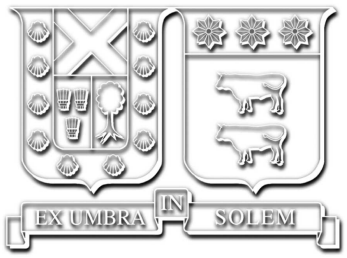
Universidad Técnica Federico Santa María
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Santiago, Chile



Implementación de un sistema de control predictivo de par para un motor de flujo axial con imanes permanentes utilizado en aplicaciones de electromovilidad

Ian Franco Javier Jeria Rojas

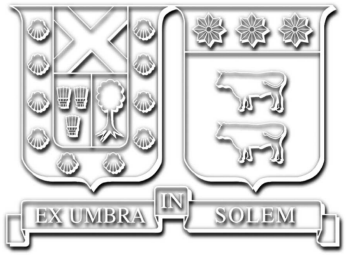
2025

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesor Guía:
Dr. Johnny Wladimir Rengifo Santana (UTFSM)
Dr. Antonio Sánchez Squella (UTFSM)

Santiago, Enero 2025.

Universidad Técnica Federico Santa María
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Santiago, Chile



Implementación de un sistema de control predictivo de par para un motor de flujo axial con imanes permanentes utilizado en aplicaciones de electromovilidad

Ian Franco Javier Jeria Rojas

2025

"... Siempre es bueno tener conciencia de que dentro de nosotros hay alguien que lo sabe todo, lo quiere todo y lo hace mejor que nosotros mismos..."
— Max Demian

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos **i**

Índice de Figuras **iv**

Índice de Tablas **viii**

Resumen **1**

Abstract **2**

1 Introducción **3**

1.1 Objetivos del trabajo 5

1.1.1 Objetivo general 5

1.1.2 Objetivos específicos 5

2 Accionamientos eléctricos para motores de flujo axial. **6**

2.1 Motor sincrónico de flujo axial con imanes permanentes 6

2.1.1 Principio de funcionamiento 7

2.1.2 Topología y clasificación de las AFPMSM 7

2.1.2.a Estructura SSSR 8

2.1.2.b Estructura Torus 8

2.1.2.c Estructura Afir 9

2.1.2.d Estructura Multidisco 10

2.1.3 Topología Brushless DC 11

2.1.3.a Modelo matemático de los BLDCM 12

2.2 Convertidores de potencia 15

2.2.1 Convertidor VSI DC-AC de dos niveles 15

2.2.2 Técnicas de control 18
2.2.2.a Control en tiempo discreto 20
2.3 Modelo de carga mecánica 21

3 Estrategia de control 23
3.1 Control directo de par para un motor BLDC 23
3.2 Control predictivo de par MPTC 25

4 Evaluación del esquema de control 28
4.1 Obtención de parámetros del motor BLDC 29
4.1.1 Medición de resistencia de estator 29
4.1.2 Medición del enlace de flujo magnético 29
4.1.3 Medición de inercia rotacional. 31
4.2 Resultados de simulación 32
4.2.1 Sintonización del controlador de velocidad 32
4.2.2 Control directo de par 34
4.2.3 Control predictivo 39
4.2.4 Ciclos de conducción 43
4.2.4.a HWFET 44
4.2.4.b FTP 46
4.2.4.c NEDC 50
4.2.4.d WLTP-1 53

5 Implementación 57
5.1 Circuito de potencia 57
5.2 Circuito de control y adquisición de datos 61

6 Conclusiones 68

Apéndices 70

A Transformación de sistema de coordenadas 70
A.1 Transformada de Clarke 70
A.2 Transformada de Park 71

B Modelo de control en Simulink **72**

B.1 Simulink DTC 72

B.2 Simulink MPTC 74

Bibliografía **76**

Índice de Figuras

2.1 Comparativa de rendimiento: a) Densidad de potencia, b) Densidad de par [5]. 7

2.2 Flujo radial [11]. 7

2.3 Flujo axial [11]. 7

2.4 Estructura Torus-NS: a) Circuito magnético, b) Estructura del estator, c) Estructura del rotor [10] 8

2.5 Clasificación según circuito magnético: a) Torus-S NN, b)Torus-S NS [10]. 9

2.6 Estructura Torus: a) Estructura especial CRPMSM, b) Estructura especial DCPMSM [10]. 9

2.7 Estructura Afir-S 10

2.8 Estructura Multidisco [13]. 10

2.9 Tipo de devanado: a) Devanado "tambor", b)Devanado toroidal [10]. . . 11

2.10 Tipos de BLDCM [15]. 12

2.11 Topología de inversor trifásico de dos niveles 16

2.12 Vectores de tensión y sectores del VSI de dos niveles. 17

2.13 Fase x del convertidor. 18

2.14 Esquema de control directo de par para la AFPMSM [23]. 19

2.15 Esquema del modelo de control predictivo de par para la AFPMSM [24]. 20

2.16 Fuerzas que interactúan en la dinámica del vehículo. 21

3.1 Esquema de control de velocidad con anti-windup. 24

3.2 Trayectoria dodecagonal del flujo de estator de un motor BLDC [16]. . . 25

4.1 30

4.2 Valores instantáneos del fasor espacial de flujo para las tres velocidades. . 31

4.3 Velocidad de giro del conjunto durante la maniobra de desaceleración. . . 31

4.4 Velocidad de referencia para ambos esquemas de control. 32

4.5 Respuesta a escalón normalizada del lazo abierto de control. 33
4.6 Respuesta a escalón del lazo cerrado de control. 34
4.7 Velocidad mecánica v/s referencia de velocidad en esquema clásico. . . . 35
4.8 Fuerza contra-electromotriz normalizada durante el periodo de control. . 36
4.9 36
4.10 Enlace de flujo de la máquina respecto a la referencia de flujo. 37
4.11 38
4.12 Par electromagnético y mecánico v/s referencia en esquema clásico. . . . 39
4.13 Velocidad mecánica v/s referencia de velocidad en esquema predictivo. . . 40
4.14 40
4.15 Enlace de flujo de la máquina respecto a la referencia de flujo en esquema predictivo. 41
4.16 42
4.17 Par electromagnético y mecánico v/s referencia en esquema predictivo. . 42
4.18 Par electromagnético en DTC y en MPTC. 43
4.19 Ciclo de conducción HWFET hasta t=300 s. 44
4.20 Velocidad del conjunto y referencia del control para ciclo HWFET. 45
4.21 Corrientes de fase con ciclo HWFET. 45
4.22 Par electromagnético, par de referencia y par mecánico con ciclo HWFET. 46
4.23 Trayectoria del flujo de estator en ciclo HWFET. 46
4.24 Ciclo de conducción FTP hasta t=300 s. 47
4.25 Velocidad del conjunto y referencia del control para ciclo FTP. 48
4.26 Corrientes de fase con ciclo FTP. 48
4.27 Par electromagnético, par de referencia y par mecánico con ciclo FTP. . . 49
4.28 Diagrama circular del flujo de estator en ciclo FTP. 50
4.29 Ciclo de conducción NEDC hasta t=300 s. 50
4.30 Velocidad del conjunto y referencia del control para ciclo NEDC. 51
4.31 Corrientes de fase con ciclo NEDC. 51
4.32 Par electromagnético, par de referencia y par mecánico con ciclo NEDC. . 52
4.33 Diagrama circular del flujo de estator en ciclo NEDC. 52
4.34 Ciclo de conducción WLTP-1 hasta t=300 s. 53
4.35 Velocidad del conjunto y referencia del control para ciclo WLTP-1. 54

4.36 Corrientes de fase con ciclo WLTP-1. 54
4.37 Par electromagnético, par de referencia y par mecánico con ciclo WLTP-1. 55
4.38 Diagrama circular del flujo de estator en ciclo WLTP-1. 56

5.1 Conjunto experimental de carga mecánica, variador de frecuencia y motor de flujo axial 58
5.2 Inversor de dos niveles ensamblado en el laboratorio. 58
5.3 59
5.4 59
5.5 Banco de baterías. 60
5.6 Tensión línea-línea del convertidor ensamblado. 61
5.7 Fuente DC GWInstek GPS-3303. 61
5.8 MicroLabBox DS1202 con conectores BNC 62
5.9 63
5.10 Encoder diferencial TK560. 63
5.11 Circuito de adaptación del Encoder. 64
5.12 64
5.13 Esquema de implementación simplificado 65
5.14 65
5.15 Medición de velocidad a través del bloque Encoder. 66
5.16 Esquema de PWM para el envío de pulsos a los módulos Infineon. 66
5.17 *Layout* del control en ControlDesk. 67
5.18 Código del esquema de control cargado al MicroLabBox. 67

A.1 Transformación de Clarke. 70
A.2 Transformación de Park. 71

B.1 Máquina y estados de conmutación en Simulink. 72
B.2 Control directo en Simulink 72
B.3 Estimador de torque y par para DTC en Simulink 73
B.4 Estimador de flujo para DTC en Simulink 73
B.5 Control de velocidad para DTC en Simulink 73
B.6 Máquina y estados de conmutación en Simulink. 74
B.7 Control predictivo en Simulink 74

B.8 Estimador de torque y par para MPTC en Simulink 74
B.9 Estimador de flujo para MPTC en Simulink 75

Índice de Tablas

2.1 Cuadro comparativo de las diferentes estructuras de la máquina de imanes permanentes de flujo axial [10]. 11

2.2 Estados de conmutación para una fase x del convertidor NPC de tres niveles. 17

3.1 Estados de conmutación del control directo de par para el VSI de dos niveles 25

4.1 Datos de placa para el motor de inducción. 28

4.2 Datos de placa para el motor BLDC. 28

4.3 Parámetros del convertidor. 28

4.4 Parámetros del vehículo utilizado como carga. 29

4.5 Rizado de flujo para distintos intervalos temporales con esquema clásico. 37

4.6 Rizado de flujo para distintos intervalos temporales con esquema predictivo. 41

4.7 Rizado de par para distintos valores de inductancia de fase. 43

Nomenclatura.

PMSM	:	Máquina de imanes permanentes.
AFPMSM	:	Máquina de imanes permanentes de flujo axial.
CRPMSM	:	Máquina de imanes permanentes con contra rotación.
BLDC	:	Brushless Direct Current Motor.
DC	:	Corriente continua.
AC	:	Corriente alterna.
THD	:	Distorsión armónica total.
IGBT	:	Transistor bipolar de puerta aislada.
EV	:	Vehículos eléctricos.
HEV's	:	Vehículos eléctricos híbridos.
DTC	:	Control directo de par.
FOC	:	Control por campo orientado.
MPTC	:	Control predictivo de par.
LVK	:	Ley de voltajes de Kirchhoff.
LCK	:	Ley de corrientes de Kirchhoff.
VSI	:	Voltage Source Inverter.
CHB	:	Inversor puente H en cascada.
SVM	:	Space Vector Modulation
ADC	:	Conversión análoga digital.
EPA	:	Agencia de Protección Ambiental.

Resumen

Este trabajo de memoria de título tiene como objetivo evaluar, mediante simulaciones dinámicas, el desempeño de un esquema de control predictivo de par (MPTC) aplicado a un motor BLDC de flujo axial, accionado por un inversor fuente de tensión de dos niveles alimentado por un banco de baterías. Para ello, se desarrolló una metodología de control basada en el modelo discreto de la planta, con un horizonte de predicción de un paso.

Inicialmente, los resultados de simulación demostraron una mejora significativa en el desempeño del esquema predictivo en comparación con el control clásico (DTC), destacándose una reducción del THD en las variables de salida, una disminución del rizado en las variables controladas y una mejora en la dinámica de control. Posteriormente, en virtud de mostrar su aplicación en electromovilidad, se definieron cuatro casos de estudio basados en ciclos de conducción estandarizados y empleados por organizaciones internacionales, lo cual, permitió operar el esquema en condiciones dinámicas reales. Los resultados evidenciaron un buen desempeño del control incluso en situaciones exigentes, como operaciones hipersincrónicas y de frenado regenerativo.

Finalmente, se construyó un banco de pruebas del esquema propuesto, incluyendo el ensamblaje del conjunto motor-carga y del inversor. Este último fue integrado al sistema de control desarrollado en Simulink, utilizando la plataforma MicroLabBox como intermediario entre el hardware y el software, con el fin de realizar pruebas de funcionamiento.

Abstract

This work presents the analysis and evaluation of a model predictive torque control (MPTC) scheme applied to an axial flux BLDC motor, driven by a two-level voltage source inverter powered by a battery bank. A control strategy based on the discrete-time model of the plant was designed, with a one-step prediction horizon, and its performance was assessed through dynamic simulations.

The initial simulation results demonstrated a significant improvement in the predictive control scheme compared to the classical direct torque control (DTC), highlighting a reduction in total harmonic distortion (THD) in the output variables, a decrease in torque ripple, and an overall enhancement in control dynamics. To evaluate its applicability in electromobility, four case studies were defined based on standardized driving cycles used by international organizations, allowing the scheme to be tested under realistic dynamic conditions. The results showed that the control maintained robust performance even in demanding scenarios, such as hypersynchronous operation and regenerative braking.

Finally, an experimental test bench was developed to validate the proposed control scheme. The motor-load assembly and inverter were implemented, and the control system, developed in Simulink, was integrated using the MicroLabBox platform as an interface between the hardware and software.

The results confirm the feasibility of MPTC as an effective alternative for controlling axial flux BLDC motors in demanding dynamic applications.

Capítulo 1

Introducción

Al comienzo de la década de los 2000, el desarrollo de la industria de la electromovilidad comienza una gran potenciación en virtud del proceso de descarbonización que se vive en un mundo cada día más globalizado. Para lograrlo, se busca que los vehículos de combustión interna (ICEVs) sean reemplazados por nuevas tecnologías que disminuyan los gastos por combustible y sobretodo aporten a la reducción de emisiones de gases de efecto invernadero [1]. Adicionalmente, el desarrollo exponencial de la tecnología en la industria del transporte, ha generado una gran demanda de mercado para soluciones ecológicas cada vez más eficientes y sustentables, donde los vehículos eléctricos (EVs) e híbridos (HEVs) han sido identificados como la solución más viable a corto plazo para solventar los problemas de emisiones producidas por los ICEVs a lo largo de la historia.

Con el descubrimiento de nuevos materiales de alta energía magnética residual se aceleró el desarrollo de motores que utilizan dicha propiedad para su funcionamiento, convirtiéndose en una aplicación atractiva para los EVs. A su vez, debido a la inexistencia de un devanado de campo magnético para producir la conversión electromecánica y la propiedad de reluctancia dada por la anisotropía geométrica [2], la máquina sincrónica de imanes permanentes (PMSM) se convirtió a finales de los años 90's en una alternativa muy interesante para la industria de la electromovilidad. Asimismo, gracias a su mayor densidad de energía y de par en conjunto con una mejor eficiencia en comparación a las alternativas comerciales de la época, integró la posibilidad de disminuir el peso total de los EVs e incluso estableció requerimientos tan importantes como la alta controlabilidad, la alta precisión de las variables a controlar en estado estacionario y el buen desempeño de la propulsión en estado transitorio [3].

Si bien se continuó con las investigaciones de las PMSM, durante los primeros años del siglo XXI se intensificó la búsqueda de vehículos cada vez más eficientes y aerodinámicos. La academia en conjunto con el mercado, se vieron en la necesidad de inspeccionar alternativas de motores y sistemas de control cada vez más avanzados que tuvieran afinidad con dicha premisa. Frente a esto, la máquina sincrónica de imanes permanentes de flujo axial (AFPMSM) resultó ser una alternativa muy sugerente para aplicaciones donde la PMSM convencional no resulta del todo conveniente, proporcionando ventajas tales como: Respuestas más rápidas de par, mayor densidad de potencia e incluso mayor rendimiento [4]. Es en virtud de aquello, que dicha máquina resultó ser una opción a tener en cuenta para

aplicaciones que exigen altos requerimientos de densidad de potencia combinado con características muy rigurosas en cuanto a espacio y peso como lo son la industria de vehículos eléctricos aeroespaciales, aeronáuticos y marinos [5].

A pesar de las prestaciones que posicionan a la AFPMSM como una máquina conveniente para su aplicación en electromovilidad, existen grandes desafíos en cuanto a costes, mejora de rendimiento y maniobrabilidad. Es por esto que se han desarrollado y optimizado distintos diseños a nivel estructural y metodologías de control en virtud de cumplir dichos desafíos [6]. Respecto al tipo de control atingente al presente trabajo, el control directo de par (DTC) nace como una alternativa al control por campo orientado (FOC) desarrollado en máquinas de inducción y fue propuesto por Takahashi y Toshihiko en 1985 [7]. En dicho trabajo, se define que las variables a controlar serán el par electromagnético y la magnitud flujo enlazado de la máquina, proporcionando una alternativa estructuralmente más sencilla con menor sensibilidad a los parámetros del modelo de planta y con una respuesta dinámica más rápida [8].

