



"El saber de mis hijos
hará mi grandeza"

UNIVERSIDAD DE SONORA

División de Ciencias Exactas y Naturales

Departamento de Investigación en Física

Maestría en Ciencias en Electrónica

Estudio y Simulación del Control de Torque de un Motor sin Escobillas de Corriente Directa

T E S I S

Presentada en cumplimiento de los requisitos para
obtener el grado de **Maestro en Ciencias en Electrónica**
presenta:

Joan Coballes Pantoja

Director: **Dr. Roberto Gómez Fuentes**
Codirector: **Dr. Luis Arturo García Delgado**

Hermosillo, Sonora, México, Noviembre del 2018

Universidad de Sonora

Repositorio Institucional UNISON



"El saber de mis hijos
hará mi grandeza"



Excepto si se señala otra cosa, la licencia del ítem se describe como openAccess

“Con fundamento en los artículos 21 y 27 de la Ley Federal del Derecho de Autor y como titular de los derechos moral y patrimonial de la obra titulada **“Estudio y Simulación del Control de Torque de un Motor sin Escobillas de Corriente Directa”**, otorgo de manera gratuita y permanente a la **Universidad de Sonora**, la autorización para que fijen la obra en cualquier medio, incluido el electrónico, y la divulguen entre sus usuarios, profesores, estudiantes o terceras personas, sin que pueda percibir por tal divulgación una contraprestación”.

JOAN COBALLES PANTOJA

18 DE DICIEMBRE DE 2018

FIRMA: _____

Dedicatoria

A mi esposa e hijo, los motivos de mi ser...

Agradecimientos

A mi esposa por su apoyo constante y comprensión, sobre todo durante las interminables noches sin dormir y a mi hijo, por comprender la mayoría de las veces el aplazamiento del horario de juego y por su preocupación constante con su pregunta: ¿Cuándo terminas la tesis papá?.

A mis padres, por ser los precursores de quien soy en la actualidad.

A mis suegros, por ser mis segundos padres.

A mi director de tesis, por su apoyo, orientación y asesorías durante el desarrollo de este trabajo. Por transmitirme sus conocimientos y experiencias y hacerme confiar en que **todo se puede**.

Al CONACYT por el apoyo económico aportado durante los 24 meses y por fomentar y estimular la producción científica en las universidades de este país.

A todo el colectivo de profesores del Departamento de Electrónica de la Universidad de Sonora y al coordinador del posgrado, por confiar en mí para asumir este reto que constituyó esta nueva etapa en mi carrera profesional, y por volcar y compartir sus conocimientos y empeño en mi formación durante más de dos años.

A mis compañeros de maestría, por su solidaridad y apoyo, y facilitar nuestra integración, a pesar de las diferencias de vocabulario, cultura y costumbres; especialmente al Francisco y al Julián, por tenerme tanta paciencia.

A todos los que han tenido que ver directa o indirectamente con este resultado.

A todos, mi más profundo agradecimiento...

Resumen

Los Motores de Corriente Directa sin Escobillas (BLDC: Brushless Direct Current), constituyen uno de los tipos de motores más empleados en la industria moderna, abarcando las más diversas aplicaciones. En el presente trabajo se pretende realizar el Estudio y la Simulación de un Controlador de Torque para un Motor BLDC. Este tipo de aplicación resulta particularmente útil en sistemas como brazos robóticos, elevadores de carga y de personal, vehículos eléctricos y/o híbridos, entre muchas otras.

En primer lugar, se ofrecerá una breve presentación a la problemática que pretendemos abordar, a partir del planteamiento del objetivo general y de los objetivos específicos, así como se brindará una panorámica de la estructura del documento. Posteriormente, se abordarán aspectos teóricos de este tipo de motores, incluyendo antecedentes históricos y principio general de funcionamiento. Se explicará brevemente en qué consiste su sistema de control y las principales aplicaciones en las que se emplean. De igual forma, se presentarán las ecuaciones matemáticas que describen el sistema, entre otros aspectos importantes.

Una vez definido el Marco Teórico se procederá a la implementación del modelo computarizado del sistema, describiendo sus componentes fundamentales. De marcado interés serán las etapas que conforman los sistemas de control implementados, por lo que se explicarán en detalle cada una de ellas. Posteriormente, se llevará a cabo la Simulación en Lazo Abierto de Varios Regímenes de Carga para un Motor Específico, así como varias simulaciones en Lazo Cerrado empleando diferentes sistemas de control. Comparativamente, se evaluará el desempeño de un lazo de control de torque tradicional con un lazo de control de torque propuesto en este trabajo. Finalmente, se analizarán los resultados y se brindarán las conclusiones.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Objetivo General	2
1.2. Objetivos específicos	2
1.3. Estructura de la tesis	2
2. Motores BLDC	5
2.1. Antecedentes	5
2.2. Marco teórico.	9
2.2.1. Sistema de control.	15
2.3. Aplicaciones.	18
2.4. Modelo matemático.	19
2.4.1. Ecuaciones diferenciales.	19
2.4.2. Análisis vectorial. Marcos de referencia	26
2.4.3. Relación entre velocidad angular y torque electromagnético	31
3. Implementación	33
3.1. Modelo Computarizado.	33
3.1.1. Bloque Electrónica de Potencia.	34
3.1.2. Bloque BLDC	35
3.1.3. Bloque Control	36
3.2. Etapas del Control	37
3.2.1. Detección	37
3.2.2. Control	39
3.2.3. Conmutación	42
3.3. Simulaciones	50
3.3.1. Simulación 1. Funcionamiento en lazo abierto.	51
3.3.2. Simulación 2: Control de torque mediante PWM y lazo de control tradicional.	54
3.3.3. Simulación 3: Control de torque mediante DTC-2F y lazo de control tradicional.	57

3.3.4. Simulación 4: Control de torque mediante DTC-2+3F y lazo de control tradicional.	60
3.3.5. Simulación 5: Control de torque mediante PWM y lazo de control novedoso.	63
3.3.6. Simulación 6: Control de torque mediante DTC-2F y lazo de control novedoso.	66
3.3.7. Simulación 7: Control de torque mediante DTC-2+3F y lazo de control novedoso.	69
3.4. Análisis de resultados.	72
4. Conclusiones	75

Capítulo 1

Introducción

Producto de la creciente generalización industrial de los Motores sin Escobillas de Corriente Directa (BLDC: Brushles Direct Current), respaldados en sus numerosas ventajas con respecto a otros tipos de motores, resulta lógico el interés de la comunidad científica y empresarial por el desarrollo y la optimización constante de la tecnología asociada a este tipo de Máquinas Eléctricas Rotatorias. En tal sentido, varias son las líneas de investigación desplegadas por los especialistas en el tema, y todas se encaminan a la obtención de equipos más eficientes que alcancen niveles de respuesta más adecuados para las aplicaciones que desempeñan. Se pueden plantear cuatro grandes frentes de trabajo, aunque las oportunidades de mejora frecuentemente combinan más de uno de los mismos:

- diseño y materiales de fabricación del motor BLDC. Estos estudios se encaminan al desarrollo, por ejemplo, de nuevos elementos para producir imanes permanentes más poderosos, núcleos ferromagnéticos que minimicen las pérdidas energéticas, mejoras en las características constructivas y de diseño, cableado de los devanados, métodos para disminuir la fricción entre componentes mecánicos propios del motor, entre otros.
- diseño y materiales de fabricación del bloque de potencia. Se busca el desarrollo de nuevos elementos de electrónica de potencia que incrementen la velocidad de respuesta, minimicen las pérdidas, manejen altos niveles de corriente, entre otras características.
- elementos y técnicas de retroalimentación. Se persigue el desarrollo de tecnologías y/o métodos para lograr una mejor estimación de la posición del rotor.
- elementos y técnicas de control. Se estudian metodologías existentes y novedosas que permitan un control óptimo y más eficiente de la variable a controlar.

A partir de lo anterior, el presente trabajo se enfoca en esta última línea de investigación, específicamente en el estudio y la implementación simulada de un Sistema de Control de Torque para un motor BLDC a partir de la combinación de metodologías existentes con un algoritmo de control de doble lazo en paralelo, y la comparación con otras metodologías típicas reportadas en la literatura científica. Este tema, junto con otros trabajos, constituye uno de los pilares iniciales de investigación del Departamento de Electrónica de la Universidad de Sonora, en la incursión en aplicaciones relacionadas con la robótica, aeroespaciales, domésticas, etc. La finalidad fundamental reside en elevar el nivel de conocimiento de uno de los elementos fundamentales de las aplicaciones mencionadas con anterioridad y tratar de brindar un aporte representativo en esta área.

Para esto, se comenzará con una breve descripción general del Marco Teórico asociado con los motores BLDC y de los elementos que los integran. A continuación se brindarán las particularidades de la metodología seguida en el transcurso del trabajo, incluyendo las ecuaciones matemáticas que describen este sistema, la descripción general y particular de los sistemas de control empleados. Posteriormente, se llevarán a cabo las simulaciones asociadas a estos sistemas y el análisis comparativo de los resultados. Por último se brindarán las conclusiones del análisis.

1.1. Objetivo General

Implementación de un Algoritmo de Control de Torque para un Motor Brushless de Corriente Directa.

1.2. Objetivos específicos

- Realizar el modelado matemático e implementación en Matlab/SIMULINK[®] de un motor BLDC.
- Caracterizar mediante la simulación, el comportamiento en lazo abierto de un motor BLDC existente.
- Estudio e implementación de algoritmos de control del torque en dicho motor BLDC.
- Comparar resultados modelados de las técnicas implementadas.

1.3. Estructura de la tesis

Este documento está estructurado en cuatro capítulos de la siguiente manera:

En el Capítulo 2, se brindan los antecedentes de los motores BLDC y una introducción al marco teórico, su estructura, funcionamiento y ecuaciones matemáticas que lo describen, así como las principales aplicaciones en las que se pueden emplear.

En el Capítulo 3, se explicará el modelo computarizado utilizado y se abordarán las particularidades de las técnicas empleadas. Posteriormente se llevarán a cabo las simulaciones con el software Matlab/SIMULINK[®] en su versión R2017a. Se trabajará con los datos nominales de un motor existente. Primeramente se implementará la simulación en lazo abierto del motor en cuestión, para obtener datos relevantes del comportamiento mecánico del mismo. Posteriormente se realizarán simulaciones empleando una técnica de control escalar por PWM y una técnica vectorial de Control Directo de Torque en dos modalidades. Ambas técnicas se evaluarán a partir de dos metodologías de reducción del error de control. Se emplearán diferentes controladores, métodos de detección de la posición y de generación de las señales de conmutación. Por último, se analizarán los resultados.

En el Capítulo 4 se brindarán las conclusiones.

Capítulo 2

Motores BLDC

2.1. Antecedentes

Desde el descubrimiento del electromagnetismo y el posterior surgimiento de los motores eléctricos, mucho se ha trabajado en la investigación y desarrollo de nuevos equipos que satisfagan las más disímiles aplicaciones. Como es conocido, los motores son máquinas eléctricas que constan esencialmente de un elemento móvil denominado rotor, y de un elemento fijo denominado estator. En ambos elementos se generan campos magnéticos fluctuantes o rotacionales que interactúan entre sí, produciendo el torque mecánico necesario para que la parte móvil gire. La forma de generar los campos magnéticos en el estator y en el rotor, así como la relación entre sus frecuencias, constituyen algunos elementos de clasificación de los motores eléctricos. De igual forma existen otros criterios, que se enmarcan en el tipo de tensión que ven los bornes del motor o que toman de la red de suministro, en características constructivas o de diseño, etc. (Figura 2.1). En consecuencia, existen muchos tipos de motores, al igual que aplicaciones posibles. Todos pretenden satisfacer necesidades bien específicas en cuanto a eficiencia energética, reducción de pérdidas de diversas naturalezas, calidad de la potencia mecánica obtenida, velocidades, torques, requerimientos de tamaños, formas, etc.

En este escenario, los motores BLDC destacan por dos características fundamentales que los hacen ideales para una inmensidad de aplicaciones, y que los han llevado a ocupar volúmenes de fabricación y ventas sin precedentes en la industria moderna. En estos motores, el campo magnético del rotor se genera mediante imanes permanentes y la conmutación de los devanados del estator, se realiza de manera electrónica, empleando para ello transistores de potencia. La primera característica, permite una reducción considerable del calentamiento por pérdidas de efecto Joule, posibilita la reducción de su tamaño y el sometimiento a grandes fuerzas centrípetas sin el riesgo de fallos. La segunda, permite eliminar todos los inconvenientes asociados a la conmutación mecánica tradicional (colector y escobillas) de sus contrapartes de DC, como son la reducción drástica de los ciclos de

mantenimiento, la eliminación de las pérdidas y de la interferencia electromagnética generadas por la conmutación. La conmutación electrónica se realiza mediante un sistema de control relativamente complejo, que decide cuál devanado energizar en el momento preciso. Esto se lleva a cabo mediante los elementos de retroalimentación que permiten de manera directa o indirecta detectar la posición angular del rotor en todo momento. De igual forma, el sistema de control puede incidir sobre alguna variable a controlar en particular (Velocidad, Torque, Posición, etc.), para tratar de garantizar que se mantenga un cierto valor de referencia.

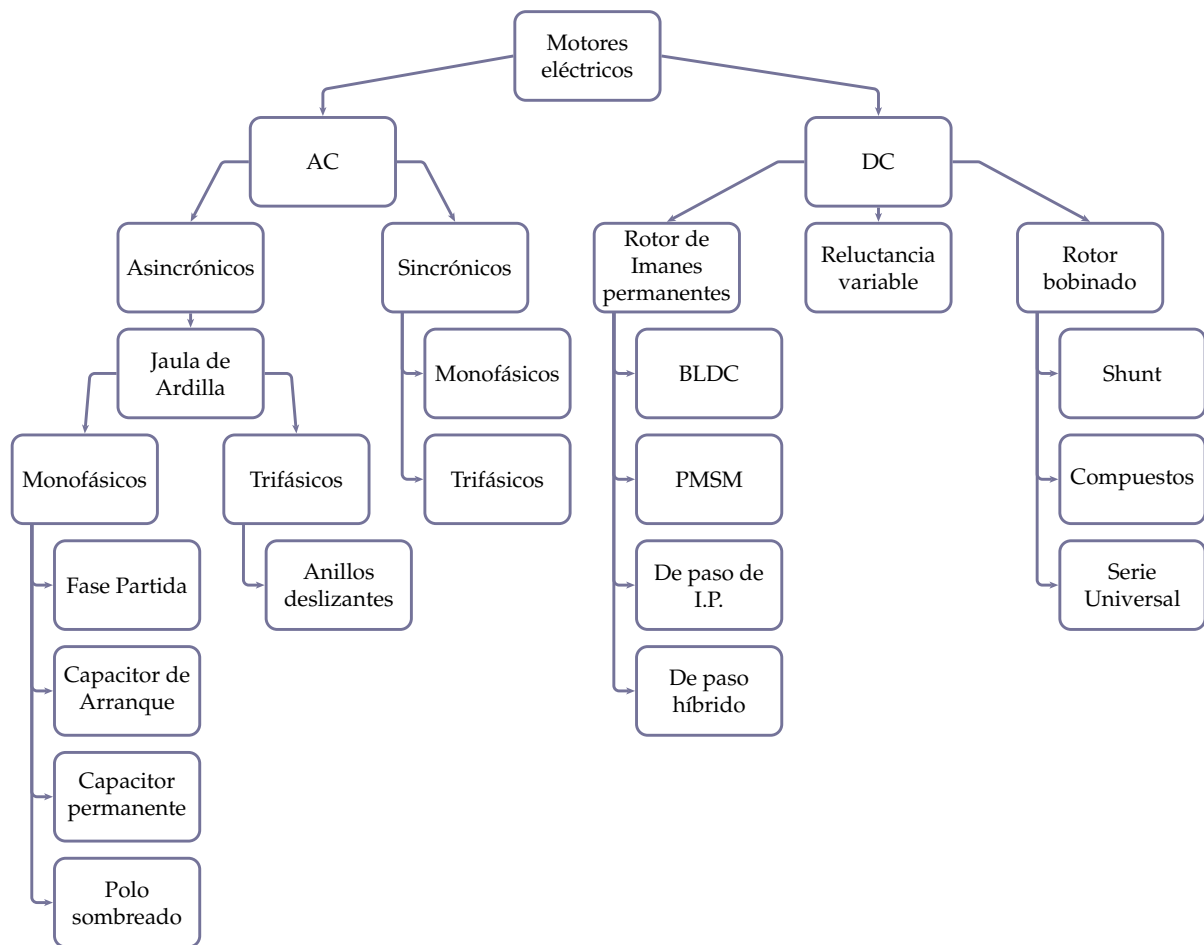


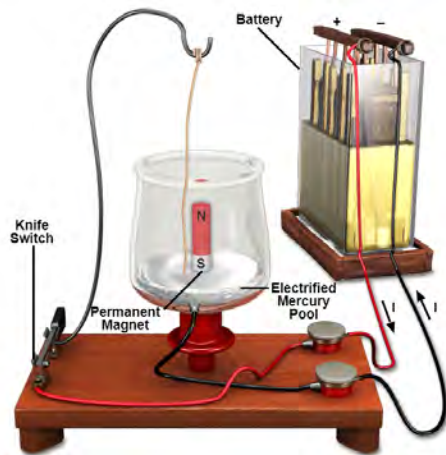
Figura 2.1: Ejemplo de clasificación de motores.

Como casi todos los inventos de la humanidad, el desarrollo de los BLDC ha sido consecuencia fundamental de la integración progresiva de implementaciones tecnológicas derivadas de su utilización e innovaciones potenciales. Aunque el auge de estas máquinas se puede enmarcar a la segunda mitad del siglo pasado, curiosamente, los primeros

inventores de máquinas eléctricas rotatorias utilizaron imanes permanentes en sus diseños, pero estas máquinas no eran motores en el sentido que se conoce en la actualidad. En el año 1821, Michael Faraday construyó un dispositivo de laboratorio que convertía energía eléctrica a mecánica, fenómeno que denominó rotación electromagnética (Figura 2.2a). Este dispositivo utilizaba un cable portador de corriente que giraba alrededor de un imán permanente sumergido en un recipiente con mercurio. En los años posteriores a la invención del electroimán en 1825, los inventores de la época empezaron a utilizarlos en sus diseños en sustitución de los imanes permanentes. En el año 1827, el inventor húngaro Istvan Jeditk desarrolló el primer motor con electroimanes y conmutador; y para el año 1834, el ruso Moritz Herman Jacobi desarrolló el primer motor DC con aplicaciones prácticas (Figura 2.2b). Sin embargo, la primera patente de un motor eléctrico data del año 1837, perteneciente al inventor norteamericano Thomas Davenport. Su diseño utilizaba cuatro electroimanes, conectados por un conmutador y con imanes permanentes fijos alrededor de un anillo (Figura 2.2c). Debido a las severas limitaciones que presentaban la intensidad de campo magnético de los imanes permanentes de la época, fueron quedando relegados a otras aplicaciones, y se potenció el uso de los electroimanes. Esto sentó las bases del desarrollo posterior de los motores de corriente directa tal como los conocemos en la actualidad [1–3].

En los últimos 20 años del siglo XIX, tuvo lugar lo que se conoce como “la guerra de las corrientes”, una batalla publicitaria y tecnológica entre General Electric, fundada por Thomas Alba Edison, ferviente defensor de la corriente directa y por Westinghouse Electric, fundada por George Westinghouse y abanderada de las patentes de Nikola Tesla, inventor de la corriente alterna. No fue hasta el año 1893, que tuvo lugar la Feria Mundial de Chicago, donde la iluminación de las instalaciones fue adjudicada a Westinghouse, al presentar un presupuesto por la mitad del que requería General Electric. Esta fue la oportunidad de presentar al mundo los generadores y motores de AC de Tesla. Aunque en el año 1896 se inauguró la primera planta de generación de AC, no fue hasta el año 1903 que se logró superar la problemática de la sincronización de los generadores AC separados grandes distancias, lo que permitió la interconexión de varias plantas generadoras, estableciendo de manera definitiva la supremacía sobre la generación DC.

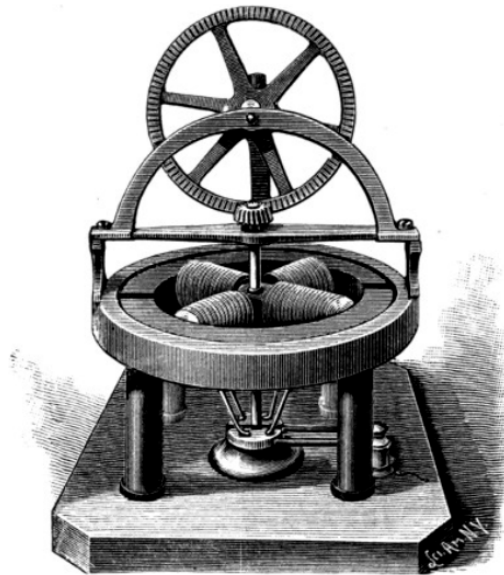
En este punto, los motores DC quedaron relegados a aplicaciones industriales específicas y a equipos operados por baterías. A pesar de sus muchas desventajas que radicaban fundamentalmente en el conmutador mecánico, los motores DC poseen una alta capacidad de torque, no superada por su contraparte, por lo que se encaminaron investigaciones a fusionar las ventajas de ambas tecnologías. De ahí que las primeras incursiones se enfocaron en la manera de convertir AC a DC y en el desarrollo de nuevos materiales magnéticos que permitieran retomar el diseño de imanes permanentes abandonado décadas atrás.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.2: Algunos de los primeros motores de corriente directa: a) motor de Faraday [4]; b) motor de Jacobi [5]; c) motor de Davenport [6].

En la década del 30 del siglo XX, se descubrió que adicionando al hierro significativas cantidades de aluminio, níquel y cobalto se obtenían imanes permanentes 100 veces más poderosos que los existentes, retomando su utilización en los motores DC para pequeñas aplicaciones. Otros saltos tecnológicos en este sentido, lo representó el descubrimiento en los años posteriores de los compuestos de metales de tierras raras (Samarium) y de Neodimio-hierro-boro, incrementando aún más la potencia de los imanes. De igual forma, en la década del 50, con el surgimiento de los transistores de estado sólido, se trabajó en

encontrar la manera de conmutar los devanados de los motores DC sin utilizar escobillas. Esto junto con la introducción en el año 1958 de los cristales de efecto Hall, permitieron el desarrollo del conmutador electrónico y el desarrollo progresivo de los motores BLDC en las décadas posteriores y de sus metodologías de control.

La NASA fue uno de las primeras entidades que comenzó a utilizar estos motores en sus misiones espaciales, puesto que representaban una enorme ventaja en cuanto a la posibilidad de funcionamiento por largos períodos sin requerir mantenimiento alguno. En el año 1965, el sistema de recirculación de oxígeno del módulo lunar Apollo y la bomba de refrigerante de los vehículos de lanzamiento Saturn 1B y Saturn V emplearon motores BLDC. Básicamente eran aplicaciones de libre giro sin necesidad de control o regulaciones especiales del torque. Fue el punto de partida para el desarrollo sostenido de esta tecnología en la que los ingenieros de la NASA y otros investigadores, incluidas grandes compañías fabricantes de material eléctrico, tuvieron un papel decisivo y protagónico.

2.2. Marco teórico.

Existen criterios divididos y no concluyentes en la literatura científica y normativa en cuanto a la clasificación exacta de un motor BLDC, puesto que se utilizan términos que pudieran resultar ambiguos [7–9]. Para entender la causa de estas ambigüedades, se considera necesario exponer varios elementos que brinden un enfoque correcto, aunque no único. En primer lugar, es necesario enumerar tres aspectos clasificatorios muy importantes:

- Son máquinas de corriente directa: La tensión que toman de la red de suministro es de corriente directa. Es necesario notar que la tensión que toman de la red no es la misma tensión que ven los bornes del motor.
- Son máquinas sincrónicas: La velocidad o frecuencia del campo magnético del rotor es igual a la velocidad del campo magnético del estator, denominada velocidad o frecuencia sincrónica.
- Son máquinas de imanes permanentes: El campo magnético del rotor es producido por imanes permanentes ubicados en la parte móvil de la máquina.

Como idea general, bien resumida, se puede plantear que, para que un motor BLDC pueda funcionar, deben existir *elementos intermedios* entre la fuente de suministro y el motor que *modifiquen la señal de tensión* y por ende, creen un campo magnético en el estator que sea rotacional. Esto no se realiza de manera aleatoria. Puesto que el objetivo es lograr una interacción óptima entre estos campos y teniendo en cuenta que el campo magnético del rotor posee una magnitud fija y su posición angular dependerá de la posición angular

en el plano axial de los imanes, o lo que es lo mismo, de la posición axial del rotor, los *elementos intermedios* deben conocer la posición de éste para lograr una correcta modificación de la señal que, en definitiva, se aplicará a los bornes del motor. De esta forma el estator logra *inducir* el movimiento en el rotor. Consecuentemente, el campo magnético del rotor generará una fuerza contraelectromotriz (bEMF: back-Electromotive Force) en los devanados del estator, que no es más que la inducción en una bobina de un voltaje opuesto al de alimentación, derivado de la variación en el tiempo de un campo magnético. Puede deducirse entonces que la forma de onda de esta bEMF, dependerá totalmente de características constructivas del rotor y del estator, así como de la posición relativa entre ambos elementos. Los motores de imanes permanentes manifiestan dos tipos de formas de onda de la bEMF: trapezoidal y sinusoidal.

De esta forma, muchos académicos consideran que solamente los motores con bEMF trapezoidal, pueden llamarse motores BLDC; quedando el término de motores sincrónicos de imanes permanentes (PMSM: Permanent Magnet Sincronic Motors), para aquellos cuya bEMF es sinusoidal [7, 8]. Otros especialistas plantean que ambos deben considerarse como motores BLDC [10]. La norma ANSI/IEEE 100-1984 establece la definición de una máquina rotatoria sin escobillas, mientras que la norma NEMA MG7-1987 define a un motor BLDC como un tipo de motor rotatorio autosincrónico controlado por conmutación electrónica, donde el rotor es de imanes permanentes con sensores de posición del rotor [7].

