control de seis pasos (SSC)

**Figura 1.3**

Estimación de emf sinusoidal y trapezoidal. Magnitudes RMS unitarias.

No sólo las estrategias juegan un rol importante sino también el motor a usar; en el siguiente capítulo se presenta la selección del motor y el protocolo propuesto para las pruebas en laboratorio.

2. Protocolo de pruebas

2.1. Esquema de ensayos

Con el propósito de llevar a cabo la comparación de las estrategias de control en estudio, se desarrolló un esquema de pruebas, ilustrado en la figura 2.1, diseñado específicamente para la adquisición de datos que permitan calcular los parámetros de potencia del motor. En este contexto, “parámetros” se refiere al comportamiento de entrega de potencia de la máquina, representado como la forma de onda de las potencias mecánica y eléctrica y los mapas de eficiencia, que muestran gráficamente el rendimiento con respecto a distintos puntos de potencia y velocidad en el eje.

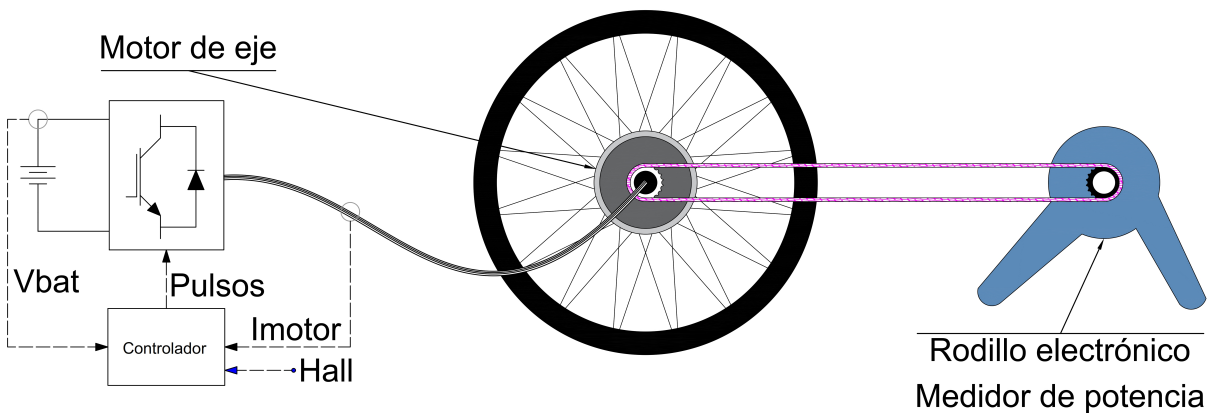


Figura 2.1

Esquema del montaje para la toma de datos

2.2. Elementos a usar y procedimiento de las pruebas

Los elementos necesarios para este montaje son:

- Motor (SMPMSM)
- Fuente de alimentación en corriente continua
- Controlador programable
- Potenciómetro o torquímetro
- Tacómetro
- Adquisidor de datos de tensión y corriente

El procedimiento de las pruebas consiste en fijar el motor a velocidades predefinidas y, para cada una de ellas, variar la carga impuesta por el potenciómetro. De esta manera, se realiza un registro sistemático de la potencia suministrada por la fuente de energía en cada punto de operación. Al final del ensayo se deben tener dos tablas diligenciadas (una para cada estrategia de control), con las que se pueden graficar los mapas de eficiencia del motor.

A continuación, se presenta una breve descripción de cada uno de los elementos de la lista anterior.

2.2.1. Motor

Según lo expuesto en el capítulo introductorio, en el ámbito de la micro-movilidad eléctrica se ha hecho habitual el uso de motores sin escobillas, conocidos como “brushless”, o motores de eje, como el que se muestra en la figura 2.2, que son el tipo de máquinas usadas en las pruebas de este trabajo de investigación.



Figura 2.2

Motor brushless de eje para bicicleta

De entre los modelos disponibles en los laboratorios de la Universidad Industrial de Santander (todos SMPMSM con potencias de 350, 500 y 1000 W), la selección se realizó siguiendo las pautas establecidas en la resolución 160 de 2017, la cual establece que la potencia máxima permitida para una bicicleta con pedaleo asistido, antes de ser clasificada como un vehículo automotor, es de 350 W. Por lo tanto, y en conformidad con la normativa, se optó por el motor de 350 W, el cual se muestra en la figura 2.3, montado y listo para las pruebas en el banco de ensayos.



Figura 2.3

Motor de 350 W.

2.2.2. Fuente de alimentación

La fuente de corriente continua debe, como mínimo, tener la capacidad para suministrar la potencia requerida por el motor, considerando las pérdidas en el inversor y las pérdidas debidas al acople mecánico. Aunque una batería de bicicleta o patineta eléctrica podría satisfacer la demanda de potencia, la variación de la tensión en su salida debido a los ciclos de carga y descarga podría afectar la confiabilidad de los resultados. Por este motivo, resulta más adecuado utilizar una fuente de la marca ITECH, que se encuentra disponible en la Universidad durante la ejecución de este proyecto y se muestra en la parte inferior de la figura 2.4.

Esta fuente de alimentación tiene una potencia nominal de 12 kW y una tensión máxima de 500V, lo que la hace adecuada para las pruebas con un motor de 350 W y una tarjeta de control de 48 V. Además de su capacidad, presenta una resolución de 0.01 V y 0.01 A, lo que brinda la posibilidad de registrar datos de potencia suministrada directamente desde su interfaz gráfica y prescindir de un adquisidor de datos de tensión y corriente.

2.2.3. Controlador

El controlador es el dispositivo que modula la tensión del bus DC para alimentar las tres fases del motor, se compone esencialmente por el microchip para la generación de pulsos y la fase de potencia (o inversor trifásico). En este trabajo se tuvieron en cuenta dos tipos de controladores para las pruebas, ambos disponibles en los laboratorios de la Universidad:

- Kit de control de motores de Texas Instruments DRV8301



Figura 2.4

Banco de pruebas con kit DRV8301 de Texas Instruments y fuente DC ITECH IT6012C-500-800

- Controlador Genérico

El controlador genérico utiliza la estrategia SSC y no es programable. Por otro lado, el kit DRV8301, que se muestra en el banco de trabajo en la figura 2.4, permite la implementación de FOC con inyección de corrientes cuadrada y sinusoidal. Esto posibilita la utilización de una única etapa de potencia, simplificando las pruebas.

2.2.4. Medición de potencia a la salida

El dispositivo más apropiado para medir la potencia o el torque mecánico es un torquímetro. Sin embargo, debido a la no disponibilidad de este equipo, se sugirió como una alternativa el uso de un rodillo electrónico para entrenamientos ciclísticos, el cual permite la medición de la potencia desarrollada por el motor mediante un acople de tipo piñón y cadena. Una imagen ilustrativa del rodillo mencionado se presenta en la figura 2.5.

2.2.5. Tacómetro

A pesar de que el rodillo electrónico ofrece una velocidad en km/h que puede convertirse a RPM, es importante tener en cuenta que este valor es una estimación derivada de un diámetro de rueda preestablecido. Además, se debe considerar la relación de piñones del acople en el cálculo de la velocidad real del sistema. Por esta razón, para simplificar la recopilación de datos, se emplea un tacómetro digital para medir directamente las revoluciones por minuto en la rueda,

**Figura 2.5**

Rodillo Tacx Flux S

dato esencial para la construcción del mapa de eficiencia de la máquina, en el que se varían tanto la velocidad como la potencia desarrollada.

**Figura 2.6**

Tacómetro láser Uni-Trend 371

2.3. Medición de la potencia a la entrada

Existen varias maneras para obtener la información de la potencia a la entrada. Una de ellas consiste en el cálculo a partir de las muestras de tensiones y corrientes en la entrada del motor utilizando un dispositivo de adquisición de datos. Otra opción es el cálculo basado en la corriente en el eje en cuadratura i_q , la cual puede extraerse de las variables de trabajo en el software

Code Composer Studio. Por último, una tercera alternativa consiste en la lectura directa de la potencia suministrada desde la fuente DC, evitando así la necesidad de realizar cálculos adicionales. Sin embargo, para utilizar esta última opción, es esencial tener certeza de que las pérdidas en el convertidor de potencia pueden despreciarse.

