



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

TEMA:

**Diseño y modelo de simulación de un motor eléctrico y controlador
utilizando MatLab**

AUTOR:

Aguilar Añazco, Daniel José

Trabajo de Titulación previo a la obtención del título de

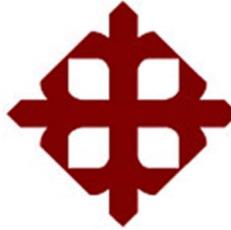
INGENIERO EN ELÉCTRICO-MECANICA

TUTOR:

M. Sc. Pacheco Bohórquez, Héctor Ignacio

Guayaquil, Ecuador

17 de Septiembre del 2018



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr.
Aguilar Añezco, Daniel José como requerimiento para la obtención del
título de **INGENIERO EN ELÉCTRICO-MECÁNICA**.

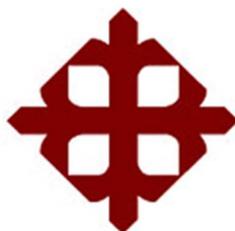
TUTOR

M. Sc. Pacheco Bohórquez, Héctor Ignacio

DIRECTOR DE CARRERA

M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

Guayaquil, a los 17 días del mes de septiembre del año 2018



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Aguilar Añazco, Daniel José**

DECLARÓ QUE:

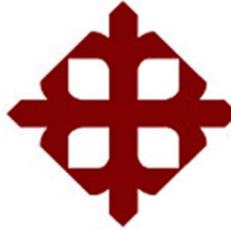
El trabajo de titulación “**Diseño y modelo de simulación de un motor eléctrico y controlador utilizando MatLab**” previo a la obtención del Título de **Ingeniero en Eléctrico-Mecánica**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, a los 17 días del mes de septiembre del año 2018

EL AUTOR

AGUILAR AÑAZCO, DANIEL JOSÉ



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

AUTORIZACIÓN

Yo, **Aguilar Añezco, Daniel José**

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: “**Diseño y modelo de simulación de un motor eléctrico y controlador utilizando MatLab**”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, a los 17 días del mes de septiembre del año 2018

EL AUTOR

AGUILAR AÑAZCO, DANIEL JOSÉ

REPORTE DE URKUND

URKUND

Documento: [Aguilar Daniel Final.docx](#) (D41523043)

Presentado: 2018-09-17 10:29 (-05:00)

Presentado por: fernandopm23@hotmail.com

Recibido: edwin.palacios.ucsg@analysis.orkund.com

Mensaje: Revisión TT Daniel Aguilar [Mostrar el mensaje completo](#)

1% de estas 33 páginas, se componen de texto presente en 2 fuentes.

Lista de fuentes: fernando Palacios Meléndez (edwin_palacios)

Categoría	Enlace/nombre de archivo
	Trabajo Titulacion SR VALERIAN...
	8910-Paz Chávez César Vidal_.pdf
Fuentes alternativas	
	SR VALERIANO JULIO 02 agosto (...)
	SR VALERIANO JULIO 02 agosto...
	Tesis final Lein Osbes.pdf

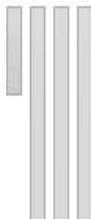
Reiniciar Exportar Compartir

1 Advertencias

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTIAGO DE
GUAYAQUIL FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA
PARA EL DESARROLLO CARRERA DE INGENIERÍA
ELÉCTRICO-MECÁNICA

TEMA: Diseño y modelo de simulación de un
motor eléctrico y controlador utilizando MatLab

AUTOR: Aguilar Añazco, Daniel José



Trabajo de Titulación previo a la obtención del
título de INGENIERO EN ELÉCTRICO-

MECANICA

TUTOR: M. Sc. Pacheco Bohórquez, Héctor
Ignacio

DEDICATORIA

A mi Dios por protegerme y darme las fuerzas para nunca rendirme.

A mis queridos padres por ser mi inspiración, apoyo incondicional y pilares fundamentales para mi desarrollo en todo ámbito.

A mis amigos, que fueron y serán de vital importancia en mi formación universitaria con los que compartí vivencias extraordinarias que llevo en mi memoria.

EL AUTOR

AGUILAR AÑAZCO, DANIEL JOSÉ

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios por todas las bendiciones y sabiduría que nos brinda día a día, a familiares y amistades que sin duda me han brindado su apoyo incondicional durante todo el proceso.

Al estimado Director de Carrera, M. Sc. Miguel Armando Heras Sánchez, Coordinador Académico, M. Sc. Luis Vallejo Samaniego y mi tutor del Trabajo de Titulación, M. Sc. Fernando Palacios Meléndez por sus conocimientos y ayuda proporcionados en el transcurso del trabajo, permitiéndome desarrollarlo de la mejor manera.

Finalmente, a todos quienes conforman la institución "Universidad Católica de Santiago de Guayaquil" ya que son parte importante en nuestro desarrollo personal y profesional; además de ser parte esencial en el progreso de la institución y el país en general.

EL AUTOR

AGUILAR AÑAZCO, DANIEL JOSÉ



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____

M. Sc. ROMERO PAZ, MANUEL DE JESUS
DECANO

f. _____

M. Sc. PHILCO ASQUI, LUIS ORLANDO
COORDINADOR DE ÁREA

f. _____

M. Sc. PALACIOS MELÉNDEZ, EDWIN FERNANDO
OPONENTE

Índice General

Índice de Figuras	XI
Índice de Tablas.....	XIII
Resumen	XIV
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	2
1.1. Introducción.....	2
1.2. Antecedentes.	3
1.3. Definición del Problema.....	4
1.4. Justificación del Problema.....	4
1.5. Objetivos del Problema de Investigación.....	4
1.5.1. Objetivo General.....	4
1.5.2. Objetivos Específicos.	4
1.6. Hipótesis.....	5
1.7. Metodología de Investigación.....	5
CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	6
2.1. Motor de corriente continua sin escobillas (BLDC).....	6
2.2.1. Generación de torque o par.....	7
2.2.2. Fuerza contraelectromotriz (BEMF).....	8
2.3. Electrónica de potencia.	11
2.4. Estrategias de conmutación	12
2.4.1. Conmutación trapezoidal	12
2.4.2. Conmutación sinusoidal.....	14
2.4.3. Control orientado al campo.....	15
2.5. Procesadores IQ Math de National Instrument.....	18
2.6. Trabajos relacionados al modelado de motores eléctricos.....	19
2.7. Modelado de motores eléctricos.....	20
2.8. Modelado del inversor.	23

2.9.	Modelado del controlador.....	24
2.9.1.	Conmutación trapezoidal.....	24
2.9.2.	Resultados de la simulación de conmutación.....	25
2.9.3.	Control orientado al campo.....	26
2.9.4.	Resultados de la simulación de control.....	30
CAPÍTULO 3: DESARROLLO DEL CONTROLADOR PMSM.....		32
3.1.	Diseño del controlador de una PMSM.....	32
3.2.	Selección de parámetros del controlador.....	37
3.3.	Diseño del controlador de velocidad.....	42
3.4.	Selección de referencias de corrientes.....	45
3.5.	PWM e inversor.....	47
3.6.	Modulación de ancho de pulso.....	48
3.7.	Modulación de ancho de pulso (PWM) sinusoidal.....	49
3.7.1.	Implementación Matemática.....	51
3.8.	Inversor.....	52
3.9.	Resultados de simulación y análisis.....	57
3.10.	Análisis de las características del estado estable.....	58
3.11.	Análisis de accionamiento de velocidad variable.....	65
CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		68
4.1.	Conclusiones.....	68
4.2.	Recomendaciones.....	68
Bibliografía.....		70

Índice de Figuras

Capítulo 2

Figura 2. 1: Motor trifásico como circuito magnético.....	6
Figura 2. 2: Formas de onda BEMF para un motor con distribución de flujo trapezoidal y un motor con distribución de flujo sinusoidal.	10
Figura 2. 3: Motor eléctrico con inversor de potencia, controlador y sensor de posición.....	12
Figura 2. 4: Ondas de corriente idealizadas con conmutación sinusoidal....	15
Figura 2. 5: Posibles estados de salida del inversor trifásico y su representación vectorial.....	16
Figura 2. 6: Control orientado al campo.....	18
Figura 2. 7: Nivel superior del modelo Simulink, que muestra el controlador, el inversor y el motor más sus interconexiones.	20
Figura 2. 8: Circuito equivalente para un motor BLDC trifásico.	21
Figura 2. 9: Modelo del motor BLDC sobre Simulink.	23
Figura 2. 10: Modelo Simulink del controlador para conmutación trapezoidal.	26
Figura 2. 11: Resultados de simulación para el motor BLDC con conmutación trapezoidal.	27
Figura 2. 12: Modelo del controlador para FOC.....	28
Figura 2. 13: Los z-componentes como un sistema de coordenadas.....	28
Figura 2. 14: Vector de voltaje dentro del espacio del inversor.....	29
Figura 2. 15: Construcción del vector de salida dentro de un intervalo de muestreo.....	30
Figura 2. 16: Simulación del modelo de motor BLDC, conmutación usando FOC.	31

Capítulo 3

Figura 3. 1: Control vectorial de una PMSM.	32
Figura 3. 2: Vista del regulador de corriente completo.....	36
Figura 3. 3: Sistema completo de circuito cerrado desde (X) a (X).....	37
Figura 3. 4: Circuito controlador de corriente PI con saturación de voltaje y lazo antirrotación.....	40

Figura 3. 5: Esquemático del circuito de control de velocidad.	42
Figura 3. 6: Circuito de control de velocidad con amortiguación activa y lazo antirrotación.	44
Figura 3. 7: PWM sinusoidal	50
Figura 3. 8: Técnicas de generación de señal SPWM convencional para el inversor trifásico.....	50
Figura 3. 9: Ondas básicas sinusoidales PWM.....	51
Figura 3. 10: Inversor trifásico.....	53
Figura 3. 11: inversor trifásico simplificado con circuito trifásico RL	54
Figura 3. 12: Variación de la velocidad del motor al rastrear la velocidad nominal	59
Figura 3. 13: Corrientes trifásicas al rastrear la velocidad nominal.....	60
Figura 3. 14: Corrientes del estator en coordenadas dq	60
Figura 3. 15: Tensiones trifásicas en estado estacionario	61
Figura 3. 16: Par del motor eléctrico y par de carga sin par externo en estado estable	61
Figura 3. 17: Variación del par del motor con entrada de carga extra al rastrear la velocidad de comando	62
Figura 3. 18: Variación de velocidad durante la variación de carga.....	63
Figura 3. 19: Variaciones de corrientes trifásicas durante la variación de carga	64
Figura 3. 20: Corrientes de los ejes i_{sd} , i_{sq} variaciones durante la variación de la carga a la velocidad nominal.....	64
Figura 3. 21: Velocidad mecánica del rotor al rastrear la velocidad de entrada sinusoidal.....	65
Figura 3. 22: Par eléctrico al seguir la velocidad de entrada sinusoidal.....	66
Figura 3. 23: Corriente de estator trifásica al rastrear la velocidad de entrada sinusoidal.....	66
Figura 3. 24: Corrientes de los ejes i_{sd} , i_{sq} variaciones al seguir la velocidad de entrada sinusoidal.....	67

Índice de Tablas

Capítulo 2

Tabla 2. 1: Secuencia de conmutación para la conmutación trapezoidal 13

Tabla 2. 2: Parámetros del motor BLDC simulado y su control..... 27

Capítulo 3

Tabla 3. 1: Parámetros de control del PMSM. 34

Tabla 3. 2: Parámetros del inversor. 48

Tabla 3. 3: Parámetros del motor eléctrico. 58

Resumen

Como resultado del requisito de alta eficiencia y la capacidad limitada de la batería, la máquina síncrona de imanes permanente (PMSM) se ha convertido en una alternativa popular para el sistema de accionamiento de motores eléctrico, incluyendo en aplicaciones automotrices. En este trabajo de titulación, se estudia los motores eléctricos en especial el PMSM. Un modelo matemático de PMSM se deriva de coordenadas trifásicas para el marco de referencia giratorio “dq”. Las ecuaciones de enlace, tensión y corriente de flujo que se usan para analizar el rendimiento de los PMSM se describen tanto en forma de ecuación como en forma de matriz. Se adopta un método de control orientado al campo para el control de velocidad del PMSM y un regulador de corriente se diseña utilizando un método llamado control interno del modelo (IMC). Todo el sistema de accionamiento PMSM, incluidos el modelo de la planta, el regulador de corriente, el controlador de velocidad, la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) y el inversor se diseñan, implementan y simulan utilizando el software Matlab/Simulink. Se presentan los resultados de la simulación y se muestra una buena respuesta dinámica.

Palabras claves: MOTORES, SÍNCRONOS, MODULACIÓN, CONTROLADORES, TRIFÁSICO, CORRIENTE.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1. Introducción.

Los motores eléctricos desempeñan un papel importante en muchos aspectos de la vida cotidiana. Aunque su función básica es simplemente convertir la energía eléctrica en energía mecánica, es decir, energía de rotación, esa función se utiliza para realizar muchas tareas diferentes. Por ejemplo, motores eléctricos y aplicación en compresores para refrigeradores y congeladores, crean aire en aspiradoras y secadoras de pelo, conducen cintas transportadoras, elevadores y escaleras mecánicas y aparecen como arrancadores, enrolladores de ventanas o bombas de combustible en vehículos.

Las razones por las cuales los motores eléctricos son tan populares son porque son energéticamente eficientes, confiables, vienen en una amplia gama de tamaños, formas y potencias y la energía eléctrica es fácilmente distribuible. Los motores eléctricos se clasifican según su requerimiento de suministro. Hay motores de corriente continua (CC) y de corriente alterna (CA). Entre los motores de CA, hay motores síncronos que crean un led de rotor que utiliza imanes permanentes y motores asíncronos, que crean un campo de rotor por inducción.

Los motores de corriente continua se basan en escobillas externas para conmutar la corriente periódicamente para hacer girar el motor, mientras que los motores de CA son auto-conmutables. El motor de corriente continua sin escobillas (*BrushLess Direct Current, BLDC*) es un tipo de máquina sincrónica, pero lleva DC en su nombre para enfatizar que tiene características similares a las de un motor de CC con escobillas. Las ventajas de los motores de CC son una salida de alto par y un tamaño compacto, mientras que los motores de CA tienen una buena controlabilidad y fiabilidad. Sin embargo, los motores síncronos requieren que se opere el hardware de control.

Debido a que los controles electrónicos son cada vez más baratos y más pequeños, su uso en combinación con motores eléctricos está aumentando. Además, en la industria del automóvil, se predice que los motores eléctricos tomarán el control principal debido a su mejor eficiencia y uso más sostenible de los recursos naturales, en comparación con los motores de combustión interna. Las bicicletas asistidas eléctricamente son cada vez más comunes, requieren tanto un motor eléctrico como un control inteligente. También en las herramientas eléctricas, los motores eléctricos están asumiendo el control en más y más áreas que solían ser un dominio de unidades de aire comprimido. Por último, pero no menos importante, en ingeniería médica, los motores eléctricos se utilizan en, por ejemplo, sillas de ruedas eléctricas.

1.2. Antecedentes.

Durante la búsqueda de información relacionada al modelado de motores eléctricos, se escogió motor síncrono de imán permanente conocido como PMSM. A continuación, se describen trabajos relacionados al PMSM.

- a) Los autores Sanjuan, Flores, Mendoza, & Tlaxcaltecatl, (2018) presentan su trabajo “Un control basado en la pasividad sin sensores para PMSM”. Este documento presenta un diseño de controlador sin sensores para acelerar el problema de seguimiento de un motor síncrono de imán permanente (PMSM). La técnica de la pasividad requiere conocer el par de carga, esto se estima con un observador de estado extendido de orden reducido, un observador tradicional de orden reducido y un estimador algebraico en línea. La velocidad y la posición del rotor se estiman utilizando las corrientes y los voltajes del motor, evitando el sensor del rotor. La eficiencia del controlador se ilustra con los resultados de la simulación con Matlab-Simulink / PSIM.
- b) Los autores (Abassi, Khlaief, Saadaoui, Chaari, & Boussak, 2017) presentan su trabajo “Análisis de rendimiento de unidades PMSM DTC bajo falla del inversor”. Este artículo presenta una investigación de un control de par directo (*Direct Torque Control, DTC*) tolerante a fallas del inversor del motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) con pérdida de una fase. En caso de un inversor defectuoso, es necesario un funcionamiento continuo y, por lo tanto, una interrupción del

accionamiento PMSM es inaceptable. La idea básica de este trabajo consiste en analizar el rendimiento de un inversor de tres fase y dos fases con alimentación PMSM alimentada por inversor utilizando la técnica DTC. Los resultados de la simulación muestran que el PMSM alimentado con inversor de dos fases puede operar de manera constante bajo el enfoque de DTC propuesto.

1.3. Definición del Problema.

En la búsqueda de información no se encontraron trabajos de titulación que estén relacionados al modelado de motores síncronos de imanes permanentes, por tal motivo, surge la necesidad de diseñar y modelar un motor eléctrico síncrono de imán permanente y su respectivo controlador o driver utilizando el software de simulación MatLab.

1.4. Justificación del Problema.

De acuerdo con los antecedentes expuestos, el presente trabajo de titulación se encarga de realizar un estudio y modelado de motores síncronos de imanes permanentes y de manera conjunta su controlador, ambos serán diseñados a través del software de simulación MatLab/Simulink.

1.5. Objetivos del Problema de Investigación.

1.5.1. Objetivo General.

El objetivo del trabajo de titulación es diseñar e implementar un modelo de simulación de un motor eléctrico y su respectivo controlador utilizando MatLab.

1.5.2. Objetivos Específicos.

- Describir los fundamentos teóricos de los motores eléctricos de corriente directa o continua sin escobillas.
- Diseñar los modelos de simulación del motor eléctrico síncrono y del controlador sobre el software MatLab.
- Evaluar los resultados obtenidos de la simulación del motor eléctrico síncrono y del controlador.

1.6. Hipótesis.

El presente trabajo de titulación permitirá comprobar la efectividad del motor síncrono de imán permanente para diferentes aplicaciones y también para aplicaciones en vehículos eléctricos.

1.7. Metodología de Investigación.

La Metodología es una de las secciones más importantes y olvidadas en la escritura de ingeniería. En algunos documentos, como un informe de laboratorio de pregrado, la sección de metodología puede ser tan breve como una referencia de una oración a la sección relevante del manual de laboratorio. Pero en los laboratorios más avanzados, la metodología puede ser una parte muy importante del informe. De hecho, la metodología es a menudo el producto de la investigación relacionada con la ingeniería: los investigadores a menudo buscan formas apropiadas de probar o evaluar productos, fuerzas, etc., o nuevos métodos para llevar a cabo una tarea requerida. En una propuesta, la metodología puede ser incluso la parte más importante del documento: la propuesta argumenta que su método para lograr una determinada tarea es el mejor.

CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

2.1. Motor de corriente continua sin escobillas (BLDC).

El motor BLDC es un tipo de motor eléctrico. Como todos los motores eléctricos, consta de un bastidor estacionario, llamado estator, y una parte giratoria, el rotor. El rotor está ansioso por girar con la ayuda del acoplamiento magnético. El estator o el rotor está hecho de bobinas que se energizan produciendo corriente dentro de él. Esa parte se conoce como la armadura. (Liu, Zhang, & Pan, 2012)

En el caso de un motor BLDC, el estator funciona como una armadura ya que está hecho de alambres enrollados que se energizan para producir un campo magnético rotativo (Han, Lee, & Jeong, 2015). El rotor, por otro lado, está hecho de imanes permanentes. Normalmente, el estator viene con un total de seis bobinas dispuestas en tres fases. Mientras, que el rotor tiene un número par de polos, generalmente dos o cuatro. Un ejemplo de cómo se ve un motor BLDC se da en la figura 2.1. Esto muestra un rotor con un total de cuatro imanes encapsulados en un estator que lo rodea. Los devanados están dispuestos en ranuras para mantener el entrehierro delgado.

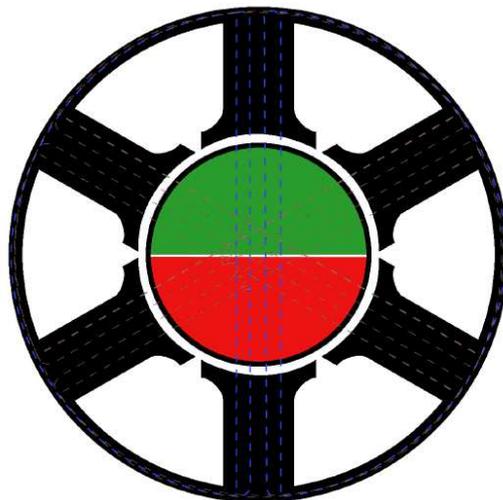


Figura 2. 1: Motor trifásico como circuito magnético.
Fuente: (Moehle & Boyd, 2015)

El estator en sí es esencialmente un circuito magnético (véase la figura 2.1). En un circuito magnético, el flujo es el equivalente de la corriente en los circuitos eléctricos:

$$\Phi = \frac{N \cdot I}{\mathcal{R}}, [\Phi] = Wb = V \cdot s = \frac{A}{H}$$

Donde: Φ es el flujo magnético, N es el número de vueltas, I es la corriente eléctrica, y \mathcal{R} es la reluctancia magnética.

El producto de la corriente y el número de devanados se compara con el voltaje eléctrico y se denomina fuerza magnetomotriz (*Magneto-Motive Force, MMF*). La reluctancia es el equivalente de la resistencia óhmica en los circuitos eléctricos y es, al igual que la resistencia, un parámetro material. El hierro tiene baja reluctancia y, por lo tanto, se usa a menudo como material de núcleo magnético.

En la figura 2.1, un MMF es producido por los imanes permanentes en el rotor. El flujo resultante fluye a través del espacio de aire en el estator y fuera del estator en el lado opuesto. Toma el ala izquierda o derecha del estator en su camino hacia atrás, cerrando así el circuito magnético. Dependiendo de la sección transversal de los dientes de ranura, el flujo producido produce una densidad de flujo dada por,

$$B = \frac{\Phi}{A}, [B] = T = \frac{V \cdot s}{m^2}$$

Dónde: A = sección transversal del conductor de flujo

Siempre que el entrehierro sea lo suficientemente pequeño, se puede suponer que la densidad de flujo en el entrehierro es igual a la densidad de flujo en el núcleo. (Toliyat & Kliman, 2004)

2.2.1. Generación de torque o par.

Un cable que transporta corriente experimenta una fuerza mecánica cuando se coloca en un campo magnético. Esta fuerza es calculada por,

$$\vec{F} = I \cdot (\vec{B} \times \vec{l})$$

Como la ecuación anterior contiene cantidades de vectores, la orientación del cable en el campo afecta la magnitud,

$$|\vec{F}| = I \cdot |\vec{B}| \cdot |\vec{l}| \cdot \cos(\phi)$$

La derivada de la ecuación anterior con respecto a ϕ es igual a,

$$\frac{d|\vec{F}|}{d\phi} = I \cdot |\vec{B}| \cdot |\vec{l}| \cdot \sin(\phi)$$

La función seno en la ecuación anterior tiene su valor máximo de 1 en un ángulo ϕ de 90° . Por lo tanto, la fuerza es máxima cuando el campo del rotor y el campo del estator están separados exactamente en 90° . Este principio se ilustró en la figura 2.1. Se muestra la sección transversal de un motor trifásico con un par de polos en el rotor. El campo de los imanes permanentes en el rotor se dibuja con líneas de flujo azules, y el campo de las bobinas electromagnéticas se dibuja en marrón.