Basados en los criterios de clasificación más generalizados en la literatura y teniendo en cuenta lo explicado con anterioridad, en este trabajo se considerará a los motores BLDC como motores sincrónicos, de imanes permanentes en su rotor, que se alimentan de corriente directa y cuya fuerza contraelectromotriz tiene forma de onda trapezoidal. La Figura 2.1 muestra un ejemplo de clasificación de los motores eléctricos y en qué lugar se encuentran los BLDC.

Al igual que otros motores, los diseños de los BLDC se orientan básicamente a satisfacer requerimientos directamente relacionados con su principio de operación, reducción de las pérdidas energéticas y aplicaciones para los cuales se destinan. La Figura 2.3 muestra los dos formatos más generalizados: motor *inrunner* o de rotor interno y motor *outrunner* o de rotor externo.

Los motores BLDC *inrunner* (Figura 2.3a), presentan la forma tradicional de las máquinas eléctricas rotatorias, donde el rotor se encuentra en el interior del estator. Son de menor tamaño y desarrollan muy altas velocidades. Por el contrario, en los BLDC *outrunner* (Figura 2.3b) el estator se encuentra en el interior del rotor. Desarrollan un torque máximo a bajas velocidades. Más adelante se estudiará en detalle esta relación entre torque y velocidad. Como ya se explicó, independientemente de su ubicación, los imanes permanentes se instalan en el rotor de la máquina. Para simplificar los análisis que se llevarán a cabo, nos basaremos en el modelo clásico, pero ambas estructuras son ampliamente utilizadas en la industria.

En el estator de un motor BLDC, ya sea externo o interno, se encuentran ubicados los devanados eléctricos, agrupados en una, dos, tres o más fases; siendo más comunes los trifásicos. Estos devanados se acomodan en ranuras y alrededor de dientes que sobresalen del núcleo del material ferromagnético distribuidos de manera regular (Figura 2.4). Para lograr el campo magnético rotatorio del estator, basta con energizar selectivamente el devanado correspondiente para lograr la relación óptima que produzca el movimiento. Este proceso se denomina conmutación, y puesto que necesariamente se lleva a cabo a partir de elementos electrónicos de potencia, se plantea que la conmutación de los BLDC se realiza de forma electrónica.

Como ya se explicó con anterioridad, la manera de agrupar las fases y acomodar los devanados en las ranuras del estator, define básicamente el tipo de motor que se está diseñando, puesto que tiene importancia decisiva en la forma de onda de la bEMF y por supuesto, en la aplicación para la cual se destine. De igual forma, juegan un papel importante la relación entre la cantidad de ranuras y su separación angular con la cantidad de polos del rotor y su separación angular [7, 10].

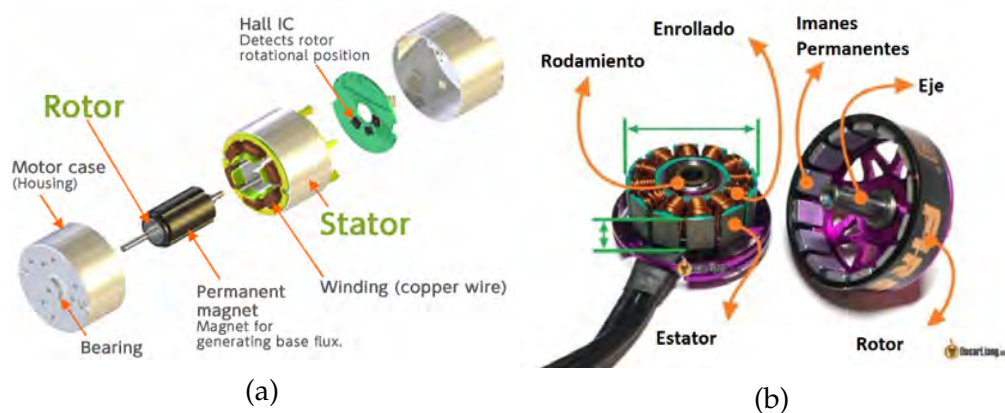


Figura 2.3: Formatos de los motores BLDC: a) Rotor interno [11]; b) Rotor externo [12].

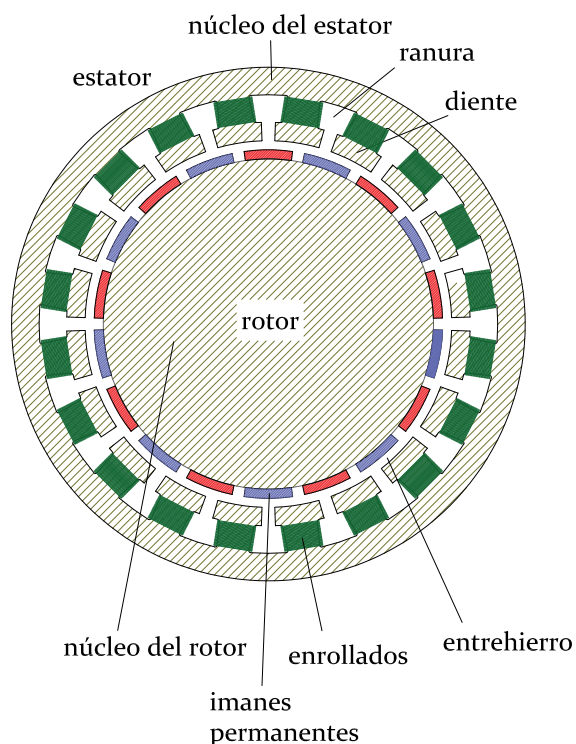


Figura 2.4: Estructura interna de un motor BLDC.

Los devanados de los motores BLDC trifásicos pueden estar conectados en delta o en estrella (Figura 2.5), aunque teniendo en cuenta el rendimiento y el costo del sistema, esta última configuración es la más empleada, donde los tres devanados se conectan de manera simétrica a un punto común o neutro al que regularmente no se tiene acceso [7].

El rotor de un BLDC se caracteriza por tener uno o más pares de imanes permanentes, generalmente en forma de arco, acoplados a un anillo de hierro. Estos imanes se magnetizan en direcciones alternas alrededor de la circunferencia del rotor y definen al campo magnético generado por el mismo (Figura 2.4). Cada uno de estos imanes recibe el nombre de polos magnéticos del rotor o simplemente polos, y resulta muy común que en los análisis matemáticos se hable de pares de polos. [13]

Los polos del rotor definen la relación entre dos magnitudes de posición: la posición angular mecánica y la posición angular eléctrica. La primera se refiere a la trayectoria que describe el eje del rotor desde una posición inicial determinada hasta que vuelve a dicha posición, o lo que es lo mismo, completa 360° mecánicos. La segunda, se define de forma que el movimiento del rotor en 360° eléctricos ponga al rotor en la misma orientación magnética desde donde partió. [8]. La relación entre estas dos magnitudes está determinada

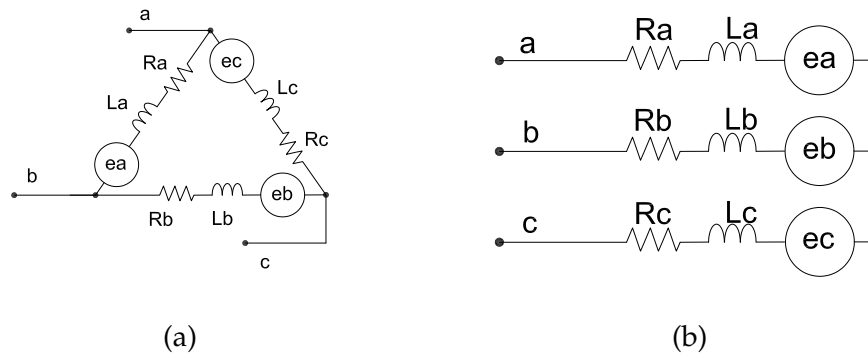


Figura 2.5: Tipos de conexión de motores BLDC trifásicos: a) Conexión delta; b) Conexión estrella.

por la ecuación 2.1, donde p son los pares de polos del rotor:

$$\theta_e = p\theta_m \tag{2.1}$$

Un análisis similar se puede establecer para la velocidad angular eléctrica y mecánica del motor.

$$\omega_e = p\omega_m \tag{2.2}$$

Como se mencionó anteriormente, para lograr el correcto funcionamiento de estos equipos, es necesario complementar el sistema con varios elementos. La figura 2.6a muestra un diagrama de bloques general de estos componentes.

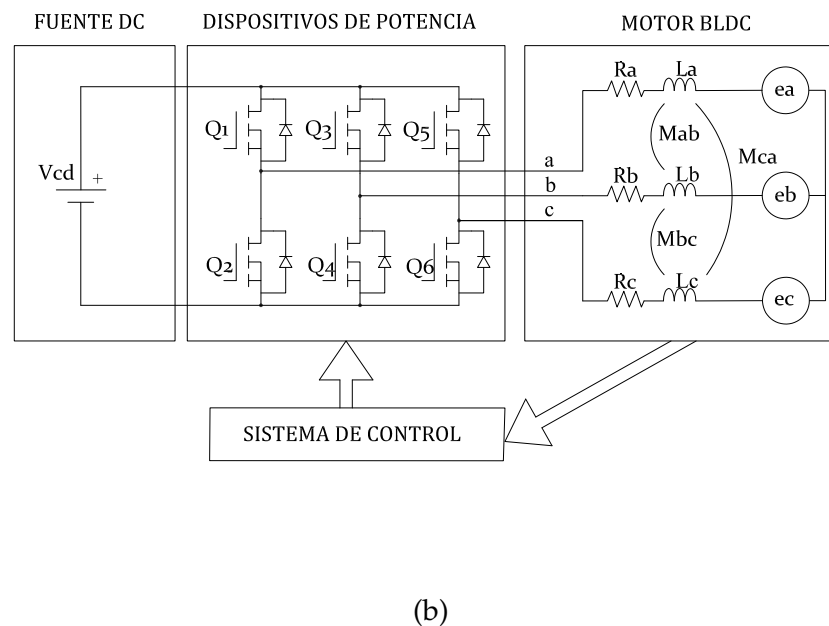
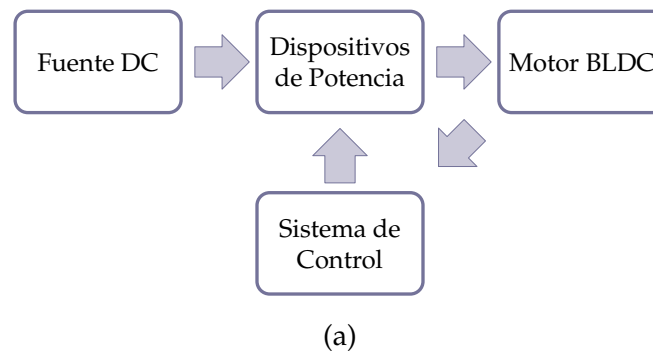


Figura 2.6: a) Componentes del sistema que opera un Motor BLDC; b) Circuito equivalente conectado en estrella.

Los devanados del estator se energizan de manera secuencial y selectiva mediante los dispositivos electrónicos de potencia. Existen varios tipos de dispositivos electrónicos que se emplean para esto, así como varias configuraciones de conexión posibles. Generalmente se utilizan transistores MOSFET, aunque básicamente puede emplearse todo elemento cuya activación sea *controlable* por medio de una señal externa. El tipo, la cantidad y configuración de los dispositivos electrónicos están estrechamente relacionados con la cantidad de fases que presente el motor y por supuesto, con la aplicación para la cual se requiera el mismo. La Figura 2.6b muestra un ejemplo de una configuración típica de dispositivos de

potencia empleada en un motor BLDC trifásico, en este caso de transistores MOSFET.

La conmutación electrónica elimina el uso de conmutador o escobillas requeridos en las tradicionales máquinas eléctricas de corriente directa, eliminando en consecuencia los principales problemas derivados de su utilización, como son los mantenimientos constantes, el ruido electromagnético generado por la conmutación, las pérdidas por efecto Joule y el sometimiento a temperaturas de trabajo más elevadas, entre otros.

Las señales de disparo de los transistores se generan mediante un sistema o algoritmo de control y se realiza en función de la posición angular del rotor y del tipo de variable que se desee controlar.

2.2.1. Sistema de control.

Muchos aspectos deben considerarse para implementar un sistema o algoritmo de control en un motor BLDC, especialmente la variable o estado que se requiere controlar. De igual forma, muchas son las metodologías y controladores disponibles y habitualmente se requieren combinar más de uno para lograr los objetivos propuestos. Constantemente los investigadores y fabricantes se encuentran desarrollando mejoras y optimizaciones que permitan incrementar los rendimientos y acercarse en gran medida a los requerimientos de las aplicaciones.

Aunque los sistemas de control para los motores BLDC pueden variar ampliamente en cuanto a su grado de complejidad, de forma general, se pueden identificar tres etapas fundamentales (Figura 2.7).

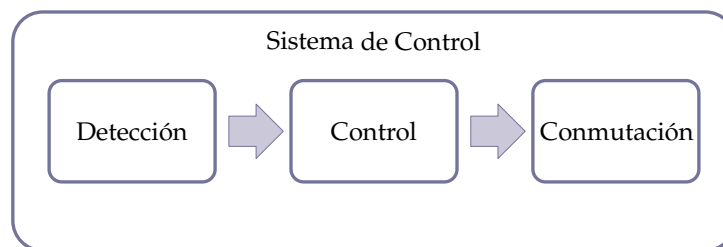


Figura 2.7: Componentes del sistema que opera un Motor BLDC.

La primera etapa está destinada a determinar la posición angular del rotor y acondicionar la señal para pasar a la siguiente etapa. La manera de determinar la posición del rotor agrupa a los motores BLDC en dos subfamilias: Los motores que utilizan sensores (*sensored*) y los que no (*sensorless*). Los motores BLDC *sensored*, emplean generalmente sensores de efecto Hall, encoders o resolvers que determinan la posición angular del rotor de manera *directa*. En cambio, los motores BLDC *sensorless*, determinan de manera indirecta esta posición mediante el empleo de circuitos electrónicos que monitorean parámetros como corrientes y voltajes a partir de los cuales se puede determinar dicha posición angular

(Figura 2.8), así como otras variables como flujo magnético, bEMF y torque electromagnético.

La detección con sensores, es una variante relativamente sencilla en comparación con su contraparte. Es bastante efectiva para velocidades de operación relativamente bajas, pero desfavorablemente incorporan elementos adicionales al sistema que tienden a fallar y acortar los ciclos de mantenimientos.

La detección sin sensores, resulta en un incremento del grado de complejidad del asunto ya que se determina a partir de parámetros analógicos que en la gran mayoría de los casos deben ser filtrados y discretizados para que el algoritmo de control pueda operar de manera efectiva con ellos. Su desarrollo se ha visto favorecido con el continuo crecimiento de las técnicas computacionales y el surgimiento de tecnologías como los sistemas de procesamiento digital de señales (DSP) y arreglos de compuertas programables (FPGA), de gran poder y velocidad de procesamiento de datos.

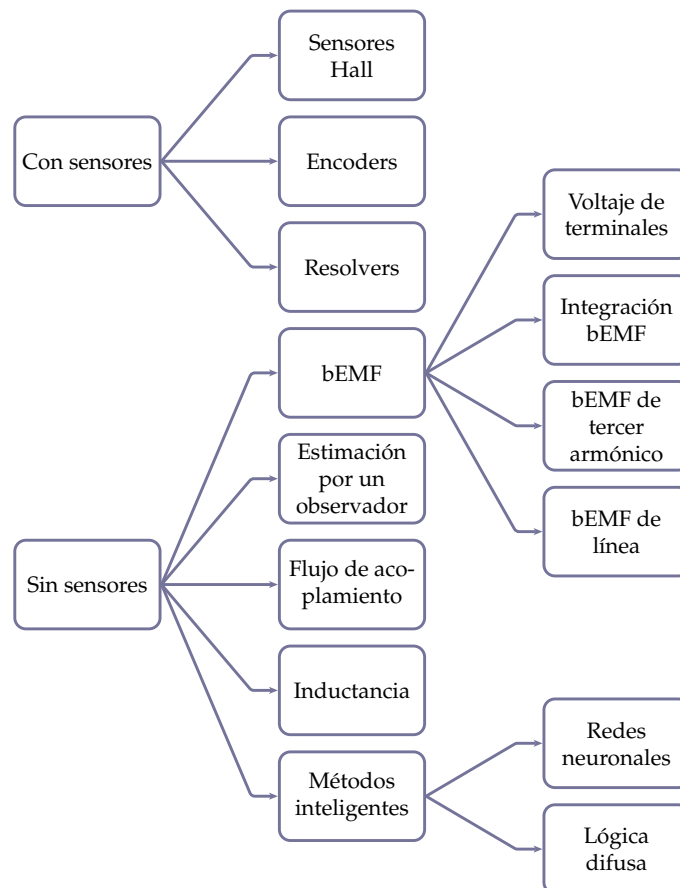


Figura 2.8: Elementos de detección de la posición.

En la etapa de control se llevan a cabo las estrategias necesarias para que la variable, o las variables que se deseen controlar, permanezcan lo más cercanamente posible al valor tomado como referencia. Es decir, se requiere determinar e incidir sobre el error o desviación con el objetivo de reducirlo rápida y eficientemente. Para determinar el error, basta con sustraer el valor real del valor de referencia. Posteriormente se introduce un controlador o regulador que incide y acota este error. Como resultado, se obtiene la señal de control necesaria para corregir la desviación. Esta combinación de procesos se denomina lazo de control. En este sentido la variedad de metodologías que se emplean es casi tan amplia como aplicaciones existen.

Aunque otras variables pueden ser controladas, la gran mayoría de las aplicaciones se enfocan en la velocidad angular y el torque. Resulta evidente que la implementación de esta etapa debe satisfacer muchos criterios estrechamente relacionados con la aplicación. Otro de los objetivos que persigue esta etapa es la disminución del rizo del torque mecánico que se genera en el eje, producto de fenómenos entre los que se incluyen la naturaleza constructiva del motor y la conmutación de los transistores.

Dentro de los elementos básicos más empleados en la etapa de control para los motores BLDC, podemos mencionar los controladores PID, limitadores por saturación, controladores de histéresis, entre otros. De igual forma, podemos encontrar estrategias más complejas que utilizan redes neuronales artificiales, lógica difusa y algoritmos genéticos. Comúnmente, se combinan más de un elemento para lograr el objetivo propuesto.

Finalmente, a partir de la señal de control, en la etapa de Conmutación se implementan las señales que activarán los dispositivos de potencia para entregar el voltaje adecuado al motor. Aquí se pueden citar fundamentalmente, metodologías como: la Modulación de Ancho de Pulso (PWM), la Modulación Vectorial de Ancho de Pulso (SVPWM), el Control Orientado al Campo (FOC) y el Control Directo de Torque (DTC). De la misma manera, se pueden emplear métodos de inteligencia artificial como redes neuronales y lógica difusa.

En este punto es interesante destacar, que dado el nivel de complejidad del algoritmo de control y teniendo en cuenta que normalmente en cada etapa pueden combinarse varios elementos disponibles, se generan denominaciones ambiguas que pudieran causar confusión a la hora de escoger o diseñar un sistema de control adecuado para una aplicación específica. Normalmente el sistema de control recibe su nombre a partir de uno o varios de los elementos que lo componen que resulten más representativos, y de la variable que controla. De igual forma, algunos especialistas hacen referencia a dos tipos de estrategias: control vectorial y control escalar. En cualquier caso, en el presente trabajo se seguirán las denominaciones más difundidas en la literatura científica relacionada con el tema.

Un caso muy particular del sistema de control de un motor BLDC lo constituyen aplicaciones en las que no se requiera controlar variable alguna. Este régimen de funcionamiento se le conoce también como trabajo en lazo abierto o libre rotación, y solo toma en cuenta la posición del rotor para generar la señal de conmutación. De esta forma el equipo

entregará la potencia mecánica definida para una carga determinada. Es evidente que para este tipo de algoritmo, la etapa intermedia explicada con anterioridad carece de sentido práctico y resulta uno de los diseños disponibles más básicos que pueden emplearse en la operación de estas máquinas.

2.3. Aplicaciones.

Desde finales de la década del 1960, el mercado para los motores BLDC comenzó a diversificarse vertiginosamente lo que permitió que los ingenieros e investigadores, manifestaran un gran interés en el desarrollo de nuevos diseños y tecnologías para optimizar y potenciar aún más su funcionamiento.

Uno de estos mercados, lo representa la industria del equipamiento periférico de computadoras. Unidades de disco duro, impresoras, lectores ópticos, entre muchos otros dispositivos, requieren uno o más motores de precisión, y los BLDC se consolidaron como una opción viable y económica. La industria automotriz es otra área que ha explotado esta tecnología. Muchos sistemas en un vehículo pueden emplear motores BLDC para su funcionamiento: sistemas de aire acondicionado, bolsas de aire, ventanillas eléctricas, limpia parabrisas, bombas de recirculación, entre otros. Debido a la necesidad imperiosa de disminuir la emisión de gases de efecto invernadero, en mayor medida producidos por los motores de combustión interna, la industria automotriz ha puesto especial empeño en el desarrollo de vehículos híbridos y totalmente eléctricos, para lo cual los motores BLDC constituyen opciones indiscutibles. De igual forma, industrias como la de fabricación de equipamiento médico, de juguetes, de equipos electrodomésticos, robótica, control de procesos industriales, máquinas herramientas de precisión, automática y electrónica, automatización de oficinas, entre otras y por supuesto la aeronáutica, basan la gran parte de los diseños de sus equipos en estos motores.

A partir de lo anterior, las aplicaciones de este tipo de motores se pueden agrupar en tres grupos fundamentales de acuerdo al tipo de carga que accionan: [14]

- Cargas constantes.
- Cargas variables.
- Control de posicionamiento.

En las aplicaciones con cargas constantes la carga se acopla directamente al eje del motor y no resulta importante mantener fijos los valores de velocidad y/o torque. El control es relativamente sencillo y de bajo costo y comúnmente de operación en lazo abierto. Ejemplo de aplicaciones de este tipo son los ventiladores, bombas y sopladores. Para las cargas variables se necesita mantener valores de velocidad y/o torque dentro de valores

de referencia permisibles. Demandan controladores de precisión de alta velocidad y buena respuesta dinámica. Requieren algoritmos de control avanzados por lo que complican e incrementan el precio del sistema. Ejemplos de este tipo son aplicaciones domésticas como lavadoras, secadores y compresores; aplicaciones automotrices como bombas de combustible, dirección electrónica, motores de vehículos eléctricos; aplicaciones aeronáuticas como centrífugas, bombas, brazos robóticos, giroscopios, etc.

La mayoría de las aplicaciones industriales y de automatización entran dentro del grupo de control de posicionamiento. Requieren por lo general algún tipo de interfaz mecánica para transmisión de potencia como engranajes o correas de distribución. En estas aplicaciones son importantes las respuestas dinámicas de la velocidad y el torque y en ocasiones, requieren revertir la velocidad de rotación. Un ejemplo típico de este tipo de control, pudiera ser un motor que durante su rutina de operación deba acelerar en una etapa, mantener la velocidad constante en otra y finalmente desacelerar y posicionar algún elemento. La carga del motor puede variar durante todas estas etapas, lo que implica que se incrementa la complejidad del controlador. Ejemplos de estas aplicaciones son las máquinas CNC (Computer Numeric Controlled).

2.4. Modelo matemático.

El modelo matemático de un motor BLDC es fundamental para el análisis del comportamiento y el diseño del sistema de control. Las características de la estructura y los modos de trabajo del motor BLDC deben considerarse. Si bien los modelos nunca describen el comportamiento exacto del sistema real, sí constituyen herramientas muy poderosas para su análisis. Como la gran mayoría de los sistemas existentes son no lineales y de alta complejidad, resulta necesario llevar a cabo simplificaciones para que éstos puedan ser descritos mediante ecuaciones matemáticas de manera más simple. El motor BLDC no es una excepción. En tal sentido, se realizarán varias simplificaciones que se irán comentando durante el desarrollo de esta sección.

Existen varios métodos de modelado matemático utilizados en la teoría de control moderna, cada uno con sus ventajas y desventajas. En el presente trabajo, abordaremos el enfoque del modelo diferencial. De igual forma, centraremos el análisis en un motor BLDC, trifásico conectado en estrella.

2.4.1. Ecuaciones diferenciales.

Se pudiera plantear que son muchas las manifestaciones de los fenómenos electromagnéticos que tienen lugar en el interior de un motor eléctrico de imanes permanentes. Se tratará en lo sucesivo de abordar las más importantes y comentar aquellas que por su naturaleza pueden ser despreciadas sin afectar el análisis general del sistema.

Retomando nuevamente la figura 2.6b, se muestra la representación de la resistencia y la inductancia propia de los devanados de cada fase, así como la manifestación del acoplamiento inductivo que se produce entre los devanados o lo que es lo mismo, la inductancia mutua. De igual forma, se representa la bEMF producida por la rotación de los imanes permanentes, y que más adelante se abordará en mayor detalle.

Asumiendo que los dispositivos de potencia y los diodos de libre conducción del circuito inversor tienen características de interruptores ideales [7, 15], la ecuación de malla para este motor queda definida entonces mediante la siguiente expresión:

$$u_x = R_x i_x + \frac{d\psi_x}{dt} \quad (2.3)$$

donde el subíndice x denota cualquiera de las fases a , b o c . El término u_x corresponde al voltaje de fase aplicado al estator del motor; R_x es la resistencia por fase de los devanados; i_x corresponde a la corriente de fase. El término $d\psi_x/dt$ corresponde a la fuerza electromotriz (EMF) por fase y constituye la variación en el tiempo de todo el flujo magnético de acoplamiento que atraviesa los devanados de la fase en cuestión y se fundamenta en las leyes de Faraday y Lenz [?, 7, 10].

Como ya se explicó, la complejidad de este flujo resulta tal, que se hace necesario asumir algunas consideraciones válidas en el ámbito del diseño de estos motores y que no afectan el análisis del problema. Así, por ejemplo, se asumirá despreciable la saturación del núcleo, las pérdidas por corrientes parásitas y las pérdidas de histéresis [7, 8, 10, 15–17].

A partir de estas consideraciones, el flujo total de acoplamiento puede dividirse en el flujo generado por las corrientes del estator y el flujo generado por los imanes permanentes. Si se toma por ejemplo la fase a del motor representado en la Figura 2.6b, el flujo magnético puede describirse mediante la siguiente expresión:

$$\psi_a = \{L_a i_a + M_{ba} i_b + M_{ca} i_c\} + \{\psi_{r_a}\} \quad (2.4)$$

Los términos L_a , M_{ba} y M_{ca} , representan respectivamente a la inductancia propia del devanado de la fase a , las inductancias mutuas entre los devanados de las fases b y a , y de las fases c y a . El término ψ_{r_a} representa el flujo magnético generado por los imanes permanentes y que se acopla con la fase a .