Las pérdidas de potencia en el inversor, denotadas como $P_{pot-inv}$, se determinan como la suma de las pérdidas por conmutación y por conducción en los MOSFETs de las tres ramas. Este cálculo se realiza utilizando la siguiente ecuación:

$$P_{pot-inv} = \frac{3}{2} V_{fet} I_{fet} (t_{on} + t_{off}) f_{sw} + 3 R_{on} * I_{fet}^2. \quad (2.1)$$

V_{fet} e I_{fet} se calculan con las siguientes expresiones (Mohan, Undeland, y Robbins, 2009):

$$V_{fet} = m \frac{V_{dc}}{2}, \quad (2.2)$$

$$I_{fet} = \frac{P_{motor}}{1,06mV_{dc}}, \quad (2.3)$$

donde V_{dc} corresponde a la tensión del bus de continua, P_{motor} a la potencia eléctrica del motor y m denota el factor de modulación.

Reemplazando 2.2 y 2.3 en 2.1 se obtiene:

$$P_{pot-inv} = \frac{P_{motor}}{\sqrt{2}} (t_{on} + t_{off}) f_{sw} + 3 R_{on} * I_{fet}^2. \quad (2.4)$$

Para la prueba en el laboratorio con el kit DRV8301, se tienen los siguientes valores típicos:

- $P_{motor} = 350$ [W]
- $V_{dc} = 48$ [V]
- $t_{on} = 20$ [ns]
- $t_{off} = 80$ [ns]
- $f_{sw} = 30$ [kHz]
- $R_{on} = 0.004$ [Ω]
- $m = 0.612$ (onda sinusoidal)
- $m = 0.78$ (onda cuadrada)

Sustituyendo estos valores en la ecuación 2.4, se obtiene que las pérdidas del inversor cuando se inyectan 350 [W] al motor con una forma de onda cuadrada son de 1.67 [W], mientras que con una forma de onda sinusoidal son de 2.25 [W]. Esto representa el 0.47% y el 0.64% de pérdidas, respectivamente. Este resultado valida la simplificación de la medición del consumo de potencia en la fuente de corriente continua.

Una vez definida la topología de las pruebas y los equipos a usar, se procede con el montaje experimental para la toma de datos.

3. Montaje Experimental

En este capítulo se presentan las adecuaciones realizadas al banco de ensayos y las pruebas con las que se obtuvo la información usada en la comparación de las estrategias de control.

3.1. Banco de pruebas

En el trabajo de grado presentado en (ACOSTA CORREA, 2021), se diseñó una estructura dedicada a la caracterización de motores de bicicletas eléctricas. Esta estructura se presenta en la parte izquierda de la figura 3.1. Para su utilización, se incorporó una tabla en la parte inferior, sobre la cual se instaló el rodillo electrónico, tal como se muestra en la parte derecha de la misma figura.



Figura 3.1

Banco de pruebas. Sin modificación a la izquierda. Con el rodillo y motor usados a la derecha

3.2. Identificación inicial del motor

Para las pruebas iniciales, resultó fundamental llevar a cabo la identificación de los componentes internos del motor. Esto se realizó tanto con el propósito de ingresar los parámetros ne-

cesarios al observador como para efectuar el conteo de dientes del engranaje reductor interno. Es común que los motores de eje con una potencia nominal inferior a 1 kW estén equipados con dos sistemas internos para la transmisión de potencia: el engranaje Planetario y el sistema Ratchet, ambos presentados a continuación.

3.2.1. Engranaje planetario

Los engranajes tipo planetario o epicicloidales están diseñados para aumentar el torque en la salida a costa de reducir la velocidad máxima. Constan de 4 piezas principales, listadas a continuación y presentadas en la figura 3.2.

- Sol: Es el engranaje central
- Portaplanetas: Se encarga de sujetar uno o más engranajes conocidos como “planetas”
- Planetas: Son los piñones anclados al portaplanetas, engranan con el sol y con la corona
- Corona: Es el anillo dentado externo engranado a los planetas. En el contexto del motor de bicicleta, la corona equivale a la parte externa de la manzana. En otras palabras, un giro de esta pieza resulta en un giro completo de la llanta de la bicicleta.

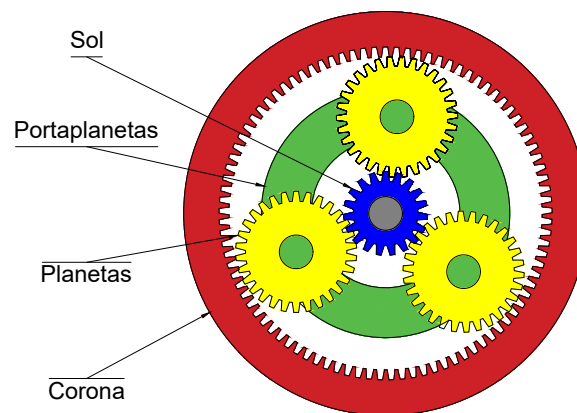


Figura 3.2

Planetario del motor de 350 W

3.2.2. Sistema Ratchet

El mecanismo Ratchet (o trinquete en español) es un dispositivo que permite el giro en una sola dirección. Se utiliza para asegurar que la transferencia de potencia se haga en una sola

dirección (desde la batería hacia la rueda), evitando que en el sentido contrario (frenado regenerativo) cause sobrecalentamiento en los engranajes y su deterioro prematuro ya que estos no son metálicos sino de nailon (un material polimérico).

Sin embargo, este sistema limita la capacidad de control, ya que únicamente permite la aceleración y carece de la capacidad de frenar desde el controlador en caso de superar la velocidad de referencia. Por esta razón, se realizó una intervención en la pieza mediante un punto de soldadura, como se muestra en la figura 3.3, con el fin de habilitar la máquina para alcanzar las velocidades impuestas por el controlador y mantenerlas constantes durante las pruebas.

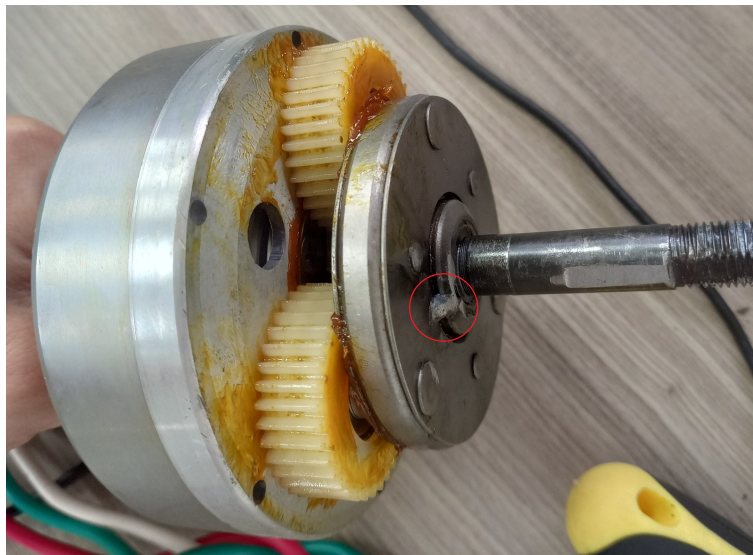


Figura 3.3

Soldadura del sistema ratchet interno del motor de 350 W

3.2.3. Tipo de conexión

Además de los sistemas ratchet y planetario, se identificó conexión **Y** con arrollamientos de 3 polos contiguos, como se muestra a continuación:

3.3. Características del rodillo electrónico

El rodillo, concebido originalmente para entrenamientos ciclisticos en carreteras, no impone cargas significativamente altas a bajas velocidades ni bajas cargas a altas velocidades. La limitación en la carga a bajas velocidades se debe a que las pendientes típicas en carreteras primarias rara vez superan el 10% (valor máximo que se puede establecer en el rodillo). Por otro lado, la carga a altas velocidades se relaciona con el hecho de que la resistencia del aire aumenta de manera proporcional al cuadrado de la velocidad, por lo que se dificulta la obtención de todos