La razón por la que hay dos campos marrones es que las dos bobinas se activan con la misma corriente. Por interferencia, se crea un campo que es exactamente ortogonal al campo del rotor. Dada la fuerza, el torque resulta ser el producto cruz de la fuerza y el radio del brazo de palanca.

$$\vec{T} = \vec{F} \times \vec{r}$$

En el caso del motor, el brazo de palanca es la distancia desde el centro del rotor al espacio de aire que rodea el rotor (compárese con la figura 2.1). Con eso, se vuelve obvio que el único parámetro del que depende el par de torsión y que es variable durante el funcionamiento es la corriente del inducido. Todos los otros parámetros son constructivos y por lo tanto fijos. Se pueden unir en una sola constante k_T , el torque del motor constante. Tiene la unidad Nm / A y le dice a un motor determinado cuánto torque produce por unidad de corriente de armadura.

2.2.2. Fuerza contraelectromotriz (BEMF).

Cuando las bobinas de un motor BLDC están energizadas, se produce un par que hace que el motor gire. Sin embargo, tan pronto como el motor comienza a girar, el enlace de flujo en las bobinas cambia dependiendo de su

orientación hacia los imanes del rotor. De acuerdo con la ley de inducción de Faraday, eso induce un voltaje en las bobinas que se conoce como fuerza contra electromotriz (*Back Electro-Motive Force, BEMF*). (Genduso, Miceli, Rando, & Galluzzo, 2010)

Ese voltaje es, de acuerdo con la Ley de Lenz, dirigido contra la corriente que lo causa. La magnitud de BEMF en un motor rotativo es proporcional a la velocidad de rotación. Por lo tanto, a medida que un motor acelera después del arranque, la magnitud de la corriente en las bobinas disminuye. Eventualmente, el BEMF será igual al voltaje de suministro. (Cotte Corredor & Moreno Pineda, 2010)

Entonces, la velocidad del motor no puede ser más grande. Por otro lado, las bobinas no dibujan corriente, por lo que el motor no consume energía aparte de las pérdidas. Sin embargo, esto solo es válido si el motor está en funcionamiento en vacío. Tan pronto como impulsa una carga, vuelve a tomar corriente.

La forma de onda de la tensión BEMF está determinada por la distribución del flujo en el entrehierro (Krishnan, 2010), que a cambio depende de cómo estén dispuestos los devanados en el estator. Para el motor BLDC, esta disposición se realiza como tal para producir una forma de onda BEMF trapezoidal. El pariente más cercano de los motores BLDC, la máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM), está diseñado con una forma de onda BEMF sinusoidal. Ambas formas de onda se muestran en la figura 2.2.

Como la magnitud del BEMF inducido depende de la velocidad del motor, otro parámetro característico del motor es la constante k_e de BEMF. Indica cuánto BEMF se produce por unidad de velocidad de rotación y tiene la unidad $\frac{V}{RPM}$. El par, que se obtuvo en la sección 2.1.1 desde un punto de vista mecánico, también se puede calcular utilizando un enfoque eléctrico. Para eso, se usa la energía eléctrica:

$$P = E_a \cdot i_a + E_b \cdot i_b + E_c \cdot i_c$$

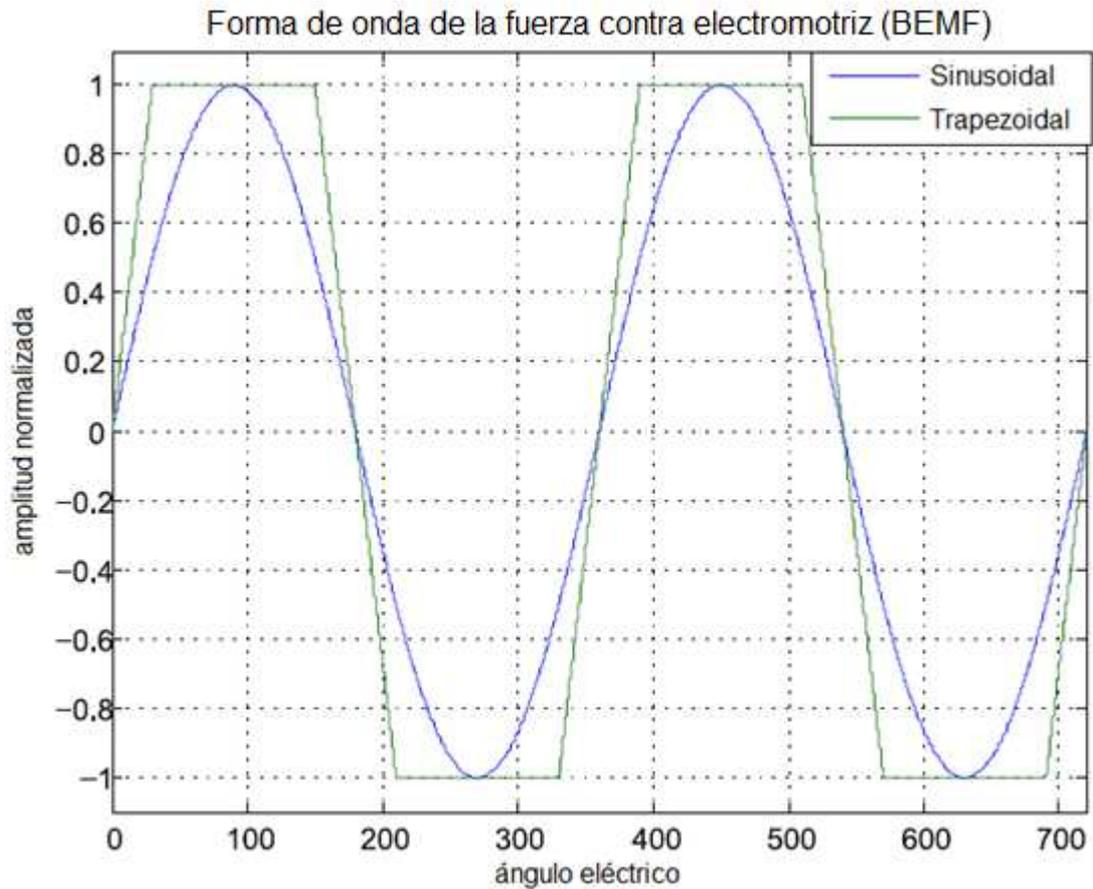


Figura 2. 2: Formas de onda BEMF para un motor con distribución de flujo trapezoidal y un motor con distribución de flujo sinusoidal.
Fuente: (Cotte Corredor & Moreno Pineda, 2010)

Donde: $E_{a,b,c}$ es la BEMF por fase, e $i_{a,b,c}$ son las corrientes por fases.

Entonces, el par resulta ser la potencia eléctrica en relación con la frecuencia de rotación:

$$T_e = \frac{E_a \cdot i_a + E_b \cdot i_b + E_c \cdot i_c}{\Omega}$$

Donde: Ω es la frecuencia del rotor mecánico.

La ecuación anterior muestra que el par es la relación del producto de BEMF y la corriente con la frecuencia. La división por la frecuencia del rotor es equivalente a la integración durante un turno. Teniendo en cuenta las formas de onda BEMF para corrientes trapezoidales y sinusoidales como se

indica en la figura 2.2, resulta obvio que el par es proporcional a la forma de onda BEMF integrada.

La comparación de una forma de onda trapezoidal T (es decir, un motor BLDC) y una forma de onda sinusoidal S (es decir, un PMSM) integrada durante un período normalizado de 2π produce un par mayor para el trapezoidal:

$$\begin{aligned}\frac{T_T}{T_S} &= \frac{\int_0^{2\pi} T(t) dt}{\int_0^{2\pi} S(t) dt} \\ &= \frac{\frac{5}{3} \cdot \pi}{4} \approx 1.31\end{aligned}$$

Por lo tanto, para la misma corriente, un motor BLDC genera un 31% más de par que un PMSM. En la práctica, sin embargo, la forma trapezoidal no es tan nítida como se supone aquí. Los bordes son algo redondeados, lo que da como resultado una ganancia de par más cercana al 25% para el motor BLDC. (Urbanski, 2017)

2.3. Electrónica de potencia.

Aparte del motor de CC con escobillas, un motor BLDC no se autoconmuta. Depende de una sincronización adecuada de la corriente de la armadura para girar. Esa corriente debe ser formada por dispositivos externos. Para el caso típico de un motor trifásico, se deben generar tres formas de onda de corriente diferentes. Esto se realiza de manera más eficiente mediante un inversor trifásico de puente completo, cuyo ejemplo se muestra en la figura 2.3.

Los seis interruptores se controlan individualmente mediante un controlador de señal digital. De esta forma, se pueden generar formas de onda arbitrarias en cada tramo de salida. La única restricción para el inversor es que los dos interruptores en una fase deben tener un estado opuesto en todo momento. Si enciende ambos al mismo tiempo, se produciría un cortocircuito que podría dañar los interruptores.

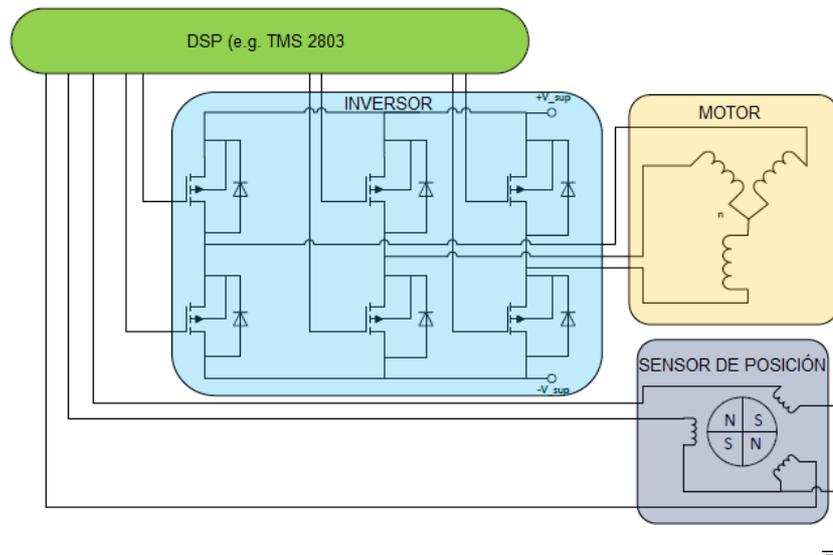


Figura 2. 3: Motor eléctrico con inversor de potencia, controlador y sensor de posición.

Elaborado por: Autor,

2.4. Estrategias de conmutación

La razón de la popularidad del motor BLDC es, además de su fuerte característica de par, su control simple. Sin embargo, existen otras estrategias de control más avanzadas que reducen la velocidad y la torsión. Usando estos, uno puede obtener un torque fuerte y suave. Por esa razón, es deseable usar un motor BLDC en combinación con un algoritmo de control avanzado.

2.4.1. Conmutación trapezoidal

La forma más fácil de conmutar un motor BLDC es la llamada conmutación trapezoidal. Utiliza 6 pasos distintos, cada uno de acuerdo con un ángulo de 60° ángulo de giro eléctrico. El término trapezoidal se refiere a la forma de onda actual y no a la forma de onda de BEMF, que siempre es trapezoidal para un motor BLDC. El control se basa en la retroalimentación de posición de los sensores Hall.

Un conjunto de tres sensores hall es capaz de resolver la posición con una precisión de 60° . Utilizándolos, se obtiene la posición del rotor. De acuerdo con la posición que tiene actualmente el motor, el controlador calcula el estado de la etapa del inversor para que el motor gire. Estos estados se dan en tabla 2.1.

Tabla 2. 1: Secuencia de conmutación para la conmutación trapezoidal

Intervalo en °	Sector	Interruptor cerrado		Fase A	Fase B	Fase C
0 a 60	0	Q1	Q4	+	-	0
60 a 120	1	Q1	Q6	+	0	-
120 a 180	2	Q3	Q6	0	+	-
180 a 240	3	Q3	Q2	-	+	0
240 a 300	4	Q5	Q2	-	0	+
300 a 360	5	Q5	Q4	0	-	+

Elaborado por: Autor.

De esa secuencia de conmutación sigue una forma de onda de corriente que es trapezoidal, como lo indican las columnas \ Corriente de fase "en la tabla 2.1. La razón por la cual esta secuencia hace que el rotor gire es porque crea un campo giratorio en el estator. Llamada frecuencia eléctrica. La frecuencia real del rotor o frecuencia mecánica es la frecuencia eléctrica dividida por el número de pares de polos en el rotor.

La estrategia de conmutación debe ir acompañada de algún tipo de control de velocidad. En general, la velocidad puede verse influenciada por la tensión o la corriente de la armadura, respectivamente. Entonces, la velocidad deseada y / o controlada se traduce en voltaje o corriente.

La generación de par en motores eléctricos se basa en el desplazamiento de fase entre el campo del estator y el campo del rotor. Su acoplamiento es mejor cuando están separados por un ángulo de 90°. Ese acoplamiento es una función sinusoidal, donde un ángulo de 90° da el valor máximo.

Con la conmutación trapezoidal, el campo solo se mueve en pasos discretos de 60°. El rotor, por supuesto, se mueve continuamente. El punto donde el estator y el rotor tienen el ángulo de fase deseado de 90° se encuentra en el medio de un intervalo de estator de 60°. Por lo tanto, la desviación máxima de 90°, es 30 °. La diferencia en el torque es entonces

$$\begin{aligned}
T_{MIN} &= T_{MAX} \cdot [\sin(90^\circ) - \sin(30^\circ)] \\
&= T_{MAX} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \\
&= T_{MAX} \cdot 0.866
\end{aligned}$$

Esto da como resultado una ondulación de par con respecto al par máximo de

$$T_{RIPPLE} = T_{MAX} - T_{MIN} = T_{MAX} \cdot (1 - 0.866) = 13.4\%$$

La principal ventaja del esquema de conmutación trapezoidal es su simplicidad. Como solo hay seis sectores para elegir, el hardware requerido se puede mantener simple. La desventaja es una onda de alta velocidad y torsión, especialmente a bajas velocidades. Eso también se desprende del hecho de que solo hay seis sectores en cada revolución por atravesar.

El camino de una bobina (o sector) a la siguiente viene dada por la fuerza que es efectiva entre el estator y el rotor y el momento de inercia del rotor que necesita ser acelerado. La tercera variable es la distancia que recorre el rotor de una bobina a la siguiente. Estas variables definen la velocidad máxima del motor. Si se supone que la velocidad es más lenta que la máxima, la transición de una bobina a la siguiente sigue ocurriendo a la velocidad máxima, seguida de un tiempo de descanso en la posición correspondiente. Eso da lugar a engranajes y, por lo tanto, a fluctuar en velocidad y par.

2.4.2. Conmutación sinusoidal

Una alternativa a la conmutación trapezoidal simple es energizar las tres fases con corrientes sinusoidales. Eso significa que los picos en que se muestran en la forma de onda de corriente con conmutación trapezoidal son reemplazados por formas de onda con forma sinusoidal. Además, las tres fases se energizan continuamente, mientras que, con la conmutación trapezoidal, una fase siempre está apagada. Eso proporciona una generación de torque mucho más suave y permite un control más preciso. Un gráfico de las formas de onda de corriente idealizadas se da en la figura 2.4.

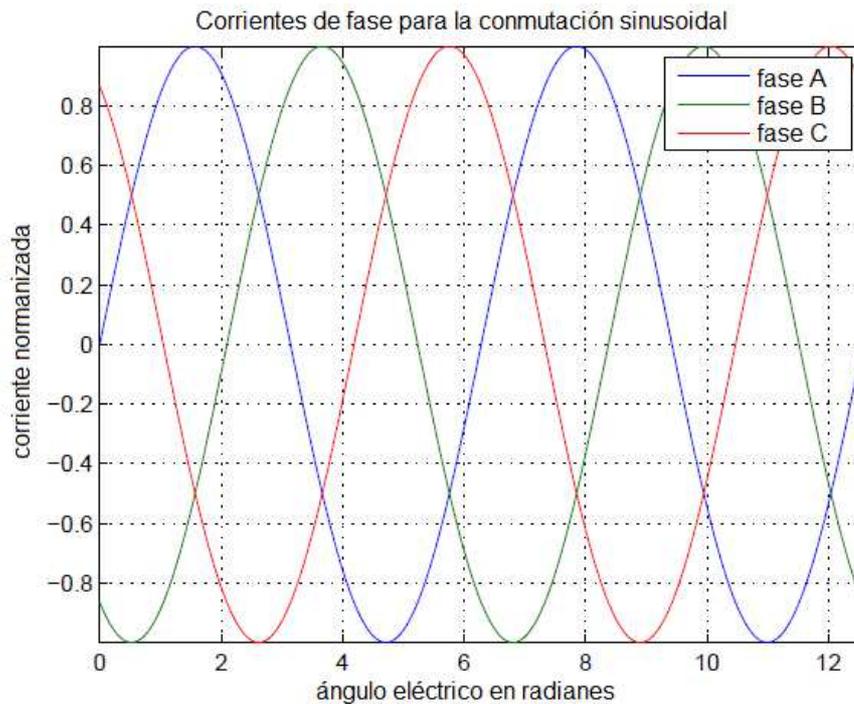


Figura 2. 4: Ondas de corriente idealizadas con conmutación sinusoidal.
Elaborado por: Autor,

Para generar una forma de onda de corriente cercana a sinusoidal, es necesario un cálculo de posición continuo. Esto requiere, a cambio, un sensor que tenga una resolución nítida superior a los 60° que sea suficiente para la conmutación trapezoidal. Una resolución en el rango de un grado es razonable, pero cuanto más resolución, más preciso es el control. Sin embargo, para una generación de par óptima, la forma de onda actual debe coincidir con la forma de onda BEMF. Por lo tanto, la conmutación sinusoidal no es una técnica que se empareje con motores BLDC con mucho éxito.

2.4.3. Control orientado al campo

En el extremo superior de la escala, tanto en términos de rendimiento como de esfuerzo, existe un control orientado al campo (FOC). Utiliza no solo una información de posición exacta sino también sensores de corriente. Conociendo la posición exacta momentánea, así como la corriente correspondiente, los vectores de tensión de salida deseados se generan para cada período de modulación. Como el inversor consta de tres patas, cada una de las cuales puede estar en dos estados diferentes, siempre está en uno de ocho estados posibles. Estos ocho estados se representan en la figura 2.5.

Como una convención de nomenclatura, el estado del inversor viene dado por un vector de salida en la forma V_{ABC} .

Para A, B y C, se coloca el estado del tramo correspondiente, donde 1 significa que el interruptor del lado alto está cerrado y 0 significa que el interruptor del lado bajo está cerrado. Entonces, los posibles estados se pueden representar como un hexágono como en la figura 2.5.

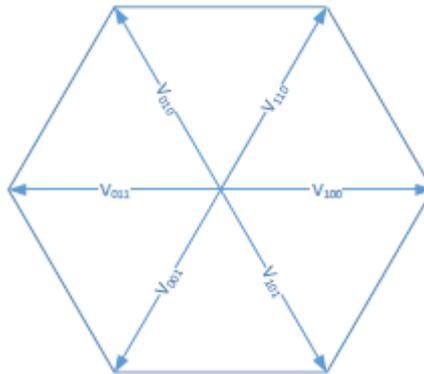


Figura 2. 5: Posibles estados de salida del inversor trifásico y su representación vectorial.

Elaborado por: Autor,

Para explotar el rendimiento del inversor de manera óptima, FOC utiliza un sensor de posición de alta precisión para determinar exactamente dónde se encuentra el rotor en este momento. Luego, se calcula el estado del inversor para garantizar que el campo del estator se desplace exactamente 90° del rotor. Para ese propósito, es ventajoso representar las corrientes de fase en un sistema de coordenadas diferente. Con base en la carga trifásica, las corrientes se dan en un sistema de coordenadas tridimensional como I_A, I_B e I_C . Esas tres cantidades son, como muestra la figura 2.5, separadas entre sí por 120° . De acuerdo con la ecuación de LKC, sin embargo, pueden expresarse solo con dos cantidades,

$$I_A + I_B + I_C = 0$$

Entonces, es obvio transformar las dos cantidades restantes en un sistema de coordenadas ortogonales. Eso se hace mediante la Transformada de Clarke, también llamada transformación $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \end{bmatrix}$$

El marco de referencia $\alpha\beta$ sigue siendo un sistema de coordenadas x estator, lo que significa que I_α y I_β se alternan con la frecuencia del rotor. Usando la transformada de Park, pueden proyectarse en un sistema de coordenadas fijas del rotor.

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}$$

I_d y I_q Son entonces valores constantes a una frecuencia dada del rotor. Recordando el hecho de que, para una generación de torque óptima, la parte generadora de flujo (los imanes permanentes en el rotor) y la parte generadora de torque (las bobinas que transportan corriente en el estator) deben estar separadas 90° , se puede pensar en el eje d representan el flujo, y se puede pensar que el eje q representa el torque. El flujo, por otro lado, es una función de la posición del rotor, y el par es una función de la corriente.

El esquema general se puede ver en la figura 2.6. La entrada en términos del comando actual es la variable establecida que proviene de un gobernador externo. Va directamente al bucle q y a través de un filtro de integral proporcional (PI) (o un derivamiento proporcional integral) a un bloque de transformación de parque inverso.

Aquí, las cantidades en formato d q y se traducen de nuevo en cantidades de tres fases y se alimentaron al inversor, que establece el estado de la salida en consecuencia. Las corrientes y las posiciones resultantes se devuelven al lazo d y q respectivamente. Por lo tanto, el motor comienza a girar a una velocidad que es proporcional a la entrada de comando actual. El control orientado al campo es capaz de generar un par suave a cualquier velocidad. Esto se produce a expensas de un algoritmo avanzado que

requiere una buena cantidad de tiempo de cálculo y un requisito de hardware para un sensor de posición.

2.5. Procesadores IQ Math de National Instrument.

Hay dos tipos de procesadores, que son procesadores de punto flotante y de punto fijo. Cada uno de esos dos tiene ventajas sobre el otro. Un procesador de punto flotante es más complicado en la construcción y es potente cuando se trata de cálculos de punto flotante. Sin embargo, no puede ejecutar tareas simples tan eficientemente como un procesador de punto fijo.