Con el objetivo de mejorar y obtener respuestas más eficientes, en la década de los 70 se propone el método predictivo (MPTC), el cual, predice la respuesta futura del proceso a través de un algoritmo que determina la secuencia de las variables de entrada que optimizan el comportamiento futuro de la planta y que son ajustadas por este. En la actualidad, es la técnica de control multivariable más utilizada en la industria debido a sus fortalezas como manejo de un gran número de variables, cambios en los objetivos de control, manejo de tiempo de retardo, entre otras [8]. Es por esto que, con el fin de dimensionar estos esquemas de control cuya base son los valores futuros de las variables a controlar, en las últimas dos décadas distintos autores han planteado diversas soluciones para encontrar el vector de voltaje óptimo que tiene que imponer el inversor en los terminales de la máquina para así mejorar el desempeño de esta. En virtud de lo anterior, en el presente trabajo se implementará una metodología de control predictivo simple asociada al valor siguiente “k+1” de las variables a controlar, el cual será estimado utilizando la definición de la derivada temporal de dichas variables que dependen de los vectores de tensión que impone el inversor, donde será necesario conocer las características de la planta asociada al esquema cuya forma está dada por las ecuaciones dinámicas que rigen el comportamiento temporal de la máquina.

1.1 Objetivos del trabajo

1.1.1 Objetivo general

- Implementar un banco de pruebas para la evaluación de un esquema de control predictivo de par aplicado a una máquina de imanes permanentes de flujo axial para su utilización en aplicaciones de electromovilidad.

1.1.2 Objetivos específicos

- Proponer un esquema de control directo de par predictivo a partir del modelo dinámico de la máquina de imanes permanentes de flujo axial con el fin de atender los requerimientos de la aplicación.
- Evaluar a partir de simulaciones computacionales el desempeño del control predictivo propuesto respecto al control de par clásico.
- Validar el desempeño del lazo de control a partir de la implementación en una máquina real de laboratorio bajo condiciones de carga específicas que modelen su uso en la aplicación definida.
- Evaluar el impacto del sistema de control y sus posibles aportes a la electromovilidad actual.

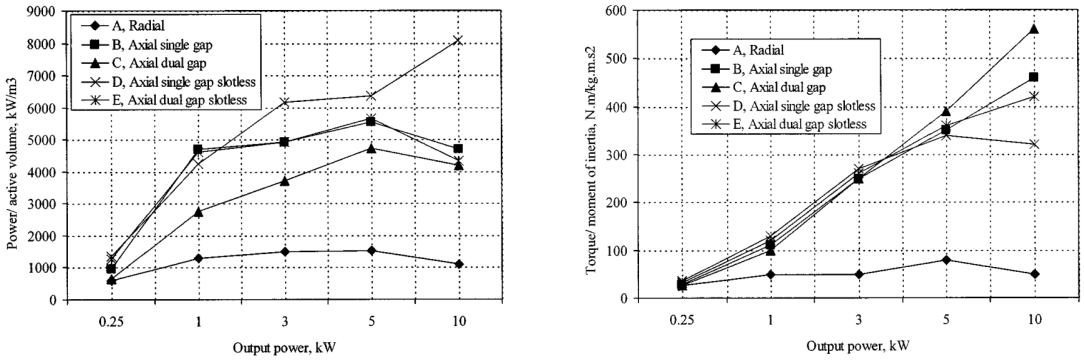
Capítulo 2

Accionamientos eléctricos para motores de flujo axial.

2.1 Motor sincrónico de flujo axial con imanes permanentes

El aumento de los requerimientos de potencia en los accionamientos eléctricos de media-baja tensión, el ascenso de nuevos materiales, la innovación en tecnología y mejoras en las técnicas de enfriamiento, han fomentado a investigadores de todo el mundo a encontrar máquinas eléctricas que presenten una mayor densidad de potencia y par con el fin de utilizarlas en diversas aplicaciones como, por ejemplo, electromovilidad. En este contexto, las máquinas de flujo radial ven limitado su crecimiento de potencia en virtud de que gran parte del núcleo del rotor se utiliza como circuito magnético y la disipación de calor de los devanados de estator es traspasada al núcleo, implicando que para trabajar a una mayor potencia y par necesariamente se deba aumentar el tamaño de la máquina y así mejorar la disipación de calor [9].

Como consecuencia de lo anterior, la máquina de flujo axial se ha estudiado de forma ininterrumpida las últimas décadas. Sin embargo, durante los últimos 5 años las investigaciones en cuanto a diseño, optimización y control han aumentado hasta llegar al 69% respecto al total de investigaciones a partir del inicio de siglo [10]. Esto refleja el énfasis que la academia ha dado a este tipo de máquinas, que debido a su geometría, materiales y estructura, propone un modelo mucho más compacto, aumentando la densidad de potencia y par de manera considerable respecto a la de flujo radial. Como se puede apreciar en la Figura 2.1, para máquinas de potencia nominal igual a 1 kW, el aumento de densidad de potencia y par electromagnético es cercano al 50%, mientras que para máquinas de mayor potencia se alcanza un aumento de un 170% y 400%, respectivamente, reafirmando el hecho de que es posible aumentar las prestaciones de potencia y par en aplicaciones donde la optimización de espacio es crítica.



(a) (b)

Figura 2.1: Comparativa de rendimiento: a) Densidad de potencia, b) Densidad de par [5].

2.1.1 Principio de funcionamiento

El motor sincrónico de flujo axial con imanes permanentes corresponde a una máquina eléctrica rotatoria que, a diferencia de las máquinas de flujo radial convencionales (Figura 2.2), el flujo magnético en el entrehierro va en dirección axial respecto al eje de rotación. Como se puede apreciar en la Figura 2.3, su topología más simple y general consta de un estator trifásico devanado por el cual circulan corrientes que producen líneas de campo magnético en dirección axial, las que a su vez interactúan con los imanes alojados en el rotor, generando fuerzas de atracción y repulsión que producirán el giro mecánico del motor.

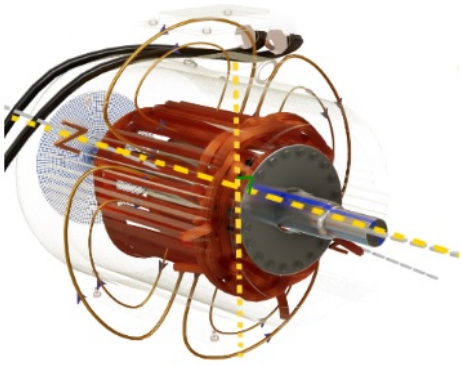


Figura 2.2: Flujo radial [11].

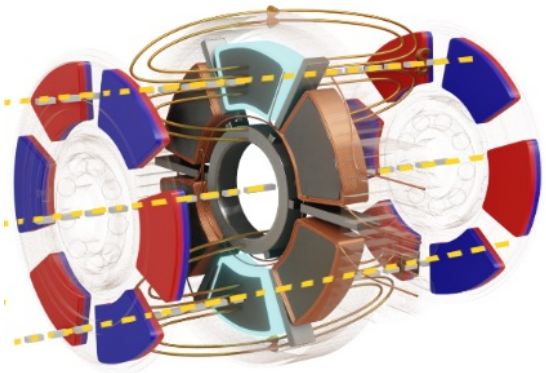


Figura 2.3: Flujo axial [11].

2.1.2 Topología y clasificación de las AFPMSM

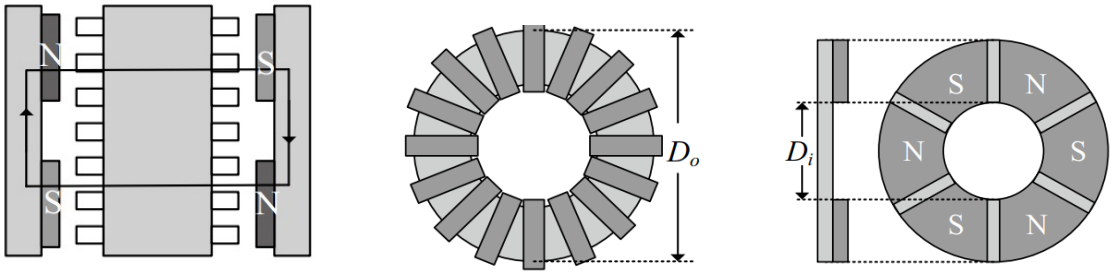
La clasificación de los motores de flujo axial puede descomponerse en 6 niveles de caracterización: Estructura, núcleo, ranurado, circuito magnético equivalente, devanado y estructura especial [10]. El primer nivel, se clasifica en cuatro sub-niveles según la distribución de rotores y estatores que disponga la máquina, es decir: Un estator-un rotor (SSSR), rotor interno de flujo axial (Afir), estator toroidal (Torus) y multidisco.

2.1.2.a Estructura SSSR

El motor SSSR, consiste en una estructura fundamental de las máquinas eléctricas compuesta por un estator devanado hecho de hierro y un rotor hecho con un disco de acero. Posee solamente un entrehierro en dirección axial por lo que, debido a la fuerza ejercida por el rotor hacia el estator en dicha dirección, el ensamblaje y diseño mecánico son cruciales para no dañar la máquina. Además, el campo magnético del rotor inducido en el estator produce pérdidas, reduciendo la eficiencia de la máquina [10], sin embargo el par electromagnético puede ser incrementado aumentando la longitud axial de la máquina.

2.1.2.b Estructura Torus

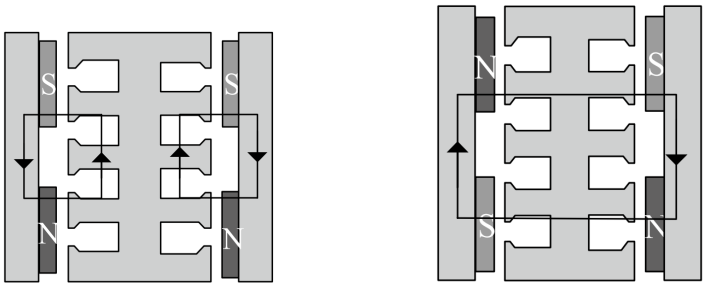
Este tipo de estructura se conforma por un-estator–doble-rotor, donde el primero posee una forma toroidal (Véase Figura 2.4(b)), ubicado en medio de un par de rotores hechos con discos de acero e imanes permanentes alojados en las ranuras de su superficie, con ambas piezas unidas a través de un eje transversal como se muestra en la Figura 2.4(a). Además, esta estructura se puede categorizar basándose en la existencia de ranuras; en particular, si incluye ranuras se denomina motor Torus-S, mientras que sin ellas se le conoce como motor Torus-NS. Respecto al segundo tipo, se ha evidenciado que ofrece un rendimiento superior, atribuible a su baja inductancia de dispersión, menor variabilidad en el par electromagnético y simplicidad constructiva. No obstante, esta ventaja requiere de una mayor cantidad de imanes permanentes alojados, lo cual eleva significativamente el costo de producción.



(a) (b) (c)

Figura 2.4: Estructura Torus-NS: a) Circuito magnético, b) Estructura del estator, c) Estructura del rotor [10]

Ahora bien, centrándonos en el primer tipo, el motor Torus-S puede sub-clasificarse según su circuito magnético equivalente, es decir, paralelo (NN) o serie (NS), esto dependerá intrínsecamente de la posición de los polos norte o sur de cada imán permanente [10]. En la Figura 2.5(a), los polos magnéticos norte y sur de los imanes están ubicados por lado, es decir los caminos cerrados del campo magnético no interfieren entre si cuando el núcleo es lo suficientemente grueso. Por otra parte en la Figura 2.5(b) los polos magnéticos están ubicados de manera opuesta, es decir el camino que recorre el campo magnético es serie y atraviesa el entrehierro por un lado, cerrándose por otro generando eventualmente menos pérdidas por histeresis pero menor estabilidad de corriente [10]. La elección de uno o de otro dependerá de la aplicación.

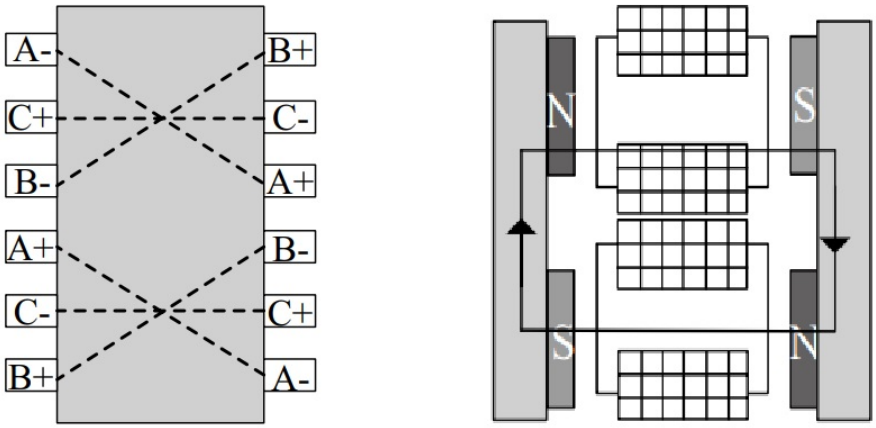


(a) (b)

Figura 2.5: Clasificación según circuito magnético: a) Torus-S NN, b)Torus-S NS [10].

Luego, se puede categorizar según la presencia de núcleo magnético o no y asimismo, en caso de tenerlo, se clasifica si es que el núcleo está ranurado o no..

Continuando con la clasificación, dentro de la topología Torus existen dos tipos de estructura especial. La primera consiste en una máquina de imanes permanentes con contra rotación (CRPMSM), en la cual se cambia la configuración del devanado para que todas las fases estén cruzadas como se muestra en la Figura 2.6(a). Asimismo, el segundo tipo (DCPMSM) consiste en remplazar el estator completo por segmentos de estator, suprimiendo el yugo completo y utilizando bobinas cuadradas como se muestra en la Figura 2.6(b).



(a) (b)

Figura 2.6: Estructura Torus: a) Estructura especial CRPMSM, b) Estructura especial DCPMSM [10].

2.1.2.c Estructura Afir

Esta estructura consta de un doble estator y un rotor ubicado entre estos dos componentes como se muestra en la Figura 2.7. La disposición de los estatores generan el campo giratorio en dirección axial, mientras que los imanes de NdFeB alojados en la superficie el rotor generan un campo magnético que se opone al de excitación. Lo anterior permite un control más flexible y una amplia cobertura a aplicaciones de alta eficiencia [10], además este tipo de motor presenta una razón de potencia/inercia mucho mayor que la topología Torus [12]. Al igual que la estructura Torus, la Afir puede clasificarse según la presencia de ranurado

del estator, es decir, puede considerarse ranurado (Afir-S) o no ranurado (Afir-NS), siendo la principal diferencia la densidad de campo magnético en el horizonte de las ranuras y la facilidad de construcción a favor del no ranurado.

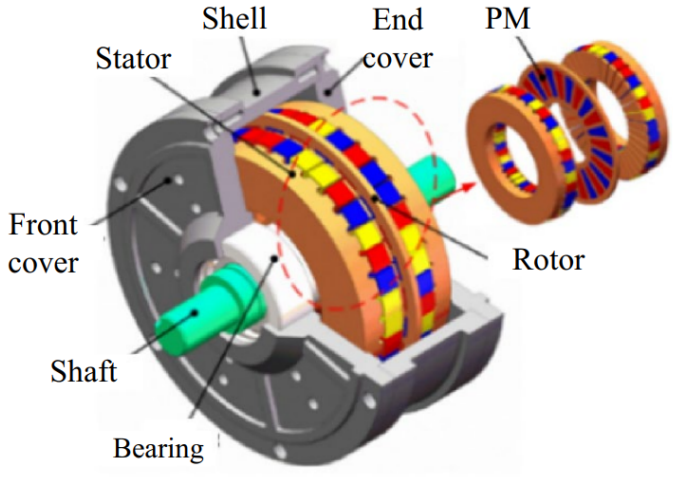


Figura 2.7: Estructura Afir-S

2.1.2.d Estructura Multidisco

La estructura multidisco consiste en varios motores tipo Torus Y Afir apilados entre si como se muestra en la Figura 2.8. Como se mencionó anteriormente, es posible incrementar el par del motor SSRR aumentando la longitud axial. Sin embargo, debido a las limitaciones de la fuerza axial que pueden resistir los rodamientos y la rigidez del disco asociado al rotor de la máquina, el nivel de aumento de dicha longitud es limitada. De esta forma, la estructura multidisco representa una solución a este problema, no obstante las dimensiones físicas y potencia de la máquina aumentan de manera considerable teniendo que optar por sistemas de enfriamiento y radiadores alrededor de los devanados que incrementarían el precio de manufactura [9].