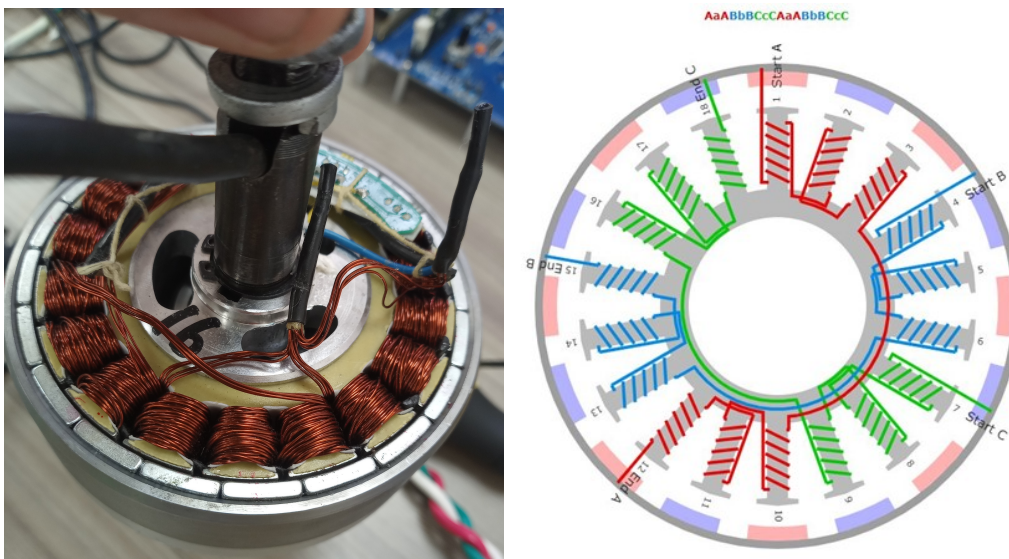


Figura 3.4

Conexión de los devanados del motor (cadenkraft, 2022).

los puntos de eficiencia utilizando una misma relación de piñones. Para trabajar en una región intermedia y poder ensayar un número considerable de puntos de operación, se empleó una relación de transmisión de 46/28 entre el motor y el rodillo. En términos prácticos, el uso del rodillo agrega un valor significativo al ensayo, ya que simula condiciones de operación cercanas a las que se experimentan en un entorno real. Esto permite que el motor funcione bajo condiciones similares a las de una prueba realizada fuera del entorno de laboratorio, lo que incrementa la relevancia y la aplicabilidad de los resultados obtenidos.

3.4. Parámetros del motor

En esta sección, se proporciona un resumen de la información relevante para poner en funcionamiento el motor. A partir de la figura 3.4, es posible identificar la presencia de 6 grupos de 3 polos cada uno, lo que se traduce en un total de 9 pares de polos. La relación de transformación de este sistema planetario (en el que el portaplanetas permanece bloqueado) se calcula como la relación entre el número de dientes del sol y el número de dientes de la corona, resultando en una relación de 19/93.

Una vez que se ha establecido la distribución de los arrollamientos y se conoce la relación de los engranajes internos, se procede a la identificación de la máquina para el uso del observador. Este proceso implica la medición de parámetros fundamentales, tales como la resistencia del estator R_s , las inductancias en los ejes directo y en cuadratura L_d y L_q , el flujo magnético, la inercia y la fricción. Para llevar a cabo estas mediciones, se utilizaron la interfaz gráfica de usuario

(GUI) y los laboratorios incluidos con el kit de control de motores DRV 8301.

Los parámetros obtenidos de este proceso son los siguientes

- $R_s = 218.7 \Omega$
- $L_d = L_q = 405.7 H$
- Flujo magnético = 137.7 mV/Hz
- Inercia = $719.5 \text{ g} \cdot \text{m}^2$
- Fricción = $275.3 \text{ g} \cdot \text{m}^2$

3.5. Constantes para el control

Con el algoritmo de FOC no sólo se requiere el conocimiento de los parámetros del motor sino también el cálculo de las constantes de los bloques de control PI, que se muestran en la figura 3.5. El uso de constantes en los bloques de control ya se mostró en el ejemplo del observador en la sección 1.2.1.

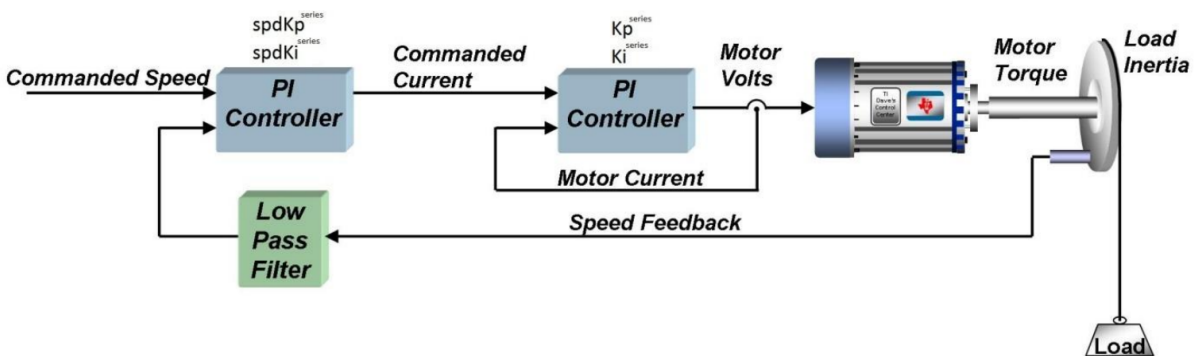


Figura 3.5

Esquema del Control de Campo Orientado. Tomado de “Instaspin Labs User Manual” Texas Instruments (Instruments, s.f.)

Las constantes k_p y k_i del lazo de corriente se calculan con los valores obtenidos de la identificación del motor, mientras que las del lazo de velocidad se pueden obtener de 2 maneras:

1. Ensayo y error
2. Cálculo mediante modelo de la máquina

Para el ajuste mediante ensayo y error se modifican las constantes de forma que, al girar 90 grados el rotor, este vuelva al ángulo inicial lo más rápido posible y sin oscilaciones; así, se obtiene $k_p = 0,1$ y $k_i = 0,03$; mientras que con el cálculo empleando el modelo matemático, $k_p = 0,04$ y $k_i = 0,062$.

Para dicho cálculo, se emplean las ecuaciones presentadas en el documento “InstaSPIN Projects and Labs User’s Guide” (Instruments, s.f.), así:

Se determina el ancho de banda BW_c del controlador:

$$BW_c = \frac{2\pi f_m}{\delta} \quad (3.1)$$

donde f_m es la frecuencia del lazo de control. Para conseguir un sistema estable, se fija el factor de amortiguamiento $\delta = 20$ con el fin de que la respuesta en magnitud cruce el cero con caída no mayor a -20 dB por década; luego, las constantes proporcional e integral para el lazo de corriente se calculan como:

$$\begin{aligned} k_{p-c} &= BW_c * L_s \\ k_{i-c} &= \frac{R_s}{L_s} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Para la velocidad se emplea un filtro pasa bajas (caja verde de la figura 3.5), con una constante de tiempo $\tau = 1/100$ y $\delta = 4$, así:

$$\begin{aligned} k_{p-v} &= \frac{1}{\delta^2 \tau} \\ k_{i-v} &= \frac{4k_{p-v} * \delta * J}{3P * emf} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Para expresar las constantes en valor unitario, se multiplican por C.

$$C = \frac{4T_c * pi * f_{max}}{I_{max} * P} \quad (3.4)$$

donde T_c es el período del lazo de control, f_{max} la frecuencia máxima de alimentación del motor en Hz, I_{max} la corriente máxima definida para el motor según su potencia máxima y P el número de polos. Las constantes toman los siguientes valores:

1. $K_{p-c} = 0,024$
2. $K_{i-c} = 3,456$
3. $K_{p-v} = 0,040$

$$4. K_{i-v} = 0,062$$

Una vez puesto en marcha el motor, se encontró que su velocidad máxima en vacío es de 230 RPM.

3.6. Protecciones y librerías

Para prevenir daños durante las pruebas, se definió un valor máximo de corriente, calculado a partir de la potencia de placa del motor y su tensión de alimentación. La tensión RMS en el inversor con modulación vectorial (SVM) se calcula con (Mohan y cols., 2009):

$$V_{RMS} = m \frac{VDC\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \quad (3.5)$$

donde m es el factor de modulación, que para SVM equivale a 1.15.

Realizando los cálculos, $V_{RMS} = 33,8[V]$, lo que implica que para un PMSM de 350 [W] alimentado con una batería a 48 [V], la corriente de línea equivale a 10.3 [A], En la prueba se limitó a 12 [A].

El uso del kit de control de motores para ambas pruebas presenta otra ventaja significativa: la disponibilidad de librerías específicas. En la página oficial de Texas Instruments se encuentran todas las librerías necesarias para implementar el algoritmo FOC, especialmente el observador (denominado "FAST", de Flux, Angle, Speed & Torque). Con esta librería y el chip de control integrado, es posible estimar el valor de la *emf* con una resolución de 3° eléctricos en motores girando a 3000 RPM, como se presenta en (Dave Wilson, 2015).