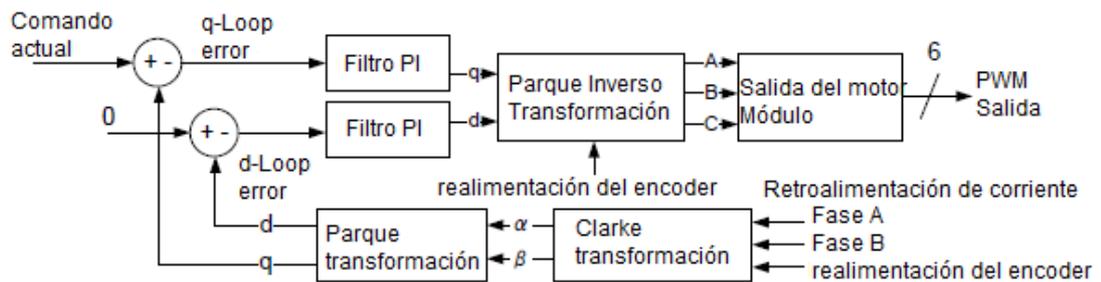


Figura 2. 6: Control orientado al campo.

Elaborado por: Autor,

Las tareas simples, como la manipulación de bits, el control de entrada/salida y la respuesta de interrupción, se utilizan en procesadores integrados en grandes cantidades. Por lo tanto, son una buena opción para el procesamiento de señales digitales.

Los procesadores de punto fijo solo tienen hardware para manejar números enteros y carecen del rango que un número flotante puede ofrecer. Aquí es donde la biblioteca IQ Math se vuelve útil y le da al usuario la capacidad de manejar números flotantes en un procesador de punto fijo. Incluso es posible sin la biblioteca IQ Math, pero solo a baja velocidad y usando la unidad lógica aritmética para procesar estos números. La empresa Texas Instruments ha creado la biblioteca de IQ Math especialmente para sus procesadores C28x y han incluido hardware que acelera este tipo de cálculos. La unidad lógica aritmética realiza la mayor parte de los cálculos y no necesita una unidad de punto flotante costosa. La IQ Math difiere de los puntos flotantes de una manera en que los números se comportan más como enteros,

donde cada bit representa una potencia de dos como se muestra en la siguiente ecuación,

$$-2^I + 2^{I-1} + \dots + 2^1 + 2^0 \cdot 2^{-1} + 2^{-2} + \dots + 2^{-Q}$$

En IQ Math los números de coma flotante usan una parte exponencial y, en este caso, una compensación de 127 para acumular el número. Esto se muestra en la siguiente ecuación,

$$Z = (-1)^S \cdot M \cdot 2^{E-OFFSET}$$

Con este método, se obtiene un rango de $1.18 * 10^{-38}$ a $3.4 * 10^{38}$. El número de IQ se divide en una parte entera I y una parte de cociente Q, de ahí el nombre IQ Math. La mayor ventaja con los números de IQ es que las operaciones ordinarias como la suma y la resta funcionan siempre que el número de bits de cociente sea el mismo. IQ Math viene con una gama de funciones matemáticas aceleradas en hardware para tener bloques de código optimizados. La desventaja es el corto rango de números que se pueden representar con los números de IQ. Por ejemplo, IQ24 tiene un rango de -128.00000000 a 127.99999994 con una resolución de 0.00000006.

2.6. Trabajos relacionados al modelado de motores eléctricos.

Gracias al hecho de que un motor eléctrico se puede describir con un circuito equivalente relativamente simple, es posible obtener modelos bastante exactos de él. Estos modelos se pueden usar para evaluar diferentes tipos de motores y algoritmos de control. Además, los modelos son útiles para comprender cómo un motor y su accionamiento funcionan juntos y qué influyen en los diferentes parámetros.

El modelo general consiste en el controlador, la etapa del inversor y el propio motor, cada uno de los cuales se modela por separado. Entonces, los tres están conectados para que todo el sistema esté representado en un modelo. El modelo de nivel superior se muestra en la figura 2.7. Los detalles de los tres sub-bloques se describen a continuación.

2.7. Modelado de motores eléctricos.

Para llegar a un modelo del motor y las entidades que son necesarias para ejecutarlo, se deben modelar varios mecanismos, que son:

- La relación corriente-voltaje
- La generación BEMF
- La inercia mecánica de los motores
- La generación de torque

La relación corriente-voltaje viene dada por las propiedades eléctricas de las bobinas. Estos están dados por su circuito equivalente, como se muestra en la figura 2.8. Cada bobinado del motor consiste en una resistencia en serie con un inductor. Una fuente de tensión, cuya orientación de referencia es opuesta a la tensión de alimentación, establece el BEMF. Para un motor, las tres fases tienen valores de impedancia iguales, es decir $R_A = R_B = R_C = R$, $L_A = L_B = L_C = L$. Esto

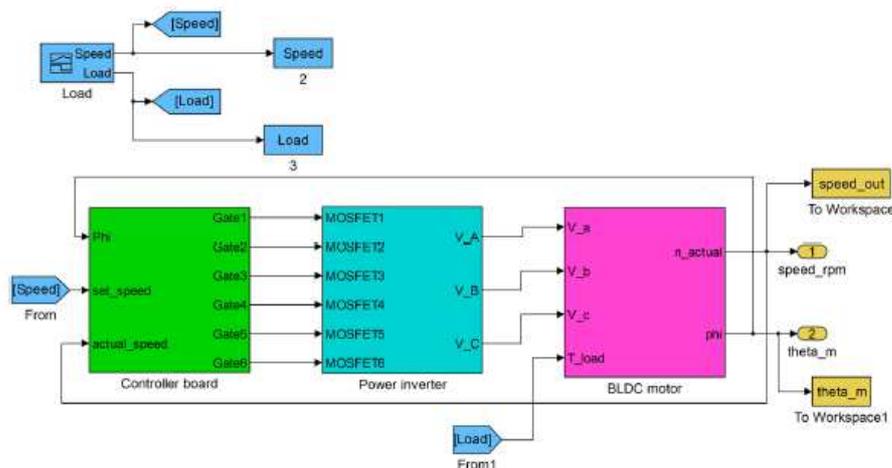


Figura 2. 7: Nivel superior del modelo Simulink, que muestra el controlador, el inversor y el motor más sus interconexiones.

Elaborado por: Autor,

Significa que la carga está equilibrada. Aplicando LKV en las tres fases, se obtienen las siguientes ecuaciones matriciales:

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + L \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_A}{dt} \\ \frac{di_B}{dt} \\ \frac{di_C}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix}$$

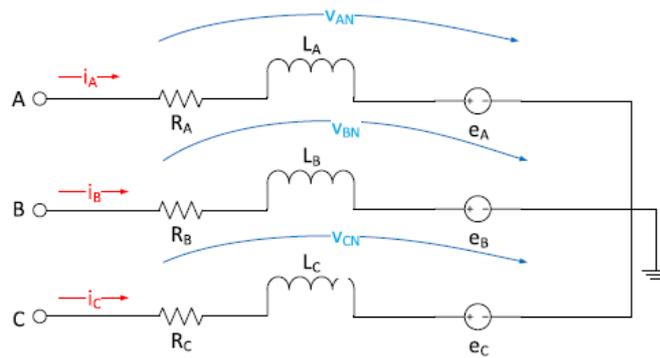


Figura 2. 8: Circuito equivalente para un motor BLDC trifásico.
Elaborado por: Autor,

Es útil resolver estas ecuaciones diferenciales en el dominio de Laplace en lugar de en el dominio del tiempo. Transformando la ecuación anterior al dominio de Laplace y reorganizando los resultados en

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L \cdot s + R} \cdot \left(\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \right)$$

El BEMF se diferencia solo en fase entre las tres patas del inversor. Como se describe en la sección 2.1.2, el valor máximo de BEMF depende de la constante BEMF k_e y de la velocidad de rotación Ω . La forma de onda se define como una función del ángulo mecánico θ_m .

$$e_{a,b,c} = K_e \cdot \Omega \cdot f(\theta_m)$$

La función $f(\omega)$ forma un trapecio para el motor BLDC. Se modela mediante una tabla de búsqueda (*Look-Up Table, LUT*) que devuelve el valor de la función actual para las tres fases para cualquier ángulo de entrada θ_m . Debe notarse aquí que la frecuencia eléctrica ω y la frecuencia mecánica Ω están relacionadas por el número de pares de polos (P) en los imanes permanentes del rotor.

$$\omega = \Omega \cdot p$$

Como el objetivo final es modelar el movimiento del motor, es decir, hacer que gire, se debe saber cómo se transforma la corriente en velocidad

de rotación. Como primer paso, la ecuación siguiente dice cómo la corriente y BEMF están relacionados con el torque o par.

$$T_e = \frac{E_a \cdot i_a + E_b \cdot i_b + E_c \cdot i_c}{\Omega}$$

Para la simulación del motor como accionamiento de alguna carga, es necesario incluir el par de carga en el modelo. Esto se hace simplemente restando el par de carga del par generado eléctricamente, de modo que el resto de eso es el par que se transforma en velocidad de rotación.

$$T_{eff} = T_e - T_l$$

donde: T_{eff} = torque generador de rotación

T_e = par equivalente eléctrico

T_l = par de carga mecánica

Además, la relación mecánica entre el par y la velocidad es

$$T = B \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{dt}$$

donde: B = constante de amortiguación

J = inercia del rotor

Tanto la constante de amortiguación como la inercia del rotor son parámetros del motor. De nuevo, la ecuación 4.7 se transfiere al dominio de Laplace y se resuelve para Ω , lo que da:

$$\Omega = \frac{1}{J \cdot s + B} \cdot T$$

Con las ecuaciones de esta sección, la operación del motor BLDC está completamente descrita, por lo que se puede modelar en Simulink. Un diagrama de bloques del modelo usado se da en la figura 2.9.

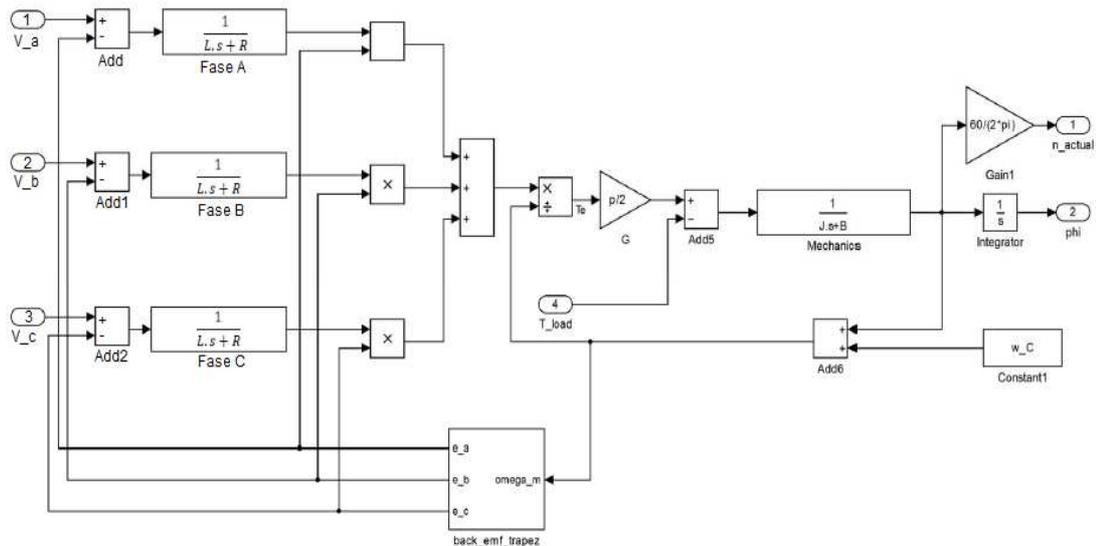


Figura 2. 9: Modelo del motor BLDC sobre Simulink.
Elaborado por: Autor,

2.8. Modelado del inversor.

El trabajo del modelo de inversor es transformar las señales de timbre generadas por la placa controladora en los voltajes de salida correspondientes. Aunque la funcionalidad del inversor también se puede modelar por su característica predominante, su ganancia, nuestro objetivo fue diseñar el modelo lo más cerca posible del circuito real. Eso fue para poder investigar qué sucede dentro del inversor también.

El inversor, que ya estaba disponible en hardware, es uno conmutado. Por lo tanto, el factor de ganancia está determinado por la relación de la tensión de control con la tensión de alimentación. Sin embargo, eso es irrelevante para el modelo, ya que no se debe tener cuidado con los dispositivos que pueden arder.

Usando conmutadores, que representan los transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) en el circuito real, las propiedades de los inversores se pueden modelar bien. Sin embargo, el modelo no incluye la inserción de tiempo muerto. No es necesario aquí, ya que los interruptores no tienen ningún retraso en sus características de conmutación. Tampoco cuenta con diodos de rueda libre.

2.9. Modelado del controlador.

Si bien tanto el inversor como el modelo del motor son independientes de la estrategia de conmutación elegida y del algoritmo de control, el modelo del controlador es diferente. Esto se debe a que requiere un conjunto diferente de señales de entrada para la conmutación trapezoidal en comparación con FOC. Además, el algoritmo de conmutación en sí es diferente, por lo que requiere un modelo diferente.

2.9.1. Conmutación trapezoidal.

Para la conmutación trapezoidal, el control motor necesita tres piezas de información:

- La velocidad del motor deseada
- La velocidad real del motor
- La posición actual del rotor

Para la posición del rotor, es suficiente tener una precisión de 60° , ya que solo se necesita saber en cuál de los seis sectores está el rotor. Conociendo el sector y la velocidad deseada, el controlador calcula cuándo tiene que cambiar al siguiente sector. La velocidad real es una información opcional que es necesaria si se va a implementar un control de circuito cerrado. Debido a que un control de lazo abierto estaría sujeto a grandes variaciones de velocidad con una carga variable, solo nos enfocamos en la variante de circuito cerrado.

En general, la velocidad de un motor sin escobillas ya sea una máquina síncrona o asíncrona, depende de la frecuencia del campo del estator. Sin embargo, para mantener una densidad de flujo constante y, por lo tanto, un par constante, la tensión debe coincidir con la frecuencia (véase la sección 2.1.2). Esto se logra con la ayuda de una técnica de control llamada control Volt-Hertz.

Establece una relación constante entre la frecuencia real y la tensión de adaptación para esa frecuencia. Para eso, los valores nominales de velocidad y voltaje se usan para calcular el voltaje a cualquier velocidad dada:

$$V_{target} = \frac{V_{rated}}{n_{rated}} \cdot n_{target}$$

Con la n_{target} de velocidad deseada como variable de entrada, se calcula el comando de voltaje adecuado y se convierte en una señal PWM equivalente. Esta señal se alimenta al bloque de control del interruptor 1. El bloque de control del interruptor reenvía la señal PWM al conjunto de interruptores que debe estar activo dependiendo del sector actual (consulte la Tabla 2.1). Esta configuración es la entrada al inversor, donde tiene lugar la amplificación y el motor está energizado.

Además, se usa un controlador PID en forma paralela para realizar el control de circuito cerrado. Tiene la función de transferencia

$$H(s) = k_p + k_i \cdot \frac{1}{s} + k_d \cdot \frac{N}{1 + N \cdot \frac{1}{s}}$$

donde: $k_p =$ constante proporcional

$k_i =$ constante integral

$k_d =$ constante derivada

$N =$ coeficiente de ltro

Con estos componentes, el modelo general se parece a la figura 2.10. Los bloques verdes son el controlador PID, la parte naranja es el controlador de Volt-Hertz, los bloques de color cian en la parte inferior traducen el ángulo en el sector correspondiente y la parte amarilla genera la señal PWM de acuerdo con el comando de voltaje. El bloque azul finalmente calcula las señales de timbre para los MOSFET

2.9.2. Resultados de la simulación de conmutación.

Para la evaluación del modelo de motor, se han llevado a cabo simulaciones. Estos fueron hechos para un perfil de carga y velocidad que cubre una amplia gama de modos de operación del motor. Los parámetros característicos del motor simulado y el control se mostraron en la tablas 2.1.

Un resultado de simulación se muestra en la figura 2.11. Trazados son la velocidad deseada, la velocidad real y el par de carga. Se puede ver que las curvas de velocidad son casi congruentes. Solo en los puntos donde ocurren grandes cambios en un tiempo corto, como en $t = 2$ segundos o en $t = 7$ segundos, la línea azul se desvía de la roja. Además de eso, se observa una ondulación de velocidad a altas velocidades desde 3000 rpm en adelante.

La ondulación de velocidad también depende del par de carga, como puede verse en $t = 8:5$ segundos, donde el par de carga disminuye repentinamente, mientras que la velocidad deseada permanece constante. La onda en la velocidad real se vuelve mucho menos. Le tomé 53 segundos ejecutar esta simulación.

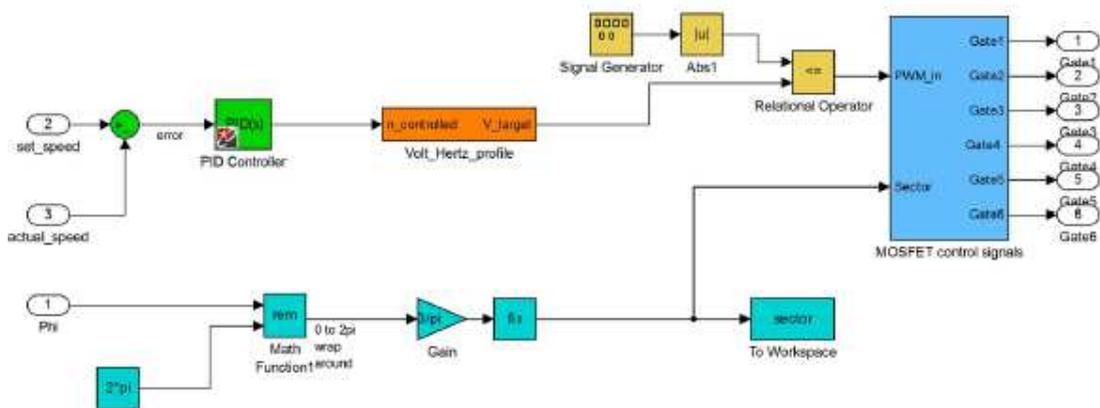


Figura 2. 10: Modelo Simulink del controlador para conmutación trapezoidal.
Elaborado por: Autor,

2.9.3. Control orientado al campo

El control orientado a campos es una técnica de control claramente más avanzada que la conmutación trapezoidal. Primero, en términos de hardware, requiere un sensor de posición exacto, cuya precisión es crucial para los resultados. En Simulink, la retroalimentación de posición se estableció utilizando la velocidad de rotación integrada en la salida. De esta forma, la resolución solo está limitada por el tamaño de paso en el solucionador de modelos de Simulink. Además de la retroalimentación de posición, se deben conocer al menos dos corrientes de fase.

Tabla 2. 2: Parámetros del motor BLDC simulado y su control

Parámetro	Valor
resistencia de fase	0.386Ω
inductancia de fase	$65\mu H$
Constante BEMF	$0.013^V / rpm$
No. de pares de polos	4
constante proporcional	25
constante integral	25
derivada constante	0.01
Frecuencia portadora PWM	$20kHz$
solucionador	ODE5 (Dormand-Prince)
Numero de pie	$10\mu sec$

Elaborado por: Autor,

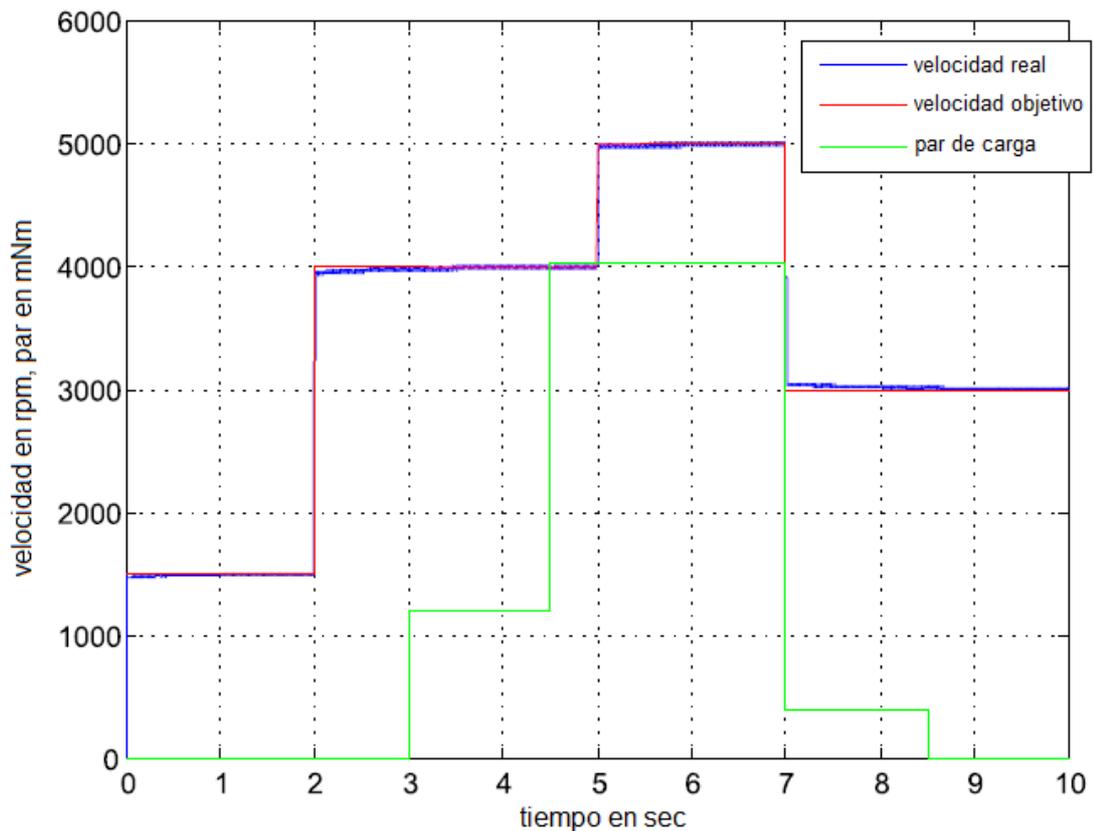


Figura 2. 11: Resultados de simulación para el motor BLDC con conmutación trapezoidal.

Elaborado por: Autor,

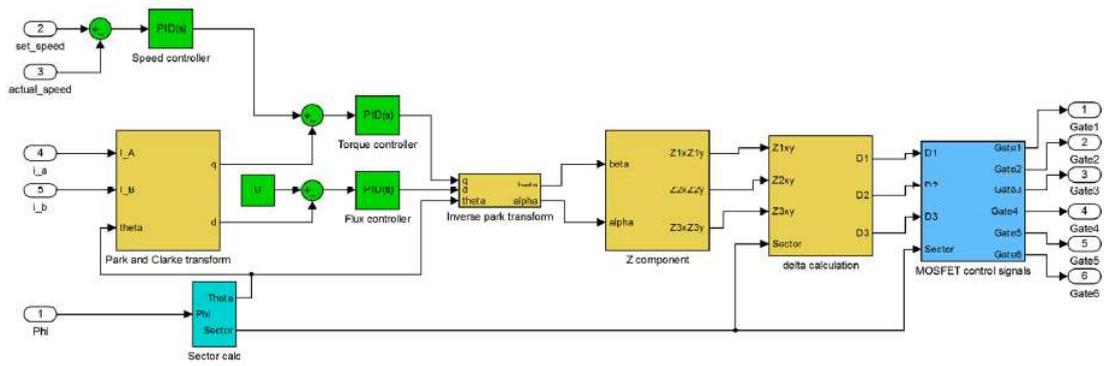


Figura 2. 12: Modelo del controlador para FOC.
Elaborado por: Autor,

El modelo general que se muestra en la figura 2.12, la velocidad medida es una entrada que, a través de un controlador de velocidad, genera un comando que depende del error entre la velocidad deseada y la real. Ese comando actual se compara con las corrientes reales, que se representan en el componente q de las corrientes transformadas por el Parque. Además, el flujo se representa en el componente d que se inicializa con 0.