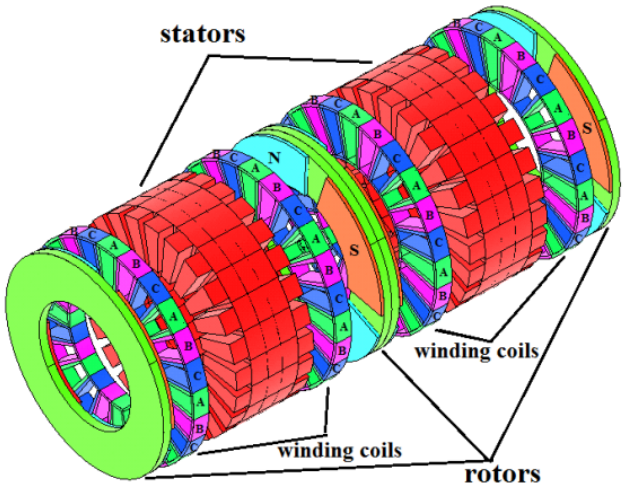


Figura 2.8: Estructura Multidisco [13].

De manera general, las AFPMSM pueden clasificarse de manera según el tipo de devanado que tenga el estator de la máquina, los cuales se diferencian en la dirección en que estas máquinas han sido devanadas. En este contexto, se define el devanado de "tambor" como aquel que ha sido devanado en dirección radial y angular, además los devanados por fase pueden disponerse de manera superpuesta en las ranuras del estator (Véase Figura 2.9(a)), siempre y cuando se enrollen en direcciones opuestas con el fin de eliminar el flujo magnético en dirección del núcleo del estator [9]. Del mismo modo, la máquina puede devanarse de forma toroidal, cuyo enrollamiento se realiza en la dirección axial y radial por lo que los devanados por fase no pueden superponerse, adquiriendo una mayor facilidad de ensamblaje que el devanado "tambor" pero afectando el par de salida debido al factor de bobinado [14].



(a) (b)

Figura 2.9: Tipo de devanado: a) Devanado "tambor", b)Devanado toroidal [10].

Finalmente, las ventajas y desventajas de cada tipo de AFPMSM se resumen en la Tabla 2.1, por lo que la decisión de utilizar una por sobre otra dependerá específicamente de la aplicación y los costos que se estén dispuestos a pagar.

Tabla 2.1: Cuadro comparativo de las diferentes estructuras de la máquina de imanes permanentes de flujo axial [10].

Estructura	Especificación	Ventajas	Desventajas
SSSR		Estructura simple y buena disipación de calor	Baja eficiencia y fácil de dañar
Torus	Torus-NS	Bajo rizado de par electromagnético	Alto precio de producción
	Torus-S	Bajas pérdidas por histéresis y corrientes parásitas	Gran rizado de corriente y mayor dificultad de control
Afir		Bajo momento de inercia y alta densidad de par electromagnético	Aumento de pérdidas por histéresis y corrientes parásitas
Multi disco		Alta potencia de salida y alta densidad de potencia	Alto costo de producción y necesidad de grandes espacios

2.1.3 Topología Brushless DC

Dentro de las opciones disponibles en el mercado, en este trabajo se utilizará un motor de estructura SSSR, específicamente del tipo brushless DC (BLDCM). Este motor se ha convertido en los últimos años en una opción económica y viable en aplicaciones dinámicas,

tales como la industria automotriz, de bombeo y laminación. Según [15], se predice que en 2030 los BLDCM se convertirán en la tecnología dominante para la transmisión de energía en diversas industrias, reemplazando a los motores de inducción tradicionales, además se estima que en virtud del potencial aumento de demanda de vehículos eléctricos, el mercado de este tipo de motores aumentará de manera considerable, alcanzando cifras de hasta 6 billones de USD desde el año 2020 al 2025.

La clasificación de los BLDCM se presenta en la Figura 2.10. Como se puede observar, las principales diferencias entre los tipos de motores BLDC se basan en factores electromagnéticos y de diseño. En el contexto de este estudio, se seleccionará un motor de flujo axial con rotor interno, cuyo perfil de fuerza contraelectromotriz es de forma trapezoidal. Este comportamiento se debe al uso de devanados concentrados en el estator y a la disposición discreta de los imanes permanentes en la superficie del rotor. Esta configuración no solo reduce el costo del motor en comparación con aquellos con fuerza contraelectromotriz sinusoidal, sino que también mejora la densidad de potencia y el par por corriente [16].

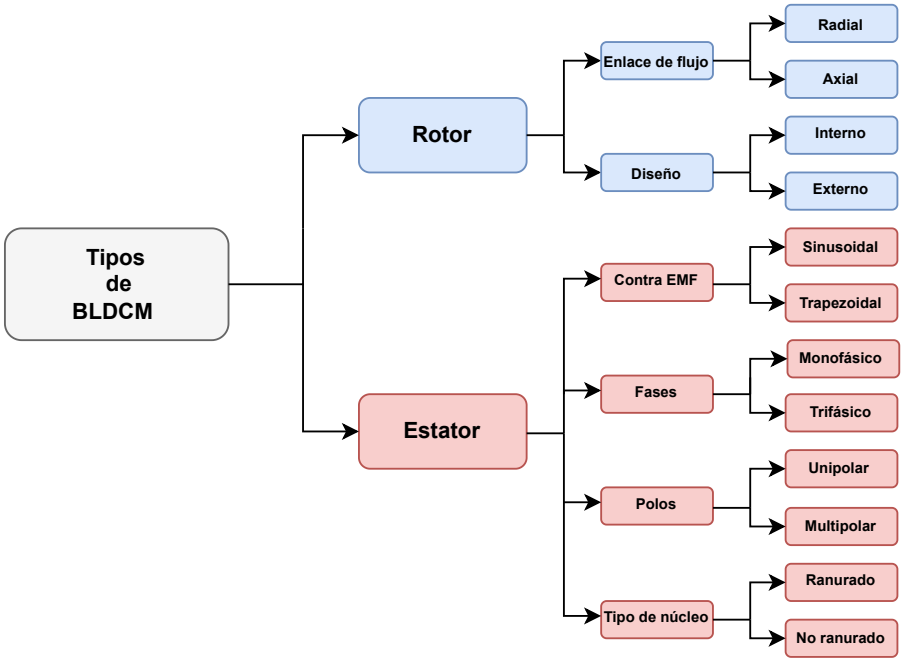


Figura 2.10: Tipos de BLDCM [15].

2.1.3.a Modelo matemático de los BLDCM

Con el fin de realizar el esquema de control del accionamiento es necesario establecer las ecuaciones que modelan el comportamiento electromagnético del motor el motor. Asumiendo que las corrientes inducidas en los imanes del rotor son despreciables debido a la alta resistividad del material magnético, el sistema trifásico de tensiones del estator se describen según

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

Donde v_{aN}, v_{bN}, v_{cN} corresponden a las tensiones de fase, R es la resistencia de fase del motor, i_a, i_b, i_c corresponden a las corrientes que circulan por el estator, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} son las inductancias propias de los devanados de estator y e_a, e_b, e_c representa la fuerza contra electromotriz del motor.

Si la reluctancia entre el estator y el rotor se asume como nula y que los devanados de cada fase son simétricos entonces,

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \tag{2.2}$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \tag{2.3}$$

Además si la conexión del motor es estrella se cumple que,

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{2.4}$$

De esta forma reemplazando (2.2), (2.3) y (2.4) en (2.1) se obtiene que las ecuaciones principales del modelo se comportan tal que,

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

Donde L representa la inductancia propia de la máquina y M la inductancia mutua.

Debido a la forma trapezoidal de la fuerza contraelectromotriz existirá una dependencia angular de la tensión inducida en el devanado de estator la cual está dada por,

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = p\omega_m \psi_{im} \begin{bmatrix} f_{as}(\theta_r) \\ f_{bs}(\theta_r) \\ f_{cs}(\theta_r) \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

Donde ω_m representa la velocidad de giro del motor, p los pares de polos del motor y psi_{im} el flujo axial de los imanes.

Ahora bien, la función angular que determina la forma de la fuerza contra electromotriz dependerá de la exactitud del modelo ha utilizar. En [17] por ejemplo emplean una aproximación trapezoidal en base a los estados de conmutación de sensores Hall alojados en el rotor. Por otra parte, existen investigaciones donde se realizan, de manera off-line, mediciones de tensión inducida y velocidad de giro para interpolar dicha función a través de Look-up Tables, mejorando la precisión del modelo. Sin embargo, con el fin de facilitar el análisis y teniendo en cuenta de que los objetivos de este trabajo recaen en el control de la máquina, se optó por describir esta función como una forma trapezoidal ideal tal que,

$$f_{as}(\theta_r) = \begin{cases} \frac{6}{\pi}\theta_r, & 0 \leq \theta_r \leq \pi/6 \\ 1, & \pi/6 < \theta_r \leq 5\pi/6 \\ 6 - \frac{6}{\pi}\theta_r, & 5\pi/6 < \theta_r \leq 7\pi/6 \\ -1, & 7\pi/6 < \theta_r \leq 11\pi/6 \\ \frac{6}{\pi}\theta_r - 12, & 11\pi/6 < \theta_r \leq 2\pi \end{cases} \tag{2.7}$$

$$f_{bs}(\theta_r) = \begin{cases} -1, & 0 \leq \theta_r \leq \pi/2 \\ \frac{6}{\pi} - 4\theta_r, & \pi/2 < \theta_r \leq 5\pi/6 \\ 1, & 5\pi/6 < \theta_r \leq 9\pi/6 \\ 10 - \frac{6}{\pi}\theta_r, & 9\pi/6 < \theta_r \leq 11\pi/6 \\ 1, & 11\pi/6 < \theta_r \leq 2\pi \end{cases} \tag{2.8}$$

$$f_{cs}(\theta_r) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta_r \leq \pi/6 \\ 2 - \frac{6}{\pi}\theta_r, & \pi/6 < \theta_r \leq \pi/2 \\ -1, & \pi/2 < \theta_r \leq 7\pi/6 \\ \frac{6}{\pi}\theta_r - 8, & 7\pi/6 < \theta_r \leq 9\pi/6 \\ 1, & 9\pi/6 < \theta_r \leq 2\pi \end{cases} \tag{2.9}$$

A partir de las ecuaciones fundamentales que describen el comportamiento electromagnético de una máquina eléctrica y la transformada de Clarke invariante en amplitud presentada en el apéndice A.1, es posible plantear dichas ecuaciones en un sistema de referencia estático solidario con el estator llamado $\alpha - \beta$, el cual puede ser descrito a partir de (2.10):

$$\boldsymbol{v_{s\alpha\beta}} = R_s \boldsymbol{i_{s\alpha\beta}} + \frac{d\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}}{dt} \tag{2.10}$$

Donde $\boldsymbol{v_{s\alpha\beta}} = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T$, $\boldsymbol{i_{s\alpha\beta}} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$ y $\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}} = [\psi_{s\alpha} \quad \psi_{s\beta}]^T$

A su vez, el fasor espacial de flujo inducido en el estator puede ser descrito a partir de esta relación según (2.11),

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})\, dt + \psi_{s\alpha}(0) \\ \psi_{s\beta} &= \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta})\, dt + \psi_{s\beta}(0) \end{aligned} \tag{2.11}$$

Donde i_α e i_β representan las componentes real e imaginaria del fasor espacial de corriente $\boldsymbol{i_s}$, $\psi_{s\alpha}(0) = 2\psi_{im}\pi/(3\sqrt{3})$ y $\psi_{s\beta}(0) = 0$ representan la condición inicial de las componentes del vector de flujo, las cuales se obtienen integrando la fuerza electromotriz, asumiendo su forma trapezoidal perfecta.

De esta manera, las componentes del fasor espacial de flujo de estator determinarán una estimación para la magnitud y posición del flujo inducido tal que,

$$|\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \tag{2.12}$$

$$\theta_s = \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right) & \text{Cuadrante I, IV} \\ \pi + \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right) & \text{Cuadrante II, III} \end{cases} \tag{2.13}$$

Además, el flujo total inducido en el estator depende del flujo impuesto por el giro mecánico de los imanes alojados en el rotor de la máquina. La variación temporal de este último, impone la fuerza contra electromotriz en el estator que limita la corriente producida por la tensión aplicada en los terminales de la máquina, en coordenadas alfa-beta se representa tal que,

$$\psi_{s\alpha} = \psi_{r\alpha} - L_s i_{s\alpha} \tag{2.14}$$

$$\psi_{s\beta} = \psi_{r\beta} - L_s i_{s\beta} \tag{2.15}$$

Por otra parte, el par electromagnético que la máquina puede desarrollar proviene de la interacción entre el flujo inducido por el giro del campo magnético producido por el rotor y la corriente que circula por los devanados de estator según (2.16),

$$T_e = \frac{3}{2} p \left(\frac{d\psi_{r\alpha}}{d\theta} i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{r\beta}}{d\theta} i_{s\beta} \right) \tag{2.16}$$

$$\text{con,} \quad \frac{d\psi_{r\alpha}}{d\theta} = \frac{e_\alpha}{\omega_s} \quad \text{y} \quad \frac{d\psi_{r\beta}}{d\theta} = \frac{e_\beta}{\omega_s} \tag{2.17}$$

Donde e_α y e_β representa la fuerza contra electromotriz presentada en (2.6) aplicando la transformada de Clarke A.1 y ω_s la velocidad sincrónica.

A su vez, resulta conveniente plantear (2.16) en función de una variable auxiliar llamada "Constante de fuerza contra electromotriz" presentada en (2.18) y cuya dependencia es angular.

$$k_i = \frac{e_i}{w_m} \quad \text{con i} \in \{a, b, c\} \tag{2.18}$$

De esta manera, reemplazando (2.18) en (2.16), el torque electromagnético puede ser estimado según,

$$T_e = \frac{3}{2} \left(k_\alpha i_{s\alpha} + k_\beta i_{s\beta} \right) \tag{2.19}$$

2.2 Convertidores de potencia

El objetivo de este trabajo se basa en la implementación de un sistema de control predictivo de par a una máquina sincrónica de imanes permanentes de flujo axial. Para cumplir aquello resulta necesario alimentar dicha máquina con un sistema de tensiones trifásicas a través de un convertidor DC-AC controlado a partir de la conmutación de semiconductores y que sea capaz de transmitir potencia desde un lado alimentado con tensión continua idealmente constante, hacia un lado de alimentación trifásica equilibrada de frecuencia constante. A su vez, a medida que aumenta la frecuencia fundamental del accionamiento eléctrico, se requiere operar a frecuencias de conmutación más altas, asegurando un bajo contenido armónico en las variables de tensión y corriente (THD) y un buen rendimiento del sistema dinámico de control [18]. Para satisfacer dicha premisa, en las últimas décadas se han investigado, innovado y desarrollado diversas topologías de convertidores alimentados por fuente de tensión (VSI), dentro de las cuales se destacan dos grandes tipos, los VSI de dos niveles y los multinivel.

2.2.1 Convertidor VSI DC-AC de dos niveles

La topología de dos niveles, como se puede apreciar en la Figura 2.11, consiste en un convertidor alimentado con tensión continua V_{dc} a través de un condensador "C" que

mantiene su valor constante a lo largo de toda su operación. Este convertidor es capaz de generar tensiones trifásicas gracias a la presencia de seis conmutadores IGBT que operan en un rango de 5 kHz a 20 kHz. La lógica empleada en el encendido y apagado de estos dispositivos, se realiza mediante técnicas de modulación o utilizando directamente el conjunto de control finito de los vectores de tensión del convertidor.

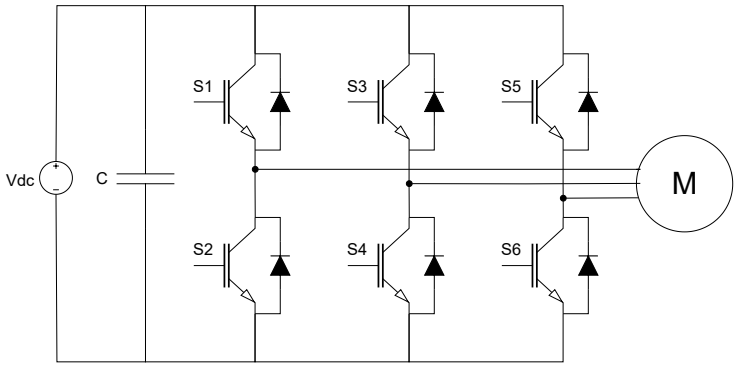


Figura 2.11: Topología de inversor trifásico de dos niveles .