Dado el relativamente bajo torque de los motores brushless de baja potencia, como el caso del motor de 350 W, los fabricantes optan por la inclusión de un sistema de engranajes tipo planetario dentro del conjunto, con el objetivo de aumentar el torque a costa de reducir la velocidad máxima posible.

4. Resultados teóricos y experimentales

4.1. Forma de onda del torque

Teniendo en cuenta las características y limitaciones mencionadas en el capítulo ?? sobre el medidor de potencia usado, se reconoce que no es posible obtener experimentalmente un mapa de eficiencias completo con una misma relación mecánica; por esto, se hace necesario el uso de un modelo con el que se puedan simular un mayor número de puntos de operación.

Para llevar a cabo el desarrollo de la simulación, resulta fundamental conocer el origen y las características de las pérdidas en la máquina, además de contar con un modelo teórico que describa la potencia o el torque en el eje, tal como se detalla en (Bucciarelli y Duarte, 2023).

Teniendo en cuenta que en los SMPMSM el torque de reluctancia es nulo, el torque electromagnético a la salida se puede expresar como:

$$\tau = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega}, \quad (4.1)$$

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

El valor promedio del torque, en términos de los valores RMS de las componentes de frecuencia de las corrientes y las *emf*, se calcula con:

$$\tau_{avg} = \frac{3}{\omega} \sum_{h=1}^N E_{h,rms} I_{h,rms} \cos \theta_h, \quad (4.2)$$

con h , el orden de la componente en frecuencia y θ_h , el ángulo entre los fasores E_h e 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) y, teniendo en cuenta que los PMSM tienen *emf* sinusoidal, sólo la fundamental de la corriente aporta al torque promedio; por lo que, al simplificar la ecuación 4.2, se obtiene:

$$\tau_{avg} = \frac{3}{\omega} E_{rms} I_{1,rms} \cos \theta_1. \quad (4.3)$$

Con la ecuación 4.3 se puede calcular el torque promedio del motor cuando se alimenta con cualquier forma de onda de corriente siempre y cuando se conozca su componente fundamental. Para el caso específico de SSC, en el que se inyecta corriente cuadrada con conducción 120°, los coeficientes RMS de la serie de Fourier de dicha corriente se calculan con la siguiente expresión general:

$$I_{h,rms} = \frac{j2\sqrt{2}}{h\pi} \left[\sin\left(\frac{h\pi}{3}\right) \sin\left(\frac{h\pi}{2}\right) \cos(h\pi) \right] I_{sqmax}. \quad (4.4)$$

Con $h = 1$ (que corresponde al armónico fundamental), se obtiene la magnitud de $I_{1,rms}$ en términos del valor pico de la señal cuadrada (I_{sqmax}):

$$|I_{1,rms}| = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{sqmax}. \quad (4.5)$$

La relación entre los valores RMS y máximo de la onda cuadrada es:

$$I_{sqmax} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sqrms}. \quad (4.6)$$

Reemplazando (4.6) en (4.5), se obtiene la relación entre el valor eficaz de la corriente cuadrada y la magnitud de su fundamental:

$$|I_{1,rms}| = \frac{3}{\pi} I_{sqrms}. \quad (4.7)$$

Sin embargo, el interés de este cálculo está enfocado en conocer el valor RMS de la corriente cuadrada que produce igual torque medio que una onda sinusoidal (I_{sinrms}), para lo que es necesario reordenar la ecuación 4.7:

$$I_{sqrms} = \frac{\pi}{3} |I_{1,rms}| \approx 1,05 I_{sinrms}. \quad (4.8)$$

Por lo tanto, el valor RMS de la onda cuadrada es aproximadamente un 5% mayor que el de la onda sinusoidal con la misma componente fundamental. Este fenómeno se ilustra gráficamente en la figura 4.1. Ambas corrientes, cuando son aplicadas a un SMPMSM, generan el mismo valor promedio de torque en el eje. Sin embargo, la corriente cuadrada introduce un efecto de fluctuación debido a la interacción de todas las demás componentes armónicas de la corriente con la fuerza electromotriz (*emf*), como se muestra en la figura 4.2. A partir de esta figura, se pueden extraer los valores máximos y mínimos del torque (1,05 y 0,91, respectivamente) para calcular el rizado utilizando la ecuación 4.9.

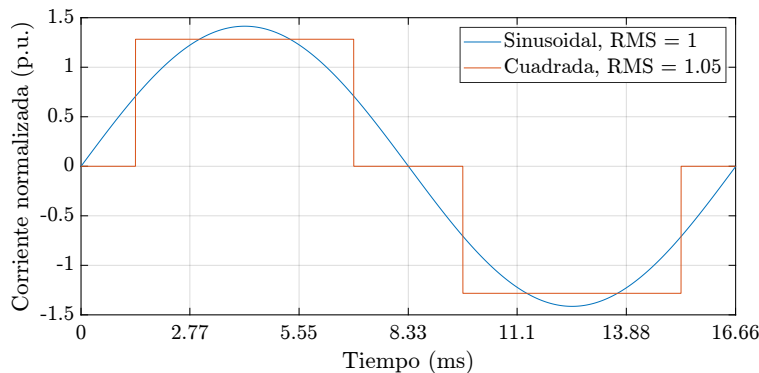
$$\tau_{ripple} = \frac{\tau_{max} - \tau_{min}}{\tau_{avg}} * 100\% = 14\%. \quad (4.9)$$

4.2. Pérdidas del motor

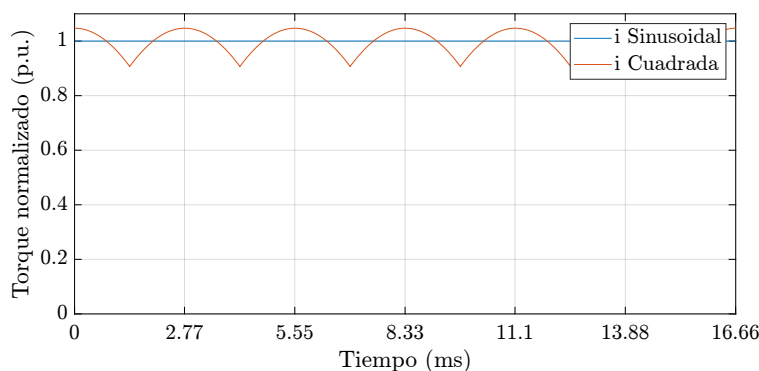
La totalidad de las pérdidas de potencia (P_{loss}) en los Motores Síncronos de Imán Permanente (PMSM) se pueden expresar como:

$$P_{loss} = P_{cu} + P_{fe} + P_m, \quad (4.10)$$

donde:

**Figura 4.1**

Ondas de corriente de una fase, sinusoidal y cuadrada, con igual magnitud de componente fundamental

**Figura 4.2**

Torque normalizado de un PMSM con corrientes sinusoidal y cuadrada.

- P_{cu} corresponde a las pérdidas debidas al efecto Joule en los conductores.
- P_{fe} se refiere a las pérdidas de origen magnético en el núcleo de hierro.
- P_m representa las pérdidas de origen mecánico, que se derivan del roce en los rodamientos y de la resistencia del rotor con el aire, como se describe en (Bucciarelli, De Angelo, y Silva, 2022).

El porcentaje de cada tipo de pérdida depende tanto del diseño y la construcción específicos de la máquina como del tipo de control utilizado para su operación. En la revisión bibliográfica presentada en (Roshandel, Mahmoudi, Kahourzade, Yazdani, y Shafiullah, 2021), se proporciona información sobre la distribución de pérdidas en diversos PMSM. En dicha revisión, se observa que las pérdidas en el núcleo de hierro varían en un rango que oscila entre el 40% y el 85% del total de las pérdidas de potencia, lo que destaca la importancia de tener en cuenta estas

pérdidas en el análisis y diseño de los motores.

La comparación del rendimiento del motor se lleva a cabo a valores idénticos de velocidad y potencia en la salida. Esta elección se hace para que las pérdidas mecánicas, que dependen exclusivamente de la velocidad, puedan considerarse constantes en ambas condiciones. En consecuencia, el modelo se centra exclusivamente en las pérdidas por efecto Joule (P_{cu}) y las pérdidas de origen magnético (P_{fe}).

4.2.1. Pérdidas en el cobre P_{cu}

La onda cuadrada se puede interpretar como una sinusoidal distorsionada; por lo que es posible que haya un impacto considerable del efecto piel en las pérdidas por efecto Joule. Este efecto se puede despreciar cuando $d \leq 2\delta$ (Mohan y cols., 2009). Siendo d el diámetro y δ la profundidad superficial del conductor, la cual se calcula con la siguiente expresión:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (4.11)$$

donde δ es la distancia desde la superficie hacia el centro del conductor, ρ es la resistividad, μ la permeabilidad magnética del material y f la frecuencia de la señal.