Después de filtrar esas dos señales, se transforman en el $\alpha\beta$ marco de referencia. Una vez que las señales están disponibles en $\alpha\beta$ variables, se calculan los componentes z correspondiente. Los componentes z son una vez más otro sistema de coordenadas. Consiste en tres sistemas de doble eje con un desplazamiento de 60° entre los ejes. La figura 2.13 muestra el sistema de coordenadas de componente – z.

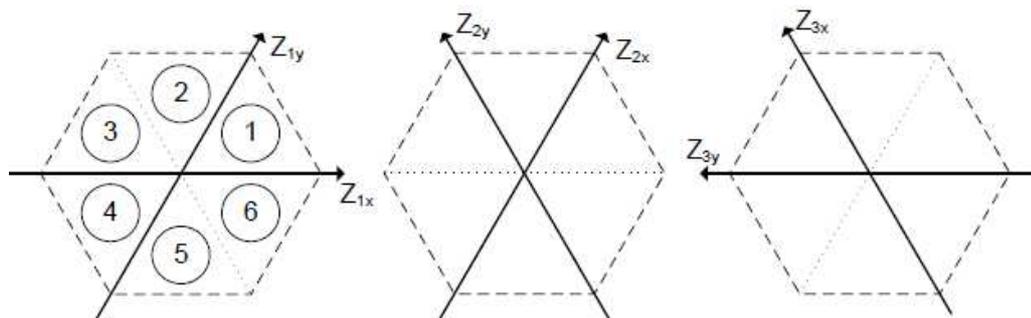


Figura 2. 13: Los z-componentes como un sistema de coordenadas.
Elaborado por: Autor,

A partir de estos, el siguiente bloque de cálculo delta finalmente determina qué secuencia de conmutación se necesita para generar el vector de voltaje exacto.

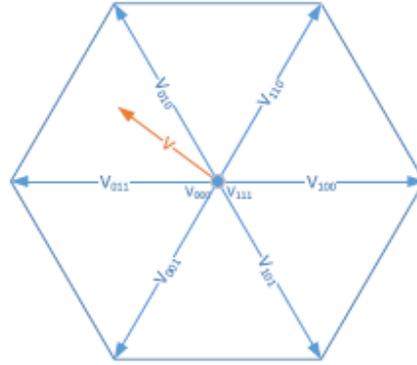


Figura 2. 14: Vector de voltaje dentro del espacio del inversor.
Elaborado por: Autor,

Como el inversor solo puede estar en uno de ocho estados, el vector de voltaje debe construirse usando una selección de estos tres estados. Estos se muestran en la figura 2.14. El hexágono que se muestra allí puede considerarse no solo como los estados de salida del inversor, sino también como el plano de rotación del rotor. Entonces, la retroalimentación de posición del codificador óptico marca un vector en algún lugar de ese hexágono. El objetivo del SVPWM es generar ese vector exacto como una salida de inversor (se representa como vector rojo en la figura 2.14). Cualquier vector puede ser representado usando las dos patas del hexágono que lo encierra.

Además, para poder adaptar la amplitud, estas dos patas se pueden complementar con un tercer vector neutro. Como muestra la Fig. 4.8, el vector neutro puede ser V_{000} o V_{111} . Con respecto al plano vectorial, los vectores neutrales establecen una tercera dimensión que es el eje que es ortogonal al plano impreso. Las componentes delta finalmente indican qué parte del período de modulación se toma por cada vector. Para el ejemplo de la figura 2.14, estos serían

$$D_1 = \frac{|\vec{V}|}{|V_{010}|} \cdot T_{sample}$$

$$D_2 = \frac{|\vec{V}|}{|V_{011}|} \cdot T_{sample}$$

$$D_3 = T_{sample} - D_2 - D_1$$

Como un período de muestreo debe llenarse con los tres posibles estados del inversor, la ecuación anterior indica que la suma de los tres componentes delta es $T_{muestra}$. El período de modulación siguiente al que se midió la posición del rotor estará compuesto por los tres vectores que se muestran en la figura 2.15.

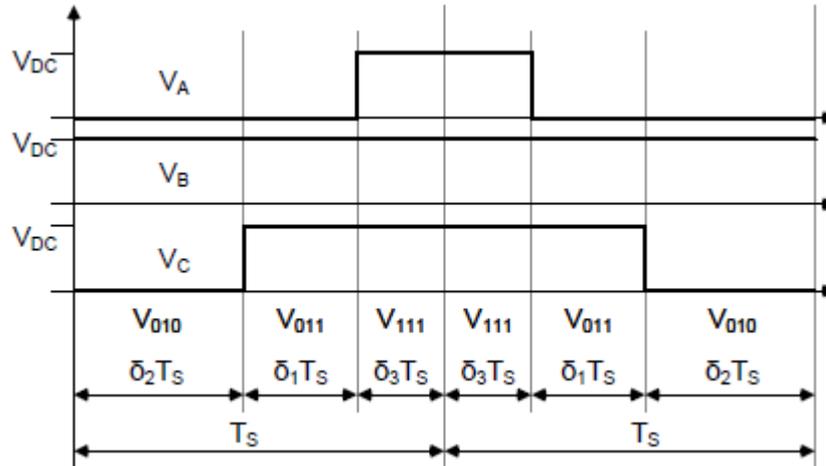


Figura 2. 15: Construcción del vector de salida dentro de un intervalo de muestreo.
Elaborado por: Autor,

Finalmente, el bloque de señales de control MOSFET calcula las señales de timbre para los interruptores de salida.

2.9.4. Resultados de la simulación de control.

La misma simulación que se había ejecutado con el modelo de conmutación trapezoidal se ejecutó para FOC. De esta forma, es posible una comparación uno a uno. Los resultados para el modelo FOC se presentan en la figura 2.16. Claramente, la velocidad real sigue muy de cerca la velocidad deseada. No se puede determinar una influencia de las etapas de carga, que se ponen en práctica en $t = 3 \text{ segundos}$ y en $t = 4: 5 \text{ segundos}$. Además, los cambios en la velocidad se reaccionan a sin retraso notable. Además, la velocidad se muestra como una línea muy delgada, lo que significa que no produce demasiada ondulación. Esto es lo que se esperaba de las consideraciones teóricas que se hicieron de antemano. Por lo tanto, el modelo está justificado. Esta simulación se terminó después de 68 seg.

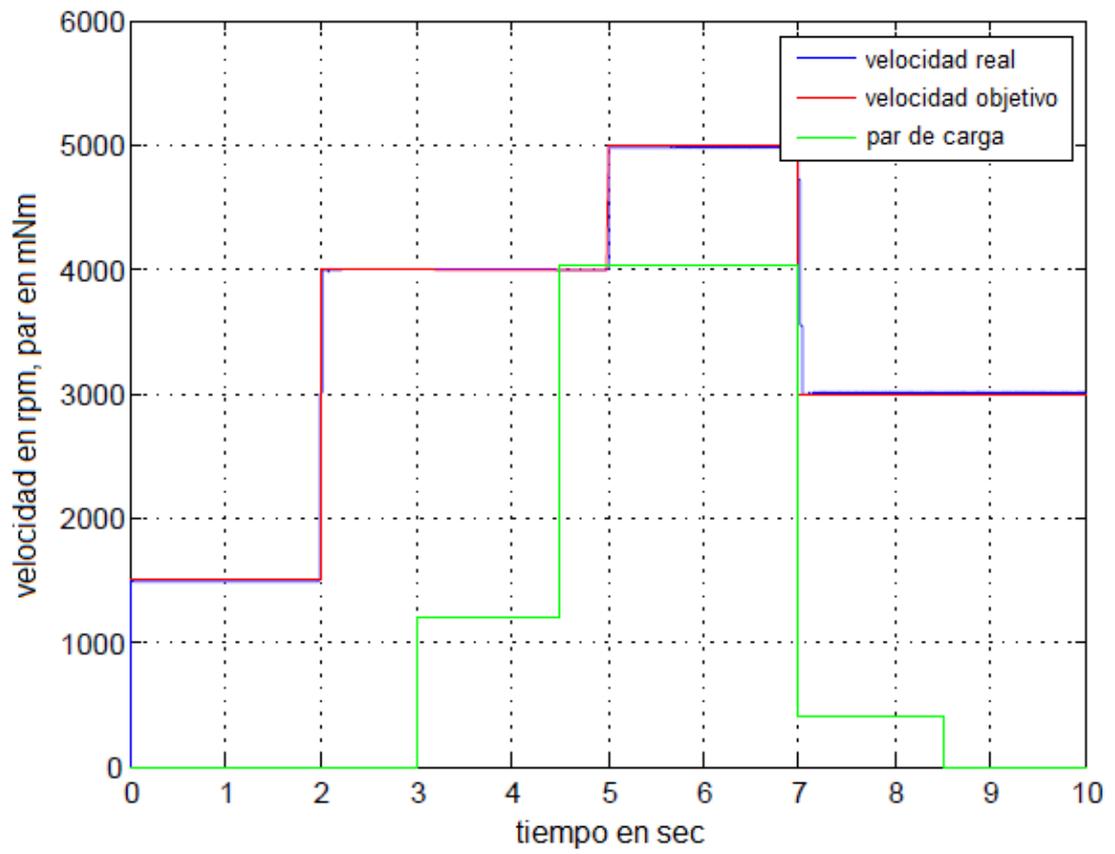


Figura 2. 16: Simulación del modelo de motor BLDC, conmutación usando FOC.
Elaborado por: Autor,

CAPÍTULO 3: DESARROLLO DEL CONTROLADOR PMSM

3.1. Diseño del controlador de una PMSM.

En el control de máquina síncrona de imán permanente (*Permanent Magnet Synchronous Machine, PMSM*) de tres fases, se utiliza un método de control más complicado, el control vectorial, ya que las tres fases están conduciendo simultáneamente. Un accionamiento de onda sinusoidal genera menos del 1% de rizado de par solo cuando tanto la fuerza contraelectromotriz (*Back-FEM, BFEM*) como la corriente de fase tienen forma de onda sinusoidal. Debido a que la corriente en cada fase es una función sinusoidal de la posición del rotor, se requiere un control de modulación por ancho de pulsos (*Pulse Width Modulation, PWM*) por separado para cada corriente de fase individual.

El control vectorial se basa fundamentalmente en la teoría de dos ejes. Para los motores de accionamiento de onda sinusoidal, el par se produce por la interacción del flujo magnético establecido por el imán permanente y la distribución fundamental (amperios-conductor). Existen múltiples formas de crear un sistema de dos ejes, pero generalmente el método opera con las componentes de corriente del eje dq, i_{sd} y i_{sq} que se pueden definir en una variedad de marcos de referencia tales como rotor o fijos al estator. La figura 3.1 describe el diagrama de bloques del control vectorial en un sistema de accionamiento de una PMSM.

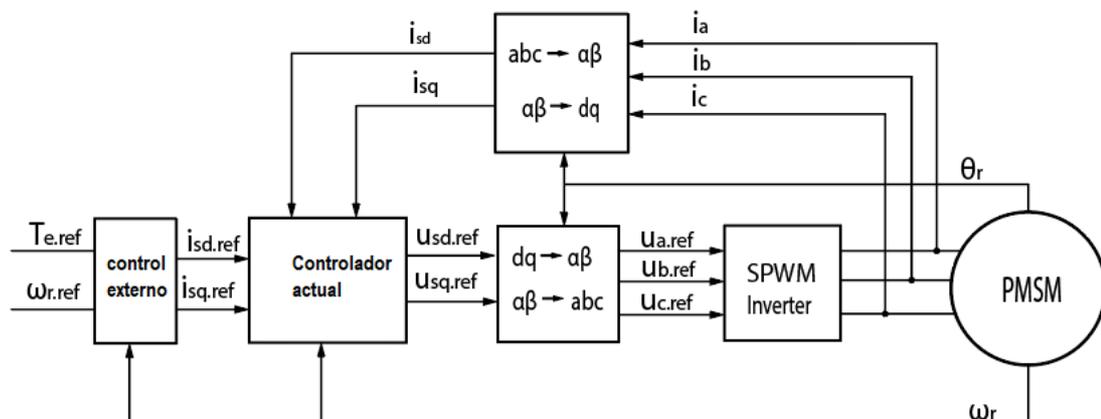


Figura 3. 1: Control vectorial de una PMSM.

Elaborado por: Autor.

El control orientado de campo (*Field Oriented Control, FOC*) es una variación crucial del control vectorial. El objetivo del método FOC es controlar el campo magnético y el par controlando el componente de corriente del estator, i_{sd} e i_{sq} o flujos relativamente.

Con la información de las corrientes del estator y la posición del rotor, la técnica FOC puede controlar el torque y el flujo del motor de una manera efectiva. Las principales ventajas de esta estrategia son la respuesta rápida y la pequeña fluctuación de par. Es decir, que el FOC se basa en la orientación de campo.

Una vez que se obtiene un marco de referencia “dq” orientado al campo, el par se controla simplemente variando el componente de corriente del estator i_{sq} , y el flujo variando i_{sd} . Se puede extraer una conclusión del control vectorial, que es un motor de AC forzado a comportarse dinámicamente como un motor de CC mediante el uso de la orientación de campo y el control de retroalimentación.

La implementación de FOC se llevará a cabo utilizando dos reguladores de corriente, uno para el componente del eje “d” y otro para el componente del eje “q”. El control de corriente de lazo cerrado se utiliza para mejorar aún más el tiempo de respuesta de la corriente i , para permitir un control de par preciso y para evitar que exceda el valor máximo de I_{max} en el estado estable, mientras que a veces se permite un valor mayor en transitorios.

Los reguladores de corriente deben tener referencia de torque y referencias de corriente dq ($i_{sd.ref}$, $i_{sq.ref}$) como entradas, alimentación hacia adelante de la FEM trasera, compensación cruzada de acoplamiento, amortiguación activa y limitación de magnitud de voltaje deben incluirse para reducir el error de control y mejorar el rendimiento. Se utilizan las transformaciones invariantes de amplitud. Los parámetros utilizados en el diseño del controlador se especifican en la tabla 3.1.

Tabla 3. 1: Parámetros de control del PMSM.

Parámetro	Unidad	Valor	Descripción
f_s	H_z	10000	Frecuencia de cambio
α_c	rad/s	1000	Ancho de banda del regulador actual
α_ω	rad/s	100	Ancho de banda del controlador de velocidad
L_{sd}	H	0.00011	Inductancia del estator en coordenadas d
L_{sq}	H	0.00035	Inductancia del estator en coordenada q
η_p	--	4	Pares de polos
J	kgm^2	0.019	Inercia de la máquina
B	Ns/m	0.12	Coefficiente de viscosidad
ψ	Wb	0.05	Enlace de flujo magnético PM
K_{pcd}	--	0.11	Constante proporcional del regulador de corriente del eje d
K_{icd}	--	110	Constante integral del regulador de corriente del eje d
K_{pcq}	--	0.35	Constante proporcional del regulador de corriente del eje q
K_{icq}	--	350	Constante integral del regulador de corriente del eje q
$K_{p\omega}$	--	1.9	Constante proporcional del regulador de velocidad
$K_{i\omega}$	--	190	Constante integral del regulador de velocidad

Elaborado por: Autor.

Para controlar toda la PMSM, es necesario controlar la tensión del estator. A partir del modelo matemático de una sección de PMSM, las ecuaciones de voltaje del estator en las coordenadas giratorias d-q están dadas por,

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r L_{sq} i_{sq}$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r L_{sd} i_{sd} + \omega_r \Psi_m$$

Al mover los términos en relación con ω_r del lado derecho (*Right-Hand Site, RHS*) a la del lado izquierdo (*Left-Hand Side, LHS*), los términos relacionados con i_{sd}, i_{sq} se refieren exclusivamente a la RHS,

$$u_{sd} + \omega_r L_{sq} i_{sq} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt}$$

$$u_{sq} - \omega_r L_{sd} i_{sd} - \omega_r \Psi_m = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt}$$

Al realizar la transformación de Laplace, las corrientes en las coordenadas d-q se pueden expresar como,

$$i_{sd} = \frac{1}{L_{sd}s + R_s} (u_{sd} + \omega_r L_{sq} i_{sq})$$

$$i_{sq} = \frac{1}{L_{sq}s + R_s} (u_{sq} - \omega_r L_{sd} i_{sd} - \omega_r \Psi_m)$$

La función de transferencia $G_{cd}(s)$ y $G_{cq}(s)$ están definidas por,

$$G_{cd}(s) = \frac{1}{L_{sd}s + R_s}$$

$$G_{cq}(s) = \frac{1}{L_{sq}s + R_s}$$

Hay que tener en cuenta que las ecuaciones u_{sd} y u_{sq} definidas arriba tienen partes de acoplamiento cruzado $\omega_r L_{sq} i_{sq}$ y $\omega_r L_{sd} i_{sd}$ respectivamente. Y la ecuación misma ecuación de u_{sd} tiene un BEMF de $\omega_r \Psi_m$. Por lo tanto, en el siguiente diseño de controlador, las piezas de acoplamiento cruzado deben compensarse y debe añadirse una FEM de retroalimentación de avance. En la figura 3.2 se muestra el sistema completo de control de corriente

que está diseñado de acuerdo con el control interno del modelo (*Internal Model Control, IMC*).

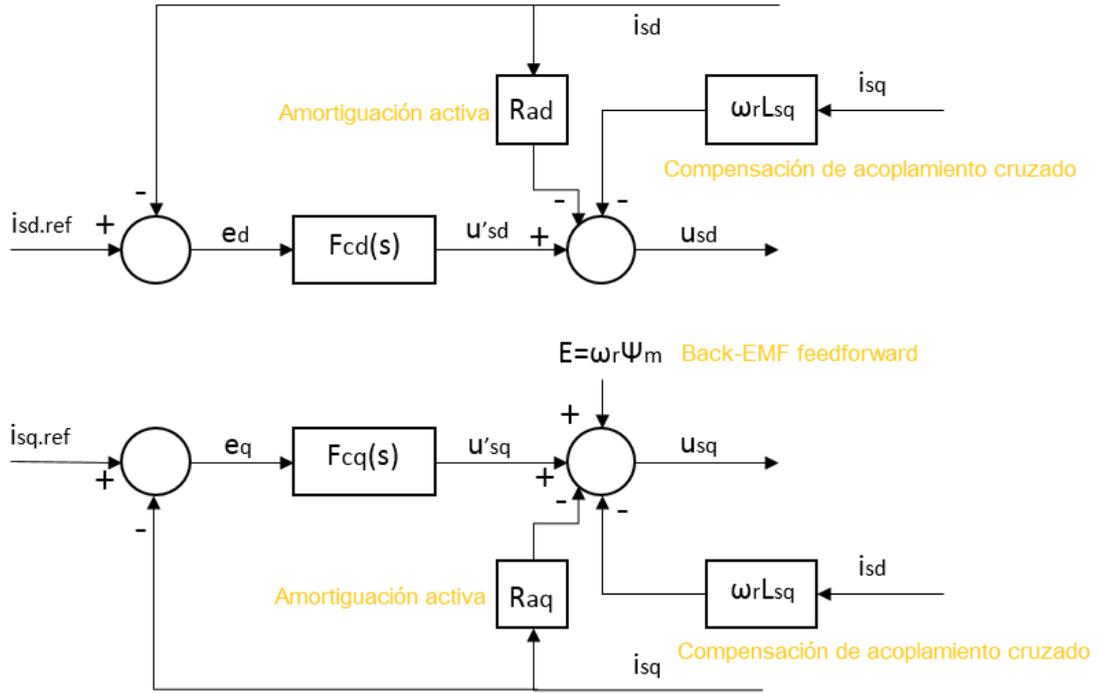


Figura 3. 2: Vista del regulador de corriente completo.
Elaborado por: Autor.

En la figura 3.2, las corrientes i_{sd} , i_{sq} se miden y se comparan con la referencia $i_{sd.ref}$, $i_{sq.ref}$. La señal de error $ed = i_{sd.ref} - i_{sd}$, $eq = i_{sq.ref} - i_{sq}$ son las entradas al controlador actual. El controlador actual manipula la tensión u_{sd} , u_{sq} y, por lo tanto, i_{sd} , i_{sq} puede seguir $i_{sd.ref}$, $i_{sq.ref}$ de forma rápida y precisa. En la práctica, esta manipulación se realiza utilizando electrónica de potencia. En este trabajo de titulación, se supone que la tensión ideal ordenada por el controlador de corriente puede ser perfectamente generada por el circuito de la electrónica de potencia.

Con base en las ecuaciones u_{sd} y u_{sq} , y la información de la figura 3.2, las dos ecuaciones nuevas se pueden describir como,

$$R_s i_{sd} + L_{sd} s i_{sd} - \omega_r L_{sq} i_{sq} = u_{sd} = u'_{sd} - \omega_r L_{sq} i_{sq} - R_{ad} i_{sd}$$

$$R_s i_{sq} + L_{sq} s i_{sq} + \omega_r L_{sd} i_{sd} + \omega_r \Psi_m = u_{sq} = u'_{sq} + \omega_r L_{sd} i_{sd} - R_{aq} i_{sq} + \omega_r \Psi_m$$

Las corrientes i_{sd} e i_{sq} se puede expresar de esta manera,

$$i_{sd} = \frac{1}{L_{sd}s + R_s + R_{ad}} u'_{sd} = G'_{cd}(s) u'_{sd}$$

$$i_{sq} = \frac{1}{L_{sq}s + R_s + R_{aq}} u'_{sq} = G'_{cq}(s) u'_{sq}$$

La función de transferencia $G'_{cd}(s)$ y $G'_{cq}(s)$ están definidas por:

$$G'_{cd}(s) = \frac{1}{L_{sd}s + R_s + R_{ad}}$$

$$G'_{cq}(s) = \frac{1}{L_{sq}s + R_s + R_{aq}}$$

3.2. Selección de parámetros del controlador.

Los parámetros del regulador de corriente $F_{cd}(s)$, $F_{cq}(s)$ se pueden determinar de acuerdo con el IMC. De las ecuaciones $G'_{cd}(s)$ y $G'_{cq}(s)$ son las funciones de transferencia de u'_{sd}, u'_{sq} a i_{sd}, i_{sq} respectivamente, que se muestra en la figura 3.3. La figura 3.3 muestra el diagrama de todo el sistema de circuito cerrado desde i_{ref} a i_{sd} .