En el ejemplo analizado, se asumirá que el motor se encuentra perfectamente balanceado por lo que $R_a = R_b = R_c = R$; que $L_a = L_b = L_c = L$, que $M_{ab} = M_{ba} = M_{bc} = M_{cb} = M_{ac} = M_{ca} = M$ y que $i_a = i_b = i_c = 0$. De igual forma, se considerará que no existen polos salientes en el rotor por lo que el ancho del entrehierro se comporta sustancialmente constante. Adicionalmente, se considerarán despreciables todos aquellos fenómenos que impliquen variación en el tiempo de la reluctancia magnética, independientemente de la orientación del rotor, es decir, el flujo tendrá un comportamiento isotrópico en to-

das las direcciones. Esto implica que las inductancias propias y mutuas no varían en el tiempo. [7, 8, 10].

Sustituyendo la ecuación (2.4) en la ecuación (2.3) y realizando el adecuado trabajo algebraico, se puede plantear que:

$$u_a = Ri_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + \frac{d\psi_{r_a}}{dt} \quad (2.5)$$

El término $d\psi_{r_a}/dt$ es la denominada fuerza contraelectromotriz (bEMF) correspondiente a la fase a . Se denota abreviadamente como e_a y en los párrafos siguientes se abordará en más detalle.

En este punto, resulta muy simple realizar el análisis de las otras dos fases y presentar las ecuaciones en su forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L - M) & 0 & 0 \\ 0 & (L - M) & 0 \\ 0 & 0 & (L - M) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

En la mayoría de las aplicaciones prácticas de los motores BLDC, los devanados del estator están conectados en estrella y sin acceso al punto neutro, por lo que los voltajes de fase resultan difíciles de detectar. Por esto, el modelo basado en voltajes de fase, en algunos casos no es aplicable, por lo que se hace necesario definir los voltajes de línea, y las ecuaciones (2.6) se reescribirán de la siguiente forma: [7]

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -R & 0 \\ 0 & R & -R \\ -R & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L - M) & (M - L) & 0 \\ 0 & (L - M) & (M - L) \\ (M - L) & 0 & (L - M) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a - e_b \\ e_b - e_c \\ e_c - e_a \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

La bEMF introducida en la ecuación (2.5) análogamente a lo explicado para la EMF, es el voltaje inducido por la variación en el tiempo del flujo de acoplamiento producido por los imanes permanentes del rotor, cuando están en movimiento. Evidentemente, la forma de onda de este flujo, dependerá en gran medida de la posición angular del rotor, así como de características de diseño del motor: número de polos en el rotor, geometría, tipo de imanes empleados, etc.

Si se considera el flujo magnético generado por los imanes, acoplado con la fase a durante la rotación, y teniendo en cuenta que resulta relevante la orientación magnética de este flujo, es decir, que la trayectoria angular queda definida por la posición eléctrica del rotor (θ_e), tenemos que:

$$\psi_{ra} = N \int_{-\frac{\pi}{2} + \theta_{e0}}^{\frac{\pi}{2} + \theta_{e0}} B(\theta) S d\theta_e \quad (2.8)$$

donde N es el número de vueltas del devanado de la fase a ; S el producto del radio del rotor (incluyendo el entrehierro) y la longitud efectiva de los conductores de los devanados; θ_{e0} es la posición inicial del rotor. El término B constituye la densidad de flujo radial. Luego, al derivar (2.8) obtenemos:

$$e_a = \frac{d}{dt} \left\{ N \int_{-\frac{\pi}{2} + \theta_{e0}}^{\frac{\pi}{2} + \theta_{e0}} B S d\theta_e \right\} = 2NS\omega_e B\left(\frac{\pi}{2} + \theta_e\right) \quad (2.9)$$

donde ω_e es la velocidad angular eléctrica del rotor.

En la ecuación (2.9), se puede apreciar que la forma de onda de la densidad de flujo del rotor, adelanta en $\pi/2$ a la bEMF. Si la función B se replantea como el producto de su valor máximo B_{max} por una nueva función unitaria adimensional f_a con igual forma de onda que B , se obtiene la expresión:

$$e_a = 2NS\omega_e B_{max} f_a\left(\frac{\pi}{2} + \theta_e\right) = K_e \omega_e f_a\left(\frac{\pi}{2} + \theta_e\right) \quad (2.10)$$

donde K_e constituye la constante de la fuerza contraelectromotriz, que no es más que la agrupación conveniente de los términos invariantes en el tiempo. Es evidente que resulta un parámetro definido por el diseño del motor y debe ser entregado por los fabricantes a la hora de su comercialización.

Desde el punto de vista matemático $f_a(\frac{\pi}{2} + \theta_e)$ se suele abreviar como $f_a(\theta_e)$, pero siempre se debe tener en cuenta que esta función adelanta en 90° eléctricos a la bEMF. A partir de la ecuación (2.10) y considerando que para un sistema trifásico también existirán $f_b = f_a(\theta_e + 120^\circ)$ y $f_c = f_a(\theta_e - 120^\circ)$, se puede extender el análisis a las tres fases y mostrarlo en su forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = K_e \omega_e \begin{bmatrix} f_a(\theta_e) \\ f_b(\theta_e) \\ f_c(\theta_e) \end{bmatrix} = K_e \omega_e \begin{bmatrix} f_a(\theta_e) \\ f_a(\theta_e + 120^\circ) \\ f_a(\theta_e - 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Para los motores BLDC, fundamentado en su diseño, la densidad de flujo B (y por ende, las funciones f_a , f_b y f_c), presentan una forma de onda marcadamente trapezoidal con una duración de la parte plana de aproximadamente 120° grados eléctricos [7, 10].

La figura 2.9 muestra la relación ideal entre las funciones B , f_a y e_a .

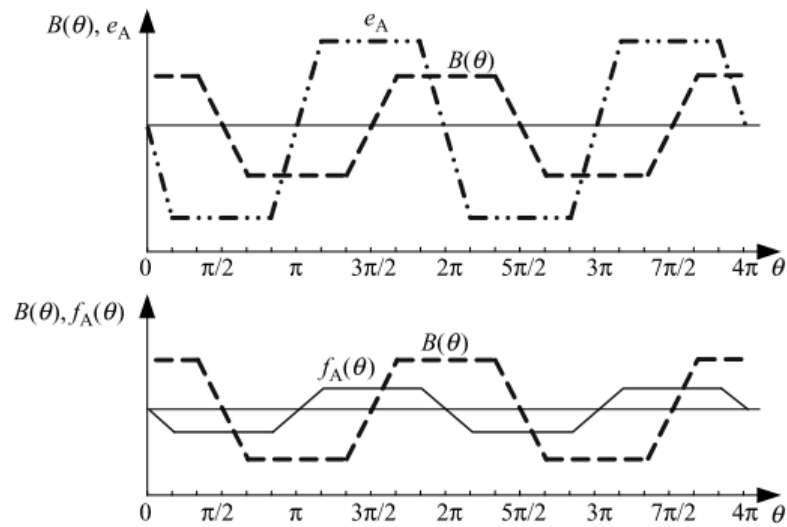


Figura 2.9: Relación entre B , f_a y e_a [7].

La Figura 2.10 muestra una secuencia progresiva de imágenes que muestran el comportamiento de las líneas del flujo magnético en el rotor y el estator de un motor BLDC durante la rotación antihoraria. Estas imágenes se obtuvieron a partir de un software de diseño con una análisis de elementos finitos [18].

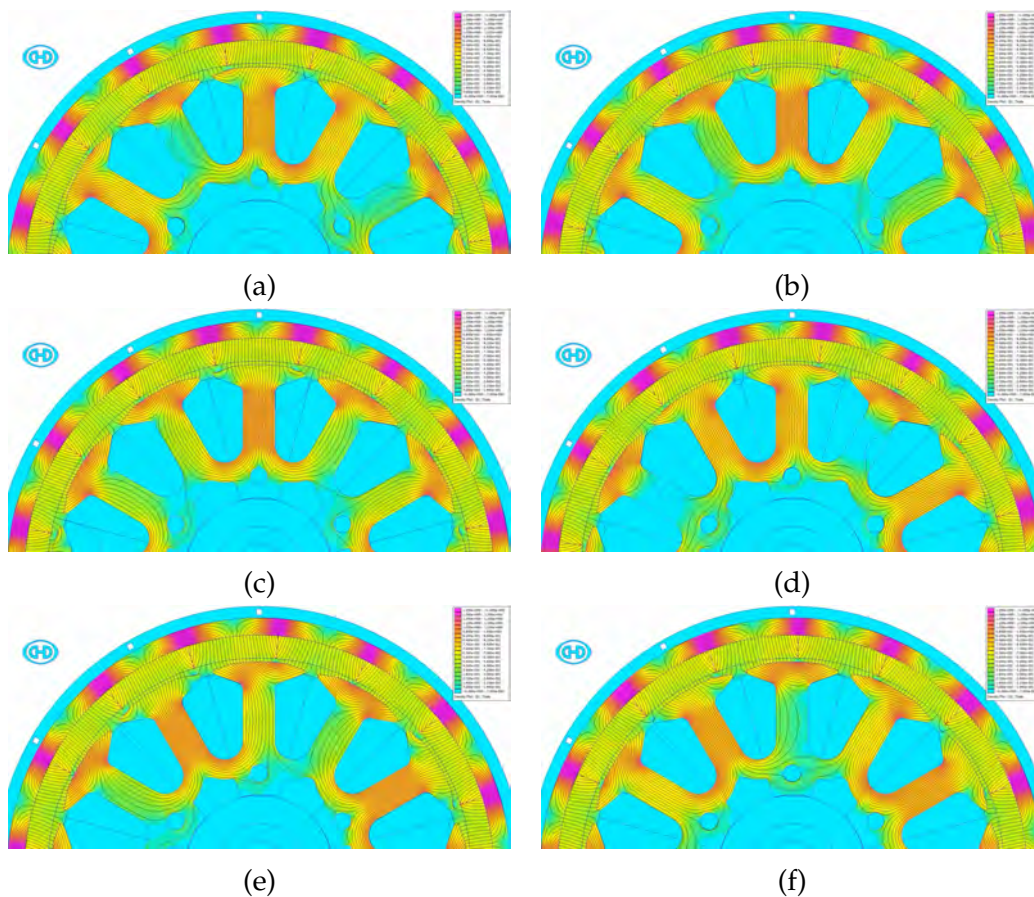


Figura 2.10: Comportamiento de la densidad de flujo magnético durante la rotación de un motor BLDC [18].

Realizando un análisis enfocado a la potencia, un motor BLDC, como motor al fin, transforma la potencia eléctrica suministrada por la fuente, en potencia mecánica. Esto se realiza mediante el desarrollo de torque a partir de la fuerza magnetomotriz producida por el campo magnético. Si bien la mayor parte de esta potencia se transfiere al rotor, siempre ocurren pérdidas asociadas con este proceso de transformación [7, 17].

Si consideramos el bloque de electrónica de potencia como parte del análisis, con respecto al motor, las pérdidas pueden ser de carácter externo o interno. Dentro de las pérdidas externas se encuentran las relacionadas con las características de los dispositivos de electrónica de potencia ΔP_{pe} . Por su parte, las pérdidas internas pueden clasificarse en:

- Pérdidas eléctricas. (ΔP_{Ω}).
- Pérdidas magnéticas. (ΔP_{core}).

- Pérdidas por dispersión. (ΔP_{stray}).
- Pérdidas mecánicas. (ΔP_m).

Las pérdidas eléctricas o pérdidas óhmicas se relacionan con el efecto Joule en los cables de los devanados debido a la corriente que circula por ellos. Son relativamente fáciles de cuantificar y comparativamente son mayores que las otras.

Las pérdidas magnéticas se denominan también pérdidas del hierro o pérdidas del núcleo y se relacionan con las corrientes parásitas generadas en el hierro por el campo magnético variable, y con las pérdidas por histéresis en los materiales ferromagnéticos. Las pérdidas magnéticas pueden ser minimizadas con acciones de diseño. Así por ejemplo, si se seleccionan núcleos formados por láminas aisladas eléctricamente entre sí y constituidas por materiales ferromagnéticos de características especiales, estas pérdidas se reducen considerablemente. Solamente un estudio con métodos computarizados que implementen técnicas de elementos finitos, puede cuantificar de manera bastante aproximada estas pérdidas.

Las pérdidas por dispersión o pérdidas misceláneas, se relacionan fundamentalmente con la dispersión del flujo magnético debido a la reacción de armadura y con las corrientes de corto circuito en las bobinas, que se generan durante la conmutación. Igual a las pérdidas magnéticas, son muy difíciles de determinar.

Las pérdidas mecánicas se relacionan con dos términos fundamentales: el momento de inercia y la fricción. El primer término es una propiedad de cualquier objeto rotacional que indica cuán difícil resulta cambiar la velocidad angular de este objeto, es decir, es proporcional a la aceleración angular. Este término se genera sólo cuando ocurre un cambio en la velocidad del motor, y aunque su naturaleza pudiera alejarse de la clasificación de *pérdidas*, lo cierto es que esta energía no se transforma en potencia mecánica útil en el eje del sistema. El segundo término se asocia con los fenómenos de fricción desarrollados por las partes móviles del sistema y no es más que la fuerza de reacción tangencial que se presentan durante el movimiento relativo de las superficies en contacto. [19]. Fundamentalmente se pueden citar el rozamiento con el aire y la fricción en los cojinetes. [9].

En este sentido, el balance de potencias en un motor BLDC puede definirse de manera general por:

$$P_{in} = \Delta P_{pe} + \Delta P_{\Omega} + P_{em} \quad (2.12)$$

donde P_{em} es la potencia electromagnética del motor que eventualmente puede convertirse en energía mecánica a través del campo magnético, en virtud de la generación del torque electromagnético. Se define como:

$$P_{em} = \Delta P_{core} + \Delta P_{stray} + \Delta P_m + P_L \quad (2.13)$$

donde el término P_L se refiere a la potencia mecánica de la carga acoplada al motor. Si se consideran despreciables las pérdidas magnéticas y por dispersión, la expresión (2.13) se puede reducir a:

$$P_{em} = \Delta P_m + P_L \quad (2.14)$$

Para un sistema mecánico rotacional la potencia es el producto del torque, expresado en Nm y la velocidad de rotación, expresada en rad/s . Teniendo en cuenta esto, a partir de 2.14 se puede obtener la ecuación electromecánica del sistema:

$$T_{em} = T_L + J \frac{\omega_m}{dt} + B_v \omega_m \quad (2.15)$$

donde T_{em} es el torque electromagnético; T_L es el torque de la carga acoplada al eje del rotor; ω_m es la velocidad angular de rotación; J es el momento de inercia del rotor con la carga asociada y B_v es el coeficiente de fricción viscosa, igualmente referido al rotor con su carga.

Fundamentado en lo explicado con anterioridad, se verifica que el torque electromagnético en un motor BLDC responde también a la siguiente expresión: [7]

$$T_{em} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2.16)$$

Si se sustituye 2.11 en 2.16, teniendo en cuenta además 2.2, se obtiene una expresión que elimina el término de velocidad angular del denominador lo que resulta muy útil para el modelado por software con asistentes matemáticos.

$$T_{em} = pK_e \{f_a(\theta_e) i_a + f_a(\theta_e + 120^\circ) i_b + f_a(\theta_e - 120^\circ) i_c\} \quad (2.17)$$

2.4.2. Análisis vectorial. Marcos de referencia

Aunque hasta el momento se han trabajado las diferentes magnitudes que caracterizan un motor BLDC en el tradicional marco de referencia trifásico (marco estacionario abc), otros enfoques en este sentido también son posibles. Desde el punto de vista matemático, las ecuaciones diferenciales que representan a un motor BLDC en el marco abc tienen un alto grado de acoplamiento. Para facilitar las soluciones de estos sistemas se suelen emplear diversas transformaciones matemáticas que permiten desacoplar variables o expresarlas en función de marcos de referencia comunes [20]. Desde el punto de

vista vectorial existen otros marcos de referencia que se emplean para el estudio de las máquinas rotatorias. Ejemplo de esto son: el plano $\alpha\beta$ y el plano dq (Figura 2.11). En el presente trabajo, nos enfocaremos en el primero y se presentarán las ecuaciones asociadas al mismo.

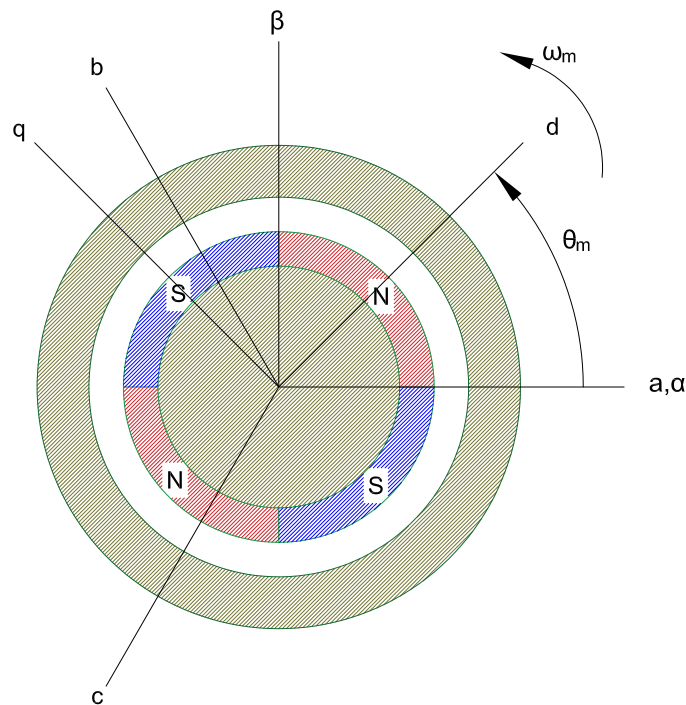


Figura 2.11: Marcos de referencia abc , $\alpha\beta$ y dq .

El plano $\alpha\beta$ constituye un marco de referencia estacionario de dos ejes ortogonales, donde el eje horizontal (α) se hace coincidir con la orientación del eje a y el eje vertical β , lo adelanta en 90° eléctricos. Los vectores resultantes de la suma de los valores de fase en el plano abc pueden representarse igualmente en el plano $\alpha\beta$ con sus respectivas componentes simplificando el análisis al empleo de dos ecuaciones en lugar de tres (Figura 2.12). Para realizar la transformación de manera analítica se utiliza la matriz de transformación de Clarke, ampliamente documentada en el ámbito científico [21, 22], la cual puede emplearse en cualquier magnitud vectorial representada en el marco abc , en este caso en particular, voltajes, corrientes, bEMF, flujo magnético de acoplamiento, por citar las más importantes [20, 23]. En la Figura 2.12 se puede observar gráficamente esta transformación, tomando como ejemplo el vector $\vec{\psi}_s$.

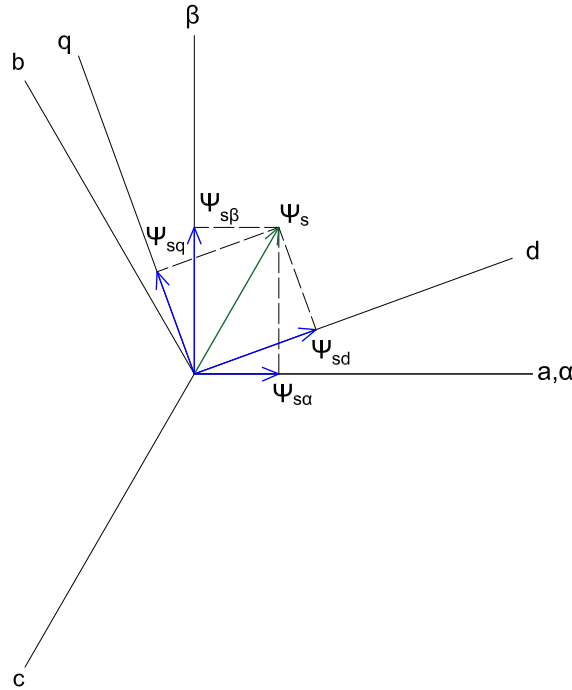


Figura 2.12: Transformación gráficas entre marcos de referencia.

Para realizar las transformaciones adecuadas de un plano a otro de manera analítica, se debe partir de las ecuaciones en el marco de referencia *abc*. En este sentido, la ecuación (2.3) en sus tres fases, puede reescribirse en su forma vectorial como:

$$\vec{U}_s = R\vec{I}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (2.18)$$

donde \vec{U}_s , \vec{I}_s y $d\vec{\psi}_s/dt$ son los vectores resultantes del voltaje, la corriente y de la fuerza electromotriz (\vec{E}_{MF}) respectivamente. Luego, si realizamos las operaciones matemáticas adecuadas sobre (2.18), obtenemos la ecuación del flujo del estator $\vec{\psi}_s$ en su forma vectorial, como:

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{U}_s - R_s\vec{I}_s) dt \quad (2.19)$$

Paralelamente, a partir de la expresión (2.4), la ecuación (2.18) puede reescribirse de la siguiente manera:

$$\vec{U}_s = R\vec{I}_s + (L - M) \frac{d\vec{I}_s}{dt} + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} \quad (2.20)$$

donde $d\vec{\psi}_r/dt$ es la bEMF (\vec{E}).

De manera similar, a partir de (2.4), teniendo en cuenta las mismas consideraciones realizadas para obtener la expresión matricial (2.6) y realizando las operaciones matemáticas adecuadas, podemos obtener la ecuación del flujo del rotor $\vec{\psi}_r$ en su forma vectorial como:

$$\vec{\psi}_r = \vec{\psi}_s - (L - M) \vec{I}_s \quad (2.21)$$

Basados en las ecuaciones anteriores se puede elaborar un diagrama vectorial en el plano $\alpha\beta$ para un intervalo de muestreo determinado. En la Figura 2.13 se observa la relación de adelanto de fase de 90° que se explicó en la Sección 2.4.1, entre la bEMF (\vec{E}) y el flujo del rotor ($\vec{\psi}_r$). Como ambos flujos giran a velocidades sincrónicas, se puede deducir que una relación similar exista entre la \vec{E}_{MF} y el $\vec{\psi}_s$.

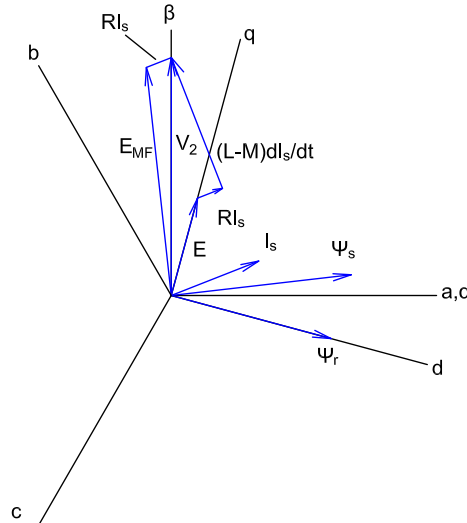


Figura 2.13: Diagrama vectorial para motor BLDC.

A partir de lo anterior, las ecuaciones (2.18), (2.19) y (2.21) puede descomponerse en las siguientes expresiones en el plano $\alpha\beta$:

$$u_{s\alpha} = Ri_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (2.22)$$

$$u_{s\beta} = Ri_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (2.23)$$

$$\psi_{s\alpha} = u_{s\alpha} - R \int i_{s\alpha} dt + \psi_{s\alpha 0} \quad (2.24)$$

$$\psi_{s\beta} = u_{s\beta} - R \int i_{s\beta} dt + \psi_{s\beta 0} \quad (2.25)$$

$$\psi_{r\alpha} = \psi_{s\alpha} - (L - M)i_{s\alpha} \quad (2.26)$$

$$\psi_{r\beta} = \psi_{s\beta} - (L - M)i_{s\beta} \quad (2.27)$$

donde $\psi_{s\alpha 0}$ y $\psi_{s\beta 0}$ constituyen los valores iniciales del flujo del estator. Si la posición inicial del rotor se alinea con el eje α , los valores iniciales del flujo serían: $\psi_{s\alpha 0} = (2/3\sqrt{3})K_e\pi$ y $\psi_{s\beta 0} = 0$ [24].

Con un simple análisis trigonométrico, es evidente que el módulo del flujo del estator y el ángulo θ_s se determinan a partir de:

$$\theta_s = \arctan \frac{\psi_{s\alpha}}{\psi_{s\beta}} \quad (2.28)$$

$$\|\psi_s\| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (2.29)$$

De igual forma, al realizar el correspondiente procesamiento algebraico de la ecuación (2.16), el T_{em} puede ser representado en este marco de referencia a partir de la siguiente expresión:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{1}{\omega_m} \left\{ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} i_{s\beta} \right\} \quad (2.30)$$

Las expresiones matemáticas anteriores, constituyen la base para la implementación de un estimador del flujo magnético del estator y del rotor, parte indispensable del algoritmo que se explicará más adelante.

2.4.3. Relación entre velocidad angular y torque electromagnético

Sin duda alguna, uno de los análisis más importantes que se debe llevar a cabo a la hora de seleccionar el motor es la característica mecánica del mismo. Las características mecánicas denotan la relación entre la velocidad y el torque desarrollados por el rotor, para un valor constante de voltaje dc [7]. Idealmente, se comporta como una línea recta a partir de las dos condiciones representativas de un motor: máximo torque, que se desarrolla con el rotor detenido y máxima velocidad, que se desarrolla cuando el motor trabaja sin carga (Figura 2.14). Es importante aclarar, que para condiciones ideales, todo el torque electromagnético desarrollado por el motor se transfiere al rotor del mismo.

En la práctica, la curva de velocidad contra el torque se desvía de su forma ideal debido a los efectos de caída de voltaje en los dispositivos de potencia, de la inductancia del enrollado y otras influencias parásitas, por lo que una consideración detallada de esta, requiere de técnicas computarizadas de simulación [10].

En la figura 2.14 se pueden apreciar además las condiciones de velocidad y torque nominales del motor. De igual forma, se define la zona de trabajo constante, es decir, la zona que puede mantener un valor de torque constante en cierto rango de regulación de velocidad, así como la zona de trabajo intermitente.