Cabe destacar que los IGBT's de alta potencia requieren drivers de compuerta aislada para controlar su funcionamiento, de esta forma es posible aislar galvánicamente la salida de alta tensión y las entradas de baja tensión que provienen del sistema de control y así en conjunto con las protecciones eléctricas operar de manera segura el puente trifásico.

En términos generales los inversores de dos niveles son los convertidores de potencia más utilizados en la industria de vehículos eléctricos [19], sin embargo, los IGBT's poseen pérdidas de encendido y apagado relativamente altas y un alto contenido armónico en la tensión trifásica de salida para el rango de potencia utilizado en estas aplicaciones, lo cual provoca un aumento en las pérdidas del motor y una disminución en su vida útil [18]. De esta forma, gracias al interés que existe en mejorar cada vez más el rendimiento de estos accionamientos eléctricos se han propuesto soluciones como por ejemplo usar más capacitores de menor tensión que disminuyan la tensión a la se someten los semiconductores y aumentar el número de inversores conectando en serie sus salidas para así lograr la tensión necesaria para alimentar la máquina.

En su versión de dos niveles este convertidor tiene un total de $2^3 = 8$ vectores de tensión como se muestra en la Figura 2.12. En primer lugar, seis son activos de magnitud $2V_{dc}/3$ representados por V_i con $i = \{1, ..., 6\}$ y dos vectores nulos representados por V_j con $j = \{1, 2\}$ cuya magnitud es cero. Cabe destacar que, el lugar geométrico de los vectores de tensión del convertidor se divide en 6 sectores de 60 grados cada uno representados por θ_i.

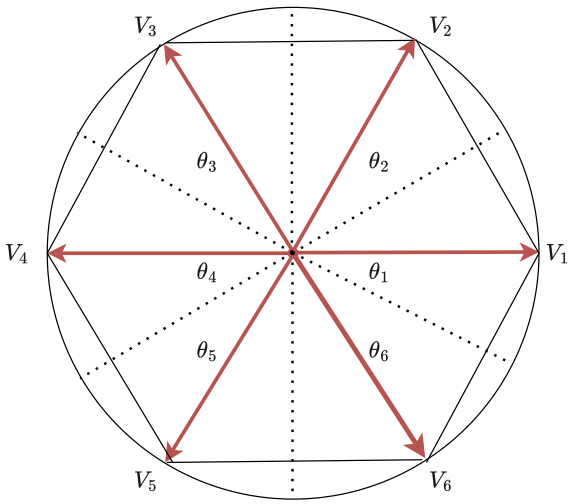


Figura 2.12: Vectores de tensión y sectores del VSI de dos niveles.

Cada vector de tensión se produce gracias a una combinación binaria del estado de conmutación posible de cada IGBT's, los cuales se presentan en la Tabla 2.2

Tabla 2.2: Estados de conmutación para una fase x del convertidor NPC de tres niveles.

Estados de conmutación	Estado lógico	Sx1	Sx2	Tensión fase neutro V_{xN} [V]
P	1	1	0	$+V_{dc}/2$
N	0	0	1	$-V_{dc}/2$

Teniendo en cuenta cualquier fase x del convertidor como se muestra en la Figura 2.13 con $x \in \{a, b, c\}$, se pueden definir los estados de conmutación P y N.

- **Estado positivo P:**
  Este estado de conmutación ocurre cuando el IGBT's S_{x1} se encuentran en estado de conducción permitiendo el paso de la corriente, mientras que el conmutador S_{x2} no conducen. Esto producirá un estado lógico de tensión igual $S_x = 1$ que indicará que la tensión fase neutro del convertidor tendrá un valor igual a $+V_{dc}/2$.
- **Estado negativo N:**
  Este estado de conmutación ocurre cuando el IGBT's S_{x1} se encuentran en estado de no conducción, respectivamente, mientras que el conmutador S_{x2} permite el paso de corriente, indicando un valor de $-V_{dc}/2$ para la tensión fase neutro del convertidor.

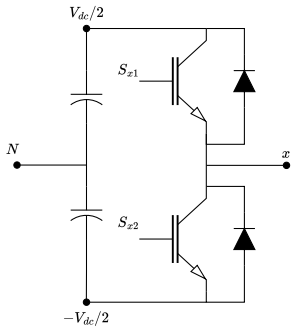


Figura 2.13: Fase x del convertidor.

Una vez obtenidos los vectores de conmutación S_x para cada fase con recorrido en el espacio $\{1, 0\}$, es posible aplicar la transformada de Clarke del apéndice A.1 para obtener el fasor espacial de tensión en los terminales AC del convertidor, el cual está determinado por

$$\boldsymbol{v_s} = \frac{2}{3} V_{dc} \left(S_a + a S_b + a^2 S_c \right) = v_\alpha + j v_\beta \tag{2.20}$$

2.2.2 Técnicas de control

A pesar de las ventajas mostradas en la sección 2.1 que posicionan a la máquina sincrónica de imanes permanentes de flujo axial como una idónea para aplicaciones donde se precisa alta densidad de potencia y optimización de espacio, estos motores requieren proveer de un rango suficiente de par y velocidad para operar en aplicaciones prácticas, por lo que dichos motores necesitan ser controlados por alguna metodología que mejore su rendimiento y operación [20]. El objetivo principal de este tipo de motores es que operen entregando el par y velocidad adecuados según las condiciones de operación impuestas, manteniendo los estándares de eficiencia, estabilidad, y confiabilidad para todo el rango de operación y así reflejar su buen rendimiento.

En la literatura diversas metodologías de control han sido estudiadas siendo el Control por campo orientado (FOC) y el control directo de par (DTC), las técnicas clásicas para operar las AFPMSM. En primer lugar, el control por campo orientado o control vectorial, es una de las metodologías más empleada en motores eléctricos y ampliamente utilizada en aplicaciones que incluyen a la AFPMSM [21]. Dicha técnica se refiere al uso de la frecuencia del convertidor para controlar la corriente de excitación(eje directo) y la corriente de par(eje de cuadratura), para ello Liu y Lee en [22], proponen un esquema de lazo cerrado que permite, a través de la retroalimentación de las corrientes, satisfacer la referencia de velocidad y regulación de flujo para diferentes condiciones de carga. Esta técnica de control resulta ser muy sensible a la obtención de los parámetros del modelo la planta (AFPMSM) y a la medición precisa de el ángulo del rotor [10], por lo que resulta necesario complejizar el esquema de control utilizando técnicas sensorless, utilizando sistemas de medición de alta precisión o aplicando técnicas de predicción, con el fin de mejorar la confiabiliad y estabilidad del sistema.

Otra las técnicas clásicas de control comienza su estudio en el año 1986 de la mano de Takahashi y Noguchi [7], quienes la bautizaron como control directo de par. En este trabajo los autores plantean una nueva metodología de control que no requiere de una medición directa de los parámetros de la máquina si no más bien de una estimación de las variables

a controlar, a partir de sus ecuaciones fundamentales. En este esquema las variables en cuestión corresponden al flujo magnético y el par electromagnético, las cuales son estimadas a partir de la medición directa de las corrientes y tensiones de la máquina. Específicamente para las AFPMSM, Siami en [23] propone el esquema presentado en la Figura 2.14, donde se puede apreciar que, a partir de sensores de corriente y la medición de la tensión del bus DC del convertidor VSI, es posible estimar las variables de flujo y par electromagnético que serán controladas a partir de su retroalimentación con controladores por histéresis.

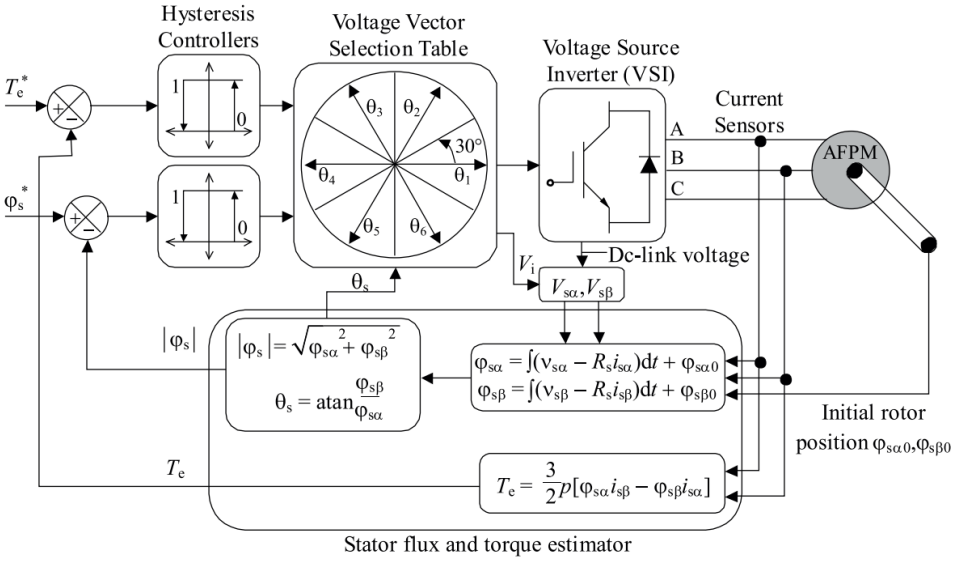


Figura 2.14: Esquema de control directo de par para la AFPMSM [23].

En su versión clásica solo seis vectores de tensión son utilizados por lo que la respuesta dinámica es completamente mejorable, además diversos trabajos han planteado la adición de un sensor de velocidad para obtener la referencia de par a través de un controlador de velocidad que mejore la respuesta dinámica de dicha variable disminuyendo su rizado. De manera general el DTC tiene la ventaja de ser un esquema fácil de implementar, a su vez tiene una respuesta dinámica de par rápida pero con un rizado considerable que genera inestabilidad en el sistema por lo que está sujeto a mejoras para mejorar la seguridad y confiabilidad del accionamiento eléctrico.

Ahora bien, con el desarrollo de microprocesadores más cada vez más eficientes y baratos también surgen más técnicas de control basadas en modelos predictivos. En [24], Yuan analiza la estructura de un motor AFPM y propone un modelo de control predictivo de par (MPTC) para el. En el esquema de la Figura 2.15, el par de referencia se obtiene desde un controlador PI ubicado a la salida del lazo cerrado de velocidad, mientras que la referencia del flujo es un valor asignado. El control de las variables se realiza a partir de la minimización de una función de costo que evalúa la desviación de la referencia respecto al valor en el instante siguiente "k+1", dicho valor se obtiene directamente del modelo de la máquina y las mediciones de los sensores de corriente y velocidad. El resultado de la minimización definirá los estados de conmutación que se aplicarán en el convertidor que alimentará el motor. Al comparar esta metodología con el FOC y el DTC clásico, Yuan concluye que la respuesta del par frente a perturbaciones de carga y cambios de velocidad es más rápida y con menor rizado de las variables controladas, sin embargo la respuesta

dinámica de la corriente al no ser controlada queda en función de los resultados del control, alejándose de lo esperado y aumentando el contenido armónico.

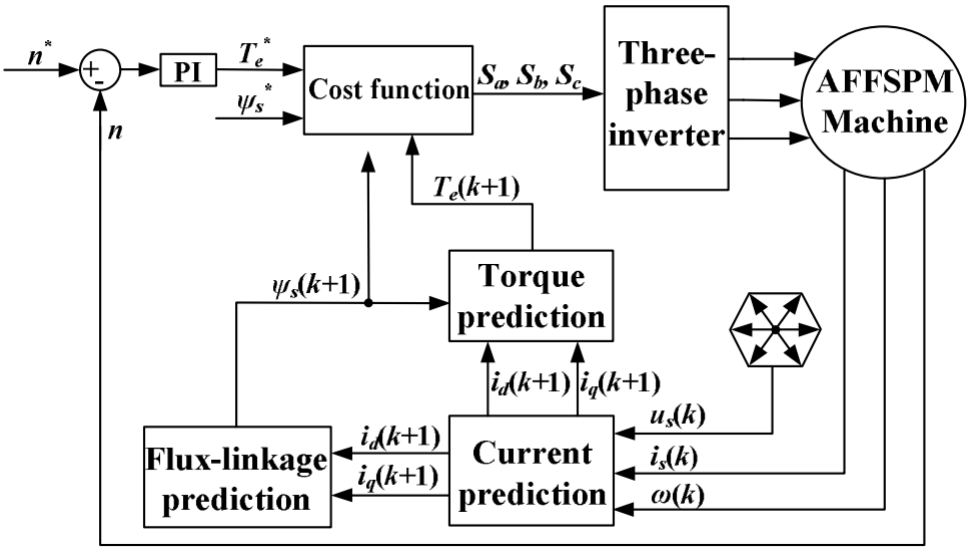


Figura 2.15: Esquema del modelo de control predictivo de par para la AFPMSM [24].

2.2.2.a Control en tiempo discreto

Gran parte de los sistemas controlados que se desarrollan actualmente son implementados mediante plataformas digitales. Estas, utilizan sistemas de adquisición para medir señales análogas y transformarlas en señales digitales, las cuales son procesadas para producir señales análogas de control.

El proceso de transformación de una señal análoga a una digital se realiza mediante su muestreo cada cierto período de tiempo, el cual es uno de los principios fundamentales de este tipo de control. No obstante, este parámetro no es único, ya que existen sistemas que utilizan múltiples períodos de muestreo para diferentes variables, permitiendo que ocurran procesos de manera asincrónica.

Particularmente, el período de muestreo es un parámetro muy importante que afecta tanto la respuesta del sistema como también su funcionamiento. Si este es demasiado extenso será imposible reconstruir la señal continua, mientras que si es muy corto se aumenta el grado de carga de la plataforma digital y aumenta el costo computacional [25].

Para el análisis de los sistemas de control en tiempo discreto se utiliza la transformada z (2.21), la cual es una transformación análoga a la transformada de Laplace para sistemas en tiempo continuo. Esta permite discretizar una señal continua transformándola en una función en el dominio de la frecuencia compleja discreta, lo que la convierte una herramienta fundamental para el diseño de sistemas de control digital.

$$Z\{f(kh)\} = F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kh) z^{-k} \tag{2.21}$$

Donde k pertenece a los números enteros, h corresponde al período de muestreo y z es una variable compleja, similar a s en tiempo continuo.

En este caso, para utilizar un controlador PI para el lazo cerrado de velocidad en la plataforma digital, se aplicará la función $c2d$ de MATLAB a los controladores sintonizados en tiempo continuo, convirtiéndolos en funciones de transferencia en tiempo discreto con un período de muestreo determinado.

2.3 Modelo de carga mecánica

Con el fin de evaluar el desempeño del control en aplicaciones de electromovilidad, resulta necesario modelar la carga que demandará la potencia mecánica generada por el motor para distintos ciclos de manejo. Para ello se utilizará el movimiento unidimensional de un vehículo ligero de carga y transporte, cuyo escenario dinámico y modelo se presentan en la Figura 2.16.

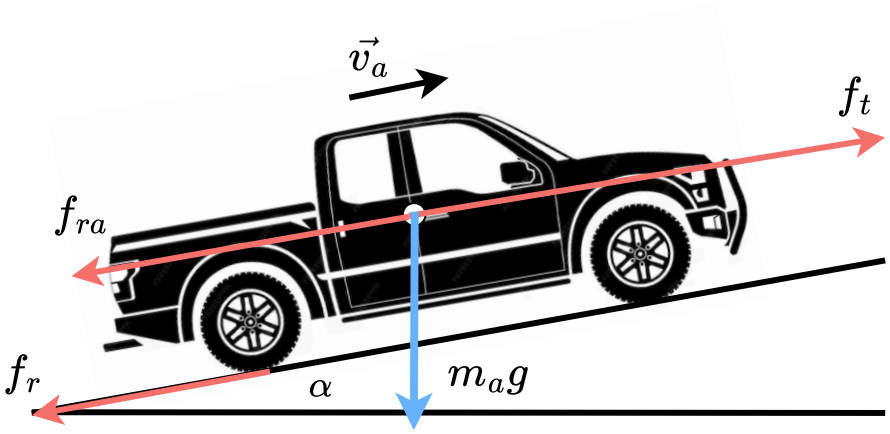


Figura 2.16: Fuerzas que interactúan en la dinámica del vehículo.