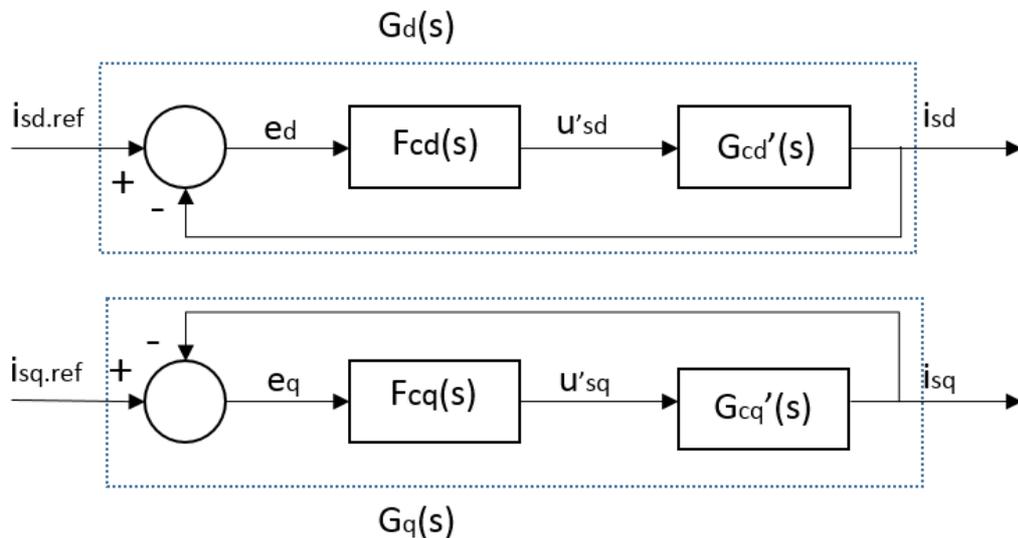


Figura 3. 3: Sistema completo de circuito cerrado desde (X) a (X)
Elaborado por: Autor.

En la figura 3.3, $G_d(s)$ y $G_q(s)$ son las funciones de transferencia de bucle cerrado de las corrientes $i_{sd.ref}, i_{sq.ref}$ a i_{sd}, i_{sq} respectivamente. Se pueden

considerar como filtros de paso bajo de primer orden. Por lo tanto, los $G_d(s)$, $G_q(s)$ se pueden especificar como,

$$G_d(s) = \frac{i_{sd}}{i_{sd,ref}} = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} = \frac{\alpha_c/s}{1 + \alpha_c/s} = \frac{F_{cd}(s)G'_{cd}(s)}{1 + F_{cd}(s)G'_{cd}(s)}$$

$$G_q(s) = \frac{i_{sq}}{i_{sq,ref}} = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} = \frac{\alpha_c/s}{1 + \alpha_c/s} = \frac{F_{cq}(s)G'_{cq}(s)}{1 + F_{cq}(s)G'_{cq}(s)}$$

Donde α_c es el ancho de banda del sistema de circuito cerrado. En base a las ecuaciones de G_d y G_s , las funciones de transferencia $F_{cd}(s)$ y $F_{cq}(s)$ se pueden expresar como,

$$F_{cd}(s) = \frac{\alpha_c}{s} G'^{-1}_{cd}(s) = \frac{\alpha_c}{s} (sL_{sd} + R_s + R_{ad})$$

$$F_{cq}(s) = \frac{\alpha_c}{s} G'^{-1}_{cq}(s) = \frac{\alpha_c}{s} (sL_{sq} + R_s + R_{aq})$$

Al transformar las funciones de transferencia $F_{cd}(s)$ y $F_{cq}(s)$ en formulario de control proporcional-integral (PI), las nuevas expresiones pueden describirse por,

$$F_{cd}(s) = \alpha_c L_{sd} + \frac{\alpha_c (R_s + R_{ad})}{s} = k_{pcd} + \frac{k_{icd}}{s}$$

$$F_{cq}(s) = \alpha_c L_{sq} + \frac{\alpha_c (R_s + R_{aq})}{s} = k_{pcq} + \frac{k_{icq}}{s}$$

Por lo tanto, los parámetros del controlador k_{pcd} , k_{pcq} , k_{icd} , k_{icq} son:

$$k_{pcd} = \alpha_c L_{sd}, k_{pcq} = \alpha_c L_{sq}$$

$$k_{icd} = \alpha_c (R_s + R_{ad}), k_{icq} = \alpha_c (R_s + R_{aq})$$

Con el fin de disminuir el error de control, en lugar de agregar más resistencia que es altamente indeseable debido a mayores pérdidas, se usa una resistencia activa como se muestra en 3.2. Esta técnica también se puede denominar "amortiguación activa".

Para seleccionar "resistencia activa" R_{ad}, R_{aq} , es útil hacer las expresiones de $G'_{cd}(s)$ tan rápido como la función de bucle cerrado del regulador de corriente $G_d(s), G_q(s)$, es decir, con el mismo ancho de banda α_c . Entonces, las ecuaciones se pueden dar como,

$$G'_{cd}(s) = \frac{1}{sL_{sd} + R_s + R_{ad}} = \frac{1/L_{sd}}{s + (R_s + R_{ad})/L_{sd}} = \frac{g\alpha_c}{s + \alpha_c}$$

$$G'_{cq}(s) = \frac{1}{sL_{sq} + R_s + R_{aq}} = \frac{1/L_{sq}}{s + (R_s + R_{aq})/L_{sq}} = \frac{g\alpha_c}{s + \alpha_c}$$

Donde g es solo una ganancia. Mientras que, el ancho de banda α_c se puede expresar como:

$$\alpha_c = \frac{R_s + R_{ad}}{L_{sd}}$$

$$\alpha_c = \frac{R_s + R_{aq}}{L_{sq}}$$

Por lo tanto, R_{ad}, R_{aq} se puede calcular como:

$$R_{ad} = \alpha_c L_{sd} - R_s$$

$$R_{aq} = \alpha_c L_{sq} - R_s$$

Esto a su vez produce el parámetro del controlador

$$k_{pcd} = \alpha_c L_{sd}, k_{pcq} = \alpha_c L_{sq}$$

$$k_{icd} = \alpha_c^2 L_{sd}, k_{icq} = \alpha_c^2 L_{sq}$$

Este método descrito da un regulador de corriente que tiene dos entradas: el error de control, y también i_{sd}, i_{sq} directamente a través de la "resistencia activa". Por lo tanto, se puede llamar unos dos grados- del controlador PI de libertad.

Hasta ahora, el lazo de control actual se trata como un sistema ideal y lineal. En realidad, no es correcto ya que la tensión u_{sd}, u_{sq} del terminal que se puede ver en la figura 3.2 debe estar limitada a un valor superior e inferior. El valor superior debe ser V_{max} mientras que el valor más bajo es $0 - V_{mar}$.

Cuando i_{ref} tiene un gran escalón, el voltaje de salida del controlador de corriente a menudo excede V_{max} , especialmente para una mayor velocidad del rotor cuando la FEM posterior es grande, lo que lleva a una gran tensión de terminal. Por lo tanto, el voltaje verdadero, voltaje de referencia, es una limitación del voltaje ideal. Entonces, el lazo de control actual contiene una no linealidad (saturación) que se utiliza para limitar el voltaje, tal como se muestra en la figura 3.4.

La figura 3.4 muestra el controlador de corriente PI con saturación de voltaje y lazo antirotación.

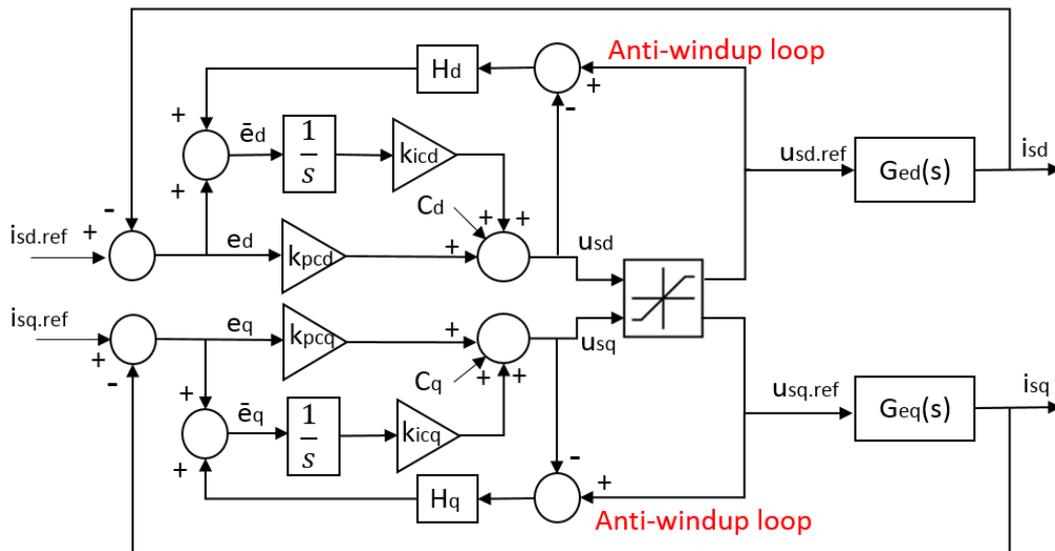


Figura 3. 4: Circuito controlador de corriente PI con saturación de voltaje y lazo antirotación.

Elaborado por: Autor.

Además, el término integral del controlador de corriente PI sigue acumulando el error de control durante el tiempo de máxima salida de voltaje "se sobrecarga". Cuando empiezo a acercarme a i_{ref} , el integrador se ha desconectado para que sigas siendo grande. Por lo tanto, tengo que disparar

sobre i_{ref} hasta que se haya eluido la cuerda acumulando un error de control negativo.

La solución es modificar la señal de error al integrador para limitar la integración cuando el voltaje de salida del controlador actual es limitado. Como se muestra en la figura 3.4, se crea una nueva señal de error para el término integral del controlador PI.

$$\bar{e}_d = (u_{sd.ref} - u_{sd})H_d + e_d$$

$$\bar{e}_q = (u_{sq.ref} - u_{sq})H_q + e_q$$

La función de transferencia de $u_{sd.ref}$ a u_{sd} se expresa mediante:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= k_{pcd}e_d + c_d + \frac{k_{icd}}{s}(e_d + H_d(u_{sd.ref} - u_{sd})) \\ &= k_{pcd}e_d + c_d + \frac{k_{icd}}{s}e_d + \frac{k_{icd}}{s}H_d u_{sd.ref} - \frac{k_{icd}}{s}H_d u_{sd} \end{aligned}$$

Al combinar términos semejantes, u_{sd} es

$$u_{sd} = \frac{sk_{pcd} + k_{icd}}{s + H_d k_{icd}} e_d + \frac{s}{s + H_d k_{icd}} c_d + \frac{H_d k_{icd}}{s + H_d k_{icd}} u_{sd.ref}$$

$u_{sd.ref}$ se puede tratar como entrada y e_d y c_d se pueden considerar como perturbaciones. La función de transferencia de $u_{sq.ref}$ a u_{sq} se expresa mediante:

$$\begin{aligned} u_{sq} &= k_{pcq}e_q + c_q + \frac{k_{icq}}{s}(e_q + H_q(u_{sq.ref} - u_{sq})) \\ &= k_{pcq}e_q + c_q + \frac{k_{icq}}{s}e_q + \frac{k_{icq}}{s}H_q u_{sq.ref} - \frac{k_{icq}}{s}H_q u_{sq} \end{aligned}$$

Al combinar términos similares, u_{sq} es

$$u_{sq} = \frac{sk_{pcq} + k_{icq}}{s + H_q k_{icq}} e_q + \frac{s}{s + H_q k_{icq}} c_q + \frac{H_q k_{icq}}{s + H_q k_{icq}} u_{sq.ref}$$

Del mismo modo, $U_{sq.ref}$ se puede tratar como entrada y e_q y C_q se pueden considerar como perturbaciones. Los parámetros H_d y H_q se seleccionan como $\frac{1}{K_{pcd}} \frac{1}{K_{pcq}}$:

$$H_d k_{icd} = \frac{k_{icd}}{k_{pcd}} = \frac{\alpha_c^2 L_{sd}}{\alpha_c L_{sd}} = \alpha_c$$

$$H_q k_{icq} = \frac{k_{icq}}{k_{pcq}} = \frac{\alpha_c^2 L_{sq}}{\alpha_c L_{sq}} = \alpha_c$$

3.3. Diseño del controlador de velocidad

La dinámica mecánica del accionamiento del motor eléctrico viene dada por la ecuación,

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_L = T_e - B\Omega_r - T_{extra}$$

Donde J es el momento total de inercia, incluido el motor en sí y la carga mecánica. Ω_r es la velocidad mecánica del rotor, T_e es el par de accionamiento eléctrico, T_L es el par de carga, B es el coeficiente de viscosidad. T_{extra} Es la entrada de par extra. El circuito de control de velocidad se cierra mediante retroalimentación desde la referencia de velocidad a la velocidad real, tal como se muestra en la figura 3.5.

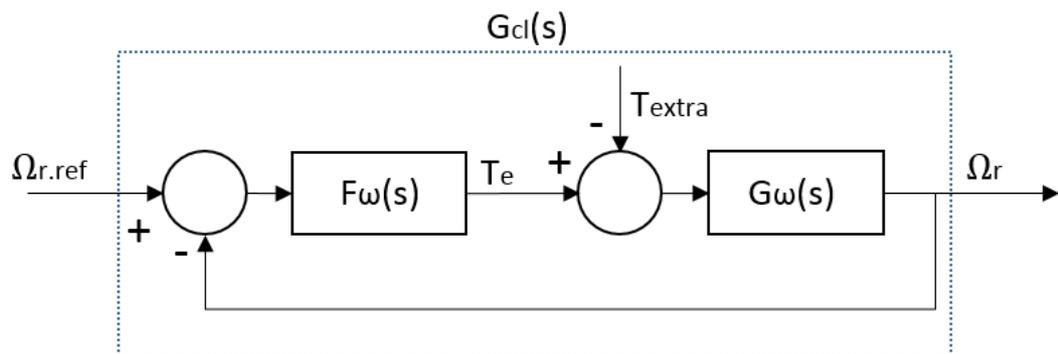


Figura 3. 5: Esquemático del circuito de control de velocidad.

Elaborado por: Autor.

Al tomar la transformada de Laplace de la ecuación última, la función de transferencia de $T_e - T_{extra}$ a Ω_r es:

$$G_{\omega}(s) = \frac{1}{sJ + B}$$

La función de transferencia completa es $G_{cl}(s)$ desde la velocidad real Ω_r hasta la velocidad de referencia $\Omega_{r.ref}$

$$G_{cl}(s) = \frac{\Omega_r}{\Omega_{r.ref}} = \frac{F_{\omega}(s)G_{\omega}(s)}{1 + F_{\omega}(s)G_{\omega}(s)} = \frac{\alpha_{\omega}}{s + \alpha_{\omega}} = \frac{\alpha_{\omega}/s}{1 + \alpha_{\omega}/s}$$

Dónde α_{ω} es el ancho de banda de control de velocidad.

La función de transferencia $F_{\omega}(s)$ se puede expresar como:

$$F_{\omega}(s) = \frac{\alpha_{\omega}}{s} G_{\omega}(s)^{-1} = \frac{\alpha_{\omega}}{s} (sJ + B)$$

Al transformar las funciones de transferencia $F_{\omega}(s)$ en formulario de control PI, las nuevas expresiones se pueden describir de la siguiente manera:

$$F_{\omega}(s) = \alpha_{\omega}J + \left| \frac{\alpha_{\omega}B}{s} \right| = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s}$$

Por lo tanto, los parámetros del controlador de velocidad $K_{p\omega}, K_{i\omega}$ son:

$$K_{p\omega} = \alpha_{\omega}J, K_{i\omega} = \alpha_{\omega}B$$

En la sección de diseño de controlador actual, el circuito activo de amortiguación y antiarranque se agrega al sistema de circuito cerrado. Del mismo modo, el diseño del controlador de velocidad debe adoptar el circuito activo de amortiguación y antiarranque, tal como se muestra en la figura 3.6.

En este caso, la función de transferencia de $T_{e.ref}$ a Ω_r :

$$G'_{\omega}(s) = \frac{1}{sJ + B + B_{\omega}}$$

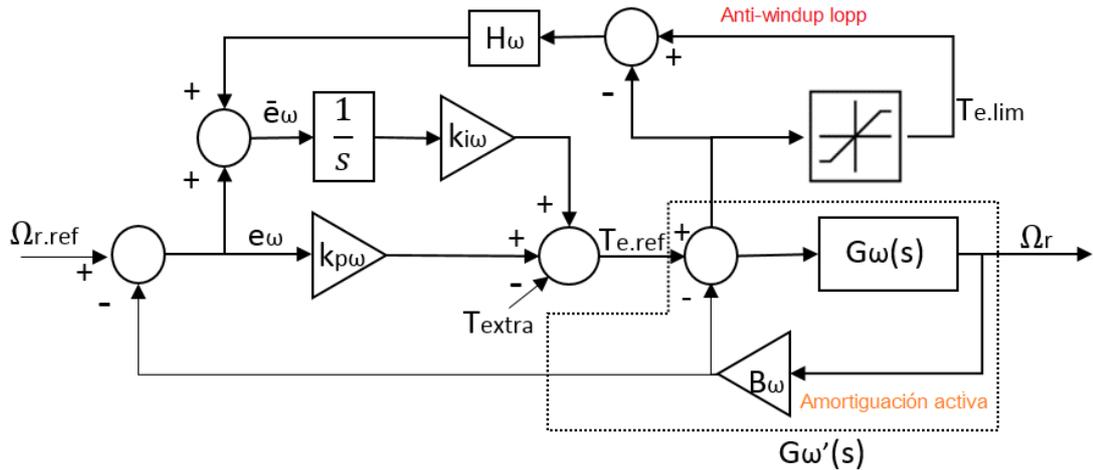


Figura 3. 6: Circuito de control de velocidad con amortiguación activa y lazo antirrotación.

Elaborado por: Autor.

Debe seleccionarse la amortiguación activa adecuada Ω_r para que el $G'_\omega(s)$ Tenga el mismo ancho de banda que la función de transferencia completa de bucle cerrado $G_{cl}(s)$.

$$G'_\omega(s) = \frac{1}{sJ + B + B_\omega} = G_{cl}(s) = \frac{g\alpha_\omega}{s + \alpha_\omega} = \frac{1}{\frac{s}{g\alpha_\omega} + \frac{1}{g}}$$

Donde g es solo una ganancia.

$$g = \frac{1}{B + B_\omega}$$

La amortiguación activa se puede calcular como,

$$B_\omega = \alpha_\omega J - B$$

La función de transferencia $F_\omega(s)$ debe modificarse para que todo el sistema tenga el mismo ancho de banda. La nueva función de transferencia $F'_\omega(s)$ se puede expresar como:

$$F'_\omega(s) = \frac{\alpha_\omega}{s} G'_\omega(s)^{-1} = \frac{\alpha_\omega}{s} (sJ + B + B_\omega) = \alpha_\omega J + \frac{\alpha_\omega(B + B_\omega)}{s} = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s}$$

Por lo tanto, los nuevos parámetros del controlador de velocidad $k_{p\omega}$, $k_{i\omega}$ son:

$$k_{p\omega} = \alpha_{\omega} J, k_{i\omega} = \alpha_{\omega} (B + B_{\omega})$$

Se utiliza el mismo método utilizado en el diseño antiarranque del controlador actual. Como se muestra en la figura 3.6, se crea una nueva señal de error para el término integral del controlador PI.

$$\bar{e}_{\omega} = (T_{e.lim} - T_{e.ref})H_{\omega} + e_{\omega}$$

El $T_{e.ref}$ se expresa por,

$$\begin{aligned} T_{e.ref} &= k_{p\omega}e_{\omega} - T_{extra} + \frac{k_{i\omega}}{s}(e_{\omega} + H_{\omega}(T_{e.lim} - T_{e.ref})) \\ &= k_{p\omega}e_{\omega} - T_{extra} + \frac{k_{i\omega}}{s}e_{\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s}H_{\omega}T_{e.lim} - \frac{k_{i\omega}}{s}H_{\omega}T_{e.ref} \end{aligned}$$

Al combinar términos similares, $T_{e.ref}$ es,

$$T_{e.ref} = \frac{sk_{p\omega} + k_{i\omega}}{s + H_{\omega}k_{i\omega}}e_{\omega} - \frac{s}{s + H_{\omega}k_{i\omega}}T_{extra} + \frac{H_{\omega}k_{i\omega}}{s + H_{\omega}k_{i\omega}}T_{e.lim}$$

$T_{e.lim}$ Se puede tratar como entrada y e_{ω} y T_{extra} se puede considerar como disturbios. El parámetro H_{ω} está seleccionado como $\frac{1}{K_{p\omega}}$

$$H_{\omega}k_{i\omega} = \frac{k_{i\omega}}{k_{p\omega}} = \frac{\alpha_{\omega}^2 J}{\alpha_{\omega} J} = \alpha_{\omega}$$

3.4. Selección de referencias de corrientes.

El par máximo por amperio (*Maximum Torque Per Ampere, MTPA*) se adopta en la selección de referencias de corrientes. La producción de par en una PMSM es una función de $\Psi_m, L_{sd}, L_{sq}, i_{sd}, i_{sq}$. Hay un número infinito de combinaciones i_{sd} e i_{sq} que pueden generar la misma cantidad de torque. La generación de par se puede separar en dos componentes. El componente

producido a partir del flujo de magneto permanente se llama torque magnético, que se puede expresar como,

$$T_{magnetic} = \frac{3n_p}{2} \Psi_m i_{sq}$$

El otro componente producido a partir de la prominencia del rotor se llama par de reluctancia, que se puede expresar como,

$$T_{reluctance} = \frac{3n_p}{2} (L_{sd} - L_{sq}) i_{sq} i_{sd}$$

En este trabajo de titulación, se estudia una PMSM sobresaliente. Normalmente, la inductancia a lo largo del eje d es menor que la inductancia a lo largo del eje q, es decir, L_{sd} es menor que L_{sq} . $(L_{sd} - L_{sq})$ es siempre negativo, por lo tanto, un valor positivo de i_{sd} produciría un par de reluctancia negativo, que se opone al par magnético, por lo tanto, nunca se desea un valor positivo. Además, un i_{sd} negativo puede reducir la cantidad requerida de i_{sq} al ayudar en el par de reluctancia.

Las corrientes mínimas de fase pueden ser generadas por un i_{sd} particular, i_{sq} para cualquier nivel de par. Es similar a maximizar la salida de torque para una cantidad específica de corriente. Por lo tanto, el principio de funcionamiento se denomina MTPA.