Para el caso específico del motor de 350 W, cuyos conductores son de cobre de 2 mm de diámetro, la frecuencia de la señal de alimentación debe superar los 4 kHz para que el efecto piel comience a disminuir el área útil. Para calcular la frecuencia máxima que se inyecta a la máquina, se emplea la ecuación 4.12. Considerando que la velocidad máxima es 230 RPM, la relación mecánica interna es 19/93 y el número de polos 18, la frecuencia eléctrica máxima es:

$$f = \frac{93}{19} \frac{N * P}{120} \approx 170 \text{ Hz} \quad (4.12)$$

cuyos armónicos mayores al de orden 24 son los que comienzan a verse afectados por la disminución del área efectiva; por esto, el efecto piel es despreciable. Así, las pérdidas en el cobre de un PMSM se pueden calcular como:

$$P_{cu} = \sum I_{h_{rms}}^2 R_s \quad (4.13)$$

con h el número de la componente armónica y R_s la resistencia equivalente del estator. O lo que es lo mismo,

$$P_{cu} = I_{sq_{rms}}^2 R_s. \quad (4.14)$$

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

$$\frac{P_{cu_{sq}}}{P_{cu_{sin}}} = \frac{I_{sq_{rms}}^2}{I_{sin_{rms}}^2} = \frac{(\pi/3)^2}{1} \approx 1,1 \quad (4.15)$$

Teóricamente, con corriente cuadrada, las pérdidas en el cobre son 10% superiores que con corriente sinusoidal en el punto de operación nominal. La distorsión en la corriente no sólo afecta a los bobinados del motor y al comportamiento del torque sino también al flujo magnético en el núcleo.

4.2.2. Pérdidas en el hierro P_{fe}

En trabajos recientes se proponen diferentes topologías de circuitos en el marco de referencia rotativo, como lo es la adición de fuentes dependientes o modificación de la resistencia de armadura (Balamurali, Kundu, Li, y Kar, 2021), (Zhang, Dou, y Deng, 2020), (Fasil, Antaloae, Mijatovic, Jensen, y Holboll, 2016); sin embargo, para hacer uso de estos métodos es necesario el conocimiento previo de las pérdidas para cada punto de operación. En (Kshirsagar, 2015) se expone que las pérdidas del hierro de una máquina con *emf* sinusoidal pueden aumentar entre 5 y 70% cuando se le inyecta corriente cuadrada con respecto a alimentación sinusoidal; por lo que queda claro que no es posible estimar de manera simple y precisa el cambio en las pérdidas del núcleo ante distintas estrategias de control. Para efectos de este trabajo se utiliza un resistor en paralelo (R_i) que varía en función de la velocidad como se muestra en (Fernandez-Bernal, Garcia-Cerrada, y Faure, 2001), así:

$$P_{fe} = \frac{emf^2}{R_i} = \frac{emf^2}{R_a + R_b \omega_n} \quad (4.16)$$

A pesar de que en la práctica no es posible medir la fuerza electromotriz, en el modelo del motor (simulación) se puede añadir esta componente de pérdidas. A continuación se muestra la R_i usada para la estimación de las pérdidas magnéticas en los ejes dq .

4.3. Modelado y pruebas de la máquina

En esta etapa se usaron los parámetros del motor que se determinaron en la sección 3.4.

4.3.1. Ensayo en el laboratorio

El ensayo para obtener los puntos de eficiencia del motor se hizo según el esquema presentado en la sección 2.1. Se llevó el motor a diferentes velocidades y, para cada velocidad, se varió gradualmente la potencia mecánica modificando la referencia del rodillo electrónico. La medición de la potencia en la entrada se realizó directamente desde la fuente DC, tal como se explicó en detalle en el capítulo ???. En este contexto, es fundamental destacar la importancia del

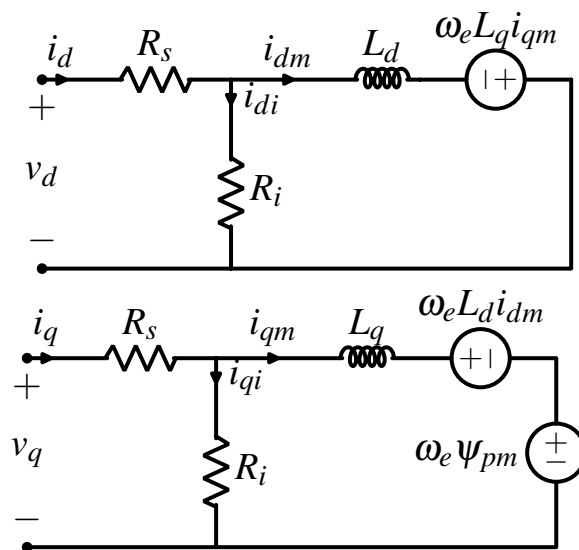


Figura 4.3

Circuito equivalente en variables dq

uso del mismo controlador para asegurar que las pérdidas debidas a la conducción y a la conmutación varíen en función de la estrategia de control empleada y no en función del dispositivo semiconductor utilizado.

La eficiencia se calculó utilizando la siguiente expresión:

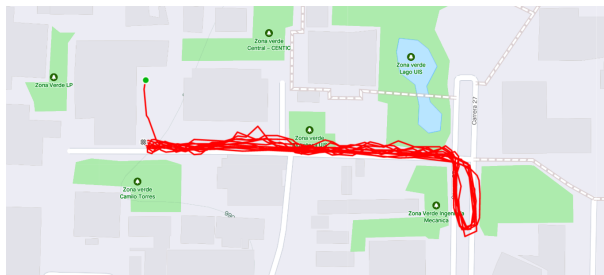
$$\eta = \frac{P_{rodillo}}{P_{dc}} \quad (4.17)$$

Donde P_{dc} representa la potencia mecánica medida a la salida de la fuente DC. Ambas pruebas se llevaron a cabo utilizando el kit DRV8301. Inicialmente, el objetivo consistió en recopilar datos de eficiencia en un rango de velocidades entre 50 y 225 RPM con intervalos de 25 RPM, y en un rango de potencia entre 50 y 350 W con incrementos de 25 W. Sin embargo, con SSC, debido a las limitaciones de corriente, no fue posible obtener puntos de datos con los valores más altos de velocidad ni de potencia.

4.3.2. Prueba de rodamiento en un trayecto predefinido

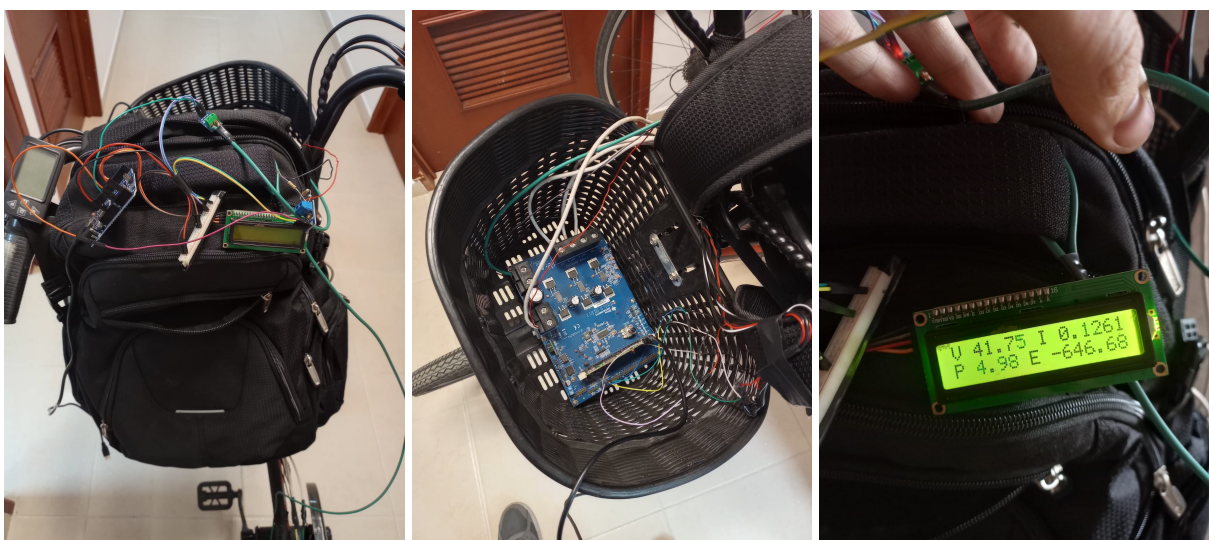
Además de las pruebas en el banco de ensayos, se realizó una evaluación del motor en un circuito ubicado dentro de la universidad, cuyo trazado se presenta en la figura 4.4. Este circuito se asemeja al terreno típico de la ciudad de Bucaramanga, ya que incluye una pendiente de aproximadamente entre 5% y 6%, así como una región llana de 200 metros de longitud.