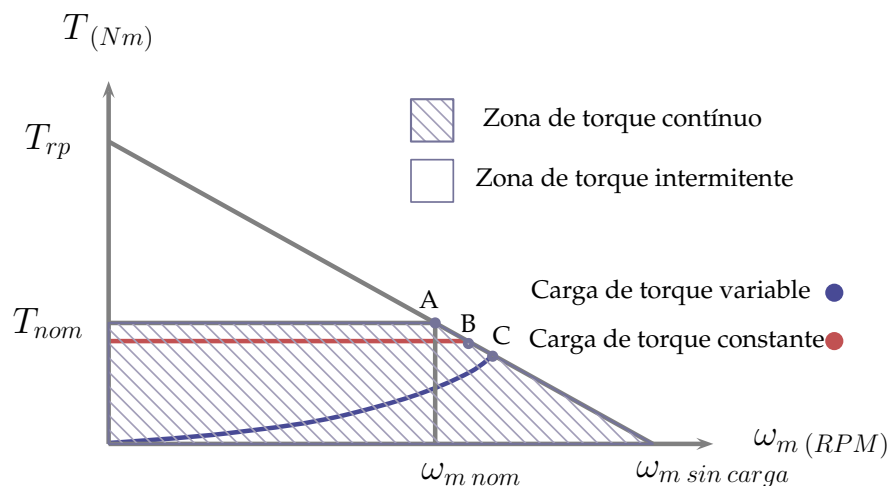


Figura 2.14: Curva de la característica mecánica para un motor BLDC y varias cargas.

Una manera de evaluar si la capacidad de torque de un motor corresponde con el re-

querimiento de una determinada carga es comparar la curva de la característica mecánica con la curva de la carga correspondiente. En cualquier instante de tiempo durante la aceleración o a plena velocidad, el torque producido puede exceder el torque requerido por la carga. Adicionalmente, para asegurar la operación estable del sistema de control, deberá existir un punto de cruce entre ambas curvas. La manera más precisa de obtener una curva de velocidad vs torque de un motor y de una carga determinada es a partir del fabricante del equipo [7]. No obstante, en la práctica, lo más común es que los fabricantes brinden los valores de los puntos característicos, a partir de los cuales se puede desarrollar un análisis bastante acertado a la hora de escoger un motor para una determinada aplicación.

Capítulo 3

Implementación

3.1. Modelo Computarizado.

Para llevar a cabo los objetivos propuestos, se debe partir de un modelo computarizado del motor BLDC, elaborado en Simulink a partir de las ecuaciones matemáticas analizadas en el capítulo anterior, que describen con gran exactitud el comportamiento real del mismo. Esto permitirá ensayar los esquemas de control de torque seleccionados y realizar el posterior análisis de los resultados.

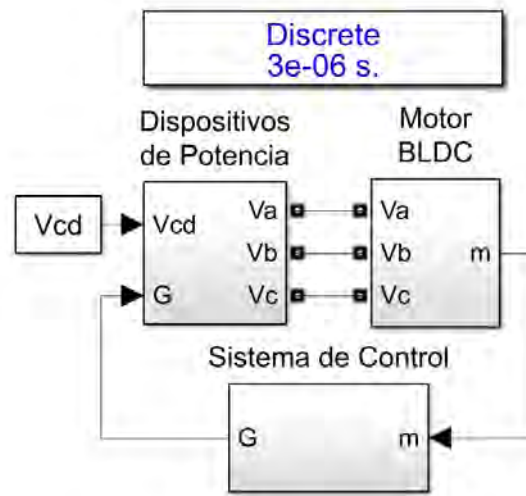


Figura 3.1: Modelo computarizado.

La Figura 3.1 muestra la estructura en bloques prevista para el modelo computarizado que corresponde con el diagrama de bloques funcionales que se muestran en la figura 2.6a. Desde el punto de vista de la programación, representa una ventaja organizativa a la

hora de trabajar las diferentes técnicas de control, puesto que las modificaciones recaerán sólo en el bloque de **Control**, conservando sin cambios el resto del programa.

Para el desarrollo de este modelo se utilizaron componentes de la librería **Simscape Power Systems**, lo que requiere la utilización del bloque de entorno **powergui** que permite resolver el circuito. El *solver* se definirá como discreto, con un tiempo de muestreo de 3 microsegundos.

A manera de observación, es importante destacar el empleo de *tags* a lo largo de toda la programación. Esto permite simplificar el trazado de líneas y por ende, los esquemas utilizados. De igual forma, permite que las variables almacenadas, pueden visualizarse en otros bloques o etapas del programa.

3.1.1. Bloque Electrónica de Potencia.

La figura 3.2 muestra el bloque **Electrónica de Potencia**, donde se encuentran ubicados los seis transistores en la configuración de puente completo y motor conectado en estrella, mostrada en la figura 2.6b. Los mismos recibirán las señales lógicas de disparo a partir del bloque de **Control**. A cada fase del motor le corresponde una pareja de transistores, uno en el puente superior y otro en el inferior. Es evidente que dos transistores de la misma fase no pueden estar activos de manera simultánea, puesto que resultaría en un cortocircuito que dañaría, en el mejor de los casos, a los dispositivos involucrados.

Esta configuración puede trabajar en dos modos principales: el modo de conducción de dos fases y el modo de conducción de tres fases. En el primero, dos transistores de dos fases diferentes se encuentran activos en cada intervalo de conmutación, mientras que los transistores restantes se encuentran desactivados. Esto se traduce en que la corriente circulará en sentido directo por la fase que tenga activo el transistor del puente superior y, en sentido inverso por la fase que tenga activo el transistor del puente inferior. La otra fase queda en estado flotante. En el segundo modo de trabajo, en cada intervalo de conmutación se encuentran activos tres transistores, uno por cada fase. Esto incrementa la utilización de los devanados ya que todas las fases se encuentran energizadas en cada intervalo de conmutación.

En este caso, se emplearán modelos de transistores MOSFET con un diodo conectado en sentido inverso entre **S** y **D**, cuyas características operacionales se muestran en la tabla 3.1. La otra entrada de este bloque es el valor del voltaje de *DC* suministrado por la fuente o batería. Los parámetros mostrados en la tabla se declaran en el entorno de trabajo del modelo general.

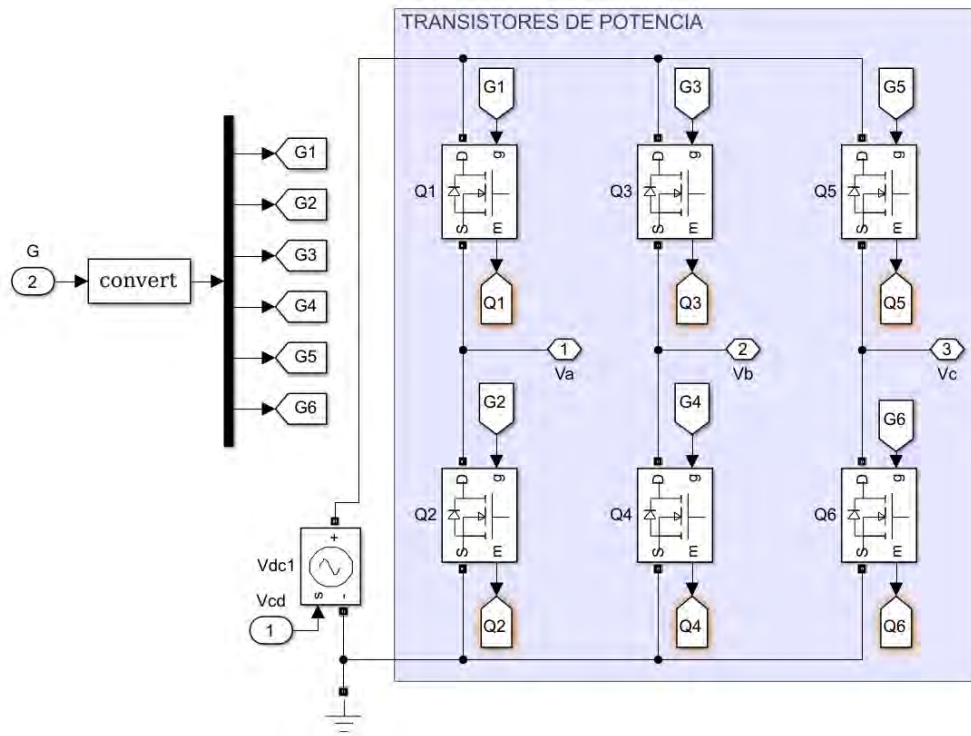


Figura 3.2: Bloque Electrónica de Potencia

Parámetro	Descripción	Valor
R_{on}	Resistencia interna del MOSFET	1 $[\Omega]$
R_d	Resistencia interna del Diodo	10 $[m\Omega]$
L_d	Inductancia interna del Diodo	0 $[mH]$
V_f	Voltaje del Diodo	0.7 $[V]$

Tabla 3.1: Datos de los transistores MOSFET.

3.1.2. Bloque BLDC

En el bloque **BLDC** mostrado en la Figura 3.3 se implementaron las ecuaciones estudiadas en el capítulo anterior, y la salida entregará al bloque de **Control** las variables adecuadas para llevar a cabo las operaciones de control necesarias.

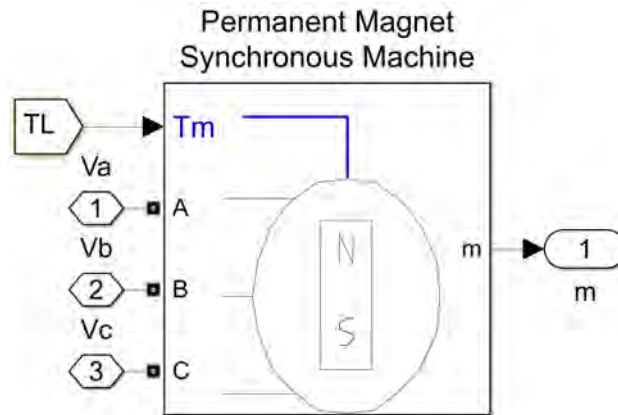


Figura 3.3: Bloque BLDC.

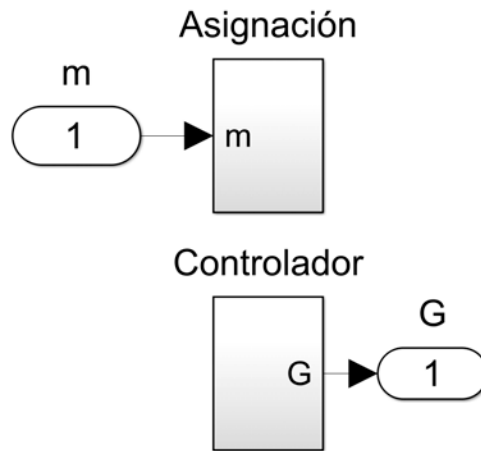
En todas las simulaciones, se emplearán los datos de un motor BLDC existente, cuyas características se muestran en la tabla 3.2. Estos valores se definieron igualmente en el entorno de trabajo del modelo como variables de entrada del sistema.

Parámetro	Descripción	Valor	
V_{cd}	Voltaje de la fuente o batería	300	[V]
p	Pares de polos	4	
ph	Cantidad de fases	3	
ω_m	Velocidad nominal sin carga	5000	[rpm]
T_L	Torque nominal del motor	6	[Nm]
R_s	Resistencia del enrollado	0.62	[Ω]
L_s	Inductancia propia del enrollado	1	[mH]
K_e	Constante de bEMF	0.066×10^{-3}	[V/(rad/s)]
J	Coefficiente de inercia del rotor	3.62×10^{-4}	[Kg/m ²]
B_v	Coefficiente de fricción viscosa	9.444×10^{-5}	[N/(rad/s)]

Tabla 3.2: Datos del motor BLDC utilizado.

3.1.3. Bloque Control

El bloque **Sistema de Control** se compone de dos sub bloques: uno relacionado con la asignación de las variables de salida del motor a los *tags* (Figura ??) y el otro, destinado a las operaciones propias del control del motor BLDC. En este último, se implementarán las etapas mencionadas en la sección 2.2 y que se abordarán con mayor profundidad más adelante.

Figura 3.4: Bloque **Sistema de Control**.

3.2. Etapas del Control

Las simulaciones implementadas se basan en una técnica de control escalar, mediante un PWM y en una técnica de control vectorial, a partir de un DTC. Ambas se evaluarán con metodologías diferentes de reducción del error de control. En esta sección se comentarán las características generales y comunes de las simulaciones implementadas, agrupadas en las tres etapas estudiadas. Más adelante, entraremos en las particularidades que las diferencian entre sí.

3.2.1. Detección

Tanto para la simulación en lazo abierto como para las simulaciones que emplean el PWM, se utilizó un método *sensored* para determinar la posición del rotor a partir de la utilización de sensores Hall. En cambio, para las simulaciones con DTC se decidió emplear un estimador del flujo de acoplamiento.

Los sensores Hall dividen la trayectoria eléctrica del rotor en 6 sectores de 60° eléctricos cada uno, en correspondencia con la orientación del campo magnético del rotor y de la manera en que se coloquen. (Figura 3.5a) [9].

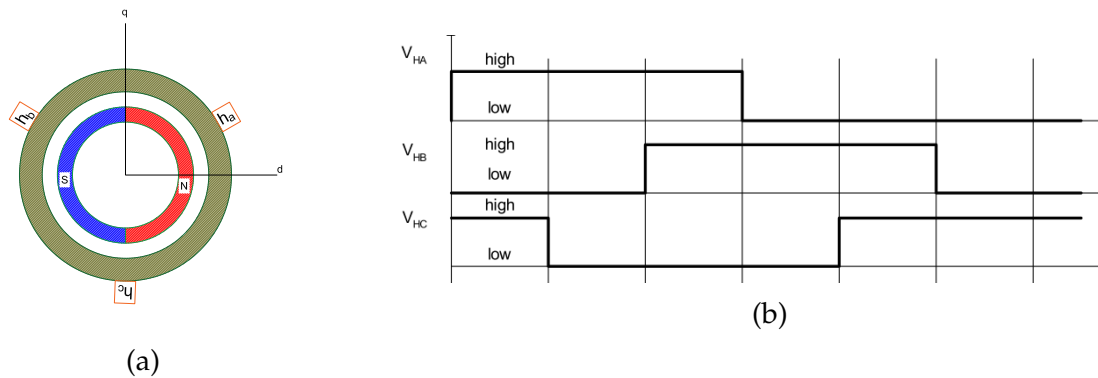


Figura 3.5: Sensores Hall para la detección de la posición angular del rotor: a) Ejemplo de colocación; b) Señales generadas [9].

En cambio el método *sensorless* de estimación de la posición y del flujo magnético se implementa a partir del conjunto de ecuaciones estudiadas en la sección 2.4.2. Aunque existen numerosas estrategias que abordan diferentes enfoques y que ofrecen otras ventajas [25], este método se escogió por ser una de las metodologías *sensorless* más prácticas y menos compleja en cuanto a los requerimientos de procesamiento matemático.

Las figuras 3.6a y 3.6b muestran los segmentos de programa donde se implementan estos dos procedimientos.

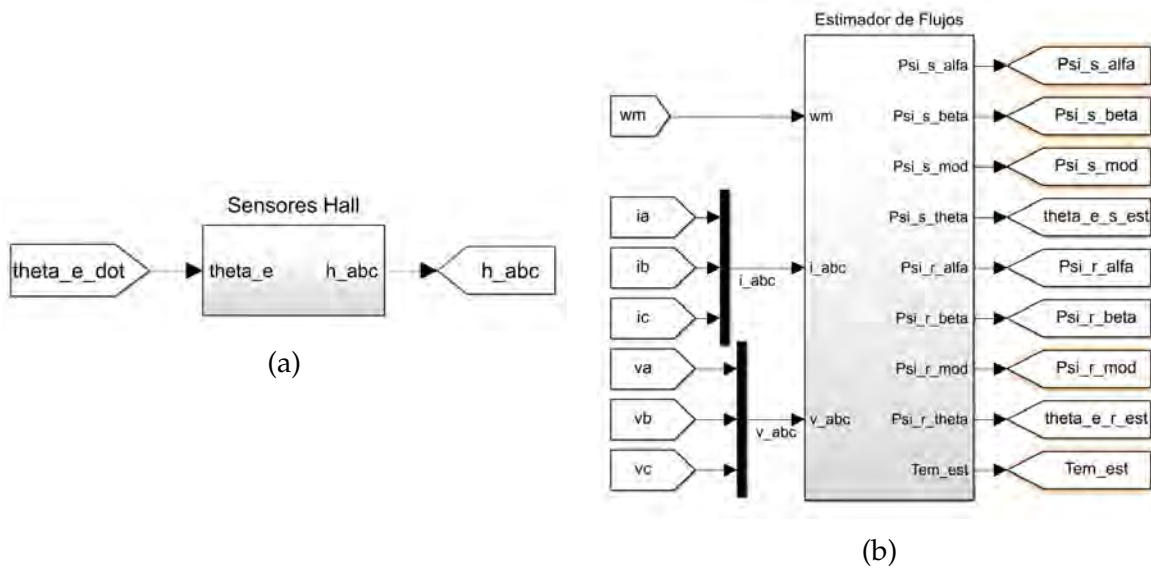


Figura 3.6: Sub bloques de detección de la posición empleados en las simulaciones: a) Sensores Hall; b) Estimador de flujo magnético.

3.2.2. Control

Para los motores BLDC, resulta sumamente común el empleo de controladores o reguladores PID. Los controladores PID han sido una de las estrategias más desarrolladas en los sistemas de control lineal por más de 70 años. Debido a su simplicidad, robustez, confiabilidad y fácil sintonización se han utilizado ampliamente en innumerables aplicaciones industriales. [7]. La estructura típica de un control PID se muestra en la Figura 3.7:

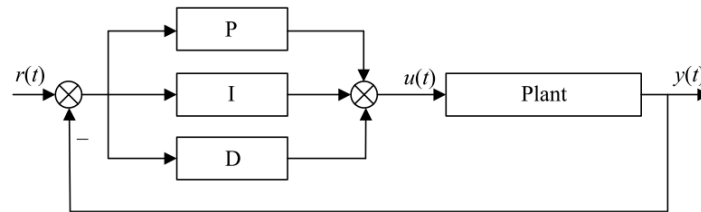


Figura 3.7: Diagrama de bloques de un Sistema de control PID. [7]

Un controlador PID estándar calcula la desviación $e(t)$ entre el valor de referencia y el valor real. Luego, la planta se controla por la variable $u(t)$ con una combinación lineal de los términos integral, proporcional y diferencial. [7]. La ley de control correspondiente a un PID en su forma continua puede expresarse como:

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (3.1)$$

donde K_p es la ganancia proporcional, T_i es la constante de tiempo integral y T_d es la constante de tiempo diferencial. Comúnmente la expresión 3.1 se suele desarrollar algebraicamente (ecuación 3.2) de manera que se identifiquen mejor las tres partes que componen el controlador con sus respectivas ganancias o valores de ajuste.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.2)$$

En los sistemas de control prácticos, no todos los controladores PID emplean sus tres términos. Esto dependerá evidentemente de la aplicación y las características del control deseado. Para un motor BLDC, los términos más utilizados son el proporcional y el integral, puesto que el término diferencial puede resultar en afectaciones producidas por perturbaciones de alta frecuencia, características de estas máquinas eléctricas. [7].

Para mejorar la confiabilidad del sistema, frecuentemente se utilizan controladores PID digitales que conllevan a discretizar la ecuación 3.2. Con el objetivo de disminuir el error y mejorar la respuesta dinámica del sistema se debe adoptar la ley de control incremental,

basada en el principio recursivo. [7]. Luego, descartando el término diferencial, la expresión 3.2 queda determinada por 3.3, que es la base del controlador PI empleado en este trabajo.

$$\Delta u(t) = K_p \{e(k) - e(k - 1)\} + K_i e(k) \quad (3.3)$$

Los procedimientos de sintonización o selección de las ganancias de los controladores PID pueden ser varios, pero generalmente requieren la experimentación práctica o simulada de la planta que se requiere controlar, y se basan en la respuesta transitoria de las misma. Primeramente se establecerá el valor de K_i en cero y se incrementará el valor de K_p hasta que la respuesta del sistema sea estable. Finalmente se sintonizará la parte integral para mejora la respuesta dinámica y la estabilidad estática. [26].

Cabe añadir que, con el desarrollo de las técnicas de cómputo y de las teorías de control moderno y control robusto, los controladores PID han ido ganando en complejidad. Así por ejemplo, podemos encontrar los PID de redes neuronales, PID de lógica difusa, PID de integración trapezoidal, PID de integración variable, PI-D, I-PD, entre muchos otros. Estos controladores no solo mejoran el rendimiento del control del sistema, sino que además expanden las áreas de aplicación de los mismos. [7, 26].

Otro controlador empleado en el presente trabajo es el denominado controlador de histéresis (también conocido como controlador de dos pasos, controlador on/off o controlador *bang-bang*)(Figura 3.8a). Un controlador de histéresis cambia abruptamente entre un estado activado o desactivado a partir de un valor de referencia del error de control. De igual forma, la activación puede contemplar cierto ancho de banda permisible. En este sentido, emplearemos un controlador que otendrá un 1 cuando el error esté por encima del valor superior de la banda permisible, y -1 , cuando esté por debajo del valor inferior. Homólogamente, pueden existir controladores de histéresis de tres niveles, es decir, se le agrega un tercer estado (0) cuando el error de control se encuentra dentro de la banda permisible (Figura 3.8b).

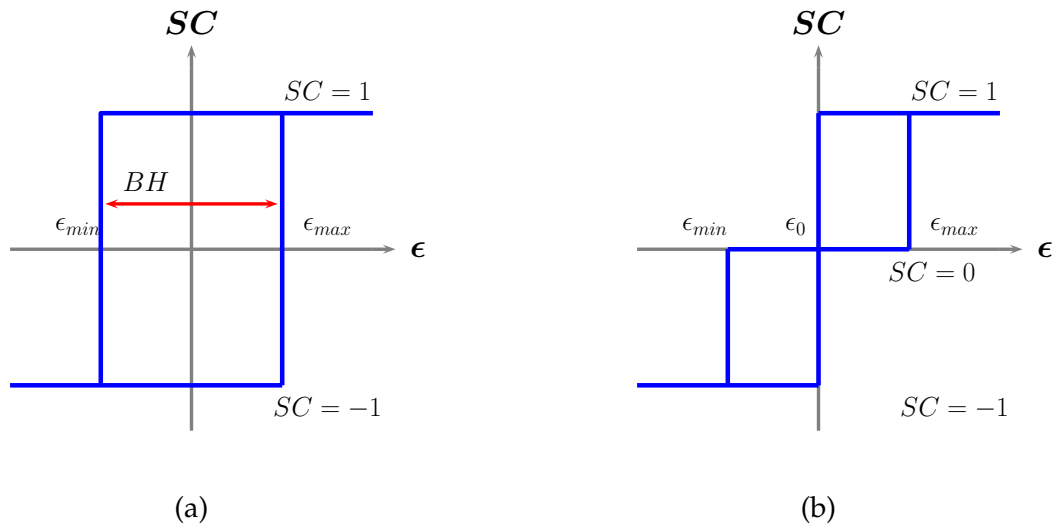


Figura 3.8: Controlador de histéresis. a) Dos niveles; b) Tres niveles.

Otro elemento a considerar en esta etapa será el o los lazos de control que se utilizan, lo que se relaciona estrechamente con la metodología de conmutación que se haya escogido. Existen muchos algoritmos que emplean más de un lazo de control que pueden incorporar uno o varios reguladores. Así, por ejemplo, encontramos el empleo de un doble lazo en cascada, con un lazo externo dedicado a la velocidad que incorpora un controlador PI, y un lazo interno dedicado al torque, que puede incorporar un controlador PI o un controlador de histéresis [21, 27–38]. Otro enfoque utiliza solamente un lazo de control de velocidad con un controlador PI [39], mientras que en [40, 41] emplean un solo lazo de control de torque con un regulador de histéresis. En [40–43] utilizan el lazo de control de torque y otro de flujo y en [24] utilizan un lazo de control de torque y otro de corriente.

En el presente trabajo se emplearán dos algoritmos de estimación y reducción del error. El primero consiste en un doble lazo en cascada, similar al que se explicó en el párrafo anterior y el segundo consistirá en el empleo de dos lazos independientes (velocidad y torque) cuyos errores se sumaron y se consideraron como el error de control. Este último constituye el resultado de un largo período de experimentación con muchas de las estrategias antes mencionadas, puesto que se seguían observando varias deficiencias y/o comportamientos no preferentes. Las mejoras de algunas características implicaban el deterioro de otras, y viceversa. Las mayores deficiencias se enmarcaron en el rizo del torque o la velocidad, alto torque de arranque, bajo desempeño en determinados rangos de regulación, entre otras. Para proponer este algoritmo, nos apoyamos igualmente en la relación entre la velocidad angular del motor y el torque estudiada en la sección 2.4.3. La Figura 3.9 representa los dos algoritmos utilizados.

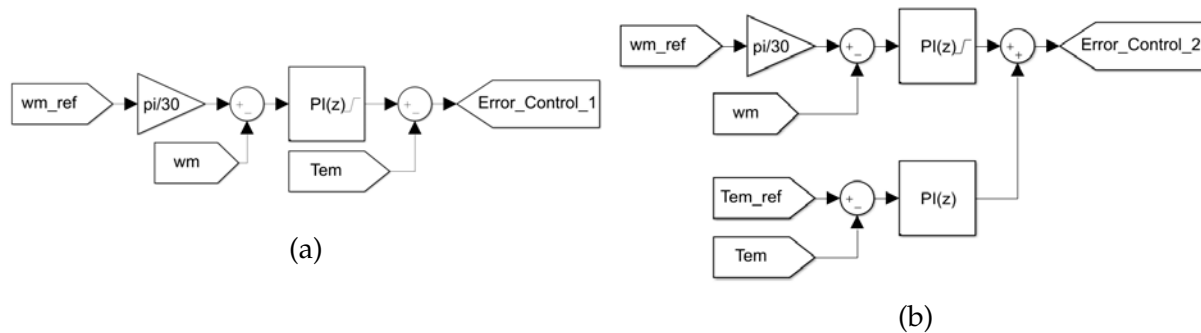


Figura 3.9: Algoritmos de detección y reducción del error implementados: a) tradicional; b) nuevo.