Al introducir el ángulo actual y la corriente del estator I_s , el i_{sd}, i_{sq} se puede expresar mediante,

$$i_{sd} = I_s \cos \beta$$

$$i_{sq} = I_s \sin \beta$$

La ecuación de torque se puede representar por I_s ,

$$T_e = \frac{3n_p}{2} (\Psi_m I_s \sin \beta + (L_{sd} - L_{sq}) I_s^2 \sin \beta \cos \beta)$$

La derivada del torque T_e con respecto al ángulo actual es,

$$\frac{dT_e}{d\beta} = \frac{3n_p}{2} (\Psi_m I_s \cos\beta + (L_{sd} - L_{sq}) I_s^2 \cos 2\beta)$$

Deje que la derivada $\frac{dT_e}{d\beta}$ sea igual a 0, luego un ángulo de corriente fijo que puede generar un par máximo se calcula como:

$$\beta = \cos^{-1} \left(-\frac{\Psi_m}{4(L_{sd} - L_{sq}) I_s} - \sqrt{\frac{1}{2} + \left(\frac{\Psi_m}{4(L_{sd} - L_{sq}) I_s} \right)^2} \right)$$

Suponiendo que se requiera una solicitud de par positivo, la magnitud actual se puede calcular como,

$$I_{s.ref} = -\frac{\Psi_m}{2(L_{sd} - L_{sq}) \cos\beta} + \sqrt{\frac{2}{3n_p(L_{sd} - L_{sq}) \sin\beta \cos\beta} T_{e.req} + \left(\frac{\Psi_m}{2(L_{sd} - L_{sq}) \cos\beta} \right)^2}$$

Se debe agregar una limitación a la magnitud actual:

$$I_{s.ref.lim} = \text{Lim}\{I_{s.ref}\}_0^{I_{max}}$$

Por lo tanto, la corriente de referencia en las coordenadas d-q se puede describir como:

$$i_{sd.ref} = I_{s.ref.lim} \cos\beta$$

$$i_{sq.ref} = I_{s.ref.lim} \sin\beta$$

3.5. PWM e inversor.

Los sistemas de inversores PWM (Pulse Width Modulation) son ampliamente utilizados en una variedad de aplicaciones como unidad de acondicionamiento de energía en accionamientos eléctricos, por ejemplo, transmisión CC de alto voltaje, filtros de potencia activa, vehículos eléctricos, sistemas de energía alternativa y procesos industriales. Los inversores se dan cuenta de la conversión de energía DC-AC. La tensión de entrada de CC V_{dc} se puede obtener de la batería de almacenamiento en PHEV.

Se necesitan variadores de velocidad ajustables alimentados por inversor en el sistema de accionamiento PMSM. La conmutación del inversor juega un papel importante en el funcionamiento del sistema de accionamiento PMSM.

En este capítulo, los principios básicos de PWM se presentan en primer lugar, y después de eso el PWM sinusoidal se ilustra en detalle. El inversor trifásico se describe después de la introducción del SPWM y también se presentan las conexiones entre el SPWM y el inversor, lo que explica por qué la señal de voltaje de referencia generada por el controlador de corriente es igual a la señal de voltaje promedio establecida desde el inversor.

Los parámetros utilizados en el diseño del inversor se especifican a continuación.

Tabla 3. 2: Parámetros del inversor.

Parámetro	Unidad	Valor	Descripción
V_{batt}	V	330	Voltaje de la batería
R_{batt}	Ohm	0.25	Resistencia interna de la batería
C_{dc}	F	$500e - 6$	Capacitancia CC del convertidor

Elaborado por: Autor.

3.6. Modulación de ancho de pulso

PWM es una metodología de modulación que se basa en el ancho de la duración del pulso. Este pulso cambia junto con el tipo de señal de modulación. Por un lado, el método PWM puede utilizarse para la comunicación de señales o la transferencia de información, por otro lado, puede proporcionar la potencia del controlador para dispositivos eléctricos principales, particularmente motores.

En comparación con otras metodologías disponibles, la técnica PWM tiene las ventajas de una menor complejidad en su implementación y control, no hay desviación en la temperatura y no hay variación en la potencia debido a la senescencia.

Con el fin de obtener voltajes de CA de salida con la amplitud y frecuencia requeridas configuradas lo más cerca posible de la onda sinusoidal, se utilizan diversas estrategias de modulación de ancho de pulso para controlar el inversor de fuente de tensión.

Durante el diseño e implementación de PWM e inversor, se hacen las siguientes suposiciones:

- No cae la tensión en las válvulas (diodos, transistores), lo que significa que no se consideran las pérdidas de conducción.
- El tiempo de borrado se descuida.
- Las pérdidas de conmutación y las pérdidas de inversor fuera de estado también se descuidan.

3.7. Modulación de ancho de pulso (PWM) sinusoidal.

La técnica SPWM (modulación de ancho de pulso sinusoidal) es una de las técnicas de PWM más populares debido a sus beneficios de reducir el armónico de los inversores. ¿La razón es que se utilizan tres ondas sinusoidales y se desplazan como 120° diferencia de fase como señales de referencia para el inversor trifásico. En esta modulación, la señal de modulación es una onda sinusoidal y la onda portadora es una onda triangular. La teoría es comparar voltajes de referencia sinusoidales trifásicos $U_{a.ref}, U_{b.ref}, U_{c.ref}$ establecidos a partir del controlador de corriente con onda portadora para producir la señal lógica, S_a, S_b, S_c .

La señal lógica puede definir instantes de conmutación del transistor de potencia. Se activa y desactiva una secuencia de impulsos de voltaje en función de las señales lógicas dadas, lo que significa que las señales lógicas pueden disparar los interruptores del inversor respectivos.

Normalmente, la frecuencia de la onda portadora debe ser mucho mayor que la frecuencia de los voltajes de fase. De esta forma, se supone que la referencia de la tensión de fase es constante durante el período de conmutación. La frecuencia de la tensión de fase sinusoidal se elige en función

de la frecuencia de salida del inversor requerida (50/60 Hz). Los pulsos de amplitud constante con distintos ciclos de trabajo en cada período son la principal característica de la técnica SPWM. El ancho de estos pulsos varía para obtener el control de la tensión de salida del inversor y la reducción de armónicos.

Los principios de PWM sinusoidal se muestran en la figura 3.7, es decir, la comparación entre los voltajes de referencia y la onda triangular y la generación de señal lógica que puede determinar los patrones de conmutación del inversor. La señal lógica S_a, S_b, S_c se genera por comparación entre los voltajes de referencia y la onda portadora. Los patrones de conmutación se pueden obtener mediante las ecuaciones (3.1), (3.2), (3.3).

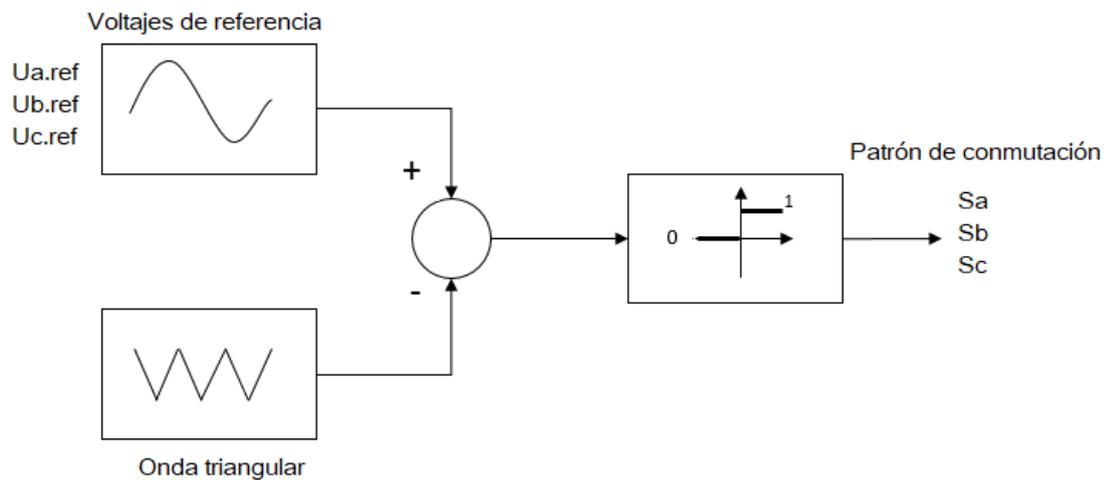


Figura 3. 7: PWM sinusoidal
Elaborado por: Autor.

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{if } u_{a.ref} \geq \text{Onda triangular} \\ 0 & \text{if } u_{a.ref} < \text{Onda triangular} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{if } u_{b.ref} \geq \text{Onda triangular} \\ 0 & \text{if } u_{b.ref} < \text{Onda triangular} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{if } u_{c.ref} \geq \text{Onda triangular} \\ 0 & \text{if } u_{c.ref} < \text{Onda triangular} \end{cases}$$

Figura 3. 8: Técnicas de generación de señal SPWM convencional para el inversor trifásico.
Elaborado por: Autor.

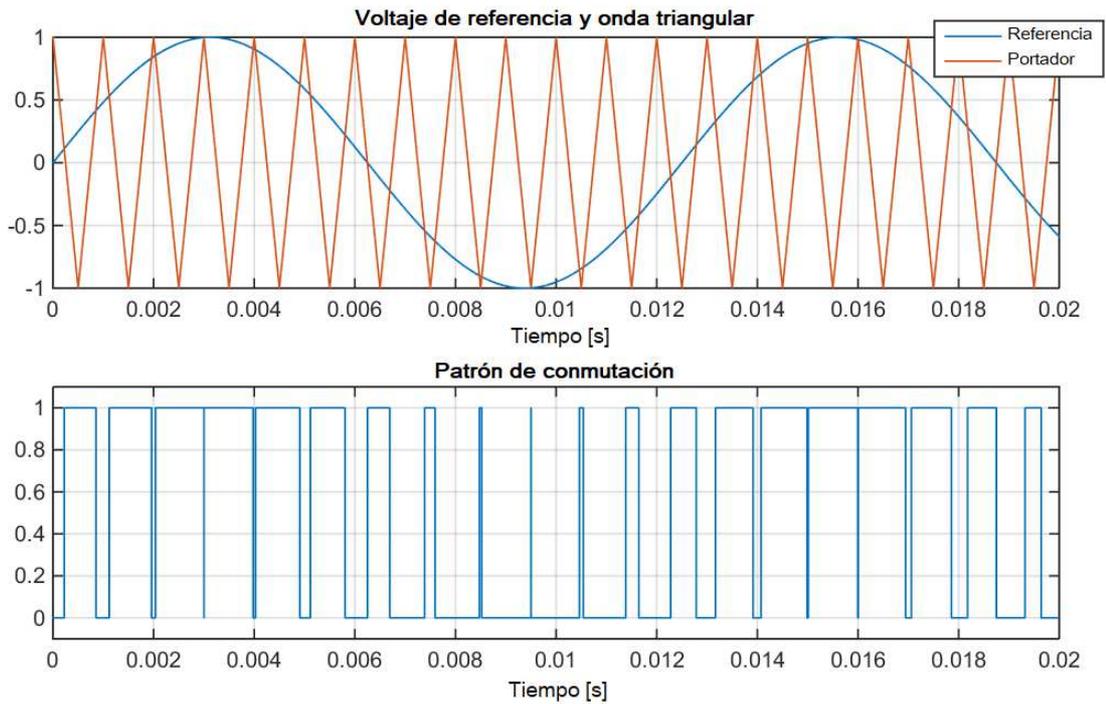


Figura 3. 9: Ondas básicas sinusoidales PWM
Fuente: (Raju, Islam, & Uddin, 2013)

3.7.1. Implementación Matemática

Es bien sabido que el valor de un ciclo de trabajo debe estar entre 0 y 1. La tensión de fase sinusoidal máxima es $\frac{V_{dc}}{2}$. Los ciclos de trabajo d_a, d_b, d_c se pueden calcular a partir de las referencias de tensión de fase $u_{a.ref}, u_{b.ref}, u_{c.ref}$ y la tensión de CC- V_{dc} como

$$d_a = 0.5 + \frac{u_{a.ref}}{V_{dc}}$$

$$d_b = 0.5 + \frac{u_{b.ref}}{V_{dc}}$$

$$d_c = 0.5 + \frac{u_{c.ref}}{V_{dc}}$$

Es evidente que los valores de los ciclos de servicio d_a, d_b, d_c están comprendidos entre 0 y 1. Las señales lógicas S_a, S_b, S_c pueden obtenerse comparando los ciclos de trabajo y la onda portadora.

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{if } d_a \geq \text{Onda portadora} \\ 0 & \text{if } d_a < \text{Onda portadora} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{if } d_b \geq \text{Onda portadora} \\ 0 & \text{if } d_b < \text{Onda portadora} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{if } d_c \geq \text{Onda portadora} \\ 0 & \text{if } d_c < \text{Onda portadora} \end{cases}$$

En este caso, la onda portadora es una onda triangular entre 0 y 1. El ancho de los pulsos S_a, S_b, S_c se puede variar cambiando el ciclo de trabajo de PWM.

3.8. Inversor

El VSI (inversor de fuente de voltaje) tiene una tensión de entrada de CC V_{dc} obtenida de la batería. La magnitud de esta tensión de entrada de CC suele ser constante. El inversor debe utilizar este voltaje de entrada de CC y voltaje de referencia para producir voltaje de salida de CA, donde la magnitud y la frecuencia se pueden controlar.

El voltaje y la corriente están controlados con 120° diferente en cada fase. Las señales de control de los inversores PWM trifásicos tienen muchos patrones de conmutación. Las operaciones del inversor trifásico se pueden definir en ocho modos que muestran el estado de cada interruptor en cada modo de operación.

La figura 3.10 muestra un diagrama de bloques del inversor trifásico, con la finalidad de evitar estados de conmutación indefinidos y voltajes de línea de salida de CA indefinidos en el inversor, los interruptores de cualquier tramo del inversor no se pueden desconectar simultáneamente.

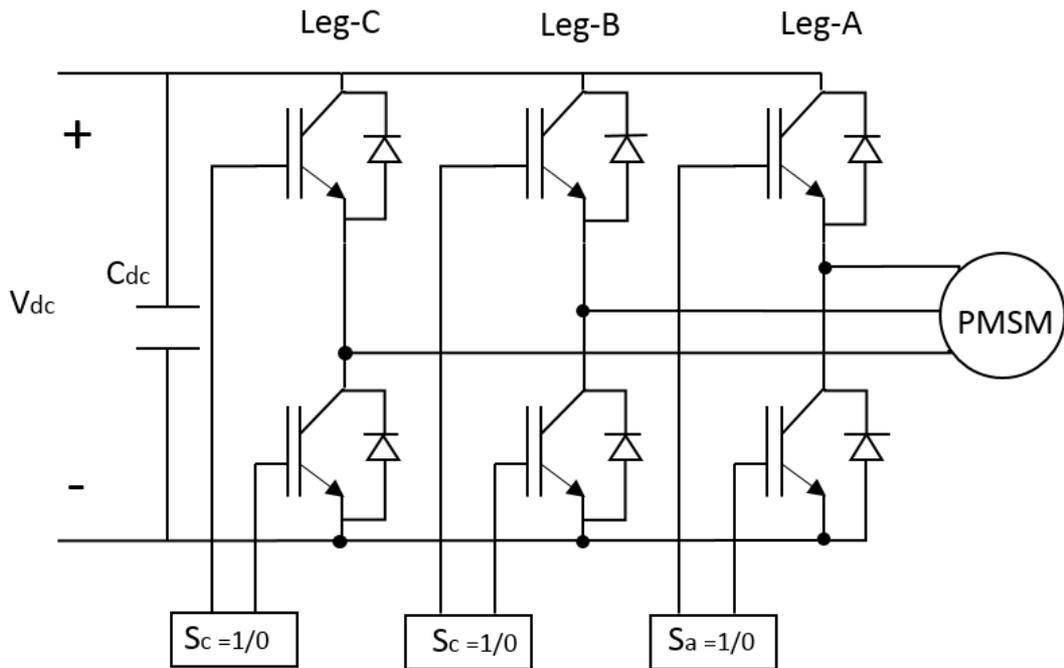


Figura 3. 10: Inversor trifásico
Elaborado por: Autor.

De acuerdo con la figura 3.10, tres patas tienen seis interruptores. Cada pierna tiene un interruptor superior y un interruptor inferior. El interruptor superior y el interruptor inferior no pueden encenderse o apagarse simultáneamente. Por lo tanto, cada pata tiene dos estados: interruptor superior encendido, interruptor inferior apagado o interruptor superior apagado, interruptor inferior encendido. Tres piernas por lo tanto tienen ocho modos de operación.

El estado de los interruptores de cada tramo puede determinarse mediante los estados de conmutación S_a, S_b, S_c . Para la pata A, $S_a = 1$ significa interruptor superior encendido, interruptor inferior apagado, a la inversa, $S_a = 0$ significa interruptor superior apagado, interruptor inferior encendido.

Del mismo modo, para la pata B, $S_b = 1$ significa interruptor superior encendido, interruptor inferior apagado, a la inversa, $S_b = 0$ significa interruptor superior apagado, interruptor inferior encendido. Para la pierna C, $S_c = 1$ significa interruptor superior encendido, interruptor inferior apagado, a

la inversa, $S_c = 0$ significa interruptor superior apagado, interruptor inferior encendido.

Como los estados de conmutación S_a, S_b, S_c siempre serán 0 o 1, el interruptor superior o el interruptor inferior estarán encendidos. Por lo tanto, el inversor se puede simplificar cambiando los interruptores electrónicos a "interruptores mecánicos", tal como se muestra en la figura 3.11, es el inversor trifásico simplificado con circuito RL trifásico.

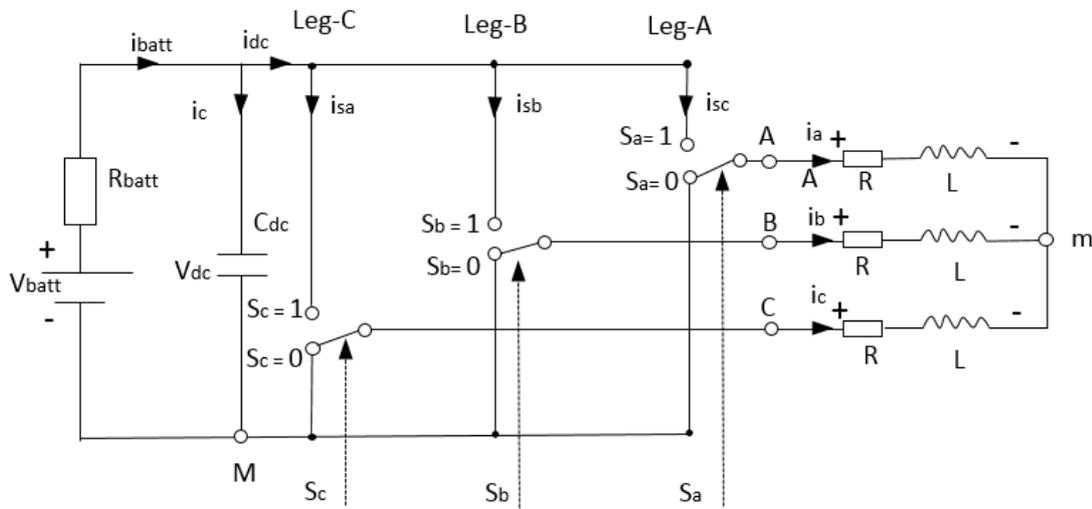


Figura 3. 11: inversor trifásico simplificado con circuito trifásico RL
Elaborado por: Autor.

La derivación de los voltajes de fase es la siguiente:

Según la figura 3.11, desde el punto A al punto m, la tensión de fase A es:

$$u_a = V_{Am} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a$$

Donde e_a es la parte posterior-EMF de la fase A

$$u_b = V_{Bm} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b$$

Donde e_b es la parte posterior-EMF de la fase B

$$u_c = V_{Cm} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c$$

Donde e_c es la parte trasera-EMF de la fase C

La suma de V_{Am}, V_{Bm}, V_{Cm} es

$$V_{Am} + V_{Bm} + V_{Cm} = R(i_a + i_b + i_c) + Lc \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + (e_a + e_b + e_c)$$

Donde $i_a + i_b + i_c = 0$, suponiendo que el EMF reverso no tiene secuencia cero, por lo tanto $e_a + e_b + e_c$ es igual a 0. Por lo tanto,

$$V_{Am} + V_{Bm} + V_{Cm} = 0$$

Los voltajes desde el punto A, B, C al punto M son:

$$V_{AM} = V_{Am} + V_{mM}$$

$$V_{BM} = V_{Bm} + V_{mM}$$

$$V_{CM} = V_{Cm} + V_{mM}$$

La suma de V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} es

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = (V_{Am} + V_{Bm} + V_{Cm}) + 3V_{mM}$$

Due to $V_{Am} + V_{Bm} + V_{Cm} = 0$, the V_{mM} is

$$V_{mM} = \frac{V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}}{3}$$

Por lo tanto, los voltajes de fase u_a, u_b, u_c pueden expresarse como:

$$u_a = V_{Am} = V_{AM} - V_{mM} = V_{AM} - \frac{V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}}{3} = \frac{2}{3}V_{AM} - \frac{1}{3}(V_{BM} + V_{CM})$$

$$u_b = V_{Bm} = V_{BM} - V_{mM} = V_{BM} - \frac{V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}}{3} = \frac{2}{3}V_{BM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{CM})$$

$$u_c = V_{Cm} = V_{CM} - V_{mM} = V_{CM} - \frac{V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}}{3} = \frac{2}{3}V_{CM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM})$$

El promedio de V_{AM} puede expresarse mediante la tensión de enlace CC V_{dc} y el ciclo de trabajo da:

$$V_{AM.avg} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{AM} dt = V_{dc} d_a$$

Del mismo modo, V_{BM}, V_{CM} se puede expresar como:

$$V_{BM.avg} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{BM} dt = V_{dc} d_b$$

$$V_{CM.avg} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CM} dt = V_{dc} d_c$$

El promedio de V_{mM} es

$$V_{mM.avg} = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} V_{mM} dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}}{3} dt = \frac{V_{dc}}{3} (d_a + d_b + d_c)$$

Por lo tanto, el voltaje de fase promedio se puede expresar como:

$$u_{a.avg} = V_{Am.avg} = V_{AM.avg} - V_{mM.avg} = V_{dc} d_a - \frac{V_{dc}}{3} (d_a + d_b + d_c)$$

$$u_{b.avg} = V_{Bm.avg} = V_{BM.avg} - V_{mM.avg} = V_{dc} d_b - \frac{V_{dc}}{3} (d_a + d_b + d_c)$$

$$u_{c.avg} = V_{Cm.avg} = V_{CM.avg} - V_{mM.avg} = V_{dc} d_c - \frac{V_{dc}}{3} (d_a + d_b + d_c)$$

Con base en las ecuaciones del ciclo de trabajo (3.4), (3.5), (3.6), el voltaje de fase promedio puede escribirse adicionalmente como

$$u_{a.avg} = V_{dc} d_a - \frac{V_{dc}}{3} (d_a + d_b + d_c) = 0.5V_{dc} + u_{a.ref} - 0.5V_{dc} - \frac{u_{a.ref} + u_{a.ref} + u_{a.ref}}{3}$$

$$u_{b.avg} = V_{dc} d_b - \frac{V_{dc}}{3} (d_a + d_b + d_c) = 0.5V_{dc} + u_{b.ref} - 0.5V_{dc} - \frac{u_{a.ref} + u_{a.ref} + u_{a.ref}}{3}$$

$$u_{c.avg} = V_{dc} d_c - \frac{V_{dc}}{3} (d_a + d_b + d_c) = 0.5V_{dc} + u_{c.ref} - 0.5V_{dc} - \frac{u_{a.ref} + u_{a.ref} + u_{a.ref}}{3}$$

Como $u_{a.ref} + u_{a.ref} + u_{a.ref}$ es igual a cero, los voltajes de fase son:

$$u_{a.avg} = u_{a.ref}$$

$$u_{b.avg} = u_{a.ref}$$

$$u_{c.avg} = u_{a.ref}$$

Muestra que la señal de voltaje de referencia generada por el controlador de corriente es igual a la señal de voltaje promedio establecida desde el inversor.