Para esta prueba, fue necesario medir la energía consumida, y para ello, se implementó un medidor en corriente continua con Arduino para sensar las tensiones y corrientes de la batería y

**Figura 4.4**

Recorrido de las pruebas en bicicleta

proporcionar un valor de energía en unidades de $W \cdot \text{min}$. La implementación de este sistema se muestra en la figura 4.5.

**Figura 4.5**

a) Medidor de energía con arduino. b) Kit DRV 8301 Texas Instruments en la canasta de la bicicleta. c) Datos medidos: Tensión [V], Corriente [A], Potencia [W], Energía [W-min]

Los datos se recopilaron registrando la energía consumida en cada vuelta y reiniciando el contador al comienzo de cada recorrido. Es importante señalar que durante las pruebas con la estrategia de control SSC, se observó la presencia de ruido acústico en el motor debido a la distorsión de la forma de onda de corriente.

La calibración de los sensores se realizó mediante un ajuste lineal utilizando un multímetro Fluke 179 como medidor de referencia. Este proceso resultó en un error absoluto inferior al 1% para cada sensor dentro del rango de operación de la prueba, que abarcaba desde 0 hasta 48 [V] y desde 0 hasta 10 [A]. Como resultado, se logró una incertidumbre total en la energía regis-

trada de menos del 2%.

En el cuadro 4.1 se presentan los valores de energía consumida por vuelta en el circuito mostrado en la figura 4.4.

A partir del promedio, se obtiene que el consumo energético con SSC es 13% mayor que con FOC.

4.4. Simulación

Para realizar una comparación en un mayor número de puntos, fue necesario utilizar un modelo de simulación en software. Para ello, se optó por la modificación de un modelo preexistente en el software PLECS, en el que se permitió editar la máquina para incorporar la resistencia R_i , cuyo valor posteriormente se ajustó en función del modelo de control (FOC y SSC) para concordar con los datos experimentales de eficiencia. Para el modelo del PMSM, se empleó un BLDC con *emf* sinusoidal. La velocidad máxima alcanzada en la simulación fue de 230 RPM, 2.2% mayor que la velocidad máxima experimental.

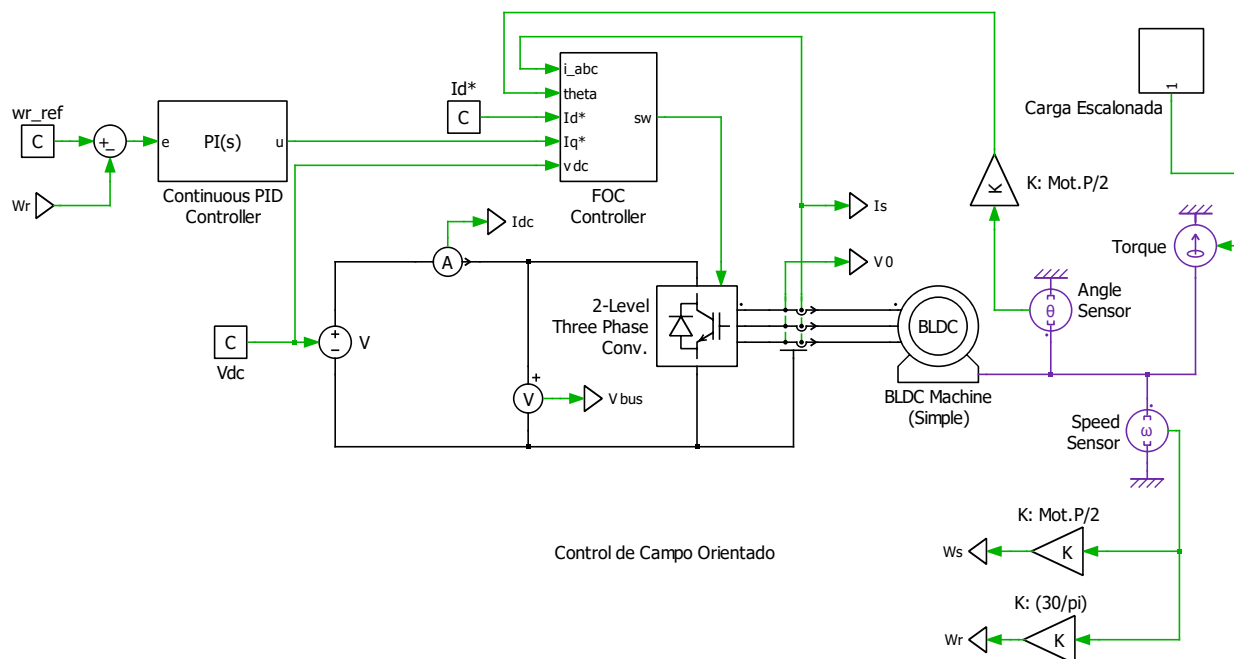


Figura 4.6

Modelo FOC en PLECS

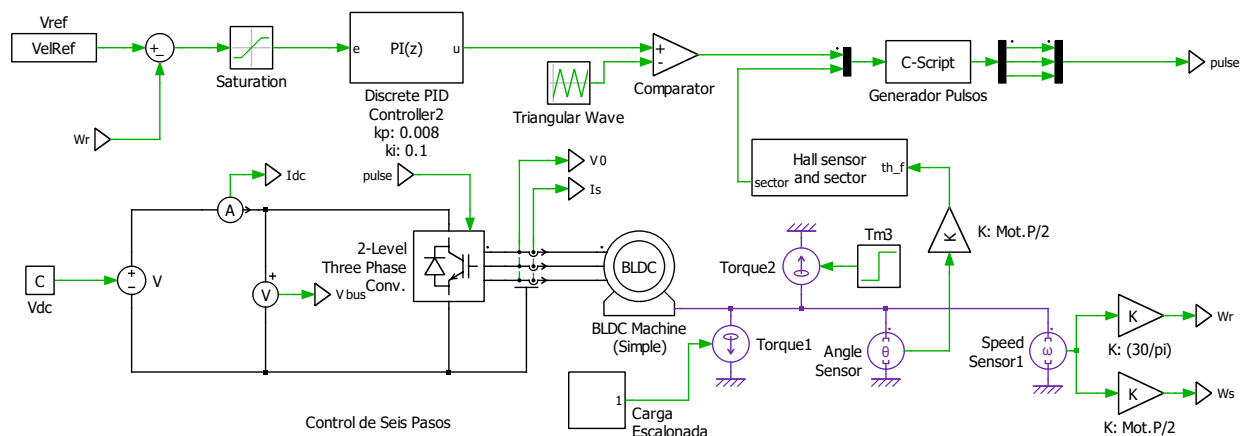


Figura 4.7

Modelo SSC en PLECS

4.5. Resultados

En la figura 4.8, se muestran los mapas de eficiencia obtenidos a partir de las pruebas. A la izquierda, se presentan los datos experimentales, mientras que a la derecha se muestran los resultados de la simulación. Estas gráficas ponen de manifiesto las limitaciones mencionadas previamente en relación con las pruebas de laboratorio, ya que no fue posible completar los mapas de eficiencia en el entorno experimental.

A la izquierda de la figura 4.9 se aprecia la diferencia de potencias a la entrada del motor (SSC - FOC), se resaltan los puntos máximo y mínimo. A la derecha se muestra dicha diferencia con respecto a la potencia en el eje, en donde se identifican tres regiones:

- Potencia mecánica menor a 200 W: con SSC se requiere entre 0 y 20% más de potencia eléctrica (por unidad de potencia mecánica) con respecto a FOC.
- Potencia mecánica mayor a 200 W y bajas velocidades: En el arranque bajo carga se obtiene mayor eficiencia con SSC que con FOC.
- Potencia mecánica mayor a 200 W y altas velocidades: En esta zona se logra la mejor eficiencia de FOC con respecto a SSC, llegando a necesitarse hasta 55% más de potencia eléctrica con SSC en el punto de operación nominal: 350 W y 225 RPM.