De la Figura se pueden evidenciar cuatro fuerzas principales interactuando con la carga. En primer lugar, la fuerza f_t representa la fuerza de tracción necesaria para mover la carga desde el reposo a una velocidad establecida $\boldsymbol{v_a}$, acelerando o frenando, y cuya fuente proviene del motor eléctrico para luego transmitirse a las ruedas mediante el sistema de transmisión del vehículo, el cual puede disponer de tracción delantera, trasera o ambas. En segundo lugar, se encuentra la fuerza de roce aerodinámico f_{ra}. Esta se produce debido a la interacción del vehículo con el fluido en donde se desplaza, oponiéndose al movimiento en función de la velocidad y aerodinámica de la carga. En tercer lugar, se produce la fuerza de roce f_r, la cual se origina debido a la interacción de contacto entre las ruedas del vehículo y la superficie de adherencia y, al igual que la fuerza de roce aerodinámico, se opone al movimiento en dirección contraria a la fuerza de tracción en función de la elevación del terreno α y las características dinámicas y estáticas del vehículo. Finalmente, debido a la interacción del vehículo con la gravedad, se produce la fuerza $m_a g$. Esta fuerza puede oponerse o favorecer el movimiento del vehículo dependiendo de la pendiente de la superficie.

Aplicando la segunda ley de Newton y asumiendo que la masa es constante durante todo el movimiento, el balance de fuerzas aplicado al centro de masa del vehículo queda determinado por,

$$m_a \frac{dv_a}{dt} = f_t - f_{ra} - f_r - m_a g \cos(\alpha) \tag{2.22}$$

Donde m_a representa la masa del vehículo y g la aceleración de gravedad.

El cálculo de f_r se realiza según

$$f_r = m_a g \cos(\alpha) C_r \tag{2.23}$$

Donde C_r es el coeficiente de fricción dinámica del vehículo

Por otro lado, la fuerza f_{ra} se calcula según,

$$f_{ra} = \frac{1}{2} \rho S_v C_x v_a^2 \tag{2.24}$$

Donde ρ es la densidad del fluido (aire), S_v es la superficie frontal del vehículo y C_x es el coeficiente de resistencia aerodinámica.

Una vez definidas las fuerzas que actúan sobre el vehículo, es posible plantear la potencia de tracción como el producto entre la velocidad lineal y la fuerza de tracción. De esta manera, multiplicando la velocidad por dicha fuerza se obtiene

$$P_t = m_a v_a \frac{dv_a}{dt} + m_a g \cos(\alpha) C_r v_a + \frac{1}{2} \rho S_v C_x v_a^3 + m_a g \sin(\alpha) v_a \tag{2.25}$$

Despreciando las pérdidas por roce y ventilación y asumiendo que el vehículo tiene tracción delantera y trasera, esta potencia será suministrada en cuatro partes iguales a los motores "in wheel" alojados en las ruedas del vehículo.

Por otra parte, el torque necesario para hacer girar las ruedas se puede obtener dividiendo la potencia de tracción equivalente en la velocidad de giro, la cual será la referencia del control de velocidad propuesto en capítulos posteriores. Cabe destacar que el torque mecánico necesario deberá ser ajustado para operar dentro de las condiciones nominales del motor utilizado en este trabajo, multiplicando por un factor 0,125 como se muestra en (2.26).

$$T_m = 0.125 \frac{P_t}{4} \frac{1}{w_m} \tag{2.26}$$

Capítulo 3

Estrategia de control

Con el fin de cumplir parte de los objetivos planteados, se evaluarán y compararán mediante herramientas de simulación dos técnicas de control: El control directo de par y el control predictivo de par. Para ello, es necesario describir los principales aspectos teóricos adaptados a un motor BLDC de flujo axial.

3.1 Control directo de par para un motor BLDC

El control directo de par clásico, es un esquema de control no lineal introducido por Takahashi en [7]. Si bien al comienzo se planteó para una máquina de inducción, es posible adaptar este esquema con el fin de controlar un motor BLDC alimentado a través de un convertidor VSI de dos niveles.

En primer lugar, es importante destacar que el control se realiza en tiempo discreto sobre el flujo y el par electromagnético, estimando dichas variables en cada instante de adquisición a partir del modelo de máquina presentado en (2.10) y (2.16). De esta forma, a partir de las mediciones de corriente en α-β y ángulo de giro, determinan el flujo y el par electromagnético en el instante de muestreo "k" según:

$$d\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}[k] = (\boldsymbol{v_{s\alpha\beta}}[k] - R_s \boldsymbol{i_{s\alpha\beta}}[k])\, dt \tag{3.1}$$

$$\theta[k] = \arctan\left(\frac{\psi_\beta[k]}{\psi_\alpha[k]}\right) + Z \quad \text{con} \quad \begin{cases} Z = 0 & \text{cuando} \quad \theta[k] \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}] \\ Z = \pi & \text{cuando} \quad \theta[k] \in [\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}] \end{cases} \tag{3.2}$$

$$T_e[k] = \frac{3}{2}\left(k_\alpha[k] i_\alpha[k] + k_\beta[k] i_\beta[k]\right) \tag{3.3}$$

Cabe destacar que para obtener el flujo es necesario integrar en tiempo discreto (3.1), considerando como condición inicial la evaluación de (2.11) en $t = 0$.

Con el fin de mejorar la respuesta dinámica de esquema, la referencia de par se obtiene a partir del arreglo presentado en 3.1, el cual consiste en un controlador proporcional-integrador de velocidad realimentado con anti-windup, para así limitar la acción integradora. Si bien la estructura se presenta como un control continuo, el control se realizará en tiempo discreto, por lo que en capítulos posteriores se deducirán y sintonizarán los parámetros de dicho controlador.

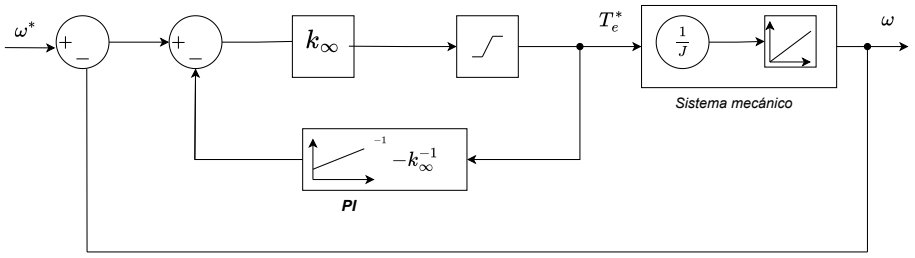


Figura 3.1: Esquema de control de velocidad con anti-windup.

Internamente el control directo de flujo y par se realiza a través de dos comparadores de histéresis de dos y tres niveles, respectivamente y cuya entrada es la diferencia entre la referencia y la estimación de las variables controladas. Para el caso del control de flujo, se sigue el razonamiento mostrado en (3.4), donde el error de flujo $|\psi_s|-|\psi_s|^*$ se compara con la banda de histéresis HB_ψ ingresada por el usuario. Cuando la entrada es menor que el límite inferior de la banda, se requiere aumentar el flujo retornando valor uno, mientras que cuando es mayor es necesario disminuirlo retornando valor cero. Estos valores se traducirán en los vectores de tensión que serán empleados en el VSI que alimenta la máquina.

$$\begin{aligned} \psi_{HB} &= 1, \quad \text{cuando} \quad |\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}| < |\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}|^* - \frac{\mathrm{HB}_\psi}{2} \\ \psi_{HB} &= 0, \quad \text{cuando} \quad |\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}| > |\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}|^* + \frac{\mathrm{HB}_\psi}{2} \end{aligned} \tag{3.4}$$

Del mismo modo, para el control de par se tienen tres niveles de comparación, los cuales se presentan en (3.5). Cuando la entrada $T_e - T_e^*$ sea menor a $-\mathrm{HB}_{T_e}$ es necesario aumentar el par de la máquina, por lo que la acción de control será igual a 1, A su vez, cuando la entrada se encuentre dentro de la banda de histéresis establecida, no será necesario cambiar el par actual, por lo que la acción de control es igual a cero. Finalmente, cuando la entrada $T_e - T_e^*$ es mayor que la banda de histéresis, el par de la máquina está por sobre la referencia indicando una acción de control igual a -1 para disminuirlo.

$$\begin{aligned} T_{e_{HB}} &= 1, \quad \text{cuando} \quad T_e < T_e^* - \mathrm{HB}_{T_e} \\ T_{e_{HB}} &= 0, \quad \text{cuando} \quad -\mathrm{HB}_{T_e} < T_e - T_e^* < \mathrm{HB}_{T_e} \\ T_{e_{HB}} &= -1, \quad \text{cuando} \quad T_e > T_e^* + \mathrm{HB}_{T_e} \end{aligned} \tag{3.5}$$

La actuación del esquema de control determinará el fasor espacial de tensión con que el VSI de dos niveles alimentará la máquina y cuyo conjunto finito se presenta en la Figura 2.12. Sin embargo, la acción de aumentar o disminuir las variables de control dependerá directamente del sector en que se encuentre el flujo magnético, cuya identificación se realiza a partir de la estimación del ángulo respecto a las coordenadas estáticas de la máquina presentada en (3.6).

$$\theta_N = \begin{cases} \left(-\frac{\pi}{6} + \frac{(N-1)\pi}{3}, -\frac{\pi}{6} + \frac{N\pi}{3}\right) & \text{si } N = 1,2,3,4,5 \\ \left(\frac{3\pi}{2}, 2\pi\right) \cup \left(-\pi, -\frac{\pi}{6}\right) & \text{si } N = 6 \end{cases} \tag{3.6}$$

Una vez el sector es identificado a partir de la estimación (3.2) y la ecuación (3.6), es posible determinar los vectores de tensión que satisfacen las condiciones de control según

la Tabla 3.1. Las primeras dos columnas corresponden a los resultados del control por histéresis, mientras que los valores de cada columna restante corresponden a los estados de conmutación de los IGBT's (S_a, S_b, S_c) que darán lugar al fasor espacial de tensión $\mathbf{v_s}[k]$ obtenido a partir de (2.20).

Tabla 3.1: Estados de conmutación del control directo de par para el VSI de dos niveles

ψ_{HB}	$T_{e_{HB}}$	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
1	1	(110)	(010)	(011)	(001)	(101)	(100)
	0	(000)	(111)	(000)	(111)	(000)	(111)
	-1	(101)	(100)	(110)	(010)	(011)	(001)
0	1	(010)	(011)	(001)	(101)	(100)	(110)
	0	(111)	(000)	(111)	(000)	(111)	(000)
	-1	(001)	(101)	(100)	(110)	(010)	(011)

Al utilizar el conjunto de vectores finitos definidos en la Tabla 3.1 para encender o apagar los módulos IGBT del convertidor, se espera obtener la trayectoria de flujo presentada en la Figura 3.2.

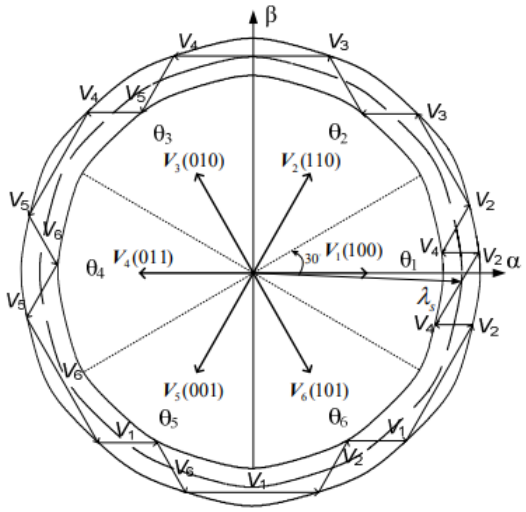


Figura 3.2: Trayectoria dodecagonal del flujo de estator de un motor BLDC [16].

3.2 Control predictivo de par MPTC

Para mejorar la respuesta dinámica de las variables controladas y reducir el THD de las variables medidas, se modificará el esquema clásico de Control Directo de Par a un esquema predictivo con un horizonte de predicción de un paso. Esta modificación implicará el uso de los parámetros de la máquina para el diseño del nuevo esquema de control en conjunto con las ecuaciones que describen el comportamiento electromagnético y mecánico presentadas en la sección 2.1.3.a.

Utilizando el método de discretización de Euler de primer orden, es posible predecir las

variables de control en el instante "k+1" como

$$\begin{aligned} |\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}|[k+1] &= |\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}|[k] + T_s \frac{d|\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}|[k]}{dt} \\ T_e[k+1] &= T_e[k] + T_s \frac{dT_e[k]}{dt} \end{aligned} \tag{3.7}$$

Donde T_s es el periodo de muestreo.

Dado que es posible estimar el valor del par $T_e[k]$ y el flujo $|\psi_s|[k]$, resulta necesario representar las derivadas instantáneas de las variables de control en función del modelo de la máquina presentado en la sección 2.1.3.a. De esta manera, ajustando (2.19) a una ecuación vectorial, es posible determinar la derivada temporal del par electromagnético según (3.8)

$$\frac{dT_e[k]}{dt} = \frac{3}{2}\left(\frac{d\boldsymbol{i_{\alpha\beta}}}{dt}\boldsymbol{k_{\alpha\beta}} + \frac{d\boldsymbol{k_{\alpha\beta}}}{dt}\boldsymbol{i_{\alpha\beta}}\right) \tag{3.8}$$

Ahora bien, es conveniente asumir que durante un periodo de control pequeño la constante de fuerza electromotriz no presenta grandes cambios debido a su dependencia angular. A su vez, la velocidad presenta dinámicas mucho más lentas que la corriente; por ende, la dinámica de la variación de par dependerá fuertemente del cambio de corriente para el intervalo de control establecido. Así, reemplazando (2.14) y (3.8) en (3.7), se obtiene la expresión que determina el par electromagnético en el instante "k+1" en función de la estimación del par actual, la constante de fuerza electromotriz actual y los parámetros de la máquina.

$$T_e[k+1] = \left(\frac{L_s - T_s R_s}{L_s}\right) T_e[k] + \frac{3}{2}\frac{T_s}{L}\left(\boldsymbol{v_{s\alpha\beta}}^T \boldsymbol{k_{\alpha\beta}} - |\boldsymbol{k_{\alpha\beta}}|^2\right) \tag{3.9}$$

Donde $L_s = L - M$.

Cabe destacar que, debido a los supuestos realizados para describir este modelo, la velocidad se considera como una entrada constante en cada tiempo de muestreo. Además, la variable futura dependerá de los estados de conmutación del convertidor e incidirá en el control a través del fasor espacial de tensión, el cual será calculado a partir de la transformada de "Clarke".

Con respecto al control de flujo, al igual que el de par, es necesario definir la derivada temporal de esta variable. Esta se puede calcular de manera directa reemplazando (2.10) en el sistema presentado en (3.7), obteniendo así la expresión que determina la magnitud del flujo magnético en el instante "k+1" en función de la estimación de flujo actual, la medición de corriente y los parámetros del modelo.

$$|\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}|[k+1] = \left|\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}[k] + T_s\left(\boldsymbol{v_{s\alpha\beta}}^T - R_s \boldsymbol{i_{s\alpha\beta}}\right)\right| \tag{3.10}$$

Por otra parte, el error actual de las variables controladas que ingresan al lazo cerrado de control se define a partir de la diferencia entre la referencia y el valor actual de las variables controladas, tal que

$$\begin{cases} \epsilon_{T,k} &= T_e^*[k] - T_e[k] \\ \epsilon_{\psi,k} &= |\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}|^*[k] - |\boldsymbol{\psi_{s\alpha\beta}}|[k] \end{cases} \tag{3.11}$$

Finalmente, ambas referencias se obtienen de la misma forma que en el esquema del DTC clásico presentado en la sección anterior, con la diferencia en que el control predictivo

percibe los $\epsilon_{T,k}$ y $\epsilon_{\psi,k}$ en conjunto con la diferencia entre el estado actual y el estado futuro. De esta manera, a partir de la predicción presentada en (3.7), es posible definir esta diferencia como $\Delta x, k = x[k+1] - x[k]$, con $x \in \{T_e, |\psi_s|\}$. Asimismo, el criterio de evaluación definirá cuál de los ocho estados de conmutación disponibles en el convertidor minimizará la función de costo λ presentada en (3.12)

$$\lambda = k_{T_e} \left(\epsilon_{T,k} - \Delta T_{e,k}\right)^2 + k_{\psi_s} \left(\epsilon_{\psi,k} - \Delta |\boldsymbol{\psi_{s,k}}|\right)^2 \tag{3.12}$$

Donde k_{T_e} y k_{ψ_s} representan las penalizaciones de control para cada variable, las cuales son ingresadas y ajustadas por el usuario en función de los valores nominales.