En el lazo de control de velocidad de ambas metodologías, se utilizó un controlador PI con un compensador *antiwindup*. El término *windup* se emplea para referirse a la saturación que produce el término integral cuando el controlador alcance el límite del actuador. Es decir, el actuador se satura y el sistema opera en lazo abierto, aún si el error se incrementa. Esto se traduce en un deterioro rápido de la función del control. El compensador *antiwindup* evita que el error integral se incremente excesivamente [7,44,45]. En el lazo de control de torque del método propuesto en este trabajo de tesis, se empleó un controlador PI tradicional. Las constantes de cada PI se determinaron por métodos experimentales según el procedimiento descrito anteriormente.

3.2.3. Conmutación

La Figura 3.10 muestra los tres métodos de conmutación empleados en este trabajo.

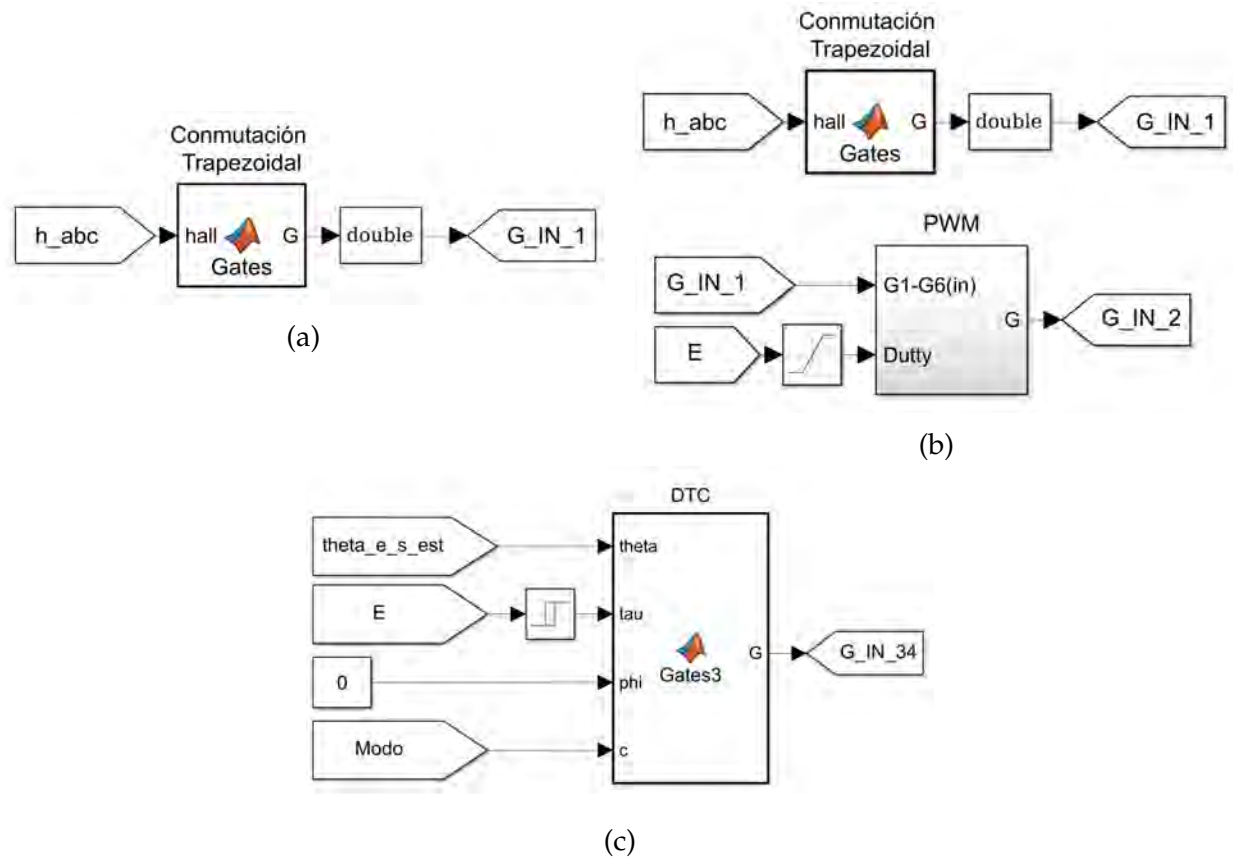


Figura 3.10: Métodos de conmutación empleados en las simulaciones: a) Conmutación Trapezoidal; b) Conmutación Trapezoidal + PWM; c) Conmutación DTC.

El primer método consiste en la conmutación de seis pasos o trapezoidal, se implementa a partir de la combinación de las señales de los sensores Hall (Figura 3.5b). Es decir, no existe una señal de control y el motor gira libremente subordinado a las condiciones mecánicas a las que esté sometido.

El segundo método, consiste en la combinación del algoritmo de conmutación trapezoidal y un método de conmutación por voltaje/frecuencia o PWM. Este método es probablemente el método más utilizado en los motores BLDC. Es bastante sencillo de implementar y se basa en la modificación del valor promedio de la señal de voltaje que se le aplican a los devanados del motor. Consiste en hacer incidir la señal del control sobre el ciclo de trabajo del PWM obteniendo una señal de conmutación modificada. Puesto que solo se trabaja sobre valores modulares de voltaje, se clasifica como un Método de Control Escalar [9, 15]. Es necesario aclarar que al error de control se le aplicó una función de saturación para restringir su valor entre 0 y 1 en correspondencia con el ciclo de trabajo del PWM.

En el tercer método, la conmutación se realiza mediante la técnica DTC. El DTC fue desarrollado a mediados de la década de los 80 del siglo pasado por investigadores japoneses y alemanes para sistemas de control de motores de inducción. En la década del 90, se comenzó a estudiar para los motores PMSM y en los años posteriores, se extendió la investigación a los motores BLDC [24, 25, 29]. En un sistema de control basado en el DTC clásico, el torque electromagnético y el flujo del estator se controlan de manera directa e independiente por la selección de modos de conmutación óptimos de los transistores de potencia. Esta selección se realiza para restringir los errores de ambas variables dentro de bandas de histéresis, para obtener una rápida respuesta del torque, baja frecuencia de conmutación de los transistores y bajas pérdidas por armónicos. Los vectores óptimos de voltaje pueden seleccionarse a partir de una tabla, la cual se obtiene a su vez a partir de simples consideraciones físicas que involucran la posición del vector del flujo del estator, los vectores de voltajes disponibles y el error de control [25]. Es claro en este punto, que el DTC se considera una técnica de conmutación vectorial.

Puesto que esta metodología requiere conocer la posición angular del vector de flujo del estator, otro elemento de suma importancia es el gráfico de la trayectoria rotacional o *locus* que describe el mismo, el cual puede obtenerse partir de las expresiones 2.24 y 2.25 implementadas en un estimador de flujo como el estudiado con anterioridad (Figura 3.11). Idealmente, si se desprecian los efectos del diodo de libre rotación de los dispositivos de potencia y la bEMF de la fase flotante, un esquema de conmutación tradicional de dos fases en conducción, provoca que la trayectoria sea hexagonal. En la práctica, se observan picos bruscos cada 60° eléctricos. El tamaño de estos picos es impredecible y depende de muchos factores operativos y de diseño, entre los que se destacan el tiempo de muestreo, el voltaje de dc, la banda permisible de los controladores de histéresis, parámetros del motor, especialmente la inductancia de fase, la velocidad del motor y el régimen de carga al cual está sometido el mismo [22, 46].

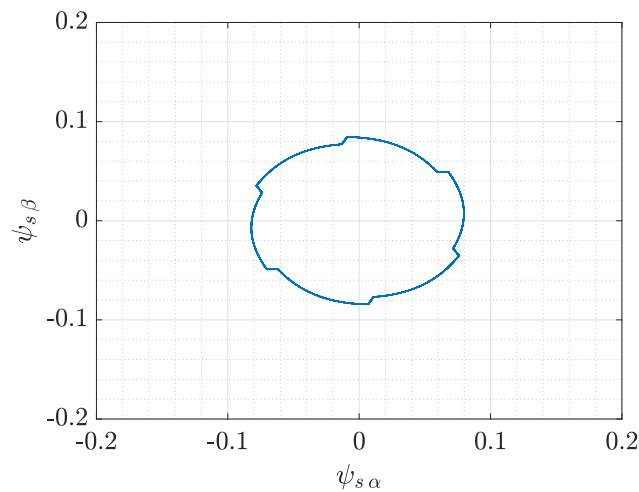


Figura 3.11: Ejemplo de un locus del flujo del estator.

El método DTC en sí mismo, posee muchas variantes y modificaciones. Una de las más importantes se relaciona con la cantidad de fases que pueden estar activas simultáneamente lo cual determina los vectores de voltaje y los sectores de trabajo disponibles. En este sentido pueden mencionarse:

- DTC de 2 fases en conducción (DTC-2F) [29, 47–49]
- DTC de 3 fases en conducción (DTC-3F) [27, 32, 50]
- DTC de 2 y 3 fases en conducción (DTC-2+3F) [30, 46, 51]

Otras variantes se enfocan en el error de control. En este sentido, con un DTC clásico se regulan el torque y el flujo del estator [25, 29, 52], a partir de dos lazos de control independientes. El primero es un doble lazo en cascada, con uno externo dedicado a la velocidad y el interno dedicado al torque. El segundo lazo de control, se destina a controlar el módulo del flujo. La salida de ambos pasa a un controlador de histéresis de tres y dos niveles, respectivamente, a partir de los cuales se selecciona el vector de voltaje apropiado mediante una tabla de búsqueda. Algunas investigaciones, plantean la sustitución del control directo de flujo por un control indirecto, a partir de la sustitución de este lazo de control por uno de control de corriente \mathbf{q} en el marco de referencia rotacional dq [22, 53]. En la práctica, queda demostrado que para un motor BLDC operando en la región de torque constante de la característica mecánica, es decir, por debajo de la velocidad nominal, cuando la bEMF es menor que el voltaje de alimentación, no hay razón para cambiar la amplitud del flujo del estator. Por encima de la velocidad nominal, el funcionamiento del motor experimentará un deterioro masivo debido a que la bEMF excede el valor del voltaje de alimentación, y la inductancia del estator no permite que la corriente de fase se recupere lo suficientemente

rápido como para desarrollar el máximo torque posible, por lo que otras técnicas deberán emplearse para compensar este fenómeno [22]. A raíz de esto, otras investigaciones reportan el empleo de solo el lazo de control de velocidad/torque [35,47]. En este trabajo consideraremos esta última modalidad.

De manera abreviada, en un elemento de conmutación DTC se debe:

- 1 Definir vectores de voltajes y sectores de trabajo en el plano $\alpha\beta$.
- 2 Estudiar el efecto de los vectores de voltajes sobre el flujo del estator en cada sector del plano $\alpha\beta$ y establecer una tabla de localización .
- 3 A partir de la información de la posición angular y del error, o de los errores de control, localizar en la tabla el vector de voltaje que se debe aplicar.

En primer lugar, teniendo en cuenta que cada transistor funciona de manera independiente, se pueden establecer seis dígitos lógicos que determinen un estado de conmutación de transistores correspondiente con un vector de voltaje en el plano abc o en el $\alpha\beta$. En este sentido, la modalidad DTC-2F y la modalidad DTC-3F, tienen definido sus seis vectores de voltaje de acuerdo a las figuras 3.12a y 3.12b. En las propias figuras se puede apreciar la división del plano $\alpha\beta$ en seis sectores de trabajo, en este caso, iguales para ambas modalidades. Aquí es válido aclarar que otras variantes son posibles en cuanto a la distribución angular de los sectores. Por su parte, el DTC-2+3F se basa en la combinación de las características de las dos modalidades anteriores, intercalando los diferentes vectores, de manera que se definen 12 vectores de voltaje y 12 sectores de operación en el plano $\alpha\beta$. (Figura 3.12c).

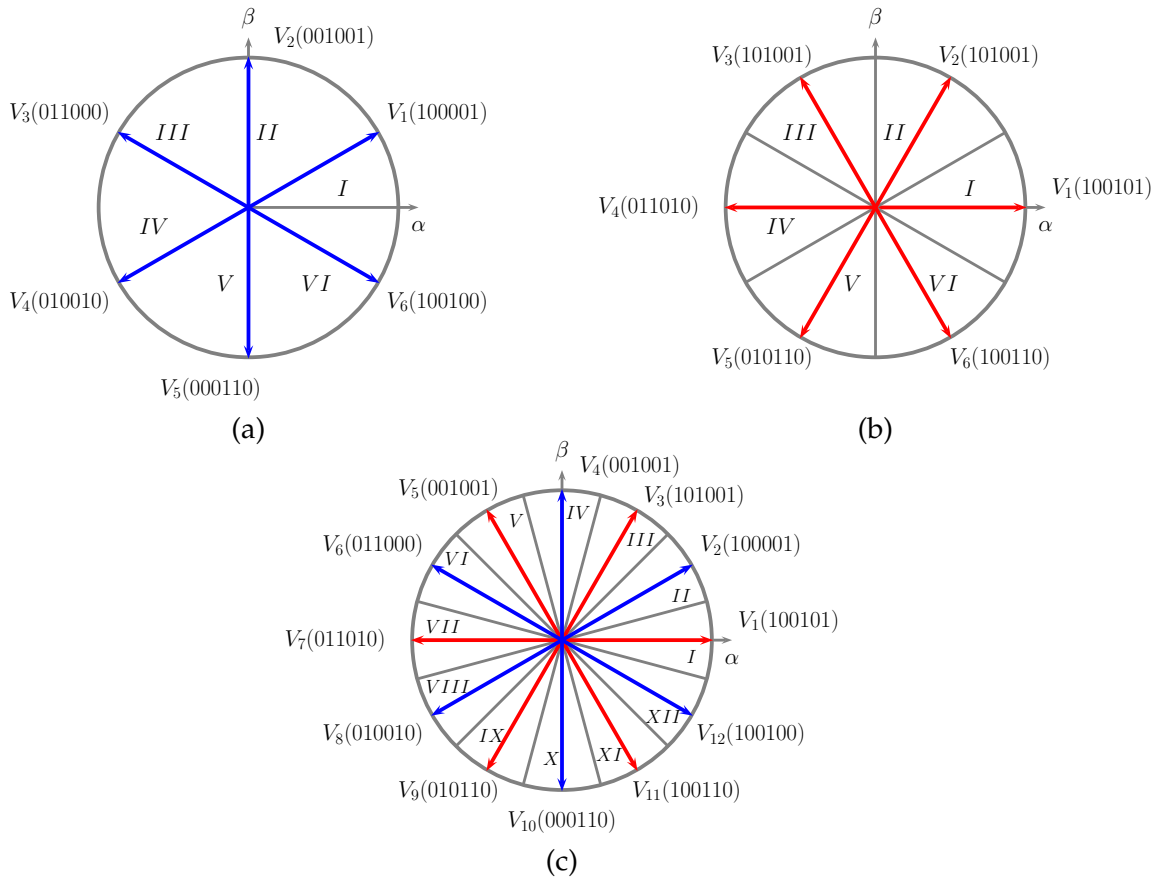


Figura 3.12: Vectores de voltaje y sectores. a) DTC-2F; b) DTC-3F y c) DTC-2+3F.

Una vez definido los vectores de voltaje y los sectores de trabajo, se procede a determinar una tabla de búsqueda o conmutación, que se elabora a partir del estudio del efecto de dichos vectores sobre el torque y/o flujo. Durante un intervalo de muestreo cada vector de voltaje que se aplica es constante, por lo que 2.19 puede reescribirse como:

$$\psi_s = V_s t - R_s \int i_s dt + \psi_{s0} \quad (3.4)$$

donde ψ_{s0} es el flujo del estator inicial, al instante de la conmutación. Cuando el término del estator se elimina en la estimación del flujo del estator [22, 54], la expresión anterior se reduce a:

$$\psi_s = V_s t + \psi_{s0} \quad (3.5)$$

lo que indica que el vector del flujo se moverá en la dirección del voltaje aplicado [22,55]. Luego, en dependencia del sector donde se encuentre, al aplicar convenientemente un vector de voltaje, el vector de flujo puede verse afectado en módulo y en ángulo de diversas maneras, como puede apreciarse en la Figura 3.14.

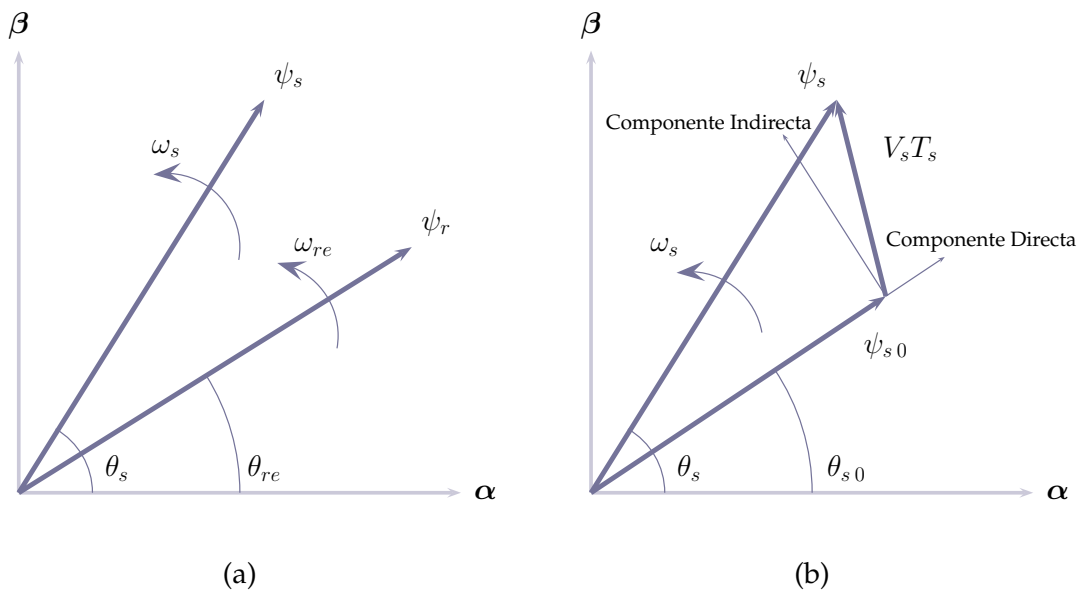


Figura 3.13: a) Posición relativa de los flujos del estator y del rotor; b) Efecto de un vector de voltaje sobre el flujo del estator.

Como puede observarse en la figura 3.13b la componente directa del vector $\vec{V}t$ afectará directamente el módulo de $\vec{\psi}_s$, mientras que la componente en cuadratura u ortogonal de $\vec{V}t$, afectará su posición angular o lo que es lo mismo, su velocidad angular. El torque depende de la velocidad angular del vector del flujo del estator [56] por lo que, incidiendo sobre este parámetro, podemos tener una mayor o menor respuesta de torque.

Así, si se consideran todos los efectos posibles de todos los vectores de voltajes, de acuerdo a las necesidades del error de control (Figura 3.14), se puede elaborar una tabla de selección adecuada.

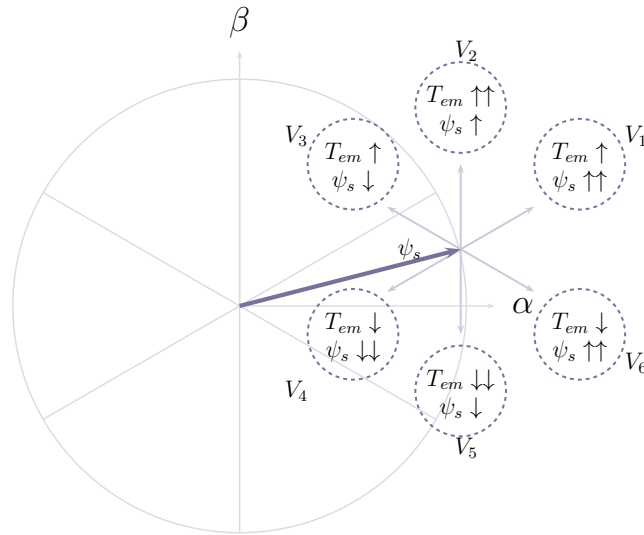


Figura 3.14: Influencia de los vectores de voltaje DTC-2F sobre el flujo del estator.

Luego, basado en la información anterior, se implementaron las modalidades DTC-2F y DTC-2+3F. Como ya se definió anteriormente, no se utilizará el control de flujo y el error de control de torque se le aplica un controlador de histéresis de dos pasos mencionado con anterioridad. Las tablas de selección quedarán de la siguiente forma:

ϵ_ψ	ϵ_T	SECTOR					
		<i>I</i>	<i>II</i>	<i>III</i>	<i>IV</i>	<i>V</i>	<i>VI</i>
0	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tabla 3.3: Tabla de localización DTC-2F, sin control de flujo.

ϵ_ψ	ϵ_T	SECTOR											
		<i>I</i>	<i>II</i>	<i>III</i>	<i>IV</i>	<i>V</i>	<i>VI</i>	<i>VII</i>	<i>VIII</i>	<i>IX</i>	<i>X</i>	<i>XI</i>	<i>XII</i>
0	1	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3
	-1	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9

Tabla 3.4: Tabla de localización DTC-2+3F, sin control de flujo.

3.3. Simulaciones

Como ya se introdujo en las secciones anteriores, se implementaron varias simulaciones con el objetivo de establecer patrones de comparación entre los diferentes algoritmos de control estudiados. Para esto, se evaluó el comportamiento del motor en lazo abierto y controlado mediante PWM, DTC-2F y DTC-2+3F, con un lazo de control de torque tradicional y con el algoritmo novedoso. Las simulaciones se organizaron de la siguiente manera:

- Funcionamiento en lazo abierto.
- Lazo de control de torque tradicional.
 - Mediante PWM
 - Mediante DTC-2F
 - Mediante DTC-2+3F
- Lazo de control de torque novedoso.
 - Mediante PWM
 - Mediante DTC-2F
 - Mediante DTC-2+3F

Para todas se definió un tiempo de simulación de 0.1 s y un intervalo de muestreo de $3\ \mu\text{s}$ y se monitorearon valores característicos de la velocidad y del torque en condiciones transitorias y estacionarias, para poder llevar a cabo las comparaciones pertinentes. Específicamente, se estudiaron los siguientes indicadores:

- Tiempo de subida y/o bajada (RT/FT):
- Tiempo de establecimiento (ST):
- Valor promedio ($Media$):
- Valor del Rizo ($Rizo$):

La simulación en lazo abierto del motor tiene como objetivo caracterizar el comportamiento natural del mismo a partir de seis regímenes de carga representativos, de acuerdo a la Tabla 3.5.

Carga [%]	T_L [Nm]
100	6
80	4.8
60	3.6
40	2.4
20	1.2
0	0

Tabla 3.5: Regímenes de carga simulados en lazo abierto.

En cambio, para el resto de las simulaciones, se decidió escoger varios puntos de operación detallados en la tabla 3.6, tratando de probar condiciones de trabajo relativamente extremas para poder estudiar la efectividad de las respuestas dinámicas y estacionarias de cada algoritmo de control.

Pto.	t [s]	$\omega_{m\ ref}$ [rpm]	T_L [Nm]
<i>A</i>	0	2500	6
<i>B</i>	0.04	1500	6
<i>C</i>	0.06	1500	1.2
<i>D</i>	0.08	1500	6

Tabla 3.6: Intervalos de operación para el resto de las simulaciones.

Así, por ejemplo, en el instante $t = 0\ s$, se estableció el primer punto de operación con una velocidad de referencia de $2500\ rpm$ y un torque de carga de $6\ Nm$. Posteriormente, en el instante $t = 0.04\ s$ se cambió la referencia de velocidad a $1500\ rpm$ manteniendo la misma condición de carga. Para $t = 0.06\ s$, manteniendo la misma velocidad de referencia, se redujo el torque de carga a $0\ Nm$ y en $t = 0.08\ s$ se volvió a subir al valor de $6\ Nm$.

En las siguientes secciones, se mostrarán de manera particular para cada simulación implementada, el comportamiento gráfico de la característica mecánica, las curvas de torque electromagnético y velocidad angular, el comportamiento gráfico del flujo del estator y las tablas de resultados.

3.3.1. Simulación 1. Funcionamiento en lazo abierto.

Esta simulación se implementó a partir de la técnica de conmutación trapezoidal estudiada con anterioridad empleando los sensores Hall como elemento de detección de la

posición del rotor y ensayando las condiciones detalladas en la Tabla 3.5. La representación gráfica de estas pruebas, presentaron un comportamiento bastante similar, por lo que, se muestran solamente los regímenes a plena carga y sin carga. Las figuras 3.15 y 3.16, muestran la representación gráfica de las curvas de velocidad y torque para estos dos regímenes de operación respectivamente, de la misma forma que las figuras 3.17a y 3.17b, muestran las trayectorias del flujo del estator. La tabla 3.7 muestra los valores asociados a los indicadores analizados para todos los regímenes de carga.