De la figura 3.11, la batería se supone como una tensión fija, V_{batt} , la R_{batt} es la resistencia. Para el condensador de enlace de CC, se tiene:

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = i_c = i_{batt} - i_{dc}$$

$$i_{batt} = \frac{V_{batt} - V_{dc}}{R_{batt}}$$

Por lo tanto,

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{V_{batt} - V_{dc}}{R_{batt}} - i_{dc}$$

Tomando la transformada de Laplace, entonces el voltaje del DC-link puede expresarse como:

$$V_{dc} = \left(\frac{V_{batt} - V_{dc}}{R_{batt}} - i_{dc} \right) \frac{1}{C_{dc} s}$$

El i_{dc} de corriente del enlace CC se expresa como:

$$i_{dc} = i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c$$

3.9. Resultados de simulación y análisis

En este capítulo, con el fin de verificar la efectividad del modelo matemático desarrollado y los algoritmos adoptados en el trabajo de titulación, se presentan varios resultados de simulación. Se analizan las características de estado estacionario de un PMSM. Además, se lleva a cabo el análisis de

la unidad de velocidad variable. Los problemas observados durante el proceso de simulación también se demuestran. Los modelos de simulación se implementan en MatLab/Simulink, operando a una frecuencia de muestreo de 10 kHz. En la tabla 3.3 se muestran los parámetros del motor utilizados en la simulación sobre MatLab/Simulink.

Tabla 3. 3: Parámetros del motor eléctrico.

Parámetro	Unidad	Valor	Descripción
P_n	W	30000	Potencia nominal
P_{max}	W	75000	La punta del Poder
V_n	V	215	Tensión nominal (CA, fase a fase)
I_n	A	150	Corriente nominal (RMS)
I_{max}	A	430	Corriente máxima (RMS)
ω_n	RPM	4775	Velocidad nominal
ω_{max}	RPM	13000	Velocidad máxima
T_n	Nm	60	Par nominal
T_{max}	Nm	175	Par máximo

Elaborado por: Autor.

3.10. Análisis de las características del estado estable.

Para evaluar el rendimiento del motor, la medida en que cae la velocidad cuando se aplica la carga, y la variación en la velocidad con el voltaje aplicado serían las primeras preguntas que deben estudiarse. Las características de estado estable pueden indicar cómo se comporta el motor después de que los efectos transitorios disminuyen. Es más fácil de predecir y analizar que las características transitorias.

En primer lugar, el motor sin entrada de carga adicional se controla para alcanzar y operar en un estado estable, es decir, la velocidad nominal. Sin carga adicional, el motor funciona sin par externo, la única resistencia mecánica es la debida a su propia fricción. La figura 3.12 muestra una variación de la velocidad del rotor con el tiempo. La velocidad real del rotor alcanza la velocidad de referencia en poco tiempo con el controlador de velocidad. La velocidad de referencia es la velocidad nominal, es decir, la velocidad de estado estable.

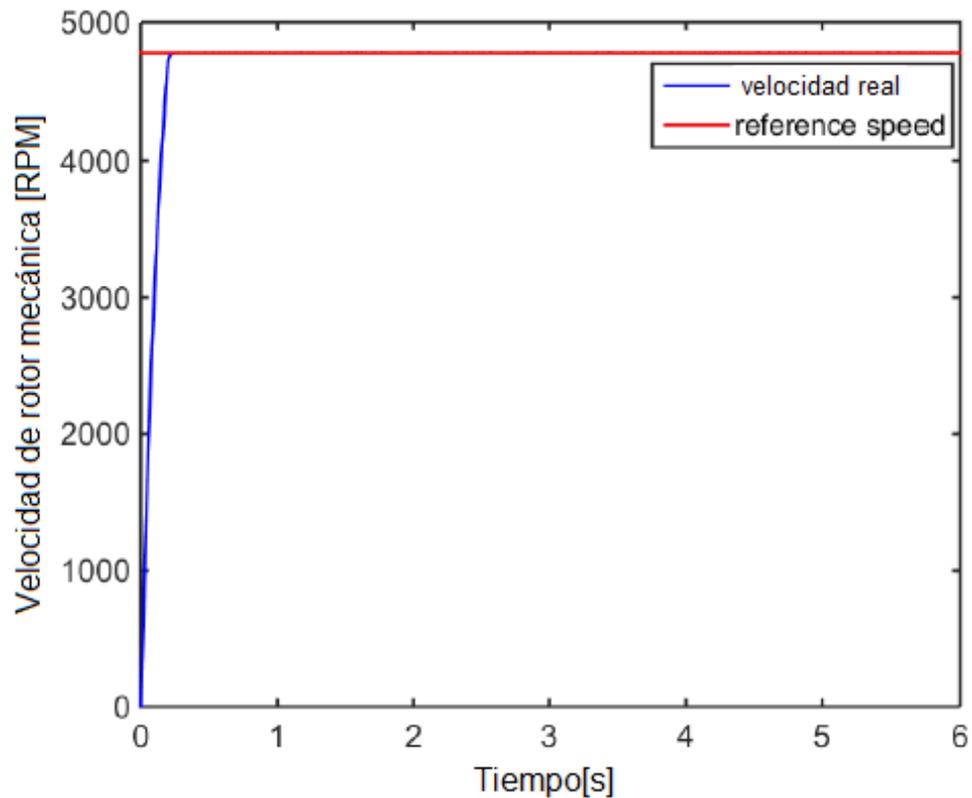


Figura 3. 12: Variación de la velocidad del motor al rastrear la velocidad nominal
Elaborado por: Autor.

La figura 3.13 muestra las corrientes trifásicas en el estado inicial y en el estado estacionario. A partir de la figura 3.13 (a), es evidente que las corrientes no son sinusoidales y no son estables debido a que el motor está tratando de alcanzar la velocidad nominal. La figura 3.13 (b) muestra que las corrientes se vuelven sinusoidales cuando el motor alcanza la velocidad nominal en estado estacionario.

El componente dq correspondiente de la corriente se da en la figura 3.14. Tanto la corriente del eje d como la de q están presentes. Está claro que i_{sq}, i_{sd} está siguiendo $i_{sq.ref}, i_{sd.ref}$ respectivamente todo el tiempo desde el principio hasta el estado estable. La corriente i_{sd} siempre es negativa para producir el par de reluctancia positiva, en lugar de oponerse al par magnético.

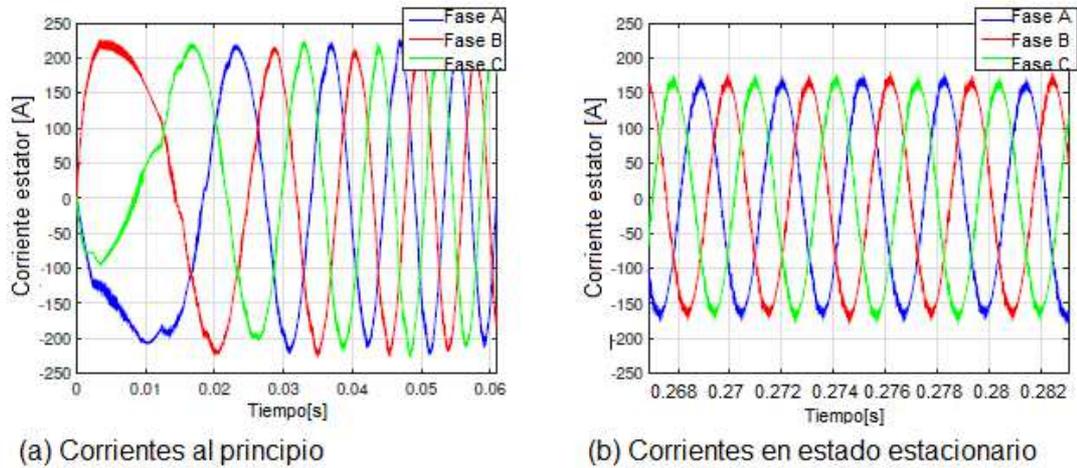


Figura 3. 13: Corrientes trifásicas al rastrear la velocidad nominal
Elaborado por: Autor.

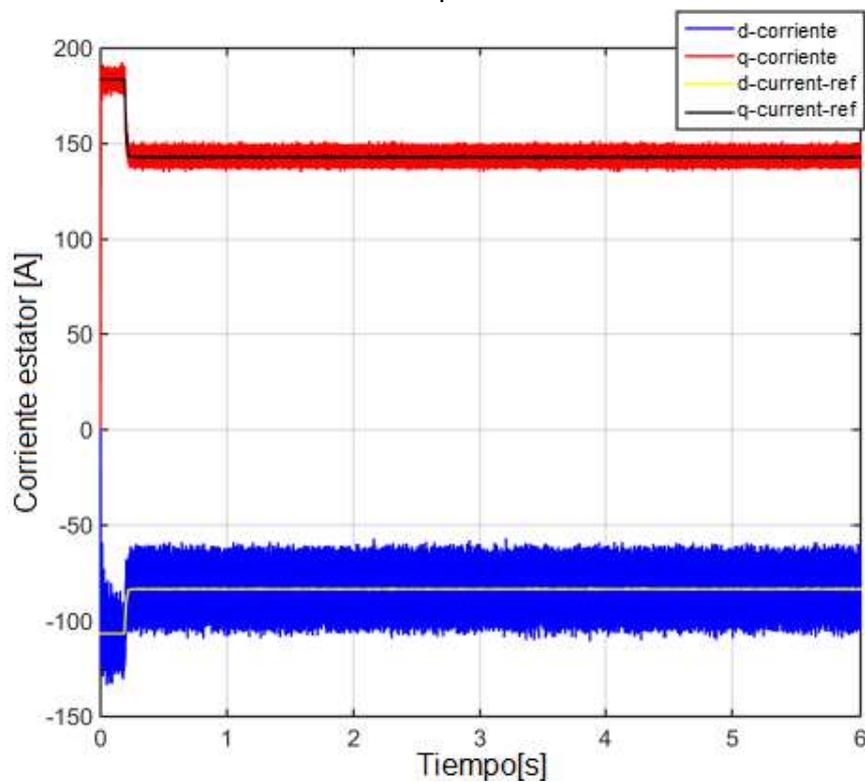


Figura 3. 14: Corrientes del estator en coordenadas dq
Elaborado por: Autor.

La figura 3.15 muestra los voltajes trifásicos en estado estacionario. Mientras que, la figura 3.16 muestra el par eléctrico del motor y el par de carga producido únicamente por su propia fricción. Para operar a velocidad nominal, el par aumenta rápidamente para alcanzar el par nominal de 60 Nm. Además, es obvio que el par del motor es igual al par de carga dado que el motor está funcionando en estado estable. La gran ondulación de par en funcionamiento en estado estable es una de sus principales deficiencias.

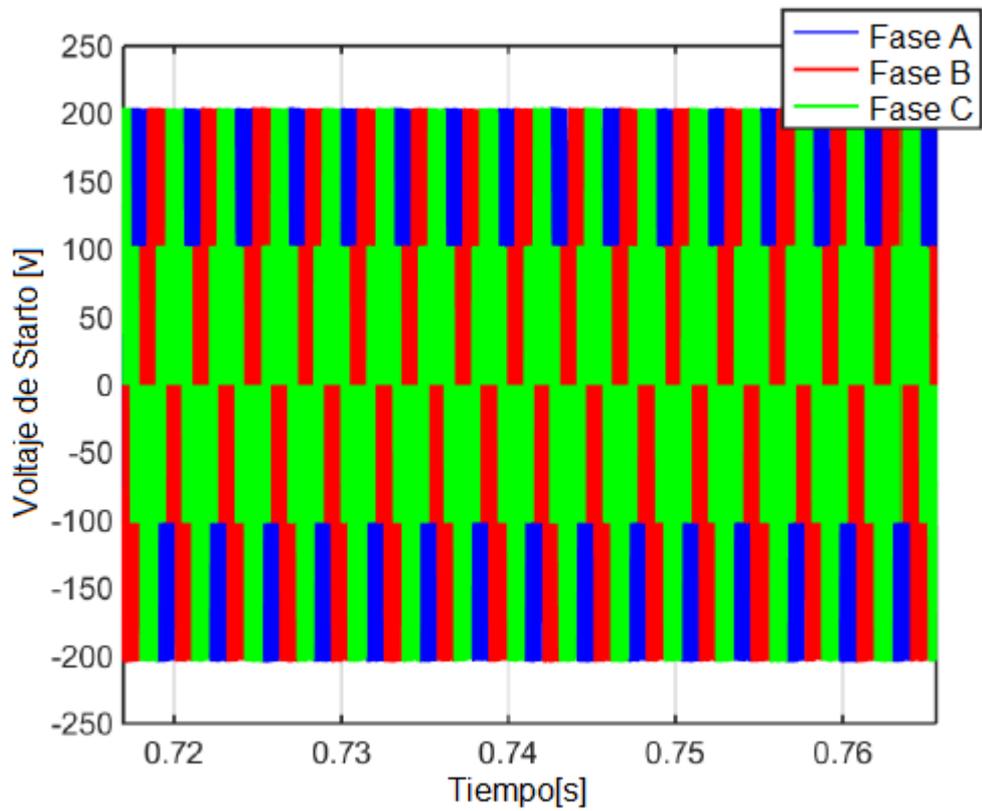


Figura 3. 15: Tensões trifásicas em estado estacionario
Elaborado por: Autor.

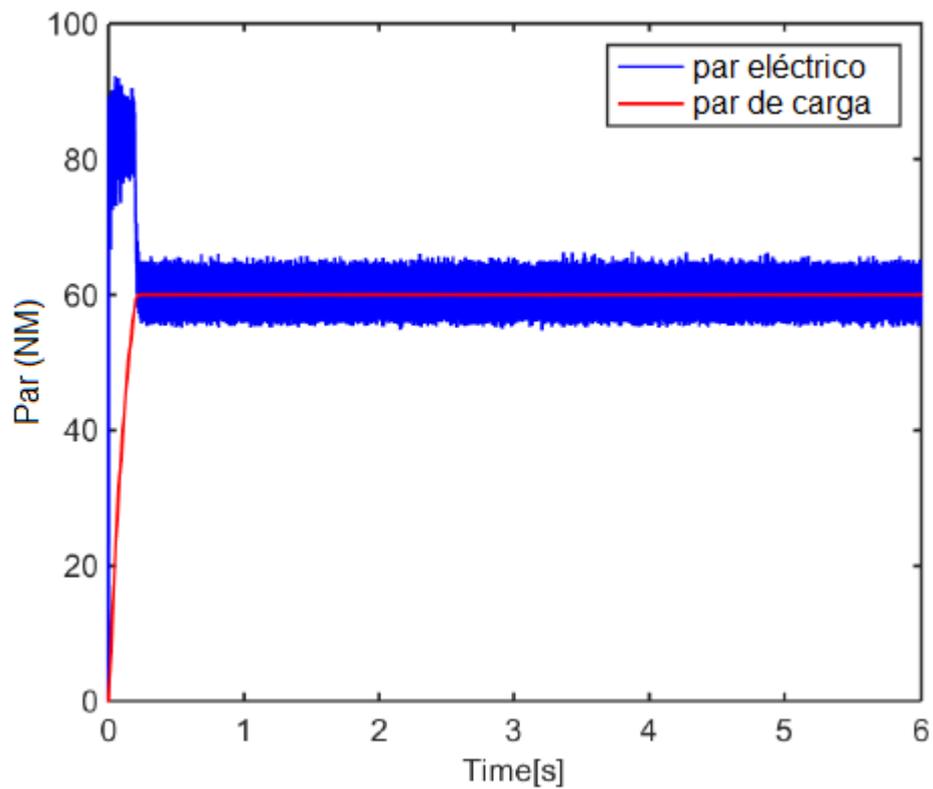


Figura 3. 16: Par del motor eléctrico y par de carga sin par externo en estado estable
Elaborado por: Autor.

El torque del motor eléctrico se produce en base al flujo magnético y la corriente de armadura. El par de carga es proporcional al producto de fuerza y distancia. La corriente del motor varía en relación con la cantidad de par de carga ejercida. Cuando el motor está funcionando en estado estable, la corriente es constante y el par del motor es igual y opuesto al par de carga.

La figura 3.16 muestra cuando un motor está acelerando, el par del motor es más alto que el par de carga. Por el contrario, cuando un motor está desacelerando, el par del motor es menor que el par de carga. Cuando se ha cambiado la carga en el eje, es necesario explorar cómo variará la velocidad.

Se introdujeron cambios de dos pasos en el par de carga en el segundo y cuarto segundo comenzando desde 0 Nm hasta 10 Nm y desde 10 Nm hasta 20 Nm, respectivamente. Para lograr el comando de velocidad nominal de 4775 RPM, el torque de salida del motor aumentó con la aplicación de un par de carga más alto que se puede ver en la figura 3.17.

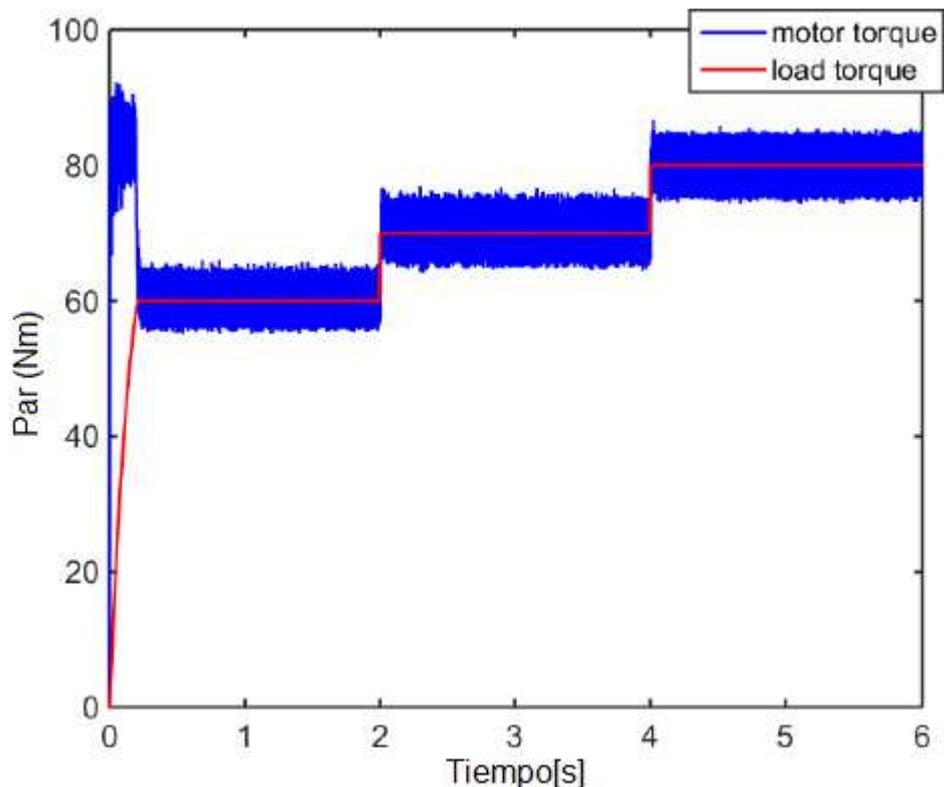


Figura 3. 17: Variación del par del motor con entrada de carga extra al rastrear la velocidad de comando
Elaborado por: Autor.

La figura 3.18 muestra cómo varía la velocidad cuando se requiere la velocidad nominal. La figura 3.18 (a) muestra la vista de la variación de velocidad durante todo el proceso de simulación. La velocidad del motor básicamente se mantuvo constante después de la aceleración. Cuando se aplica el par de carga, la caída en la velocidad es muy pequeña, tal como se observa en la figura 3.18 (b). Es bastante deseable para la mayoría de las aplicaciones, ya que lo único que se puede mantener a una velocidad casi constante, es establecer el voltaje apropiado de la armadura y mantenerlo constante.

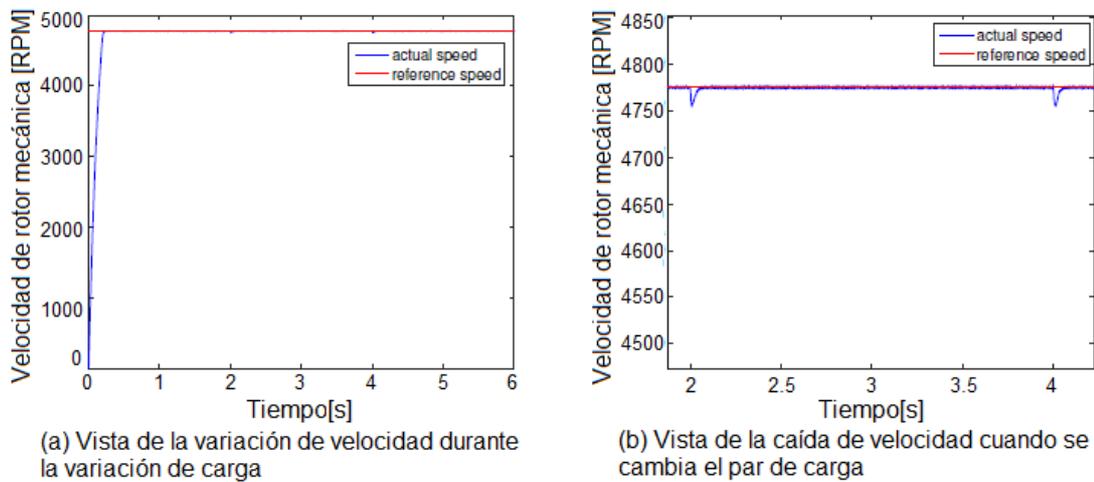


Figura 3. 18: Variación de velocidad durante la variación de carga
Elaborado por: Autor.

La figura 3.19 muestra las variaciones de las corrientes trifásicas durante la variación de la carga. Está claro que las corrientes del motor varían cuando se aplica el par de carga diferente. Mientras que, la figura 3.20 muestra las variaciones de las corrientes i_{sd} , i_{sq} durante la variación de la carga. Las amplitudes de ambas corrientes aumentaron con el incremento del par de carga aplicado. En consecuencia, se indica que las corrientes del estator aumentarán si se incrementa el par de carga aplicado al motor.