Capítulo 4

Evaluación del esquema de control

A partir de la definición de los esquemas de control y la herramienta de programación por bloques disponible en el software SIMULINK de Matlab, se modelaron el DTC clásico y predictivo y cuyo detalle completo se encuentra disponible en el Apéndice B. Ambos esquemas fueron desarrollados utilizando la biblioteca de PLECS para modelar el motor BLDC, ingresando los valores nominales entregados por el fabricante de ambos motores y que se detallan en la Tabla 4.2.

Tabla 4.1: Datos de placa para el motor de inducción.

Datos de placa	Máquina de inducción
Potencia nominal (kW)	7.5
Tensión nominal (V)	380
Corriente nominal (A)	15
Par nominal (Nm)	49
Velocidad nominal (rpm)	1455
Pares de polos (-)	2

Tabla 4.2: Datos de placa para el motor BLDC.

Datos de placa	Motor BLDC
Potencia nominal (kW)	5
Tensión nominal (V)	48
Corriente nominal (A)	125
Par nominal (Nm)	13
Velocidad nominal (rpm)	3700
Pares de polos (-)	4

Es importante destacar que el convertidor de dos niveles se modela utilizando la misma librería de PLECS, ingresando los parámetros asociados a la implementación real mostrados en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3: Parámetros del convertidor.

Datos	Convertidor
Banco de capacitores (mF)	4.6
Resistencia de Pre-carga (Ω)	20
Tiempo muerto (μs)	1
N° IGBT's (-)	6

Para simular el torque mecánico que cargará el motor durante la evaluación del desempeño de control para distintos ciclos de conducción, se utilizarán los parámetros obtenidos de un vehículo ligero de carga presentados en la Tabla

Tabla 4.4: Parámetros del vehículo utilizado como carga.

Parámetro	Valor
m_a (kg)	1500
g (m/s^2)	9,81
α ($\circ$)	0
ρ (kgm^{-3})	1,225
S_v (m^2)	2,3
C_r (-)	0,012
C_x (-)	0,3
Radio del rotor (m)	0,057

4.1 Obtención de parámetros del motor BLDC

Antes de describir los esquemas de control, es esencial determinar los parámetros eléctricos y mecánicos que modelan la máquina. Tanto para el control directo de par clásico como para el control predictivo, es necesario conocer el valor de la resistencia de estator, ya que se utiliza para estimar el enlace de flujo magnético. A su vez, se requiere la inercia del sistema para ajustar adecuadamente el controlador de velocidad que generará la referencia de par electromagnético. Por otro lado, el control predictivo demanda un conocimiento detallado de toda la planta para poder estimar el flujo y el par en un horizonte de predicción de un paso, requiriendo el valor de la inductancia de fase del motor.

4.1.1 Medición de resistencia de estator

Para la medición de este parámetro, se utilizará un puente de Wheatstone-Kelvin de manera off-line. Dado que no se tiene acceso directo al neutro de la máquina, la medición se realizará en los terminales a-b, b-c y c-a del motor. A partir del promedio de cada medición, se obtendrá la resistencia de estator según (4.1).

$$R_s = \frac{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}{6} \tag{4.1}$$

En primera instancia, como no se conoce el orden de magnitud de este parámetro, se intentó medir con el puente de Wheatstone obteniendo resultados imprecisos pero cercanos al orden mili. Por ende, se utilizó el puente de Kelvin, el cual se caracteriza por tener buena precisión cuando la resistencia a medir posee un bajo orden de magnitud, llegando a valores precisos de $R_{ab} = 7.27m\Omega$, $R_{bc} = 7.21m\Omega$ y $R_{ca} = 7.25m\Omega$. De esta manera, utilizando (4.1), se obtuvo una resistencia de estator igual a $R_s = 3.62m\Omega$

4.1.2 Medición del enlace de flujo magnético

Cuando la máquina funciona en modalidad generador sin carga conectada, la tensión inducida en terminales tiene directa relación con el flujo de los imanes permanentes debido a que el campo giratorio en el entrehierro se producirá por la rotación impuesta por la máquina acoplada. De esta manera, según (2.10), la tasa de cambio temporal del fasor espacial de flujo es igual al fasor espacial de la tensión inducida $\mathbf{v_s}$ cuando la corriente que circula por los devanados es nula.

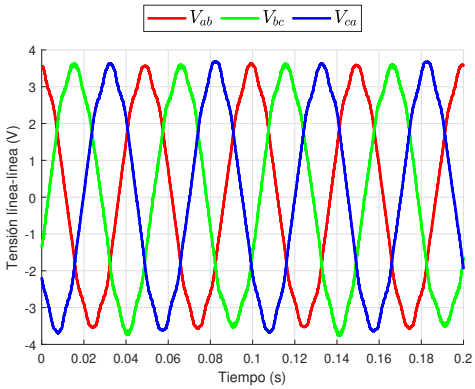
Como se mencionó con anterioridad, no se tiene acceso al punto neutro de los devanados, por lo que el fasor espacial de tensión fase neutro deberá ser determinado en función de

las tensiones línea-línea que se inducen en los terminales del motor tal que

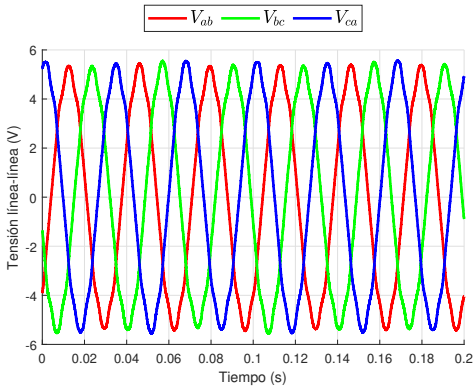
$$\boldsymbol{v_{s2}} = \frac{2}{3}\frac{e^{-j\frac{\pi}{6}}}{\sqrt{3}}\left(v_{ab} + a v_{bc} + a^2 v_{ca}\right) \tag{4.2}$$

Donde v_{ab} v_{bc} v_{ca}, corresponden a las mediciones de los valores instantáneos de tensión línea-línea inducidas en los terminales de la máquina y j el operador complejo.

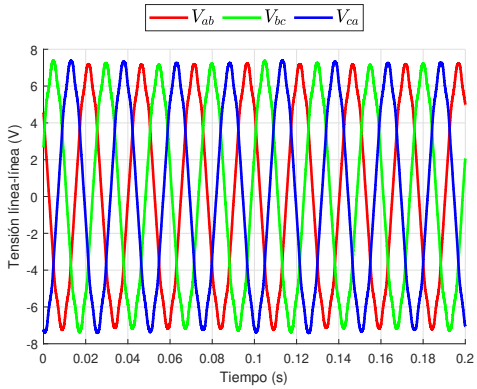
Con respecto al ensayo, se midieron las tres tensiones para tres puntos de velocidad distintos, los cuales se aplicaron a través de un control escalar en lazo abierto "V/f" empleado a la máquina de inducción acoplada al motor BLDC de flujo axial, obteniéndose los resultados presentados a continuación:



(a) Tensiones línea-línea para $\omega = 291$ rpm.



(b) Tensiones línea-línea para $\omega = 437$ rpm.



(c) Tensiones línea-línea para $\omega = 582$ rpm.

Figura 4.1

Utilizando la transformada presentada en (4.2), se puede obtener el fasor espacial de tensión línea-neutro. Dado que la medición es línea-línea, esta estimación no contendrá componentes múltiplos de la tercera armónica. Una vez conocido este fasor, es posible integrarlo a lo largo del intervalo de tiempo mediante la integración numérica trapezoidal, usando la función *cumtrapz* de Matlab. Esto proporcionará el fasor espacial del flujo para cada velocidad utilizada, como se muestra en la Figura 4.2, cuya amplitud corresponderá al máximo valor instantáneo del flujo, mientras que la frecuencia dependerá de la velocidad empleada.

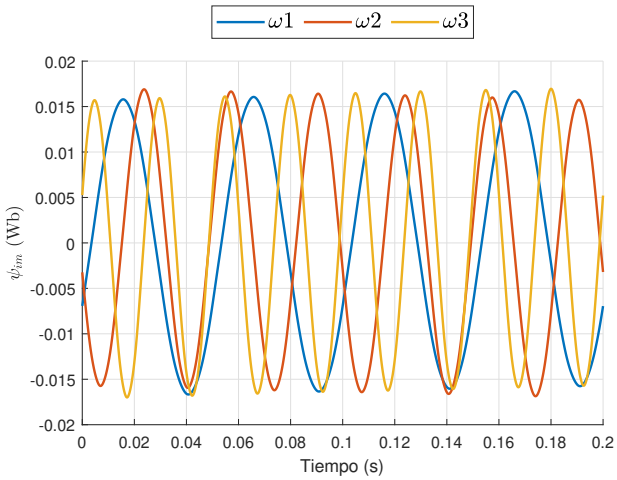


Figura 4.2: Valores instantáneos del fasor espacial de flujo para las tres velocidades.

A partir de los resultados se obtiene el promedio de las tres amplitudes y así determinar el valor instantáneo del flujo de los imanes, el cual es igual a $\psi_{im} = 0.0163$Wb

4.1.3 Medición de inercia rotacional.

Para la medición de la inercia de la máquina se realizará un ensayo de desaceleración. Para ello se arrancó la máquina con carga mecánica baja y conocida, midiendo la velocidad del conjunto en el tiempo. Específicamente a través del módulo AC-DRIVE Parker 690+, se accionó el motor acoplado a la máquina de imanes permanentes, llevándolo a una velocidad estacionaria igual a 600 rpm como se muestra en la Figura 4.3

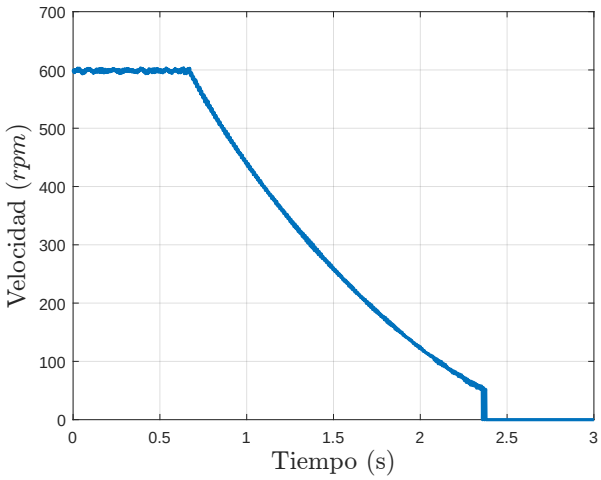


Figura 4.3: Velocidad de giro del conjunto durante la maniobra de desaceleración.

A partir de la medición de par que incluye el módulo Parker se obtuvo un par de carga igual al 6.5% del valor nominal, por ende, a partir del tiempo que demora en desacelerar y la diferencia de velocidad en este intervalo, según (4.3) la inercia del conjunto motor-carga

mecánica posee un valor igual a $J = 0.01$ kgm^2

$$J = \Delta T \frac{\Delta t}{\Delta \omega} \tag{4.3}$$

4.2 Resultados de simulación

Comenzando la descripción de la simulación, el tiempo de muestreo se definió en $25\mu s$. Esta elección se fundamenta en la operación del DTC, el cual requiere una resolución precisa para su correcto funcionamiento debido a que la selección de los estados de conmutación se basa en la estimación de las variables en cada instante de muestreo, lo cual subraya la importancia crítica de definir correctamente este parámetro y así actualizar en pasos adecuados para asegurar precisión en el control.

Por otra parte, para este apartado se utilizó una carga mecánica constante empleada en un instante específico $t = 5$ s, mientras que para la referencia de velocidad en ambos casos se dará el mismo perfil, el cual es presentado en 4.4.

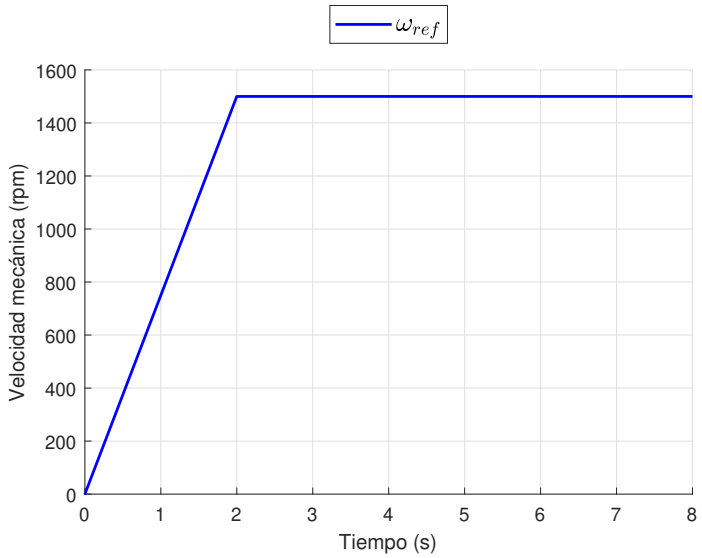


Figura 4.4: Velocidad de referencia para ambos esquemas de control.

Primeramente, debido a la alta inercia del conjunto, se requiere que la máquina acelere lentamente hasta estacionarse en la velocidad de referencia. De esta manera, se asegura una baja actuación desde el controlador de velocidad, disminuyendo considerablemente la corriente de arranque y mejorando la seguridad del control. Cabe destacar que para cumplir estas maniobras es necesario sintonizar adecuadamente el lazo externo de velocidad.

4.2.1 Sintonización del controlador de velocidad

Para evaluar el comportamiento del sistema, se aplica una referencia escalón de par y se observa el comportamiento de la velocidad mecánica. Dicha respuesta se presenta en la Figura 4.5, cuya comparación visual se simplifica luego de normalizarlas respecto a sus valores máximos, permitiendo así una mejor apreciación de la dinámica del sistema. Al emplear un escalón de entrada, la velocidad adquiere una dinámica lenta en lazo abierto,

estacionándose luego de 14 segundos. A partir de esta respuesta, ambas señales se procesan en la herramienta System Identification Toolbox, la cual proporciona la estimación de la planta de primer orden, presentada en la Ecuación (4.4), con un 90% de confiabilidad.

$$G(s) = \frac{3.97}{s + 0.07415} \tag{4.4}$$

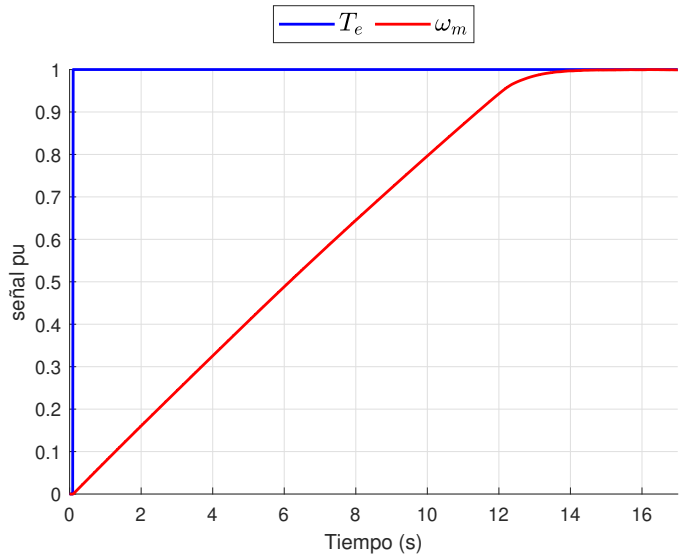


Figura 4.5: Respuesta a escalón normalizada del lazo abierto de control.

A través de la herramienta PID tunner, se ajustó el controlador en tiempo continuo en función de la rapidez y robustez de la respuesta a escalón del lazo cerrado de control, obteniendo así la forma presentada en la Figura 4.6. En ella se buscó que la respuesta tuviese una dinámica rápida, asegurando un error estacionario cercano a cero y con poco overshoot para que la tensión del bus DC sea suficiente para mantener el flujo en niveles óptimos de control.