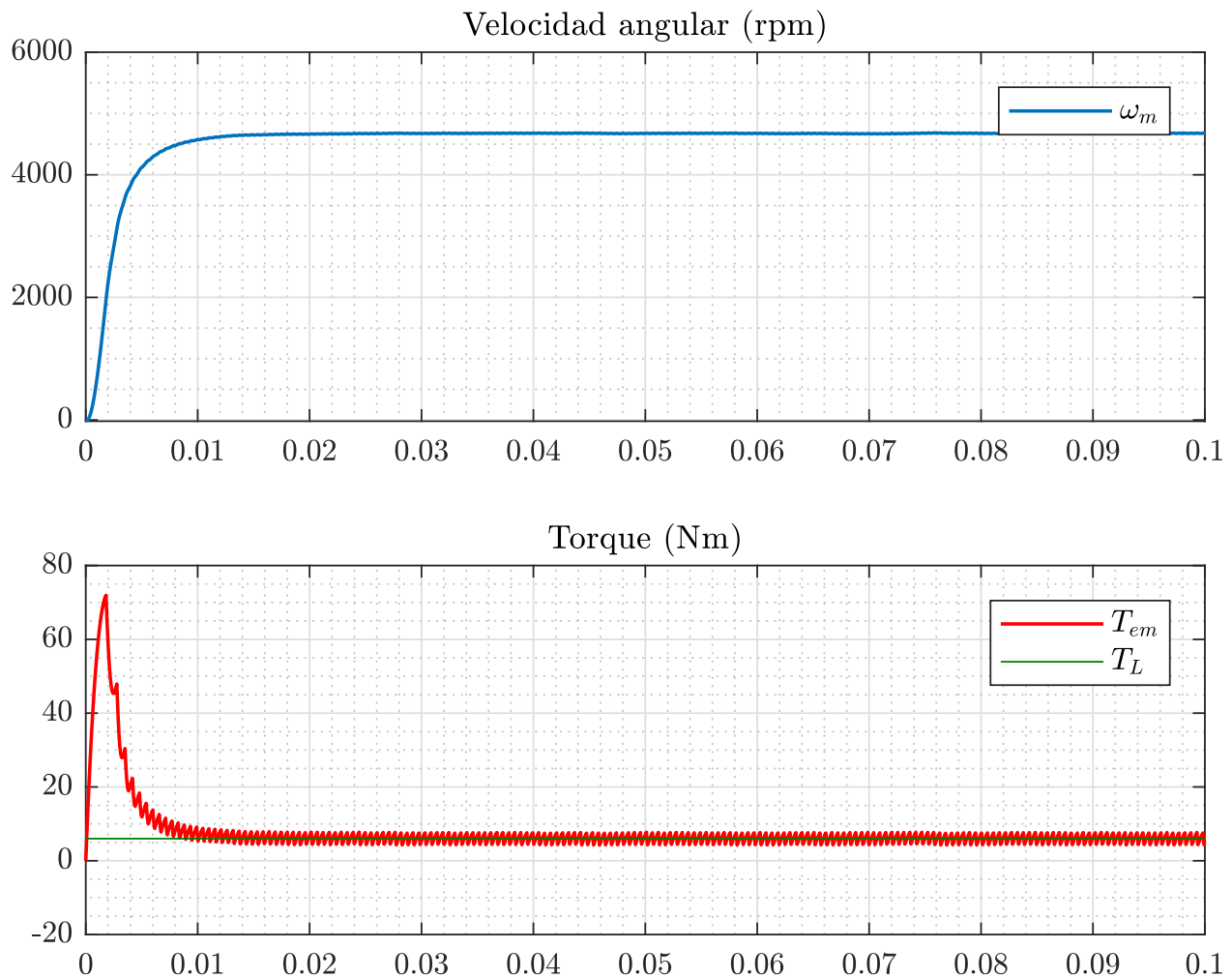


Figura 3.15: Simulación 1. Gráficas de velocidad y torque en Lazo abierto: $T_L = 6 Nm$.

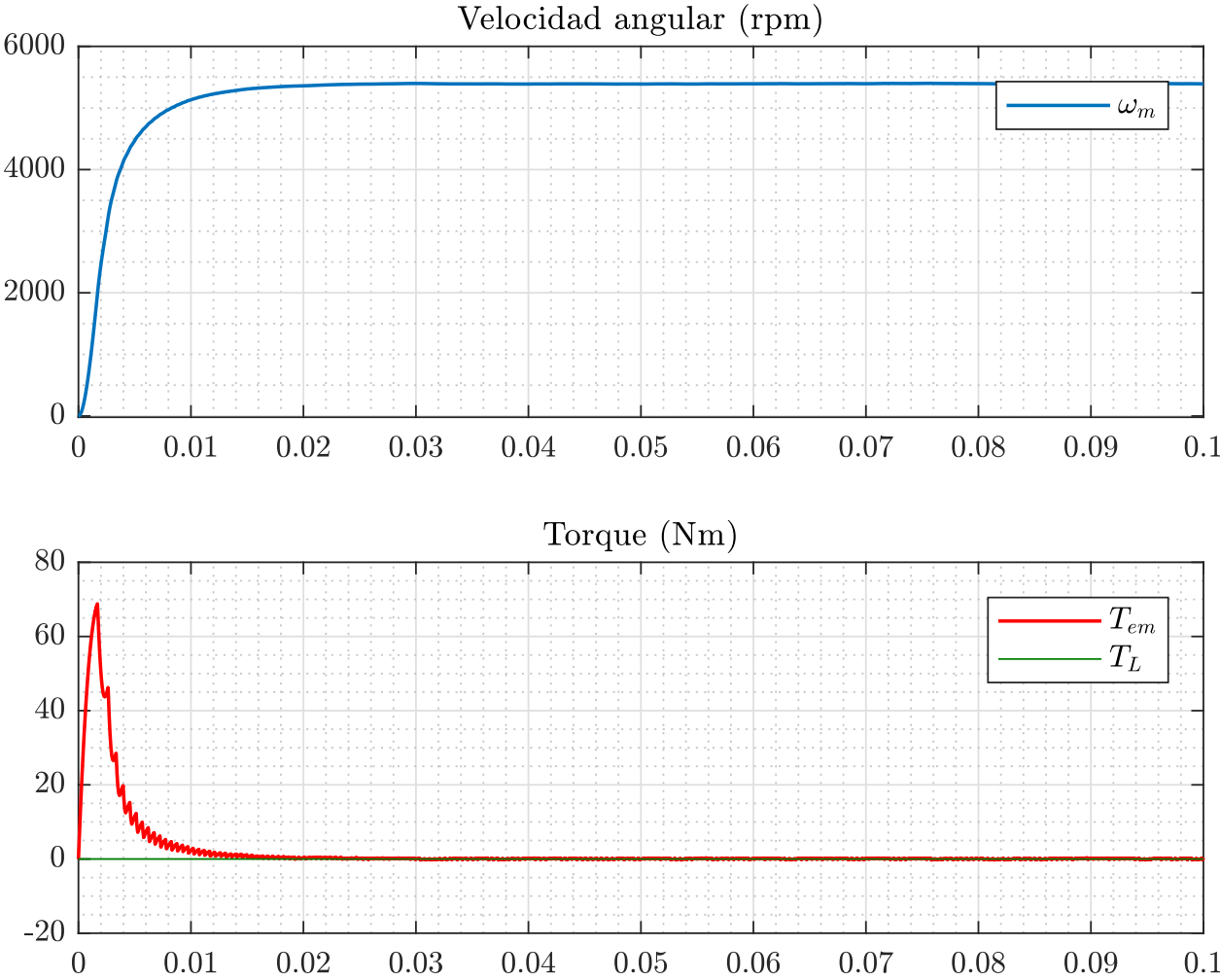


Figura 3.16: Simulación 1. Gráficas de velocidad y torque en Lazo abierto: $T_L = 0 Nm$.

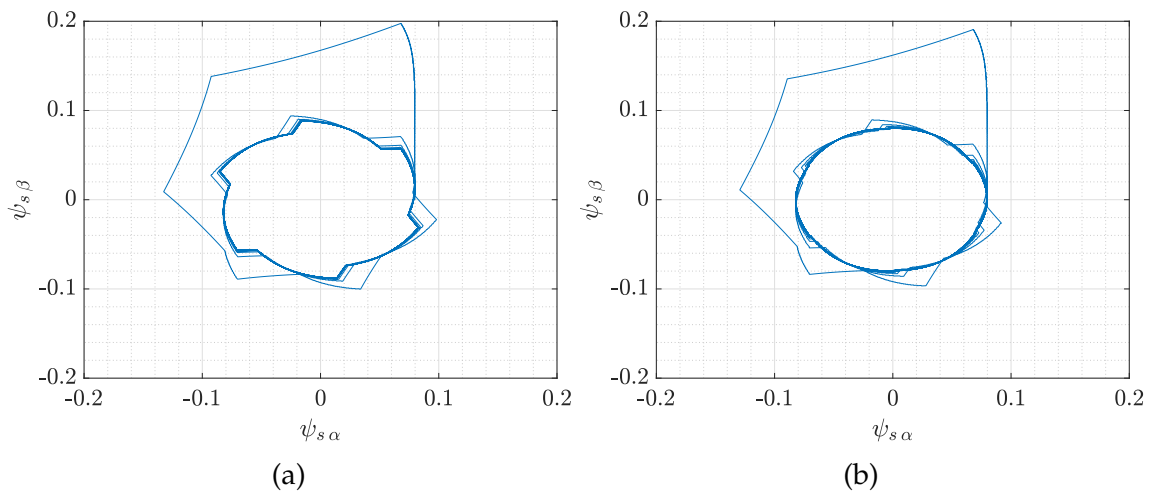


Figura 3.17: Simulación 1. Flujo del estator : a) $T_L = 6 \text{ Nm}$; b) $T_L = 0 \text{ Nm}$.

Intervalo de Operación	ω_m				T_{em}			
	T_L [Nm]	RT [ms]	FT [ms]	Media [rpm]	Rizo [%]	RT [μs]	FT [μs]	Media [Nm]
6	6.61	—	4675.3	0.05	577.54	3328.9	6.05	58.09
4.8	7.05	—	4804.3	0.47	589.47	3811.7	4.86	63.25
3.6	7.43	—	4939.8	0.38	600.24	4296.9	3.65	67.53
2.4	7.91	—	5081.6	0.44	611.34	4764.5	2.46	81.04
1.2	8.39	—	5231.3	0.48	621.50	5704.2	1.26	112.83
0	9.01	—	5391.3	—	637.79	6118.1	0.07	—

Tabla 3.7: Simulación 1. Comportamiento transitorio y estacionario.

3.3.2. Simulación 2: Control de torque mediante PWM y lazo de control tradicional.

Esta simulación se implementó a partir de la conmutación de 6 pasos y un PWM, utilizando el lazo de control tradicional mostrado en la Figura 3.9a. Igualmente, se emplearon sensores Hall como método de detección de la posición. Los puntos de operación ensayados se establecieron en la tabla 3.6. La Figura 3.18 muestra el comportamiento de la característica mecánica durante toda la simulación, con la representación de los puntos de

operación deseados. De igual forma, las figuras 3.19 y 3.20, muestran el comportamiento del flujo del estator y la representación gráfica de las curvas de velocidad y torque, respectivamente. La tabla 3.8 muestra los valores asociados a los indicadores analizados.

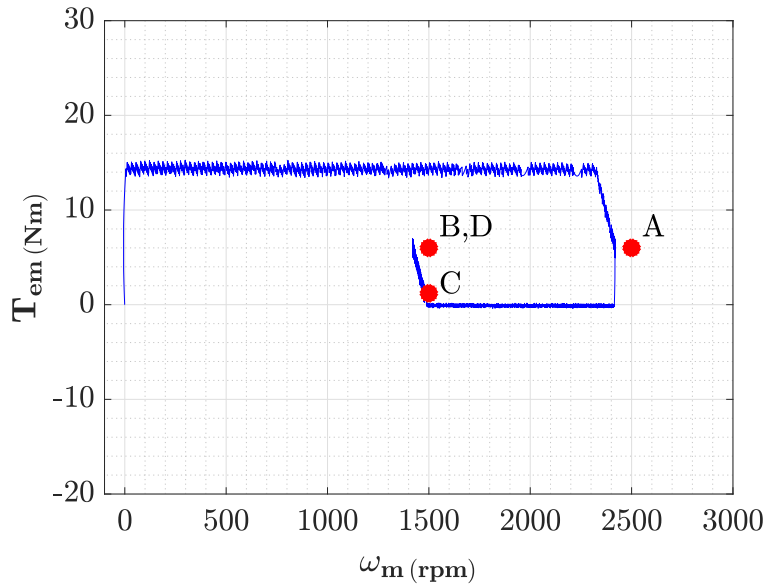


Figura 3.18: Simulación 2. Característica mecánica.

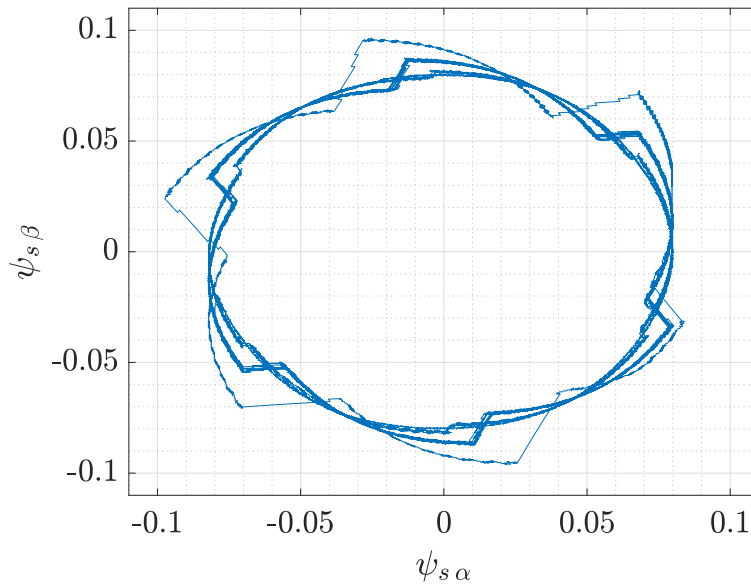


Figura 3.19: Simulación 2. Flujo del estator.

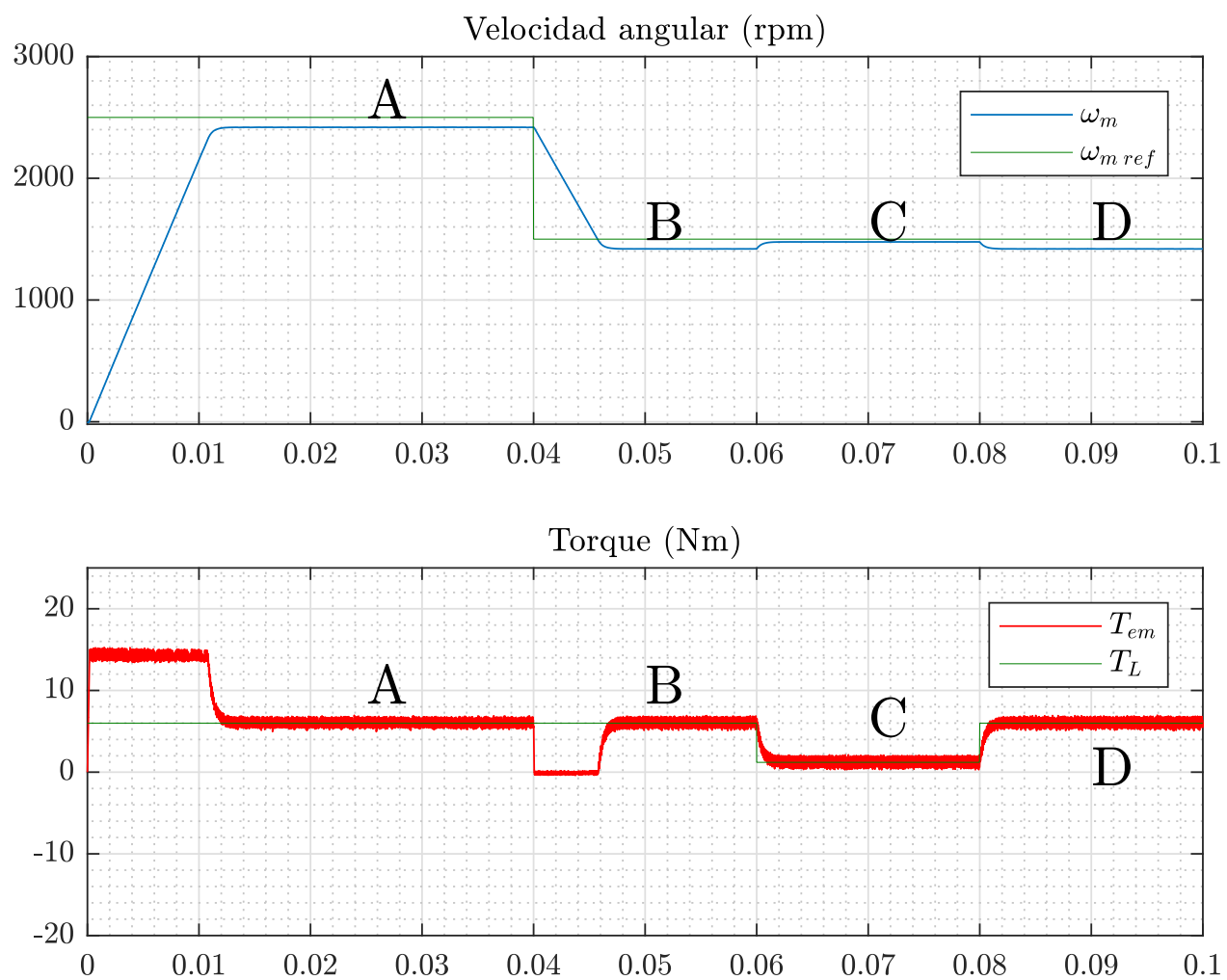


Figura 3.20: Simulación 2. Gráficas de velocidad y torque.

Intervalo de Operación		ω_m				T_{em}			
$\omega_{m\ ref}$ [rpm]	T_L [Nm]	RT [ms]	FT [ms]	Media [rpm]	Rizo [%]	RT [μs]	FT [μs]	Media [Nm]	Rizo [%]
0 – 2500	6	9.90	–	2419.0	0.10	101.86	1049.80	6.02	33.25
2500 – 1500	6	–	5.55	1420.0	0.09	810.23	47.14	6.01	30.67
1500	6 – 1.2	1.30	–	1477.3	0.07	–	665.91	1.21	152.72
1500	1.2 – 6	–	1.30	1420.0	0.10	618.68	–	6.01	31.94

Tabla 3.8: Simulación 2. Comportamiento transitorio y estacionario.

3.3.3. Simulación 3: Control de torque mediante DTC-2F y lazo de control tradicional.

Esta simulación se implementó a partir de la conmutación DTC-2F, utilizando el lazo de control tradicional mostrado en la Figura 3.9a. Como método de detección de la posición se empleó el estimador de flujo estudiado con anterioridad. Los puntos de operación ensayados se establecieron en la tabla 3.6. La Figura 3.21 muestra el comportamiento de la característica mecánica durante toda la simulación, con la representación de los puntos de operación deseados. De igual forma, las figuras 3.22 y 3.23, muestran el comportamiento del flujo del estator y la representación gráfica de las curvas de velocidad y torque, respectivamente. La tabla 3.9 muestra los valores asociados a los indicadores analizados.

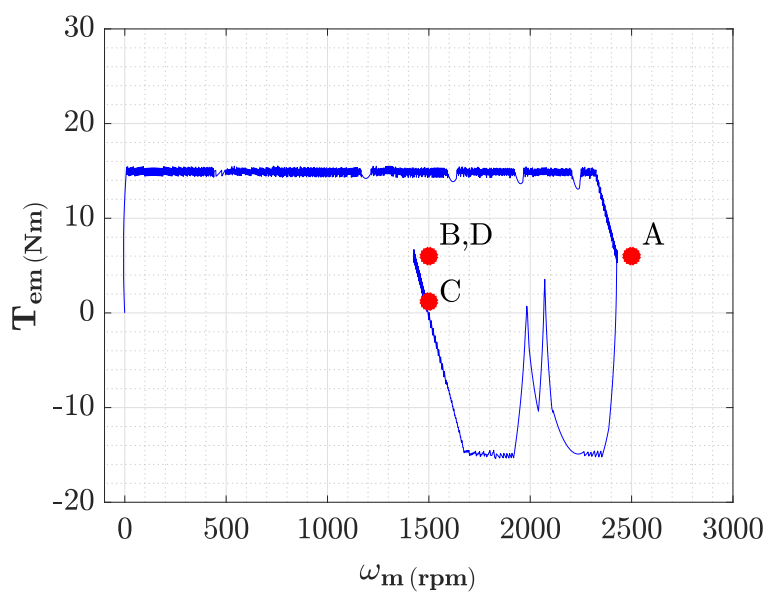


Figura 3.21: Simulación 3. Característica mecánica.

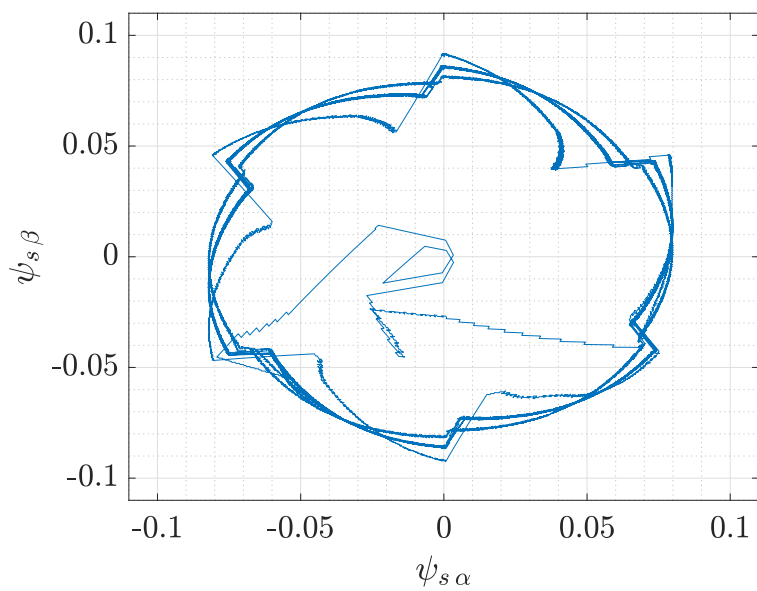


Figura 3.22: Simulación 3. Flujo del estator.

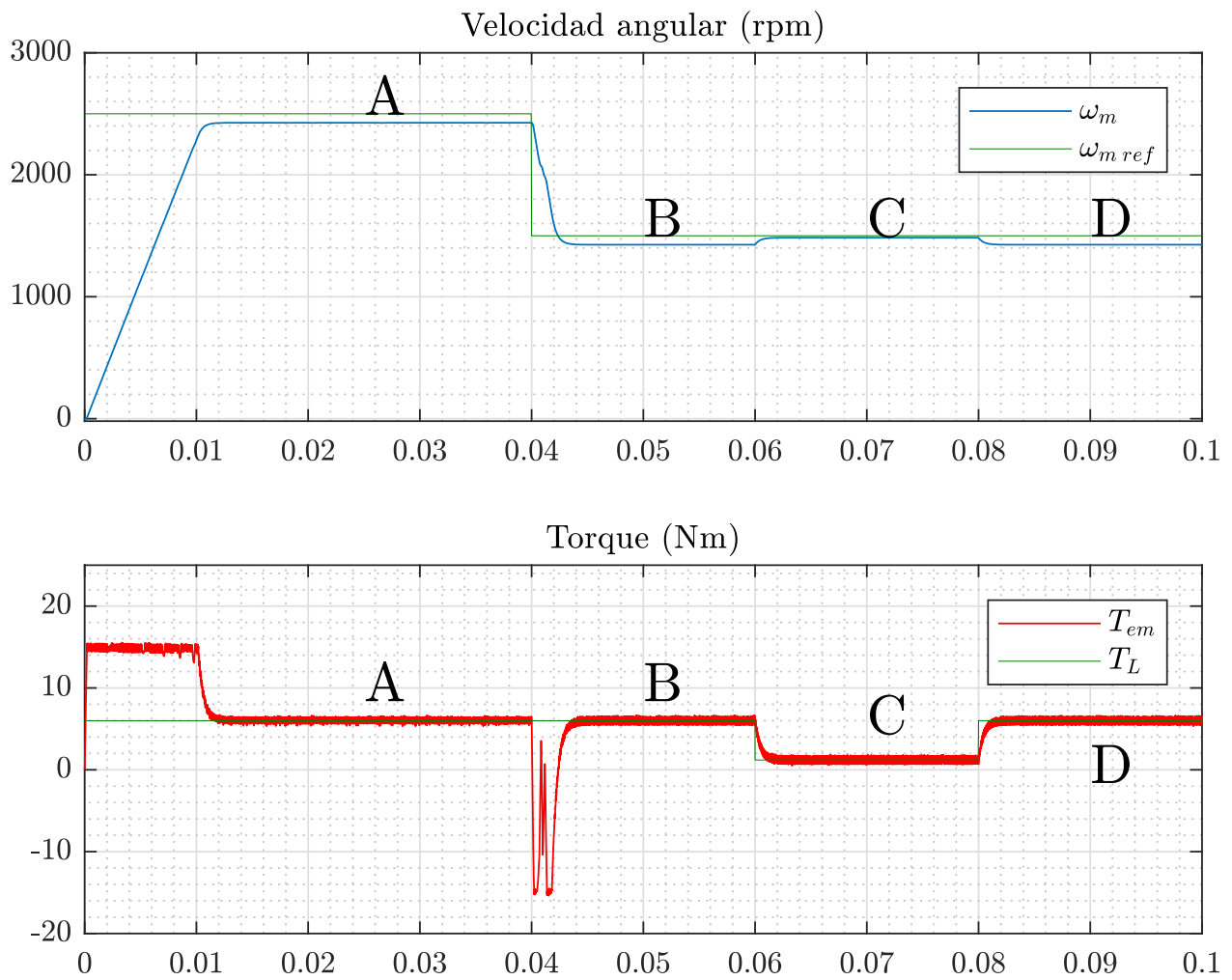


Figura 3.23: Simulación 3. Gráficas de velocidad y torque.

Intervalo de Operación		ω_m				T_{em}			
ω_m [rpm]	T_L [Nm]	RT [ms]	FT [ms]	Media [rpm]	Rizo [%]	RT [μs]	FT [μs]	Media [Nm]	Rizo [%]
0 – 2500	6	9.34	–	2426.4	0.07	111.14	957.78	6.02	22.10
2500 – 1500	6	–	2.30	1426.7	0.05	1242.10	185.84	6.01	20.89
1500	6 – 1.2	1.31	–	1484.1	0.04	–	750.43	1.21	104.81
1500	1.2 – 6	–	1.33	1426.7	0.05	854.88	–	6.01	22.03

Tabla 3.9: Simulación 3. Comportamiento transitorio y estacionario.

3.3.4. Simulación 4: Control de torque mediante DTC-2+3F y lazo de control tradicional.

Esta simulación se implementó a partir de la conmutación DTC-2+3F, utilizando el lazo de control tradicional mostrado en la Figura 3.9a. Igualmente se empleó el estimador de flujo como método de detección de la posición. Los puntos de operación ensayados se establecieron en la tabla 3.6. La Figura 3.24 muestra el comportamiento de la característica mecánica durante toda la simulación, con la representación de los puntos de operación deseados. De igual forma, las figuras 3.25 y 3.26, muestran el comportamiento del flujo del estator y la representación gráfica de las curvas de velocidad y torque, respectivamente. La tabla 3.10 muestra los valores asociados a los indicadores analizados.