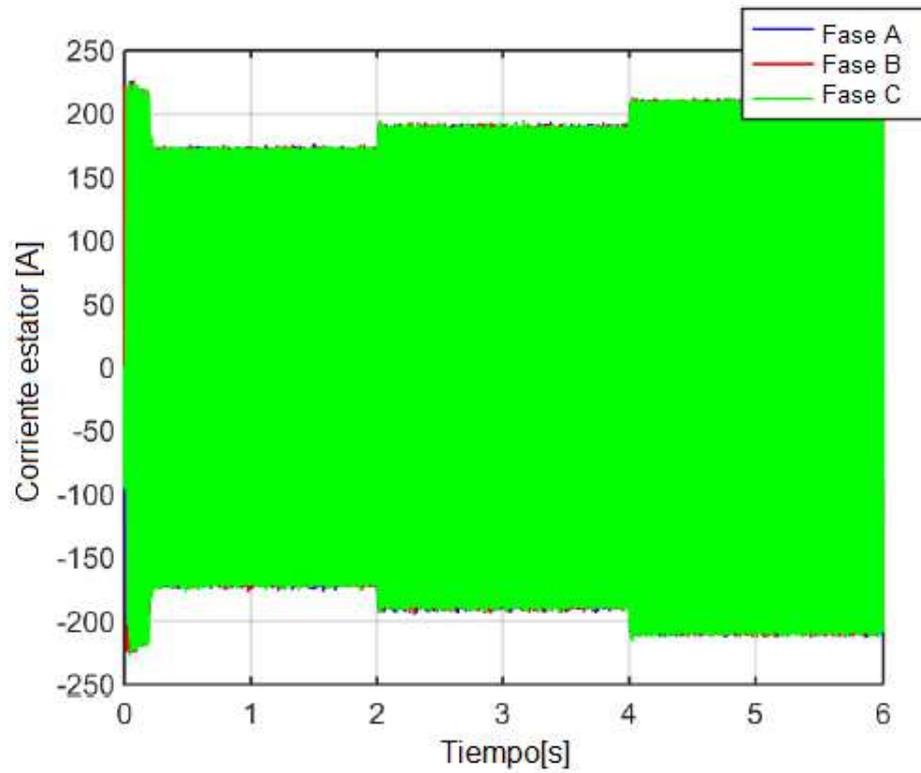


Figura 3. 19: Variaciones de corrientes trifásicas durante la variación de carga
Elaborado por: Autor.

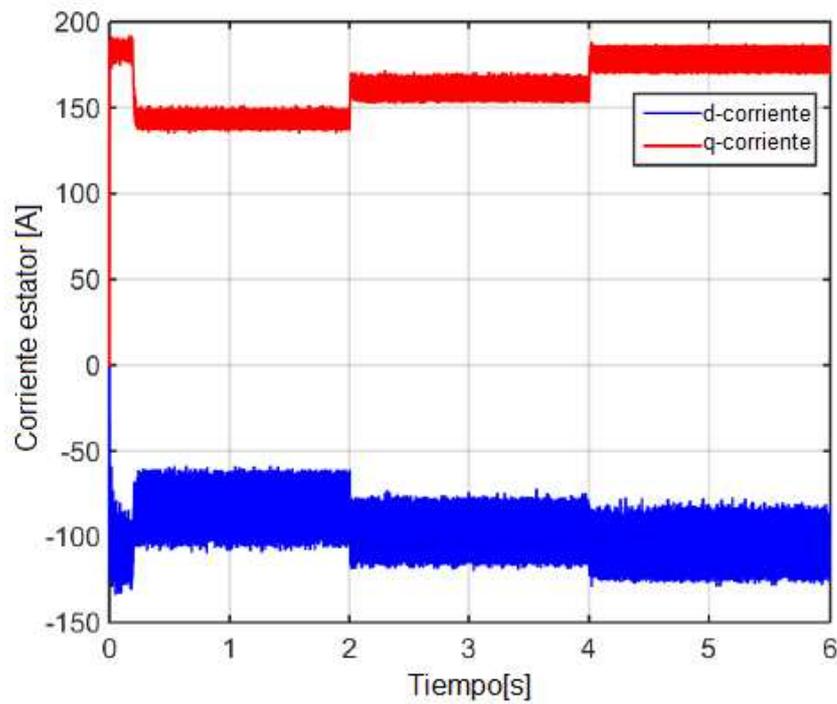


Figura 3. 20: Corrientes de los ejes i_{sd} , i_{sq} variaciones durante la variación de la carga a la velocidad nominal.
Elaborado por: Autor.

De las figuras anteriores, independientemente de que el motor funcione sin carga o con carga variable, la velocidad del rotor, el par eléctrico, las

corrientes y los voltajes pueden alcanzar el estado estable y seguir las referencias respectivas, lo que significa que el sistema tiene una buena respuesta.

3.11. Análisis de accionamiento de velocidad variable

En esta sección, se analizan las características del variador de velocidad. Una onda sinusoidal es la velocidad de entrada. Esta es una forma simple de verificar si el motor puede comportarse bien en un escenario de velocidad variable. La figura 3.21 describe la respuesta de velocidad del rotor debido a la referencia de velocidad de entrada sinusoidal. La velocidad real y la velocidad de referencia se superponen aproximadamente. El sistema tiene un buen rendimiento al rastrear una velocidad de comando sinusoidal.

La figura 3.22 muestra el par eléctrico real y su par de referencia. El par real y el par de referencia casi se superponen. También demuestra que cuando el motor rastrea la velocidad de entrada sinusoidal, el par eléctrico también varía en forma sinusoidal.

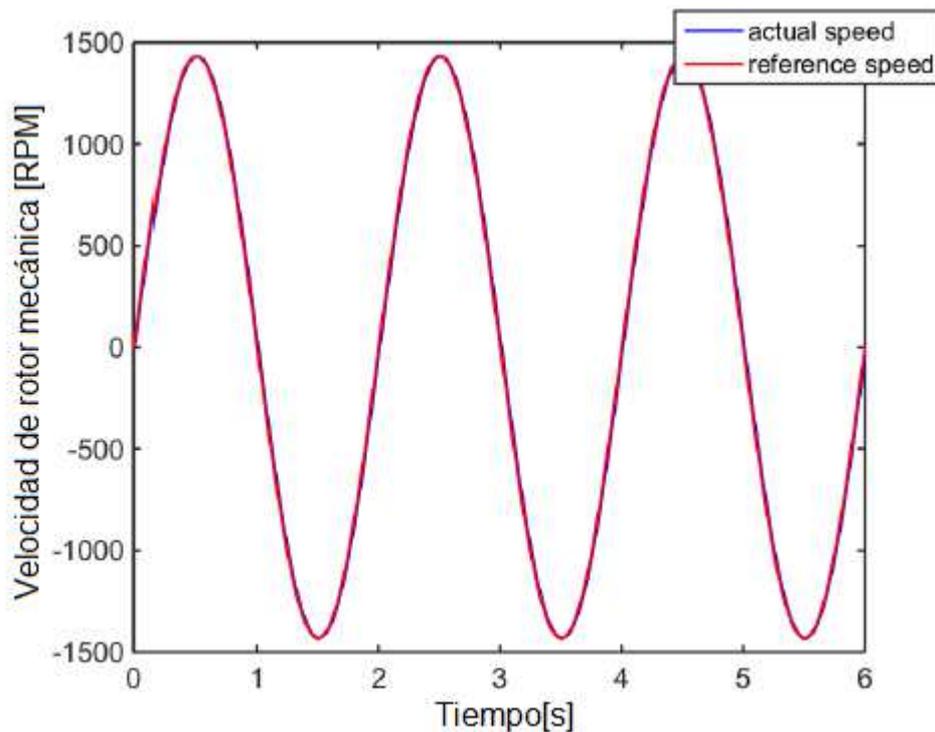


Figura 3. 21: Velocidad mecánica del rotor al rastrear la velocidad de entrada sinusoidal

Elaborado por: Autor.

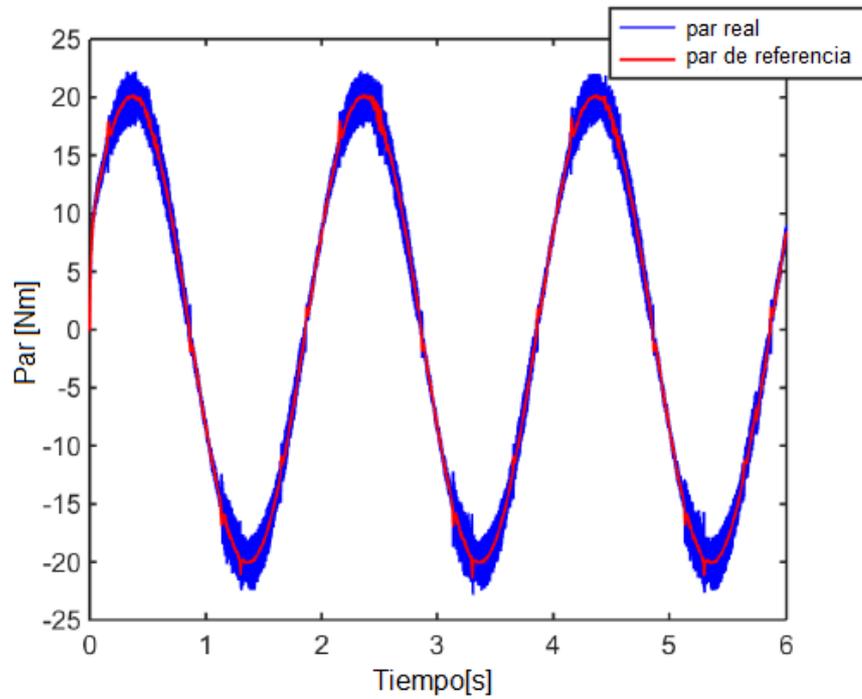


Figura 3. 22: Par eléctrico al seguir la velocidad de entrada sinusoidal
Elaborado por: Autor.

La Figura 3.23 muestra variaciones de corriente trifásicas al rastrear la velocidad de entrada sinusoidal.

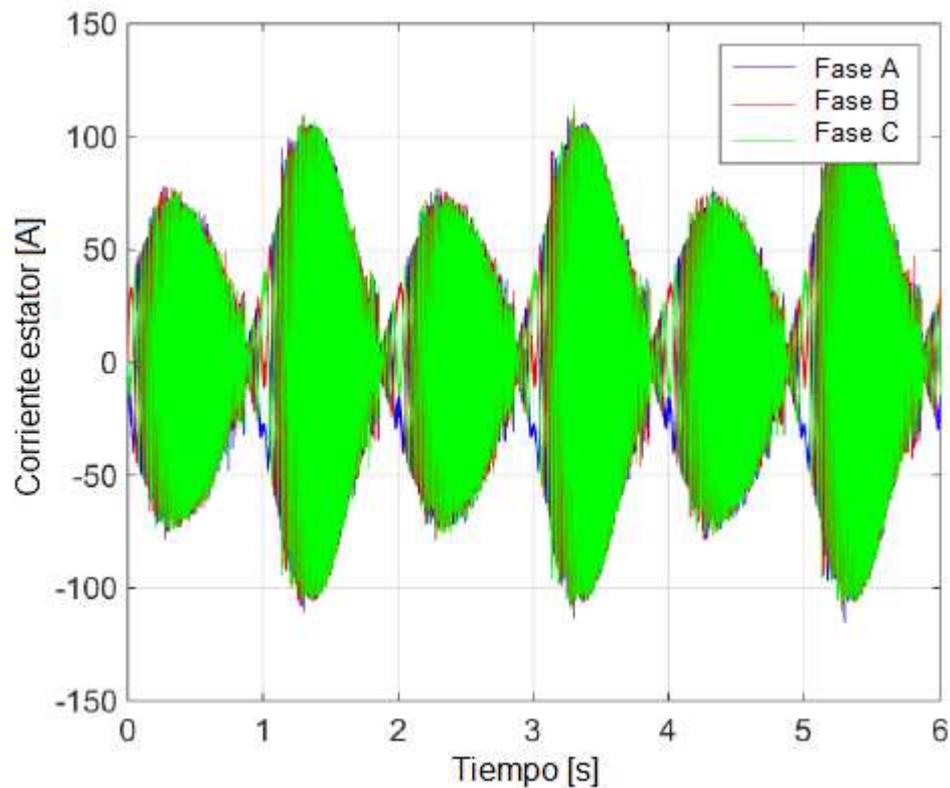


Figura 3. 23: Corriente de estator trifásica al rastrear la velocidad de entrada sinusoidal
Elaborado por: Autor.

La figura 3.24 muestra las variaciones de las corrientes i_{sd} , i_{sq} al rastrear la velocidad de entrada sinusoidal.

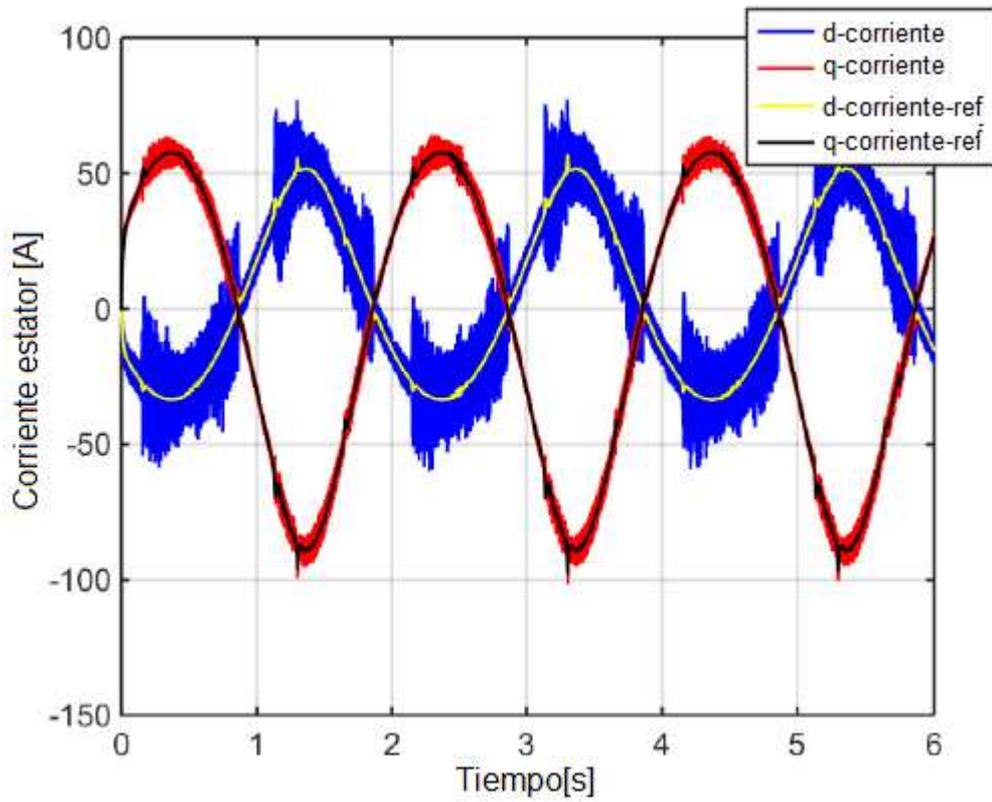


Figura 3. 24: Corrientes de los ejes i_{sd} , i_{sq} variaciones al seguir la velocidad de entrada sinusoidal
Elaborado por: Autor.

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.1. Conclusiones.

- Este trabajo de titulación presentó el diseño, implementación y simulación del modelo matemático de un PMSM y algoritmos de control para unidades de PMSM que se pueden aplicar a una serie de aplicaciones de máquina eléctrica e inclusive automotrices.
- Durante la derivación del modelo matemático de un PMSM, se adoptaron las transformaciones de Clark y Park para transformar las coordenadas trifásicas en un marco de referencia bifásico (d-q). El control vectorial se utilizó en todo el diseño de control.
- El regulador actual y el controlador de velocidad se diseñaron según el IMC. El cálculo adecuado de los parámetros del controlador PI aseguró el funcionamiento correcto y la alta precisión del controlador. La modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) y el inversor se asumieron en situaciones ideales.
- Finalmente, de acuerdo con los resultados de la simulación, se muestra que el modelo de simulación tiene un buen rendimiento tanto en el estado estable como en el escenario de la unidad de velocidad variable al rastrear la velocidad del comando, que verifica el modelo PMSM y los algoritmos de control.

4.2. Recomendaciones.

A continuación, se muestran algunas sugerencias para futuras investigaciones en relación con algunos problemas que no se resolvieron en el trabajo de titulación o algunas ideas que pueden mejorar el rendimiento del sistema de accionamiento eléctrico.

- El método de modulación se puede mejorar. La modulación de ancho de pulso sinusoidal se adopta debido a su simplicidad y rendimiento aceptable. Se deben realizar pruebas experimentales para verificar aún

más los resultados de la simulación. Sin embargo, se podría utilizar la modulación de vector espacial (*Space Vector Modulation, SVM*) alternativa de modulación más agradable y compararla con la SPWM. Aunque, la SVM es conocido por su efectividad, simple implementación y reducción de armónicos, pero es posible realizar una comparativa entre ambas modulaciones.

- En el diseño e implementación de SPWM e inversor, no se tuvieron en cuenta las pérdidas y se consideró que SPWM estaba en una situación ideal. De hecho, las pérdidas y el tiempo de supresión del inversor deben estudiarse, ya que son bastante importantes en la práctica.
- Finalmente, sería fascinante investigar y probar cómo la unidad de control del motor se comporta experimentalmente.

Bibliografía

- Abassi, M., Khlaief, A., Saadaoui, O., Chaari, A., & Boussak, M. (2017). Performance analysis of PMSM DTC drives under inverter fault. En *2017 International Conference on Advanced Systems and Electric Technologies (IC_ASET)* (pp. 244–249). Hammamet, Tunisia: IEEE. <https://doi.org/10.1109/ASET.2017.7983699>
- Cotte Corredor, J. M., & Moreno Pineda, A. F. (2010). *Diseño de control robusto de velocidad de motores Brushless para robótica aérea* (Trabajo de Grado). Universidad Nacional de Colombia, Bogotá, Colombia. Recuperado de <http://bdigital.unal.edu.co/1896/>
- Genduso, F., Miceli, R., Rando, C., & Galluzzo, G. R. (2010). Back EMF Sensorless-Control Algorithm for High-Dynamic Performance PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(6), 2092–2100. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2034182>
- Han, S.-R., Lee, K.-Y., & Jeong, B.-H. (2015). A Study On The Stator Slot Shape Design of BLDC Motor. *Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers*, 29(5), 41–49. <https://doi.org/10.5207/JIEIE.2015.29.5.041>
- Krishnan, R. (2010). *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. Boca Raton: CRC Press/Taylor & Francis.
- Liu, D., Zhang, Y., & Pan, L. (2012). Back-EMF Estimation Based on Extended Kalman Filtering in Application of BLCD Motor. En X. Wang, F. Wang, & S. Zhong (Eds.), *Electrical, Information Engineering and Mechatronics 2011* (Vol. 138, pp. 1955–1967). London: Springer London. Recuperado de http://link.springer.com/10.1007/978-1-4471-2467-2_232
- Moehle, N., & Boyd, S. (2015). Optimal current waveforms for brushless permanent magnet motors. *International Journal of Control*, 88(7), 1389–1399. <https://doi.org/10.1080/00207179.2015.1012558>

- Raju, N. I., Islam, S., & Uddin, A. A. (2013). Sinusoidal PWM Signal Generation Technique for Three Phase Voltage Source Inverter with Analog Circuit & Simulation of PWM Inverter for Standalone Load & Micro-grid System. *International Journal of Renewable Energy Research*, 3(3), 647–658.
- Sanjuan, J. J. V., Flores, J. L., Mendoza, E. Y., & Tlaxcaltecatl, M. E. (2018). A sensorless passivity-based control for PMSM. En *2018 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)* (pp. 86–91). Cholula: IEEE. <https://doi.org/10.1109/CONIELECOMP.2018.8327180>
- Toliyat, H. A., & Kliman, G. B. (Eds.). (2004). *Handbook of electric motors* (2nd ed., and exp). New York: Marcel Dekker.
- Urbanski, K. (2017). Determining the observer parameters for back EMF estimation for selected types of electrical motors. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, 65(4), 439–447. <https://doi.org/10.1515/bpasts-2017-0049>



DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Aguilar Añezco, Daniel José** con C.C: # 070449043-2 autor del Trabajo de Titulación: **DISEÑO Y MODELO DE SIMULACIÓN DE UN MOTOR ELÉCTRICO Y CONTROLADOR UTILIZANDO MATLAB** previo a la obtención del título de **INGENIERO EN ELÉCTRICO-MECÁNICA** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 17 de septiembre de 2018

f. _____

Nombre: Aguilar Añezco, Daniel José

C.C: 070449043-2

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Diseño y modelo de simulación de un motor eléctrico y controlador utilizando MatLab		
AUTOR(ES)	AGUILAR AÑAZCO, DANIEL JOSÉ		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES)	M. Sc. PACHECO BOHOQUEZ, HÉCTOR IGNACIO		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo		
CARRERA:	Ingeniería en Eléctrico-Mecánica		
TÍTULO OBTENIDO:	Ingeniero en Eléctrico-Mecánica		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	17 de septiembre de 2018	No. DE PÁGINAS:	84
ÁREAS TEMÁTICAS:	Máquinas eléctricas, MatLab		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	Motores, Síncronos, Modulación, Controladores, Trifásico, Corriente.		
RESUMEN/ABSTRACT (150-250 palabras):	<p>Como resultado del requisito de alta eficiencia y la capacidad limitada de la batería, la máquina síncrona de imanes permanente (PMSM) se ha convertido en una alternativa popular para el sistema de accionamiento de motores eléctrico, incluyendo en aplicaciones automotrices. En este trabajo de titulación, se estudia los motores eléctricos en especial el PMSM. Un modelo matemático de PMSM se deriva de coordenadas trifásicas para el marco de referencia giratorio "dq". Las ecuaciones de enlace, tensión y corriente de flujo que se usan para analizar el rendimiento de los PMSM se describen tanto en forma de ecuación como en forma de matriz. Se adopta un método de control orientado al campo para el control de velocidad del PMSM y un regulador de corriente se diseña utilizando un método llamado control interno del modelo (IMC). Todo el sistema de accionamiento PMSM, incluidos el modelo de la planta, el regulador de corriente, el controlador de velocidad, la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) y el inversor se diseñan, implementan y simulan utilizando el software Matlab/Simulink. Se presentan los resultados de la simulación y se muestra una buena respuesta dinámica.</p>		
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593982981375	E-mail: aguilar_daniel88@outlook.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN: COORDINADOR DEL PROCESO DE UTE	Nombre: Philco Asqui, Luis Orlando		
	Teléfono: +593-9-80960875		
	E-mail: luis.philco@cu.ucsg.edu.ec		
SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA			
Nº. DE REGISTRO (en base a datos):			
Nº. DE CLASIFICACIÓN:			
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):			