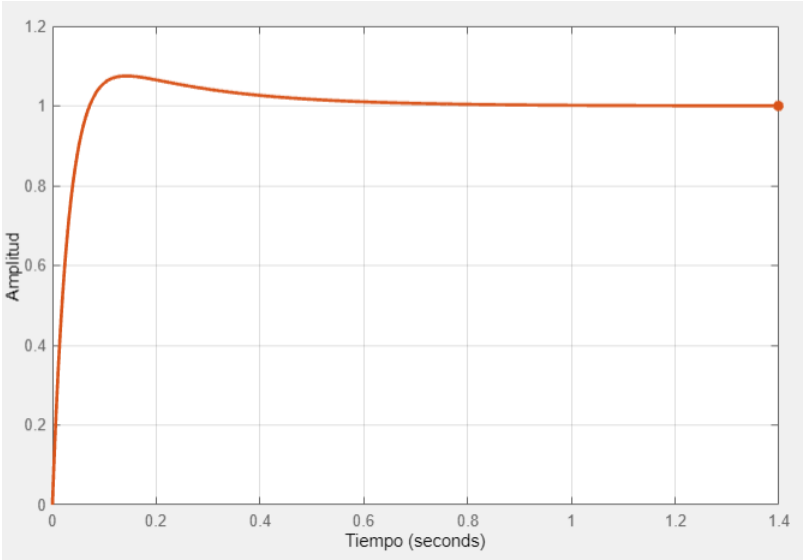


Figura 4.6: Respuesta a escalón del lazo cerrado de control.

De esta forma el controlador sintonizado por la herramienta posee valores $k_p = 8.5$ y $k_i = 0.012$. Sin embargo, este controlador no entregó los mejores resultados, por lo que se llevaron a cabo pruebas iterativas sobre estos parámetros con el objetivo de mejorar la respuesta dinámica de la velocidad. Es así que mediante un proceso de ensayo y error, se llegó al controlador presentado en la ecuación (4.5), el cual ofreció las mejores respuestas.

$$C(s) = 8 + \frac{0.009}{s} \tag{4.5}$$

Una vez obtenido el controlador en tiempo continuo se utilizará el razonamiento presentado en la sección 2.2.2.a para adaptar el esquema de control de velocidad a uno discreto. Para ello, se utilizará un método de discretización trapezoidal, empleando la función *c2d* de Matlab y así obtener el controlador mostrado en (4.6).

$$8 + 0.009\frac{T_s(z+1)}{2(z-1)} \tag{4.6}$$

4.2.2 Control directo de par

Una vez definida la referencia del control de velocidad, se sintonizó el controlador PI de velocidad según lo presentado en la sección anterior. Para definir la saturación de la actuación del controlador de velocidad, se utilizó el par máximo del motor disponible, que según el fabricante corresponde a 40 Nm. Por otra parte, de forma iterativa se escogieron las bandas de histéresis que entregaban los mejores resultados en función del par nominal y el flujo de los imanes, utilizando $0.03T_n$ y $0.001\psi_{im}$, respectivamente. A su vez, el flujo de referencia se estableció en el valor constante del flujo impuesto por los imanes debido a la operación de baja velocidad del motor.

Debido al controlador empleado, se espera un seguimiento preciso de referencia en estado estacionario y una respuesta rápida frente a perturbaciones. Al observar la Figura 4.13, se aprecia que el error respecto a la referencia es muy bajo, casi imperceptible en zona de aceleración. Además, una vez es constante, la velocidad sigue la referencia con un

error estacionario bajo, debido a la alta inercia del conjunto. En esta misma línea, el overshoot debido al requerimiento de actuación para acelerar corresponde a 0,68 rpm. A su vez, aunque existe una perturbación de origen mecánico debido al par impuesto, esta es rechazada eficazmente por el control, obteniendo el valor de velocidad requerido; sin embargo, implica una caída de velocidad de 4,25 rpm producto del torque frenante, tardando aproximadamente 0,1 s en estacionarse en el valor de referencia.

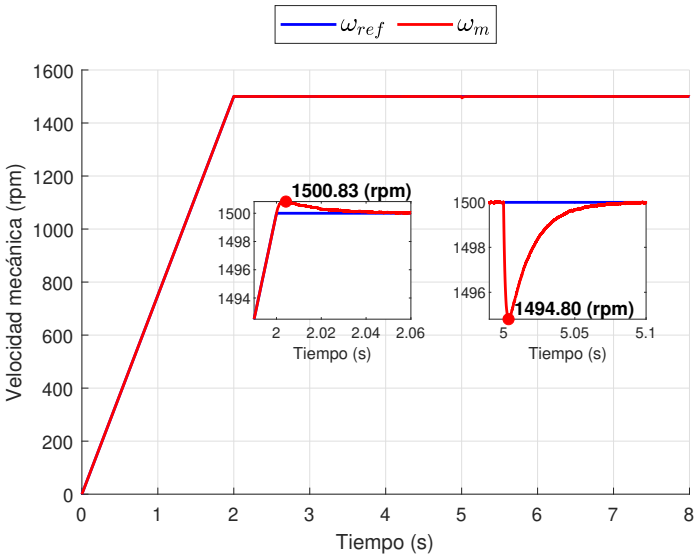


Figura 4.7: Velocidad mecánica v/s referencia de velocidad en esquema clásico.

Como se mencionó en la sección 2.1.3.a, la fuerza contra-electromotriz producto del giro del campo impuesto por los imanes del motor BLDC se aproximó de manera trapezoidal trifásica desfasada en 120°. De esta manera, el comportamiento de la variable auxiliar k_i en coordenadas $\alpha - \beta$ utilizada para la estimación del par electromagnético se presenta en 4.8. De esta, es posible destacar que su valor máximo corresponde a $p\psi_{im}$, y que posee una clara dependencia angular, observando una etapa de aceleración durante los primeros segundos para luego alcanzar un comportamiento estacionario de secuencia positiva.

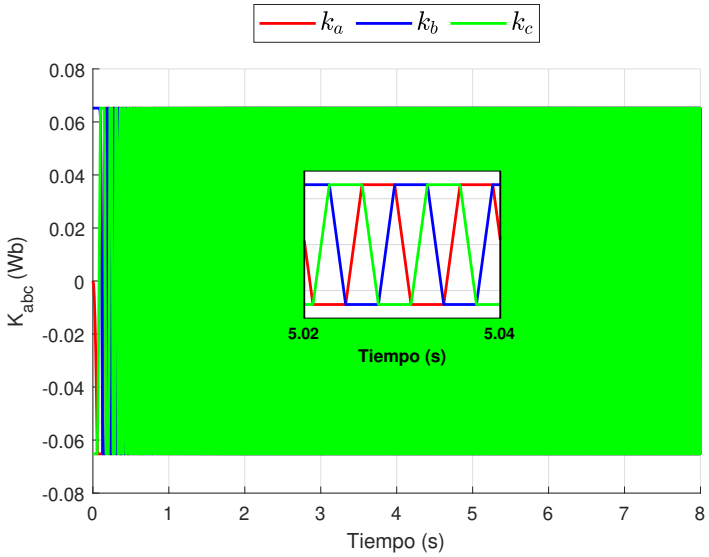
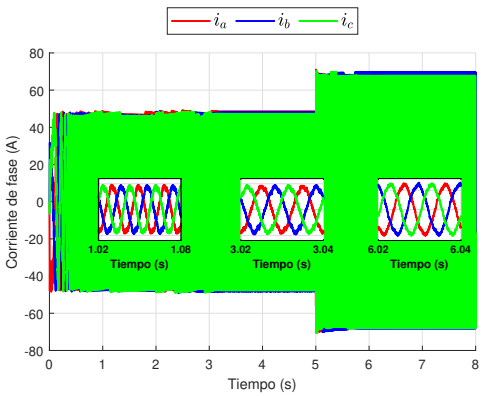


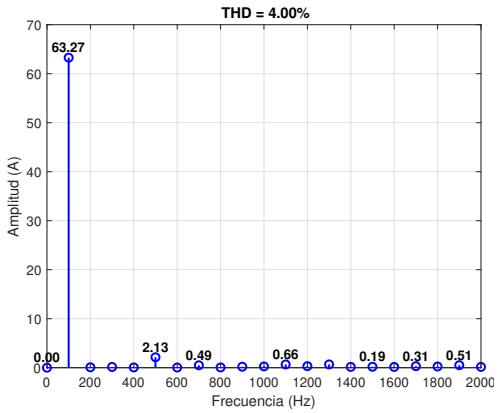
Figura 4.8: Fuerza contra-electromotriz normalizada durante el periodo de control.

El comportamiento de las corrientes de fase durante toda la maniobra de control se presenta en la Figura 4.9(a). Se observa que durante la etapa de aceleración las corrientes aumentan su frecuencia paulatinamente en función del aumento de la velocidad del conjunto. Una vez que la velocidad alcanza el valor de referencia en $t = 2$ s, el par electromagnético se iguala al par mecánico, lo que provoca que las corrientes alcancen su punto de operación estacionario estable a una frecuencia de 100 Hz en vacío.

Luego de aplicar carga mecánica al eje, la amplitud de la fundamental alcanza un valor de 63,27 A, además es posible observar que la forma de la corriente se encuentra distorsionada en mayor medida por componentes de quinta, séptima y onceava armónica como se muestra en la Figura 4.9(b). Esto último producto de la fuerza electromotriz trapezoidal inducida por el campo de los imanes alojados en el rotor la cual interactúa directamente con el campo impuesto por la alimentación del motor, obteniéndose un THD de 4%.



(a) Corriente de fase para esquema clásico.



(b) Espectro de frecuencias en estado estacionario y $T_m = 5$ Nm.

Figura 4.9

En la Figura 4.10 se presenta el flujo de estator estimado y de referencia. Es posible notar que este último se definió como constante e igual al flujo de los imanes debido principalmente a que se está operando en una región de baja velocidad respecto al valor nominal del motor (3700 rpm.). En cuanto a la operación, durante todo el periodo la estimación del flujo magnético oscila en torno al valor de referencia con distinta dinámica según la acción de control establecida.

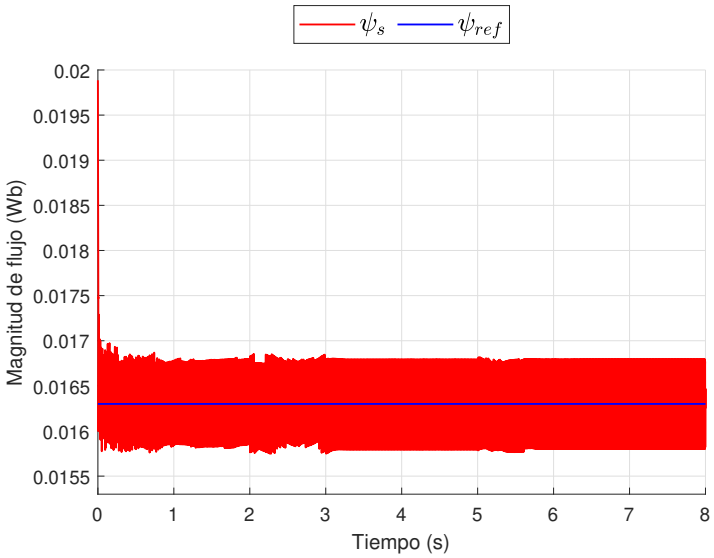


Figura 4.10: Enlace de flujo de la máquina respecto a la referencia de flujo.

En [26] los autores definen σ como el valor porcentual de rizado de la variable de control respecto a la referencia según (4.7)

$$\sigma = 100\frac{1}{N_i}\sum_{k=1}^{N_i}\frac{1}{X_{ref,k}}\sqrt{(X_{ref,k}-X_k)^2} \tag{4.7}$$

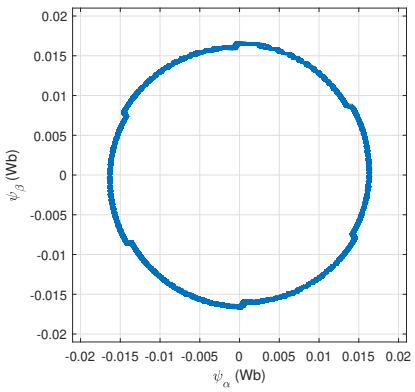
Separando las dinámicas del flujo de acuerdo al comportamiento de la velocidad mostrado en la Figura 4.13, se distinguen tres intervalos temporales $I \in \{[0-2],[2-5],[5-8]\}$ que denotan variaciones significativas de este. Así, utilizando (4.7), se obtienen los valores de rizado presentados en la Tabla 4.5. Es preciso notar que el rizado porcentual es mayor en el intervalo de aceleración del motor debido a que los cambios de las variables de control son mayores. Una vez se aplica la carga en el eje, el flujo aumenta su rizado en un 0,05%, el cual no es realmente significativo para la operación.

Tabla 4.5: Rizado de flujo para distintos intervalos temporales con esquema clásico.

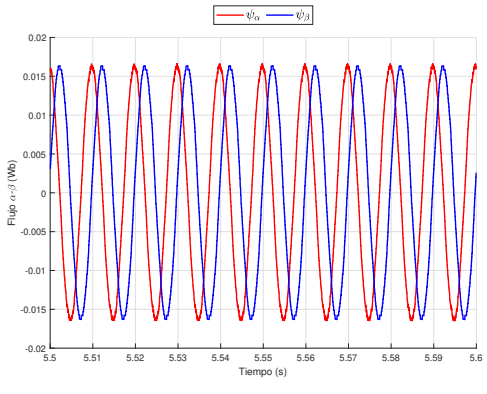
Intervalo temporal (s)	1	2	3
σ %	1,2405	1,1104	1,1599

Ahora bien, en la Figura 4.11(a) se muestra el lugar geométrico del fasor espacial de enlace de flujo ψ_s en el plano complejo, el cual presenta una forma circular distorsionada debido a la presencia de caídas pronunciadas cada 60° eléctricos. Dichas caídas concuerdan con los

sectores establecidos en la metodología DTC presentada en la sección 3.1 y son producidas por la conmutación de estados nulos, que permiten la operación de los diodos volantes conectados entre colector-emisor de cada IGBT. Esta operación implica una dificultad en el control de flujo cuando la máquina opera en vacío, evidenciando en 4.10 una clara distorsión en el flujo estimado antes de t= 5 s . La magnitud de estas caídas es difícil de prever ya que depende de múltiples factores como el tiempo de muestreo, el nivel de tensión en el Bus DC, la banda de histéresis escogida, la velocidad del conjunto, el torque de carga, entre otras.



(a) Diagrama circular del fasor espacial de flujo enlazado ψ_s



(b) Flujo enlazado en eje α y eje β.

Figura 4.11

En la Figura 4.12, se observa el comportamiento del par electromagnético en relación con su referencia y con el par mecánico. Al inicio, el par electromagnético es acelerante, conforme a la maniobra gobernada por el aumento en la referencia de velocidad. Para superar la inercia del conjunto, el par aumenta de manera controlada, demandando una corriente limitada. Posteriormente, el par electromagnético se estabiliza en cero cuando la velocidad alcanza su valor estacionario en vacío. Ahora bien, en t=5 s se aplica un escalón de carga mecánica, provocando que la dinámica sea acelerante con un comportamiento transitorio de primer orden debido a la referencia entregada por el control PI de velocidad, y así luego estacionarse en torno al escalón aplicado.

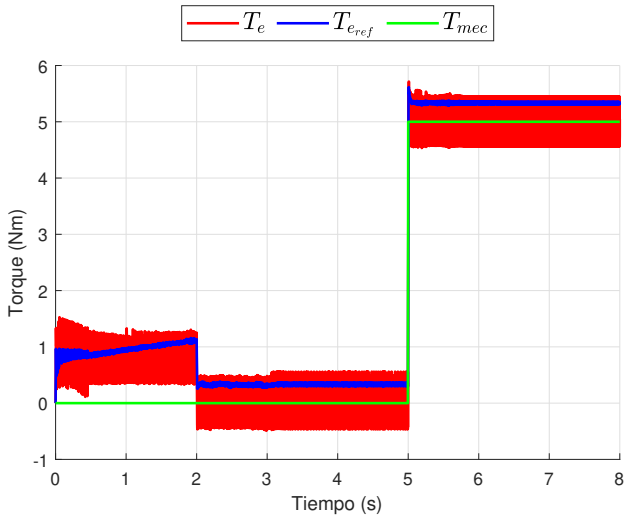


Figura 4.12: Par electromagnético y mecánico v/s referencia en esquema clásico.

Utilizando (4.7) se obtiene un valor de rizado del 4,4% cuando el torque de carga es de 5 Nm.

4.2.3 Control predictivo

En primer lugar, para la elección de los pesos k_{T_e} y k_{ψ_s}, se tomó en cuenta la relación existente entre el par nominal del motor y la magnitud del flujo de los imanes como 13/0.0163 Nm/Wb. Como la función de costo (3.12) relaciona de manera cuadrática los errores de par y flujo actual, la relación de los pesos k_{T_e}/k_{ψ_s} es aproximadamente $1 : 6,36 \cdot 10^5$. Ahora bien, el uso de esta relación no refleja la mejor respuesta dinámica, por lo que, con el fin de mejorar el desempeño del control, se iteró sobre estas constantes hasta llegar a los valores de $1 : 2,25 \cdot 10^7$ Nm^2/Wb^2. Cabe destacar que, el valor de inductancia utilizado para el planteamiento de la lógica de control fue entregado por el fabricante y corresponde a $L_s = 81$ μH

Respecto a la velocidad mecánica, se puede apreciar un comportamiento similar al esquema clásico con seguimiento de referencia con un mínimo de error en estado estacionario. A su vez, luego de la etapa de aceleración, tarda aproximadamente 0,04 s en estacionarse con un overshoot de 0,03 rpm menor que el esquema clásico, mientras que durante la perturbación mecánica el undershoot es mayor.