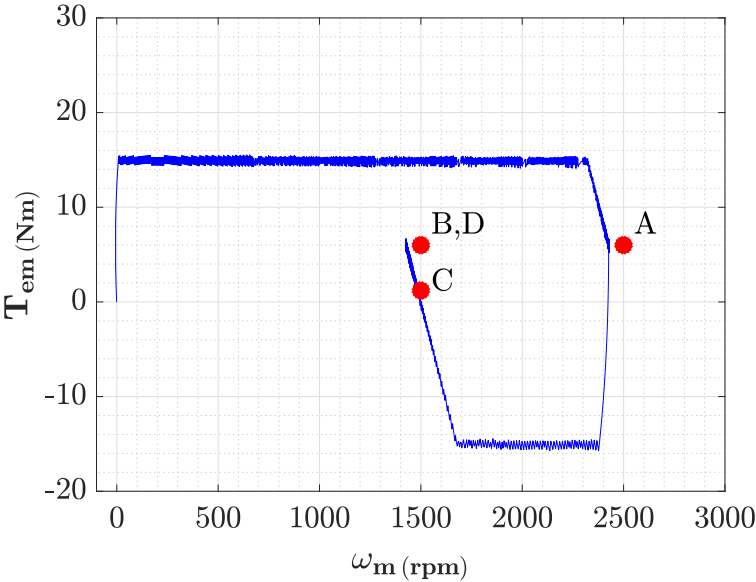


Figura 3.24: Simulación 4. Característica mecánica.

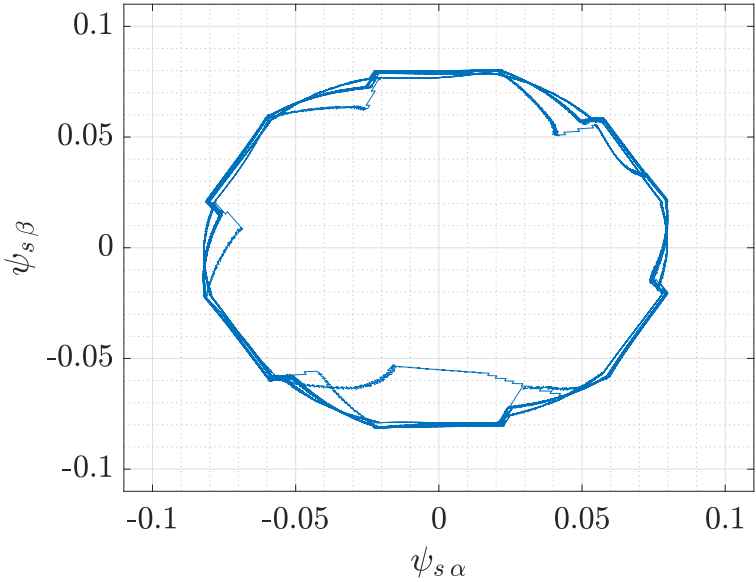
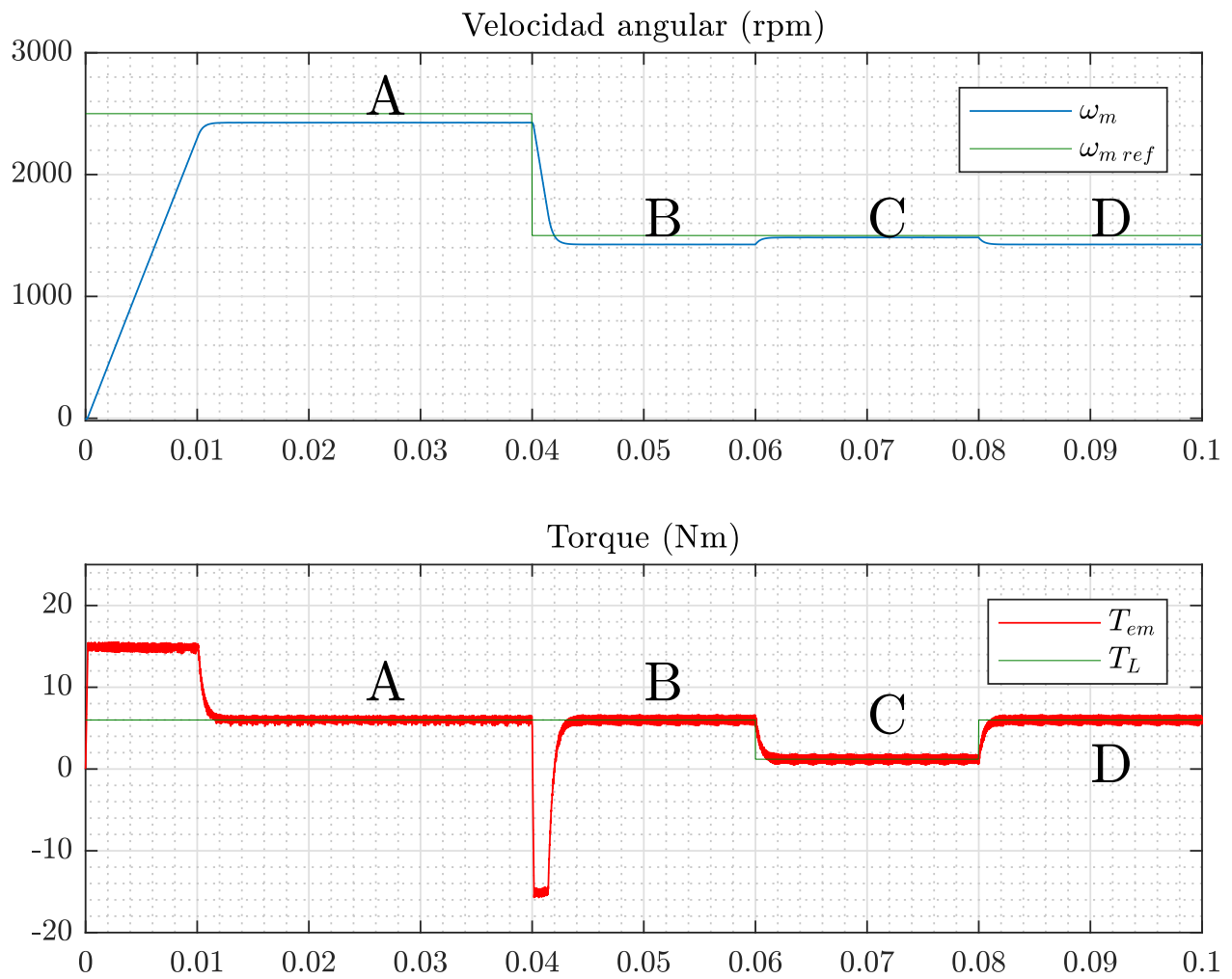


Figura 3.25: Simulación 4. Flujo del estator.



Intervalo de Operación		ω_m				T_{em}			
ω_m [rpm]	T_L [Nm]	RT [ms]	FT [ms]	Media [rpm]	Rizo [%]	RT [μs]	FT [μs]	Media [Nm]	Rizo [%]
0 – 2500	6	9.28	–	2426.3	0.04	111.14	1046.9	6.02	22.42
2500 – 1500	6	–	1.94	1426.6	0.04	1200.9	144.36	6.01	22.62
1500	6 – 1.2	1.29	–	1483.9	0.04	–	765.55	1.21	108.02
1500	1.2 – 6	–	1.34	1426.6	0.04	867.58	–	6.01	22.86

Tabla 3.10: Simulación 4. Comportamiento transitorio y estacionario.

3.3.5. Simulación 5: Control de torque mediante PWM y lazo de control novedoso.

Esta simulación se implementó a partir de la conmutación de 6 pasos y un PWM, utilizando el lazo de control novedoso mostrado en la Figura 3.9b. Igualmente, se emplearon sensores Hall como método de detección de la posición. Los puntos de operación ensayados se establecieron en la tabla 3.6. La Figura 3.27 muestra el comportamiento de la característica mecánica durante toda la simulación, con la representación de los puntos de operación deseados. De igual forma, las figuras 3.28 y 3.29, muestran el comportamiento del flujo del estator y la representación gráfica de las curvas de velocidad y torque, respectivamente. La tabla 3.11 muestra los valores asociados a los indicadores analizados.

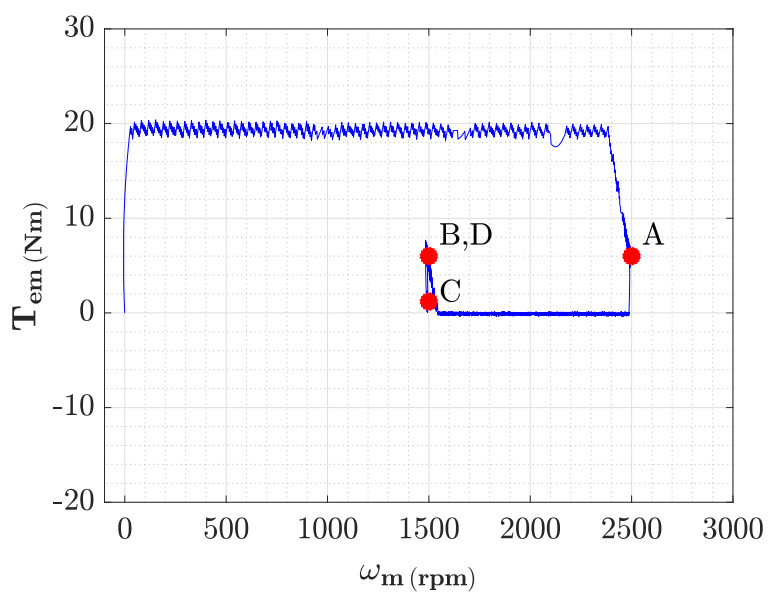


Figura 3.27: Simulación 5. Característica mecánica.

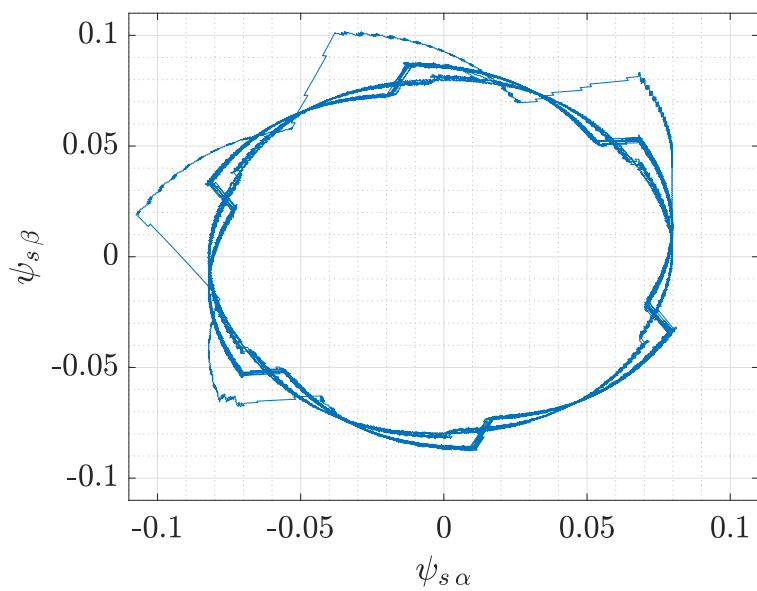


Figura 3.28: Simulación 5. Flujo del estator.

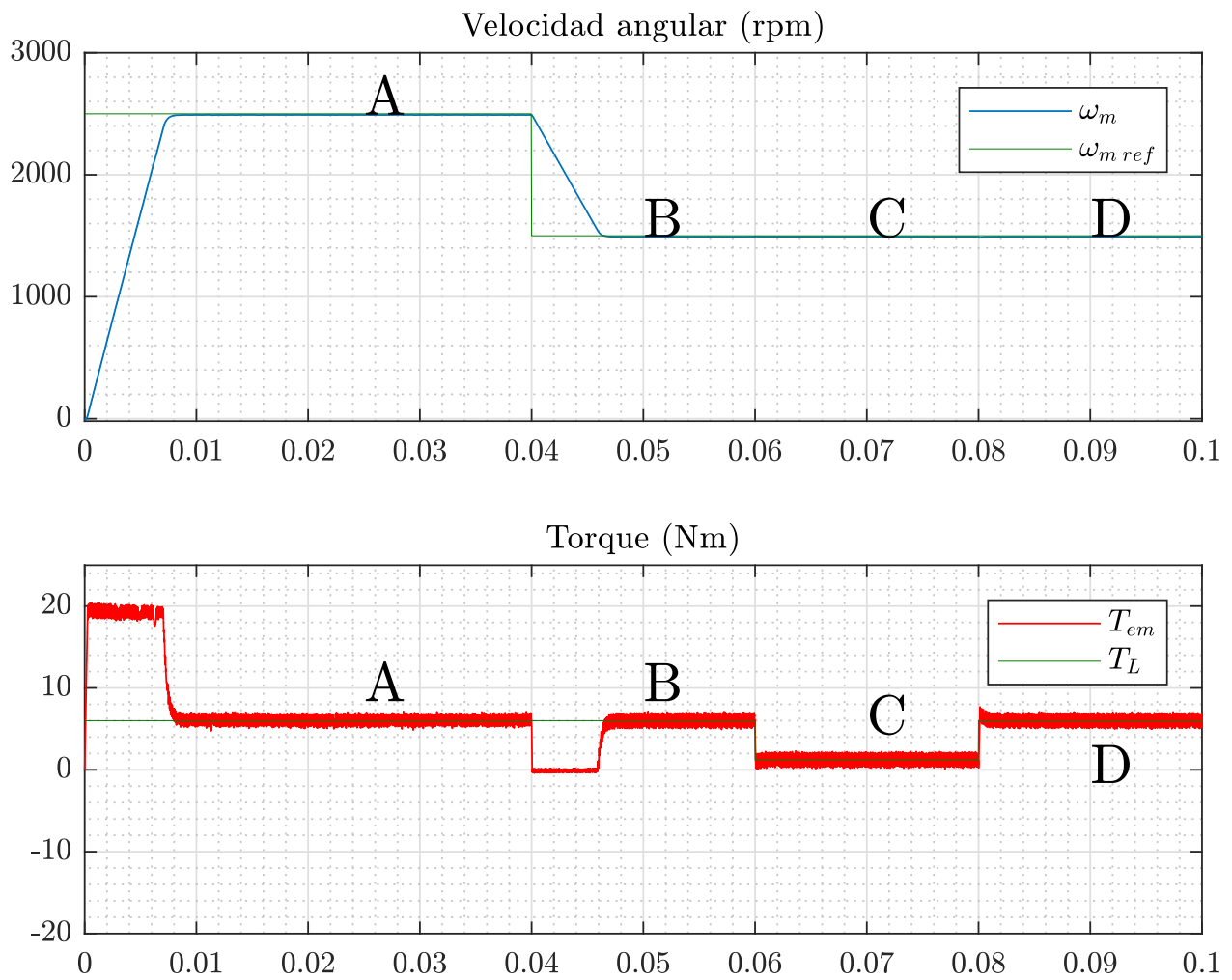


Figura 3.29: Simulación 5. Gráficas de velocidad y torque.

Intervalo de Operación		ω_m				T_{em}			
ω_m [rpm]	T_L [Nm]	RT [ms]	FT [ms]	Media [rpm]	Rizo [%]	RT [μs]	FT [μs]	Media [Nm]	Rizo [%]
0 – 2500	6	6.40	–	2490.7	0.10	167.78	741.12	6.02	37.73
2500 – 1500	6	–	5.54	1491.5	0.10	461.39	59.23	6.01	37.02
1500	6 – 1.2	0.033	0.738	1492.1	0.09	–	56.61	1.21	176.94
1500	1.2 – 6	0.927	0.078	1491.5	0.01	74.55	–	6.01	35.56

Tabla 3.11: Simulación 5. Comportamiento transitorio y estacionario.

3.3.6. Simulación 6: Control de torque mediante DTC-2F y lazo de control novedoso.

Esta simulación se implementó a partir de la conmutación DTC-2F, utilizando el lazo de control novedoso mostrado en la Figura 3.9b. Como método de detección de la posición se empleó el estimador de flujo estudiado con anterioridad. Los puntos de operación ensayados se establecieron en la tabla 3.6. La Figura 3.30 muestra el comportamiento de la característica mecánica durante toda la simulación, con la representación de los puntos de operación deseados. De igual forma, las figuras 3.31 y 3.32, muestran el comportamiento del flujo del estator y la representación gráfica de las curvas de velocidad y torque, respectivamente. La tabla 3.12 muestra los valores asociados a los indicadores analizados.

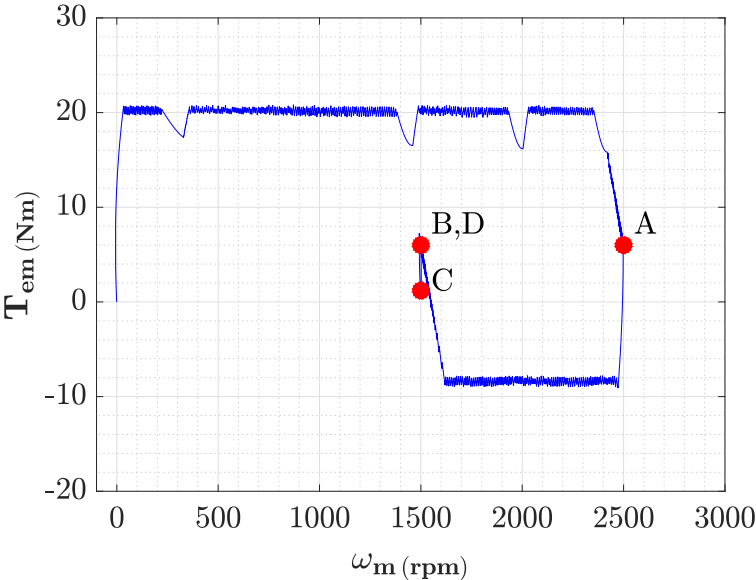


Figura 3.30: Simulación 6. Característica mecánica.

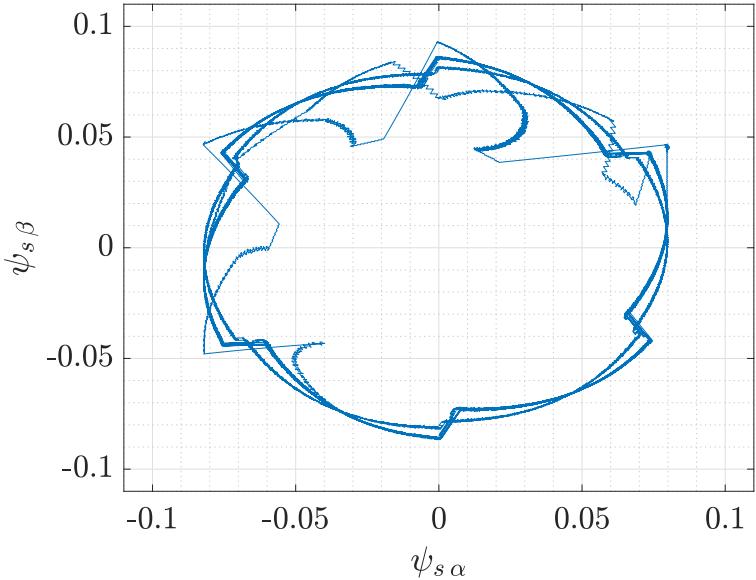


Figura 3.31: Simulación 6. Flujo del estator.

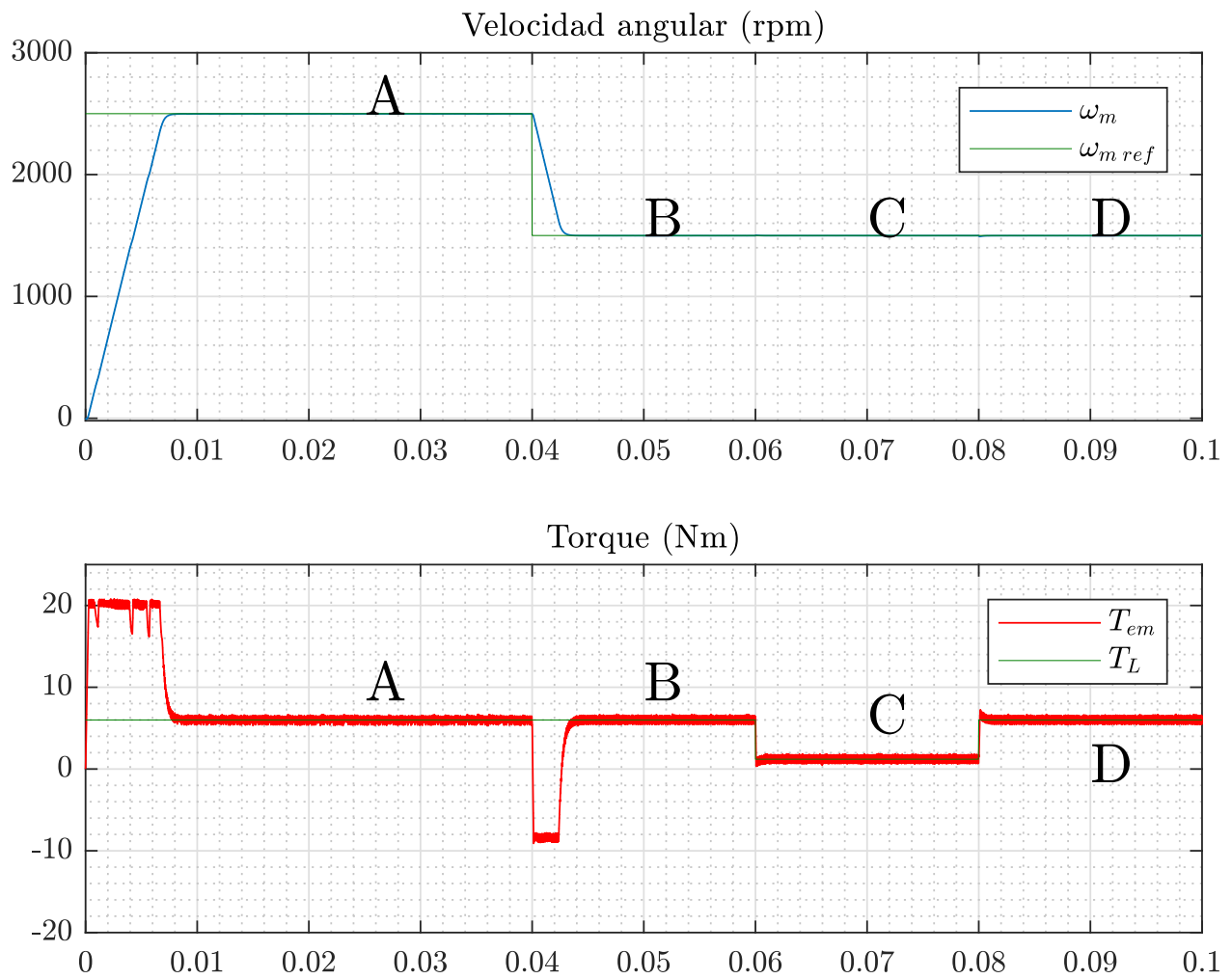


Figura 3.32: Simulación 6. Gráficas de velocidad y torque.

Intervalo de Operación		ω_m				T_{em}			
ω_m [rpm]	T_L [Nm]	RT [ms]	FT [ms]	Media [rpm]	Rizo [%]	RT [μs]	FT [μs]	Media [Nm]	Rizo [%]
0 – 2500	6	6.13	–	2498.4	0.07	179.90	831.52	6.02	22.92
2500 – 1500	6	–	2.42	1498.8	0.04	845.47	116.25	6.01	21.58
1500	6 – 1.2	0.029	0.633	1498.9	0.04	–	44.59	1.21	117.19
1500	1.2 – 6	0.948	0.072	1498.8	0.04	77.84	–	6.01	21.19

Tabla 3.12: Simulación 6. Comportamiento transitorio y estacionario.

3.3.7. Simulación 7: Control de torque mediante DTC-2+3F y lazo de control novedoso.

Esta simulación se implementó a partir de la conmutación DTC-2+3F, utilizando el lazo de control novedoso mostrado en la Figura 3.9b. Igualmente se empleó el estimador de flujo como método de detección de la posición. Los puntos de operación ensayados se establecieron en la tabla 3.6. La Figura 3.33 muestra el comportamiento de la característica mecánica durante toda la simulación, con la representación de los puntos de operación deseados. De igual forma, las figuras 3.34 y 3.35, muestran el comportamiento del flujo del estator y la representación gráfica de las curvas de velocidad y torque, respectivamente. La tabla 3.13 muestra los valores asociados a los indicadores analizados.

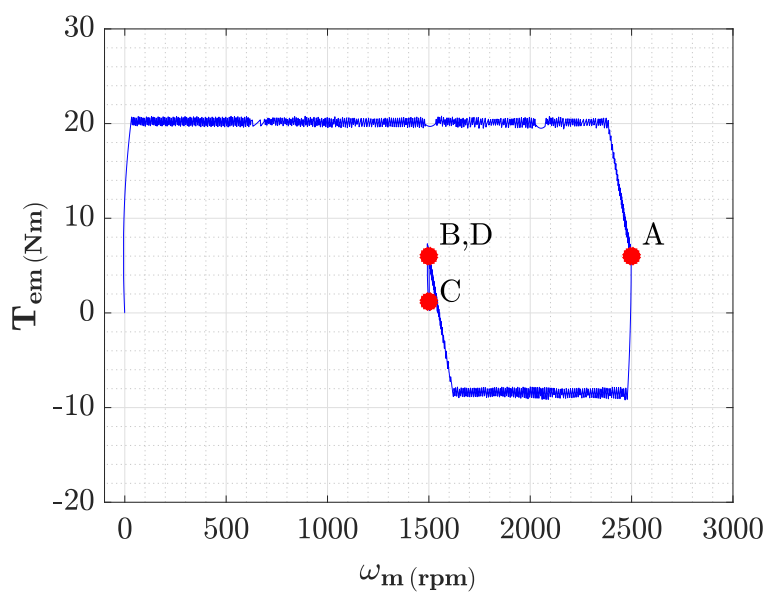


Figura 3.33: Simulación 7. Característica mecánica.