4.6. Análisis de resultados

De la figura 4.8, se deduce que la región de mayor eficiencia ($\eta \geq 75\%$) con la estrategia SSC es más reducida en comparación con la estrategia FOC, y se encuentra a velocidades

	FOC	SSC
	410	440
	405	455
	395	465
	400	452
	405	465
Promedio	403	455.4

Tabla 4.1

Consumo energético por vuelta del conjunto bicicleta-ciclista con las dos estrategias de control, unidades de W-min/vuelta

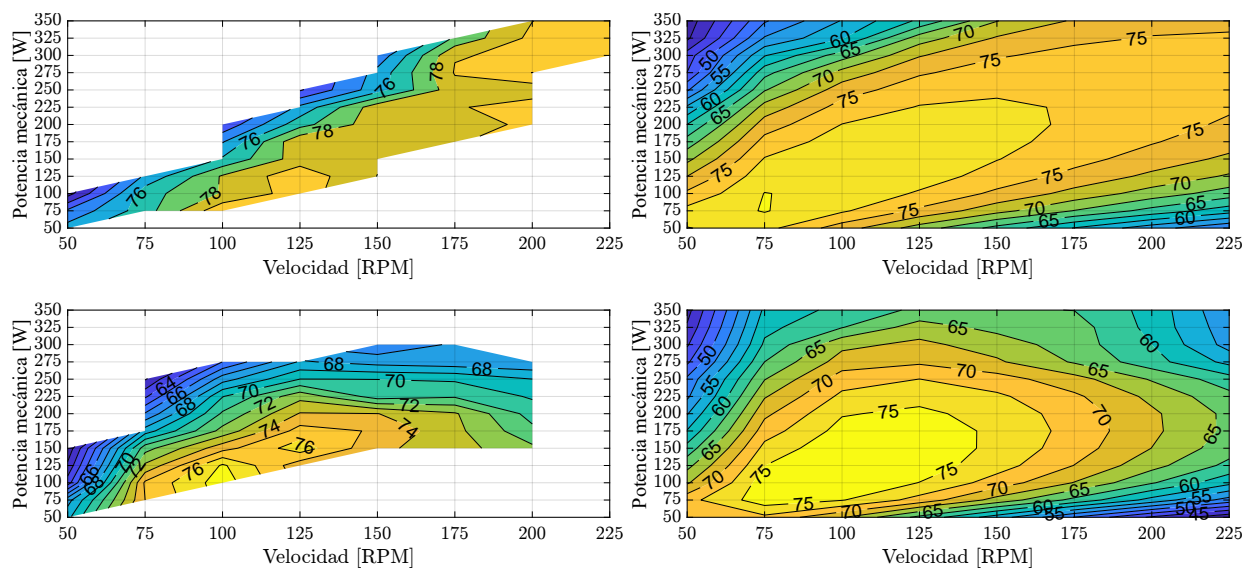


Figura 4.8

Mapas de eficiencia. Izquierda: experimental. Derecha: simulación. Arriba: FOC. Abajo SSC

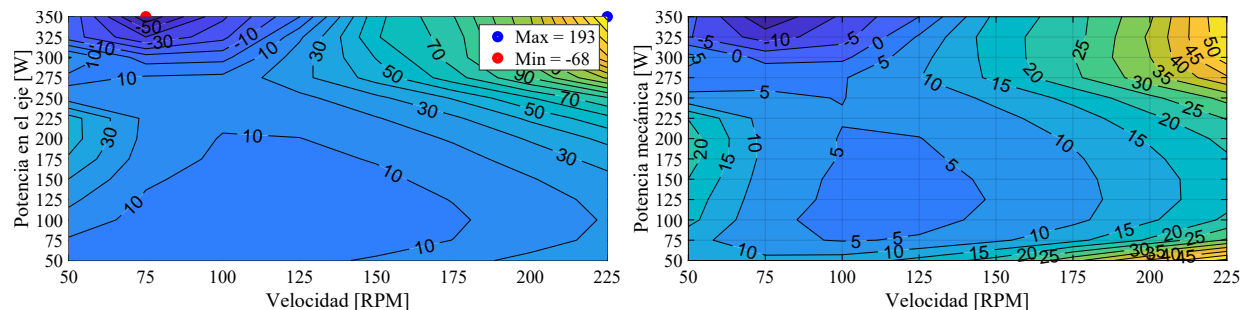


Figura 4.9

Izquierda: Diferencia de potencias eléctricas. Derecha: porcentaje de diferencia de potencias eléctricas con respecto a la potencia mecánica.

más bajas. Esto sugiere que la implementación de SSC puede ofrecer resultados superiores en vehículos que operen con cargas pesadas a muy bajas velocidades, como las carretillas elevadoras utilizadas en almacenes para la manipulación de unidades de gran peso. Por otro lado, la estrategia FOC muestra un mejor desempeño general, manteniendo una eficiencia por encima del 75% siempre que los aumentos de velocidad impacten de manera proporcional en la potencia requerida en el eje. Esto se observa en vehículos unipersonales como bicicletas o patinetes, donde la resistencia del viento aumenta a medida que se acelera.

Las ruedas de la bicicleta utilizada en la prueba en el circuito dentro de la universidad tienen un diámetro de 27.5", lo que equivale aproximadamente a un perímetro de 2150 mm y una velocidad máxima de 30 km/h a 225 RPM. Durante esta prueba, se destacó la diferencia en la entrega de potencia a bajas velocidades, que ya se había observado en los ensayos de laboratorio y se muestra en la parte izquierda de la figura 4.8.

La velocidad media en el recorrido fue de 10 km/h, y se observó que con la estrategia SSC se consumió un 13% más de energía de la batería en comparación con FOC. Esto sugiere que en trayectos con terreno mayormente plano y velocidades más altas, la disparidad en la eficiencia del motor entre ambas estrategias será aún más pronunciada.

5. Conclusiones

La estrategia de control de seis pasos enfoca su aplicación en máquinas con *emf* trapezoidal, en las que cada estado de conmutación se asemeja a la operación de un motor de corriente continua (sin escobillas), por lo que son comúnmente referidos como Brushless DC o BLDC. Su operación puede generar ruido acústico debido a que sólo dos fases se energizan a la vez, lo que hace que el devanado inactivo deba superar la inercia de la corriente debida a la inductancia cada vez que se reactiva, resultando en vibraciones en cada conmutación de fases. Dadas estas limitaciones, surge la necesidad de emplear una estrategia de control que alimente todo el motor en su funcionamiento y permita prescindir de sensores físicos. Estos cambios conllevan ventajas como el ahorro de espacio, un aumento en la confiabilidad y la reducción de costos de manufactura. A pesar de que la estrategia de control de campo orientado se propuso en los inicios de la década de 1970, su implementación se vio restringida por la falta de electrónica de potencia en la época. Por tanto, es solo hasta los últimos años que se le han realizado estudios experimentales.

El esquema de ensayos propuesto inicialmente requería un potenciómetro; no obstante, el dispositivo similar más adecuado y disponible en la universidad para realizar las pruebas es un rodillo electrónico diseñado para entrenamientos ciclísticos. Con este rodillo, se puede medir la potencia en el eje del motor de manera efectiva con un acople de tipo piñón y cadena. Con respecto a la potencia eléctrica, se debe tener en cuenta que las tensiones y corrientes se modulan a una frecuencia de 30 kHz. Esto implica la necesidad de un medidor con una alta frecuencia de muestreo para garantizar una lectura precisa de las señales. Sin embargo, en el laboratorio no se contaba con un medidor que cumpliera con estas características específicas. Como solución, se decidió simplificar los cálculos asumiendo que la diferencia en las pérdidas por conducción y conmutación, con ambas estrategias, en la etapa de potencia podían ser despreciadas. Este enfoque se validó mediante la comparación de las pérdidas teóricas de ambas estrategias en el punto de operación nominal. Se encontró que esta diferencia es aproximadamente del 0.17 % con respecto a la potencia entregada por el motor, lo que respalda la viabilidad de esta simplificación. Es importante destacar que es válida siempre y cuando se utilice el mismo controlador; un cambio en el inversor podría acarrear un impacto significativo en la diferencia de estas pérdidas. El kit de control de motores utilizado permitió cambiar la estrategia al ajustar el factor de modulación. Esta simplificación resultó efectiva y proporcionó datos de potencia consumida por el motor con una alta fidelidad, gracias a la precisión de la fuente de alimentación utilizada en el ensayo.