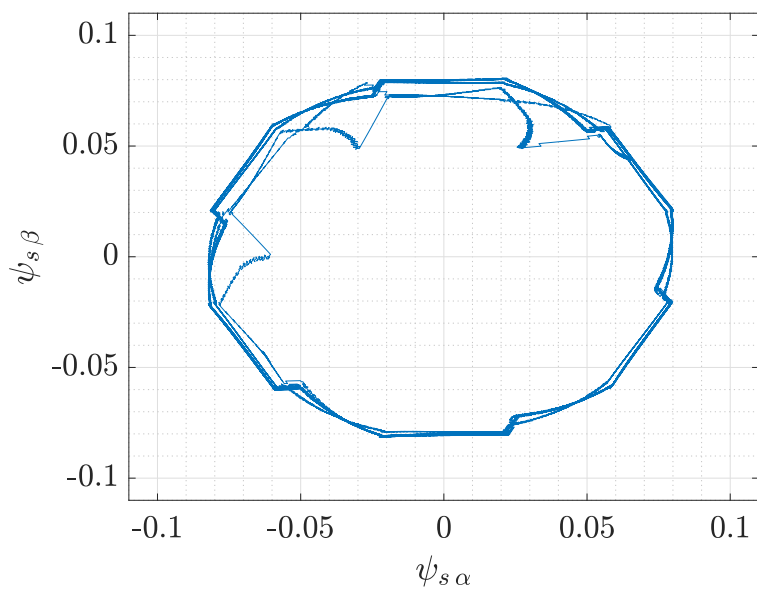


Figura 3.34: Simulación 7. Flujo del estator.

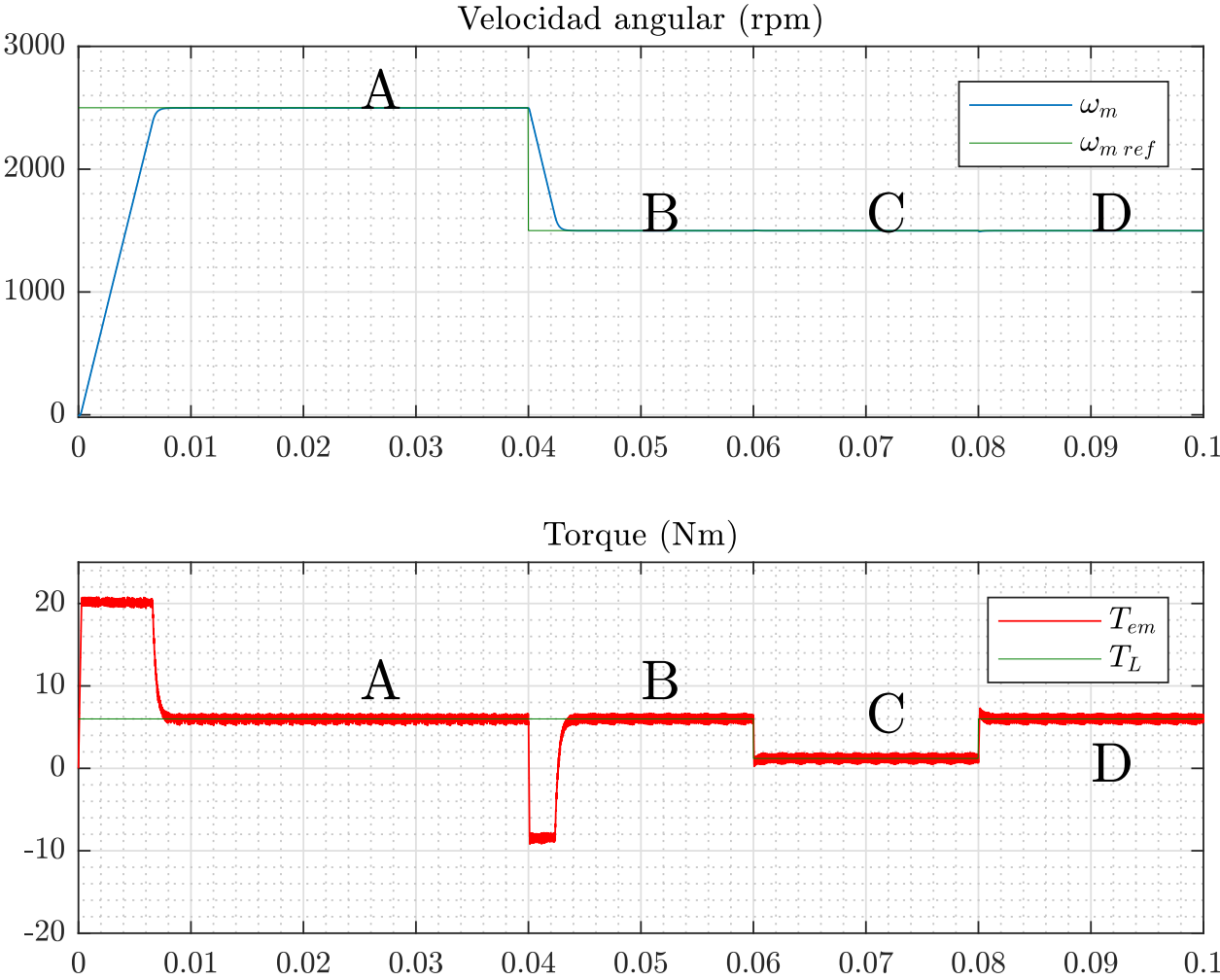


Figura 3.35: Simulación 7. Gráficas de velocidad y torque.

Intervalo de Operación		ω_m				T_{em}			
ω_m [rpm]	T_L [Nm]	RT [ms]	FT [ms]	Media [rpm]	Rizo [%]	RT [μs]	FT [μs]	Media [Nm]	Rizo [%]
0 – 2500	6	5.99	–	2498.3	0.04	179.79	720.76	6.02	24.09
2500 – 1500	6	–	2.42	1498.7	0.04	86.86	836.90	6.01	23.72
1500	6 – 1.2	0.033	0.687	1498.8	0.04	–	38.90	1.21	116.69
1500	1.2 – 6	0.072	0.883	1498.7	0.03	81.02	–	6.01	23.68

Tabla 3.13: Simulación 7. Comportamiento transitorio y estacionario.

3.4. Análisis de resultados.

El efecto del empleo del lazo de control novedoso en las simulaciones, tiene una marcada incidencia en el acercamiento del valor de ω_m al valor de referencia. En las simulaciones 2, 3 y 4, que se emplea el lazo de control de velocidad/torque tradicional, se observa la imposibilidad del sistema de llegar a este valor. Este fenómeno, se intentó corregir incidiendo sobre el controlador PI del lazo de velocidad, pero los resultados no fueron satisfactorios. En cambio, para las simulaciones 5, 6 y 7, se observó un excelente comportamiento en este sentido, destacándose las simulaciones 6 y 7, basadas en DTC, las cuales se aproximaron con una precisión de menos de 2 rpm. Esto puede observarse claramente en las características mecánicas y las curvas de velocidad y torque mostradas en las secciones previas, así como en las tablas resumen 3.14 y 3.15, donde se muestran los valores de la media y el rizo de la velocidad en los dos primeros intervalos de operación.

Simulación	ω_m		T_{em}	
	Media [rpm]	Rizo [%]	Media [rpm]	Rizo [%]
2	2419.0	0.10	6.02	33.25
3	2426.4	0.07	6.02	22.10
4	2426.3	0.04	6.02	22.42
5	2490.7	0.10	6.02	37.73
6	2498.4	0.07	6.02	22.92
7	2498.3	0.04	6.02	24.09

Tabla 3.14: Resumen intervalo de operación 1.

Simulación	ω_m		T_{em}	
	Media [rpm]	Rizo [%]	Media [rpm]	Rizo [%]
2	1420.0	0.10	6.01	30.67
3	1426.7	0.05	6.01	20.89
4	1426.6	0.04	6.01	22.62
5	1491.5	0.10	6.01	37.02
6	1498.8	0.04	6.01	21.58
7	1498.7	0.04	6.01	23.72

Tabla 3.15: Resumen intervalo de operación 2.

En las tablas precedentes, puede observarse además una disminución apreciable del rizo del torque electromagnético cuando se implementa la conmutación DTC en lugar del PWM. Esta disminución es consecuencia de la reducción de la frecuencia de conmutación de los dispositivos MOSFET al implementar la metodología DTC, lo que produce a su vez una disminución del rizo producido por la conmutación electrónica. Este fenómeno se manifiesta también en el rizo de la velocidad, aunque con una incidencia menos marcada.

La tabla 3.16 muestra un resumen de los tiempos de respuestas de la velocidad y del torque electromagnético, en todas las simulaciones, ante los respectivos cambios de las condiciones de referencia. Para no saturar la tabla de datos, se decidió mostrar solamente

los valores resaltados en negrita en las tablas de las secciones precedentes, que corresponden con los indicadores más representativos de cada intervalo de operación en cada una de las simulaciones.

Simulación	ω_m		T_{em}	
	A	B	C	D
	RT [ms]	FT [ms]	RT [μs]	FT [μs]
2	9.90	5.55	618.68	665.91
3	9.34	2.30	854.88	750.43
4	9.28	1.94	867.58	765.55
5	6.40	5.54	74.55	56.61
6	6.13	2.42	77.84	44.59
7	5.99	2.42	81.02	38.90

Tabla 3.16: Resumen de los tiempos de respuesta.

En las figuras que muestran la trayectoria del flujo del estator (Figuras 3.19, 3.22, 3.25, 3.28, 3.31, 3.34), pueden observarse los picos correspondientes a las conmutaciones. Tanto para la conmutación de seis pasos como para la conmutación DTC-2F, puede apreciarse seis intervalos de la trayectoria circular. Cada uno, consta de un pico brusco y de una recuperación suave y progresiva antes de volver a descender bruscamente. La amplitud de los picos, como ya se vio anteriormente, dependerá fundamentalmente del régimen de carga al cual esté sometido el motor y está relacionado con el modo de dos fases en conducción. La duración de la recuperación dependerá en mayor medida de la inductancia del motor. Para la conmutación DTC-2+3F, se observan doce intervalos, donde los que corresponden al modo de tres fases en conducción, los picos no se muestran tan marcados como los que corresponden al modo de dos fases.

Capítulo 4

Conclusiones

Un estudio intensivo de la documentación científica existente fue necesario para conocer y profundizar en el marco teórico que soporta este tipo de máquinas eléctricas, lo que constituyó el punto de partida para abordar el objetivo general de este trabajo. De manera simulatánea, se fueron abordando los objetivos específicos trazados al inicio de la investigación, trayendo como resultado el estudio satisfactorio de varios sistemas de control existentes y su implementación de manera simulada, sometiénolos a las mismas condiciones de operación. Los mismos algoritmos fueron evaluados con un lazo de control de torque tradicional y con un lazo de control propuesto. A partir de todos los elementos expuestos se puede concluir que de todos los sistemas evaluados, el que mostró mejor desempeño resultó ser el basado en DTC-2+3F, implementando el lazo de control propuesto.

Desde el punto de vista disciplinar, esto constituye un precedente y punto de partida para futuros trabajos relacionados con el tema, dejando el camino libre para muchas oportunidades de investigación, ya sea relacionadas con los sistemas de control de torque y/o velocidad estudiados aquí, como con otros sistemas, e incluso, la combinación de varios de ellos. Otras oportunidades se enmarcan en el estudio de los métodos de estimación **sensorless** de la posición del rotor, así como del comportamiento de la fuerza contraelectromotriz, flujo magnético de acoplamiento del estator y del rotor, entre otros. De igual forma, queda oportunidad para el estudio y caracterización de varios motores existentes en el mercado en cuanto a sus parámetros de diseño, lo que permitirá evaluar nuevos simuladores e incluso, llegar a la experimentación, implementando los sistemas simulados.

Otros frentes de trabajo pudieran enfocarse en las características constructivas y de diseño de estas máquinas, buscando geometrías, materiales, procesos de fabricación, etc., que permitan mejoras en los desempeños actuales. Especial interés lo constituyen dispositivos electrónicos de potencia que presenten mejores características para lidiar con estos motores.

Índice de figuras

2.1. Ejemplo de clasificación de motores.	6
2.2. Algunos de los primeros motores de corriente directa: a) motor de Faraday [4]; b) motor de Jacobi [5]; c) motor de Davenport [6].	8
2.3. Formatos de los motores BLDC: a) Rotor interno [11]; b) Rotor externo [12].	11
2.4. Estructura interna de un motor BLDC.	12
2.5. Tipos de conexión de motores BLDC trifásicos: a) Conexión delta; b) Conexión estrella.	13
2.6. a) Componentes del sistema que opera un Motor BLDC; b) Circuito equivalente conectado en estrella.	14
2.7. Componentes del sistema que opera un Motor BLDC.	15
2.8. Elementos de detección de la posición.	16
2.9. Relación entre B , f_a y e_a [7].	23
2.10. Comportamiento de la densidad de flujo magnético durante la rotación de un motor BLDC [18].	24
2.11. Marcos de referencia abc , $\alpha\beta$ y dq	27
2.12. Transformación gráficas entre marcos de referencia.	28
2.13. Diagrama vectorial para motor BLDC.	29
2.14. Curva de la característica mecánica para un motor BLDC y varias cargas. . .	31
3.1. Modelo computarizado.	33
3.2. Bloque Electrónica de Potencia	35
3.3. Bloque BLDC	36
3.4. Bloque Sistema de Control	37
3.5. Sensores Hall para la detección de la posición angular del rotor: a) Ejemplo de colocación; b) Señales generadas [9].	38
3.6. Sub bloques de detección de la posición empleados en las simulaciones: a) Sensores Hall; b) Estimador de flujo magnético.	38
3.7. Diagrama de bloques de un Sistema de control PID. [7]	39
3.8. Controlador de histéresis. a) Dos niveles; b) Tres niveles.	41

3.9. Algoritmos de detección y reducción del error implementados: a) tradicional; b) nuevo.	42
3.10. Métodos de conmutación empleados en las simulaciones: a) Conmutación Trapezoidal; b) Conmutación Trapezoidal + PWM; c) Conmutación DTC. . .	43
3.11. Ejemplo de un locus del flujo del estator.	45
3.12. Vectores de voltaje y sectores. a) DTC-2F; b) DTC-3F y c) DTC-2+3F.	47
3.13. a) Posición relativa de los flujos del estator y del rotor; b) Efecto de un vector de voltaje sobre el flujo del estator.	48
3.14. Influencia de los vectores de voltaje DTC-2F sobre el flujo del estator.	49
3.15. Simulación 1. Gráficas de velocidad y torque en Lazo abierto: $T_L = 6 Nm$. . .	52
3.16. Simulación 1. Gráficas de velocidad y torque en Lazo abierto: $T_L = 0 Nm$. . .	53
3.17. Simulación 1. Flujo del estator : a) $T_L = 6 Nm$; b) $T_L = 0 Nm$	54
3.18. Simulación 2. Característica mecánica.	55
3.19. Simulación 2. Flujo del estator.	55
3.20. Simulación 2. Gráficas de velocidad y torque.	56
3.21. Simulación 3. Característica mecánica.	58
3.22. Simulación 3. Flujo del estator.	58
3.23. Simulación 3. Gráficas de velocidad y torque.	59
3.24. Simulación 4. Característica mecánica.	61
3.25. Simulación 4. Flujo del estator.	61
3.26. Simulación 4. Gráficas de velocidad y torque.	62
3.27. Simulación 5. Característica mecánica.	64
3.28. Simulación 5. Flujo del estator.	64
3.29. Simulación 5. Gráficas de velocidad y torque.	65
3.30. Simulación 6. Característica mecánica.	67
3.31. Simulación 6. Flujo del estator.	67
3.32. Simulación 6. Gráficas de velocidad y torque.	68
3.33. Simulación 7. Característica mecánica.	70
3.34. Simulación 7. Flujo del estator.	70
3.35. Simulación 7. Gráficas de velocidad y torque.	71

Índice de tablas

3.1. Datos de los transistores MOSFET.	35
3.2. Datos del motor BLDC utilizado.	36
3.3. Tabla de localización DTC-2F, sin control de flujo.	49
3.4. Tabla de localización DTC-2+3F, sin control de flujo.	49
3.5. Regímenes de carga simulados en lazo abierto.	51
3.6. Intervalos de operación para el resto de las simulaciones.	51
3.7. Simulación 1. Comportamiento transitorio y estacionario.	54
3.8. Simulación 2. Comportamiento transitorio y estacionario.	57
3.9. Simulación 3. Comportamiento transitorio y estacionario.	60
3.10. Simulación 4. Comportamiento transitorio y estacionario.	63
3.11. Simulación 5. Comportamiento transitorio y estacionario.	66
3.12. Simulación 6. Comportamiento transitorio y estacionario.	69
3.13. Simulación 7. Comportamiento transitorio y estacionario.	72
3.14. Resumen intervalo de operación 1.	73
3.15. Resumen intervalo de operación 2.	73
3.16. Resumen de los tiempos de respuesta.	74

Bibliografía

- [1] OHIO Electric Motors Inc., “A Historical Overview of Permanent Magnet Motors - Ohio Electric Motors.” [Online]. Available: <http://www.ohioelectricmotors.com/2015/07/a-historical-overview-of-permanent-magnet-motors/>
- [2] NASA, “Brushless DC Motors. Applications of Aerospace Technology. NASA-CR-2506,” Midwest Research Institute, Kansas City, Tech. Rep. January, 1975.
- [3] “File:World’s first electric motor, Jedlik’s motor (1828).jpg - Wikimedia Commons.” [Online]. Available: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:World%27s%20first%20electric%20motor,%20Jedlik%27s%20motor%20\(1828\).jpg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:World%27s%20first%20electric%20motor,%20Jedlik%27s%20motor%20(1828).jpg)
- [4] “Faraday Motor - MagLab.” [Online]. Available: <https://nationalmaglab.org/education/magnet-academy/watch-play/interactive/faraday-motor>
- [5] M. Doppelbauer, “Jacobi’s first real electric motor,” 2018. [Online]. Available: <https://www.eti.kit.edu/english/1382.php>
- [6] E. W. Byrn, “The Project Gutenberg eBook of The Progress of Invention in the Nineteenth Century, by Edward W. Byrn.” [Online]. Available: <https://www.gutenberg.org/files/41538/41538-h/41538-h.htm>
- [7] C. L. Xia, *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*, 2012.
- [8] D. C. Hanselman, *Brushless permanent magnet motor design*, second ed., 2006.
- [9] J. F. Gieras, *Permanent magnet motor technology. Design and Applications*, third ed., 2010.
- [10] T. J. E. Miller, *Brushless permanent-magnet and Reluctance Motor Drives*, 1989, no. 21.
- [11] “Brushless Motors | Nidec Corporation.” [Online]. Available: <http://www.nidec.com/en-EU/technology/capability/brushless/>

-
- [12] "What is the difference between 2204 vs 2205 vs 2206 vs 2306 vs 2307 Phaser FPV." [Online]. Available: <https://www.phaserfpv.com.au/blogs/blog/what-is-the-difference-between-1804-vs-2204-vs-2205-vs-2006>
- [13] M. V. S. Bondre, "Mathematical Modeling of Direct Torque Control of BLDC motor."
- [14] S. Rambabu, "Modeling and Control of a Brushless DC Motor," Master of Technology, National Institute of Technology, Rourkela, 2007.
- [15] S. D. S. Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, *Analysis of Electric Machinery and Drives Systems*, 2nd ed., 2002.
- [16] J. Pyrhonen, T. Jokinen, V. Hrabovcova, and H. Niemela, *Design of Rotating Electrical Machines*, 2008.
- [17] Stephen J. Chapman, *Máquinas eléctricas*, 5th ed., 2012.
- [18] C. Brendle, "Animation of Flux Lines in a Brushless DC Motor using FEMM 4.2," 2006. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=d7wTI2V3gb0>
- [19] I. Virgala and M. Kelemen, "Experimental Friction Identification of a DC Motor," *International Journal of Mechanics and Applications*, vol. 3, no. 1, pp. 26–30, 2013. [Online]. Available: <http://article.sapub.org/10.5923.j.mechanics.20130301.04.html>
- [20] Chee-Mun Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink*. Prentice Hall PTR, 1998.
- [21] F. Korkmaz, "A New Approach to DTC Method For BLDC Motor Adjustable Speed Drives," *Computer Science & Information Technology (CS & IT)*, no. April, pp. 37–44, 2016. [Online]. Available: <http://www.airccj.org/CSCP/vol6/csit65204.pdf>
- [22] S. B. Ozturk, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motors with non-sinusoidal back-emf," Doctoral Thesis, Texas A&M University, 2008.
- [23] CYPRESS, "Coordinate Transform in Motor Control AN205345," pp. 1–12, 2017.
- [24] S. B. Ozturk and H. a. Toliyat, "Direct Torque and Indirect Flux Control of Brushless DC Motor," vol. 16, no. 2, pp. 351–360, 2011.
- [25] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, 1998, vol. 1. [Online]. Available: http://www.amazon.com/Sensorless-Monographs-Electrical-Electronic-Engineering/dp/0198564651/ref=sr{_}1{_}1?ie=UTF8{\&}qid=1322739841{\&}sr=8-1
- [26] K. Ogata, *Ingeniería de Control Moderna*, 2013.
-

- [27] A. Nagaraju, "Modeling of Direct Torque Control (DTC) of BLDC Motor Drive," *International Journal of Science Technology & Engineering*, vol. 3, no. 09, pp. 413–419, 2017.
- [28] Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Commutation-torque-ripple minimization in direct-torque-controlled PM brushless DC drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 1012–1021, 2007.
- [29] Y. L. Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 2, pp. 599–608, 2005.
- [30] C. K. Lad and R. Chudamani, "A simple overlap angle control strategy for reducing commutation torque ripple in a brushless DC motor drive," *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 20, no. 4, pp. 1406–1419, 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.jestch.2017.09.005>
- [31] F. Korkmaz, s. Topalolu, and H. Mamur, "Modified Direct Torque Control for Bldc Motor Drives," *International Journal of Control Theory and Computer Modeling (IJCTCM)*, vol. 6, no. 3, pp. 1–9, 2016.
- [32] H. Hadeed and A. Gottscheber, "Six Step Control vs Direct Torque Control comparative evaluation for BLDC drive," no. March, pp. 1–6, 2017.
- [33] X. d. T. Garcia, B. Zigmund, A. A. Terlizzi, R. Pavlanin, and L. Salvatore, "Comparison between FOC and DTC Strategies for Permanent Magnet Synchronous Motors," *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 76–81, 2006.
- [34] J. Gao and Y. Hu, "Direct self-control for BLDC motor drives based on three-dimensional coordinate system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2836–2844, 2010.
- [35] W. Li and N. Dong, "Direct Torque Control for BLDCM Based on Optimized Sliding Mode Observer," vol. 0, no. 2, pp. 2907–2912, 2016.
- [36] Jianfei Yang, Yuwen Hu, Wenxin Huang, Jianbo Chu, and Jin Gao, "Direct torque control of Brushless DC motor without flux linkage observation," *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 3, pp. 1934–1937, 2009. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5157713/>
- [37] P. Haipeng, G. Minming, and G. Junjie, "A Kind of Simplified Structure Direct Torque Control Method for Brushless DC Motor," *2013 Third International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control*, pp. 1480–1483, 2013. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6840720/>
-

-
- [38] S. Geraee, M. Shafiei, A. R. Sahami, and S. Alavi, "Position sensorless and adaptive speed design for controlling brushless DC motor drives," *2017 North American Power Symposium, NAPS 2017*, 2017.
- [39] S. Y. Jung, Y. J. Kim, J. Jae, and J. Kim, "Commutation control for the low-commutation torque ripple in the position sensorless drive of the low-voltage brushless DC motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 5983–5994, 2014.
- [40] S. A. A. Tarusan, A. Jidin, I. Huzainirah, M. K. Rahim, and K. A. Karim, "DTC Brushless DC Motor by using Constant Switching Frequency," pp. 205–209, 2016.
- [41] D. Li, J. Yang, Y. Dou, X. Qiu, Y. Zhang, and Y. Yuan, "Comparison analysis for pure torque loop control of brushless DC motor," *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1–4, 2016.
- [42] A. Gupta, T. Kim, T. Park, and C. Lee, "Intelligent Direct Torque Control of Brushless DC Motors for Hybrid Electric Vehicles," pp. 116–120, 2009.
- [43] A. Faiz, N. Azam, A. Jidin, M. A. Said, H. Jopri, and M. Manap, "High Performance Torque Control of BLDC Motor," *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1093–1098, 2013.
- [44] K. J. Astrom and L. Rundqwist, "Integrator Windup and How to Avoid It," *1989 American Control Conference*, pp. 1693–1698, 1989.
- [45] K. Astrom and T. Hagglund, *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, 2nd ed., 1995.
- [46] M. A. Noroozi, J. S. Moghani, J. Mili Monfared, and H. Givi, "An improved direct torque control of brushless DC motors using twelve voltage space vectors," *2012 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC)*, pp. 133–138, 2012.
- [47] S. B. Ozturk and H. A. Toliyat, "Direct torque control of brushless dc motor with non-sinusoidal back-EMF," *Proc. IEEE-IEMDC Biennial Meeting*, pp. 3–5, 2007.
- [48] A. Masmoudi, M. Masmoudi, and B. El Badsı, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor Drives with Improved Reliability," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 9994, no. c, pp. 1–1, 2014.
- [49] N. Parhizkar, M. Shafiei, and M. B. Kouhshahi, "Direct torque control of brushless DC motor drives with reduced starting current using fuzzy logic controller," *2011 International Conference on Uncertainty Reasoning and Knowledge Engineering*, vol. 1, no. July 2015, pp. 129–132, 2011.
-

-
- [50] D. S. P. G. Cheerla, "Direct Torque Control of Three-Phase Flux recersal machine.pdf," *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 2, no. 5, pp. 1827–1834, 2013.
- [51] S. A. Kim and S. G. Lee, "A novel twelve-step sensor-less control for torque ripple reduction in brushless DC motor," *Electrical Machines and*, pp. 1062–1068, 2014. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs{_}all.jsp?arnumber=7013645
- [52] R. T. S. Meziane and H. Benalla, "Direct Torque Control for Induction Motor Using Fuzzy Logic," *Small*, no. 6, pp. 19–26, 2006.
- [53] A. R. D. Premalatha, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor using PI and Fuzzy controller." *Control*, vol. 4, no. 4, pp. 165–171, 2007.
- [54] M. Ebadpour, M. B. B. Sharifian, and E. Babaei, "Modeling and control of dual parallel BLDC motor drive system with single inverter," *2017 International Electrical Engineering Congress, iEECON 2017*, 2017.
- [55] L. Zhong, M. Rahman, W. Hu, and K. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 3, pp. 528–536, 1997.
- [56] M. Shri Rachakonda Akshay Rama, "Direct Torque Control of PM BLDC Motor Using Fuzzy Controllers," 2017.
-