Dado el relativamente bajo torque de los motores brushless de baja potencia para vehículos pequeños, como es el caso del motor de 350 W, los fabricantes optan por incorporar un sistema de engranajes tipo planetario en el conjunto. Esto se hace con el objetivo de aumentar el torque a costa de reducir la velocidad máxima posible.

El medidor de potencia utilizado en las pruebas de laboratorio no permite la obtención de datos que permitan completar los mapas de eficiencia con una misma relación mecánica de

engranajes. Un cambio en esta relación puede provocar diferencias significativas en la eficiencia debido a la alineación de los piñones y la tensión de la cadena, lo que llevó a mantener una relación mecánica constante que permitiera obtener una cantidad significativa de puntos de eficiencia.

De los resultados obtenidos en el entorno de simulación, se concluye que el PMSM estudiado presenta un mejor rendimiento general al utilizar FOC. No obstante, se identifica una pequeña región a bajas velocidades y con alta carga en la que el funcionamiento es más eficiente con SSC. Este resultado se debe, en parte, a que el modelo de pérdidas del hierro utilizado corresponde a una aproximación lineal que no alcanza a representar el comportamiento de la máquina en todo su régimen de operación. Es importante destacar que esta región es teórica y poco práctica en un entorno real ya que, de alcanzarse, podría dañar los devanados de la máquina.

En las pruebas dentro del campus, se usó una bicicleta con velocidades entre 5 y 20 km/h, pendientes entre 0 y 6%, y el peso total del conjunto menor a 100 kg, los resultados indicaron una disminución del 13% en la eficiencia global de la máquina al emplear SSC. Además de los datos medidos, se evidenció una respuesta más rápida y un mayor ruido acústico de SSC en comparación con FOC.

En general, la selección de la estrategia de control para una máquina impacta de manera importante en su desempeño. Dicha selección debe tener en cuenta factores como la disposición interna de los componentes del motor, su velocidad máxima, costos de implementación, incorporación de sensores, zona geográfica y población objetivo. En el caso específico de un SMPMSM, el Control de Campo Orientado con $i_d = 0$ demuestra un mejor rendimiento en términos de eficiencia y reducción de ruido acústico en comparación con la estrategia de Control de Seis Pasos.

5.1. Trabajo futuro

La línea de este trabajo de investigación continúa con el diseño y construcción de la tarjeta de circuito impreso para el control dual de motores junto con el diseño y construcción de un vehículo pequeño de tres o cuatro ruedas para transporte de personas u objetos en el área metropolitana de Bucaramanga.

Referencias

- ACOSTA CORREA, C. A. (2021). *Banco de pruebas para la caracterización de un motor brushless de una ciclo eléctrica [recurso electrónico]*. Bucaramanga: UIS.
- Agrawal, J., y Bodkhe, S. (2015, Dec). Steady-state analysis and comparison of control strategies for PMSM. *Hindawi*, 2015, 11. doi: <https://doi.org/10.1155/2015/306787>
- Balamurali, A., Kundu, A., Li, Z., y 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
- Bertoluzzo, M., Buja, G., Keshri, R. K., y 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., y Silva, L. (2022). A review of PMSM techniques for parameter determination and efficiency mapping. En *Argencon 2022*. doi: 10.1109/ISIE.2019.8781540
- Bucciarelli, A., y Duarte, J. (2023). Degradación de la eficiencia de un PMSM con control seis-pulsos con respecto al vectorial: Estudio teórico y validación experimental. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, 8.
- cadencraft. (2022). *Designing a coreless axial flux motor - part 1*. Descargado de <https://cadencraft.com/designing-a-coreless-axial-flux-motor-part-1/> (Consultado el 10/10/2023)
- Comanescu, M. (2021). Speed, emf and rotor position estimation of pmsm using phase locked loop and simple sliding mode observer. En *Iecon 2021 – 47th annual conference of the IEEE industrial electronics society* (p. 1-6). doi: 10.1109/IECON48115.2021.9589832
- Dave Wilson, T. I. (2015). *Teaching old motors new tricks*. Descargado May 3, 2023, de https://www.youtube.com/watch?v=bZwLFpXhFbI&t=3207s&ab_channel=TexasInstruments
- De Viaene, J., Verbelen, F., Derammelaere, S., y Stockman, K. (2018). Energy-efficient sensorless load angle control of a bldc motor using sinusoidal currents. *IET Electric Power Applications*, 12(9), 1378-1389. Descargado de <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-epa.2018.5059> doi: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2018.5059>
- Fasil, M., Antaloae, C., Mijatovic, N., Jensen, B. B., y 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., y 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
- González, G., Aligia, D., Pezzani, C., y 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
- Instruments, T. (s.f.). *Instaspin labs user manual*. https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/38/instaspin_5F00_labs.pdf. (Accedido el 30 de abril de 2023)
- Karan, V., Alam, A., y Thakur, A. (2023). Hybrid control using fuzzy logic and adaptive space vector modulation for reduction of torque ripples in pm-blcd motor drive. *Journal of Engineering and Applied Sciences*, 70, 66. doi: 10.1186/s44147-023-00238-0
- Krishnan, R. (2017). *Permanent magnet synchronous and brushless dc motor drives*. CRC Press. Descargado de <https://books.google.com.co/books?id=SApEDwAAQBAJ>
- Kshirsagar, P. M. (2015). *Efficiency improvement strategies and control of permanent magnet motor drives* (Tesis Doctoral, Faculty of Virginia Polytechnic Institute and State University). doi: <http://hdl.handle.net/10919/77685>
- Lazzari, T., Scalcon, F., Volpato, C., Gabbi, T., Stefanelo, M., y Vieira, R. P. (2019). Sensorless control of nonsinusoidal back-EMF PMSM based on state observer. En *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)* (p. 1-6). doi: 10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065788
- Lee, H., y Lee, J. (2013). Design of iterative sliding mode observer for sensorless PMSM control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 21(4), 1394-1399. doi: 10.1109/TCST.2012.2199493
- Leonhard, W. (1988). Field-orientation for controlling ac machines-principle and application. En *Third international conference on power electronics and variable-speed drives* (p. 277-282).
- Li, F., Yao, W., y Lee, K. (2019). Quantitative characteristic comparison between sensorless six step and field oriented control methods for permanent magnet brushless dc motors. En *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (p. 1881-1885). doi: 10.1109/ECCE.2019.8912478
- Maity, P. (2021). Observer-based sensorless field oriented control of PMSM motor for EV application. En *2021 International Conference on Recent Trends on Electronics, Information, Communication Technology (RTEICT)* (p. 274-279). doi: 10.1109/RTEICT52294.2021.9573548
- MathWorks. (2023). *Mtpa control reference*. Descargado de <https://la.mathworks.com/help/mcb/ref/mtpacontrolreference.html> (Consultado el 8 de octubre)

- McBain, B., Lenzen, M., Albrecht, G., y Wackernagel, M. (2018). Reducing the ecological footprint of urban cars. *International Journal of Sustainable Transportation*, 12(2), 117-127. Descargado de <https://doi.org/10.1080/15568318.2017.1336264> doi: 10.1080/15568318.2017.1336264
- Minería, H. (2022). *Conozca la nueva política de transición energética en Colombia*. <https://www.hablemosdemineria.com/2022/03/conozca-la-nueva-politica-transicion-energetica-colombia/#:~:text=El%20Gobierno%20de%20Colombia%20ha%20aprobado%20el%20CONPES,aportan%20recursos%20esenciales%20para%20la%20econom%C3%ADa%20de%20Colombia%E2%80%9D>. ([Online; Último acceso 17-julio-2023])
- Mohan, N., Undeland, T., y Robbins, W. (2009). *Electrónica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño*. McGraw-Hill.
- Roshandel, E., Mahmoudi, A., Kahourzade, S., Yazdani, A., y Shafiullah, G. (2021). Losses in efficiency maps of electric vehicles: An overview. *Energies*, 14(22). Descargado de <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/22/7805> doi: 10.3390/en14227805
- Sahare, S. K., y Suresh, D. (2023). Modified boost converter-based speed control of BLDC motor. En *2023 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)* (p. 1-5). doi: 10.1109/SCEECS57921.2023.10062973
- Sarlioglu, B., Morris, C. T., Han, D., y Li, S. (2017). Driving toward accessibility: A review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles. *IEEE Industry Applications Magazine*, 23(1), 14-25. doi: 10.1109/MIAS.2016.2600739
- Zhang, H., Dou, M., y 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