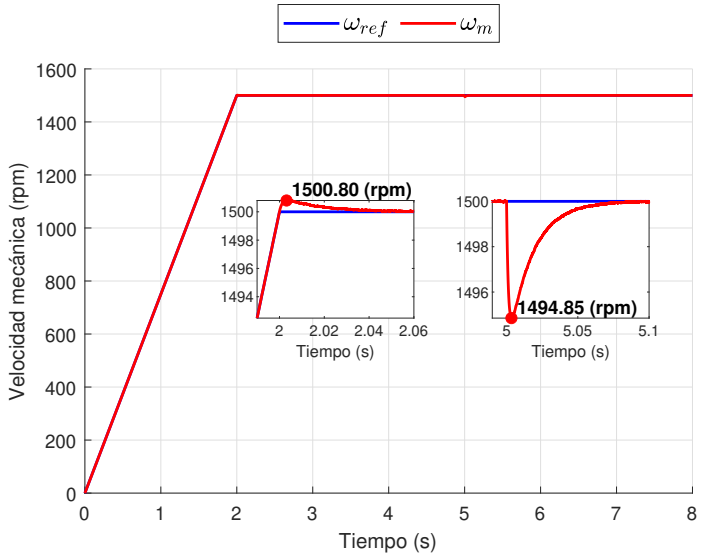
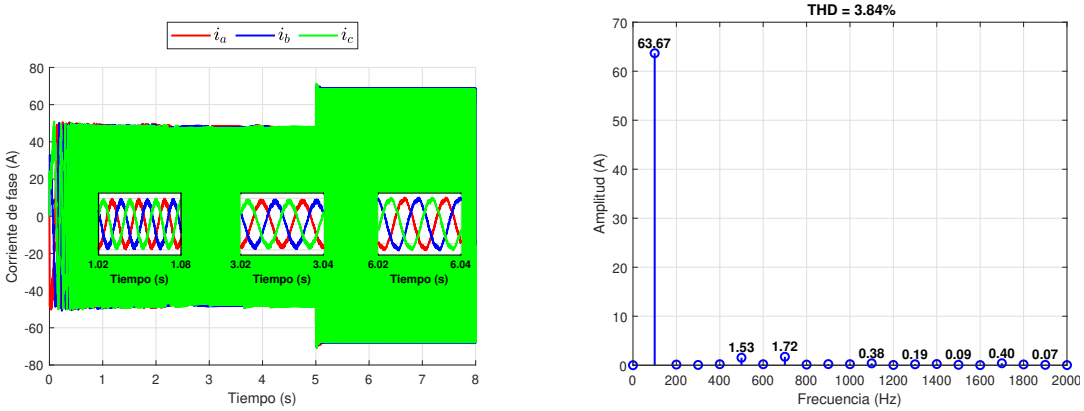


Figura 4.13: Velocidad mecánica v/s referencia de velocidad en esquema predictivo.

El comportamiento de la corriente de fase se muestra en la Figura 4.14(a). Similar al esquema clásico, se observa que durante la maniobra de aceleración el nivel de corriente se mantiene por debajo del umbral de corriente máxima. Esta dinámica continúa hasta alcanzar la velocidad estacionaria. Posteriormente, en $t = 5$ s se produce un crecimiento de amplitud en virtud del aumento de carga mecánica, incluyendo la dinámica de primer grado del controlador PI hasta estabilizarse. Respecto al contenido armónico, se observa una reducción del 0.16% respecto al esquema clásico, disminuyendo la ponderación de todas las armónicas excepto de la séptima.



(a) Corriente de fase para esquema predictivo.

(b) Espectro de frecuencias en estado estacionario y $T_m = 5$ Nm para esquema predictivo.

Figura 4.14

En la Figura 4.15 se muestra el comportamiento de la magnitud del flujo estimado para el esquema predictivo. Cualitativamente se presenta un comportamiento más homogéneo que para el esquema clásico, siendo más notorio en la etapa de aceleración de la máquina. Sin embargo, al analizar el rizado de flujo para los distintos intervalos dinámicos, se observa

un aumento de este en todos los periodos establecidos, llegando a aumentos de hasta 0,11% según lo entregado en la Tabla 4.7. Lo anterior se debe principalmente al uso de las penalizaciones de control empleadas a través de los pesos k_{T_e} y k_ψ. Al darle más peso al par electromagnético en la función de costo, se le da más prioridad a reducir el error de par que el de flujo al momento de escoger los vectores de tensión que alimentarán a la máquina.

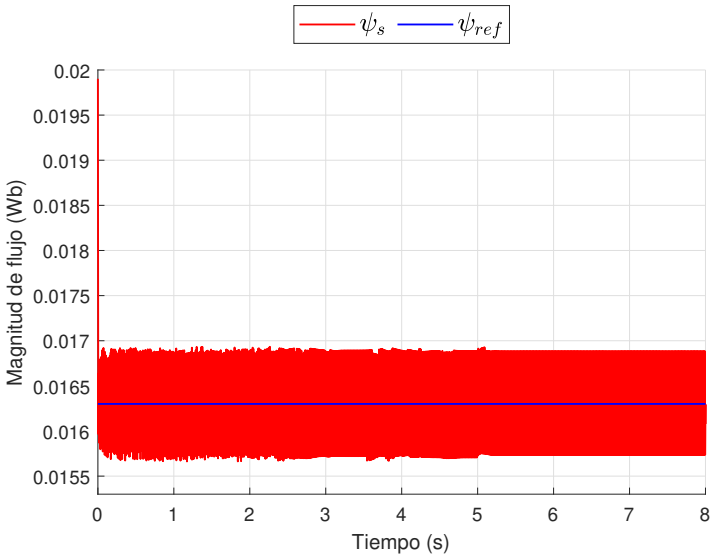
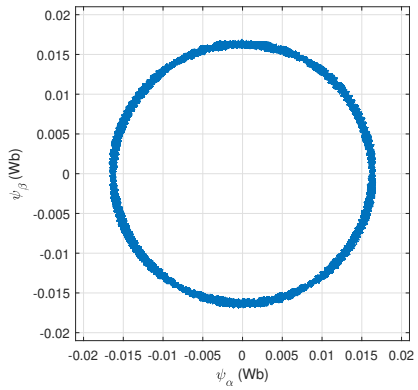


Figura 4.15: Enlace de flujo de la máquina respecto a la referencia de flujo en esquema predictivo.

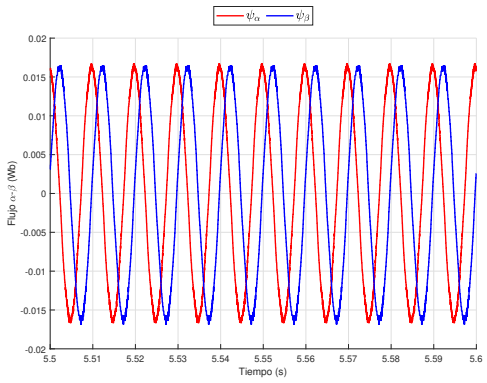
Tabla 4.6: Rizado de flujo para distintos intervalos temporales con esquema predictivo.

Intervalo temporal (s)	1	2	3
σ %	1,2495	1,2035	1,2735

Si bien el flujo presenta un mayor rizado, la mejor homogeneidad de este provoca que la trayectoria del flujo presentada en la Figura 4.16(a) se vea con una forma más circular, disminuyendo la amplitud de las caídas pronunciadas vistas en la trayectoria del DTC. Si bien a priori la forma puede parecer circular, es más cercana a un dodecágono, lo cual es propio de la naturaleza de la fuerza electromotriz de la máquina. Por otra parte, las componentes del flujo se comportan de manera similar al esquema clásico, con componentes en frecuencia que hacen que la forma no sea sinusoidal perfecta, sino más bien trapezoidales.



(a) Diagrama circular del fasor espacial de flujo enlazado ψ_s con control predictivo.



(b) Flujo enlazado en eje α y eje β con control predictivo.

Figura 4.16

En la Figura 4.17 es posible apreciar el comportamiento dinámico del par electromagnético. El rizado se comporta de manera más homogénea que en el DTC para todos los intervalos dinámicos. Además, el rizado tiene un valor igual a 2,81% cuando la carga mecánica es de 5 Nm, disminuyendo un 1,6% respecto al otro esquema de control.

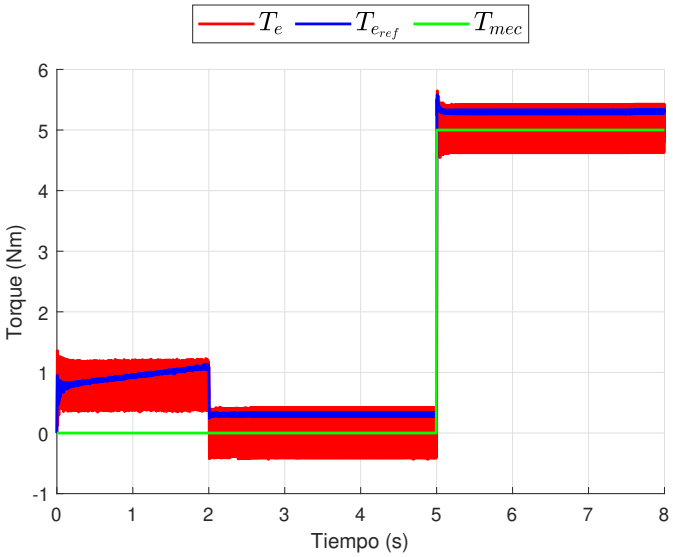


Figura 4.17: Par electromagnético y mecánico v/s referencia en esquema predictivo.

Por otra parte, en la Figura 4.18 se presenta un acercamiento temporal de la respuesta del par electromagnético a la perturbación del par mecánico para ambos esquemas de control. Gráficamente, se aprecia de mejor manera la diferencia de rizado que existe entre ellos, y a pesar de que el esquema predictivo es más complejo y requiere mayor cómputo en su lógica, posee la misma rapidez de respuesta que el esquema clásico.

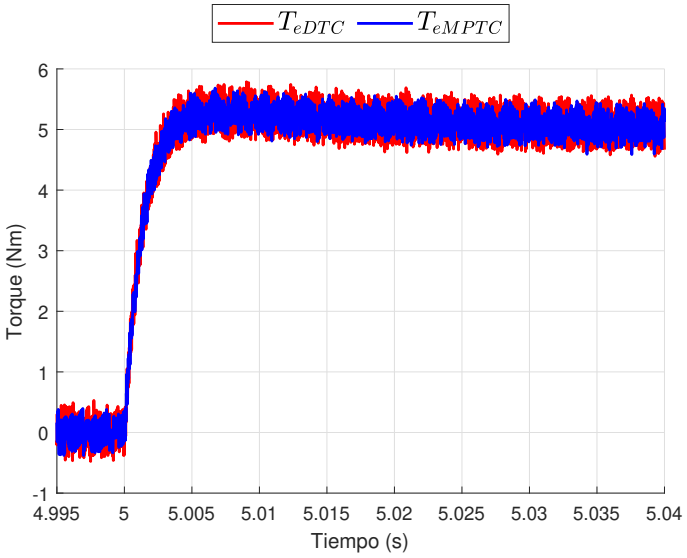


Figura 4.18: Par electromagnético en DTC y en MPTC.

Como se mencionó en la descripción del control, una de las principales desventajas de este enfoque es su dependencia de la precisión con la que se conocen los parámetros de la planta a controlar. En este caso, la inductancia de fase se obtuvo a partir de la información proporcionada por el fabricante, mientras que la resistencia se midió utilizando un instrumento analógico adecuado para órdenes de magnitud similares al valor esperado. Una diferencia clave en el diseño de los esquemas de control radica en la inclusión de la inductancia en el modelo de predicción. Por ello, para complementar la evaluación del esquema predictivo, se realizó un análisis de sensibilidad variando este parámetro en un rango de $\pm 20\%$.

Desde la perspectiva del par electromagnético, una reducción del 20% en el valor de la inductancia genera un incremento del rizado del par hasta un 3,24%, lo cual sigue siendo inferior al obtenido con el método DTC. Esto indica que, al menos, existe un margen del 20% por debajo del valor especificado por el fabricante para que el sistema funcione eficazmente. Por otro lado, al aumentar el valor de la inductancia, no se observa una mejora significativa en el desempeño del control de par, registrándose únicamente una reducción del rizado de aproximadamente 0,3%.

Tabla 4.7: Rizado de par para distintos valores de inductancia de fase.

Inductancia L_s [μH]	64,8	81	97,2
σ %	3,24	2,81	2,52

4.2.4 Ciclos de conducción

Con el fin de evaluar el desempeño del lazo de control predictivo presentado en secciones anteriores, se introducirán 4 ciclos de conducción establecidos por países u organizaciones con el fin de representar la velocidad de vehículos livianos en condiciones normales de conducción, ya sea en calzadas urbanas o carreteras. Algunos son presentados por la EPA (Agencia de Protección Ambiental) como referencia para la industria y fines de investi-

gación [27].

Principalmente, existen dos tipos de ciclos de conducción. Los ciclos transitorios involucran diversos cambios de velocidad y están basados en emular condiciones de manejo reales en carretera, por ejemplo, el ciclo "HWFET", o en zonas urbanas , como pueden ser el ciclo "FTP". Por otra parte, el segundo tipo de ciclos de conducción involucra periodos prolongados de velocidad constante en zonas urbanas, como puede ser el ciclo NEDC.

Cabe destacar que el orden de magnitud temporal de todos los ciclos es muy elevado respecto al tiempo de muestreo $T_s = 25\mu s$, por lo que para operar el control se requiere una cantidad elevada de memoria computacional. Debido a lo anterior, se definirá un intervalo temporal de control igual a 300 s.

4.2.4.a HWFET

El ciclo HWFET (*Highway Fuel Economy Test*), corresponde a un ciclo de conducción elaborado por la EPA para determinar el nivel de economización de combustible en carretera para vehículos livianos. Como se muestra en la Figura 4.19 comienza con una etapa de aceleración de 17 segundos, manteniendo una dinámica de velocidad variable, alcanzando velocidades de hasta 50 km/h.

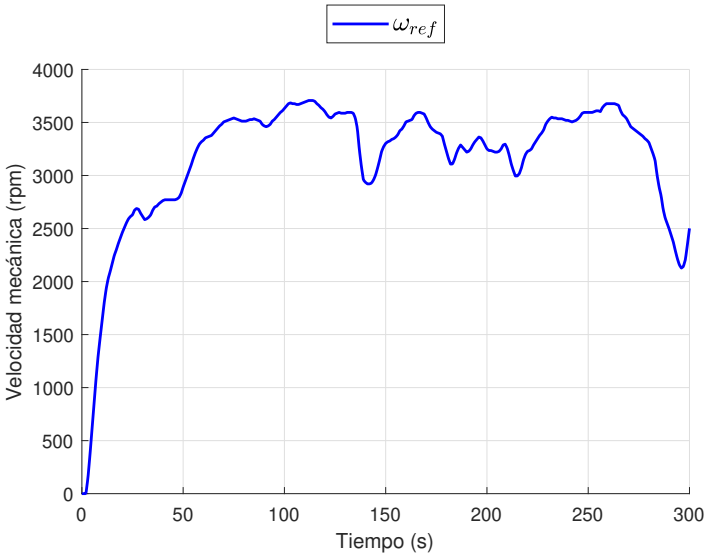


Figura 4.19: Ciclo de conducción HWFET hasta t=300 s.

A partir de la dinámica de velocidad HWFET, es posible determinar la aceleración del vehículo y así, a partir de (2.26), operar el esquema de control predictivo del conjunto carga-motor utilizando este ciclo como referencia de velocidad.

En la Figura 4.20 se puede apreciar un seguimiento preciso de referencia durante todo el ciclo de conducción, llegando a velocidades cercanas al valor nominal presentado en la Tabla 4.2. A pesar de que existen distintas dinámicas de aceleración y desaceleración, el esquema es capaz de responder rápidamente a las perturbaciones de par mecánico y los cambios de referencia durante todo el intervalo de control.

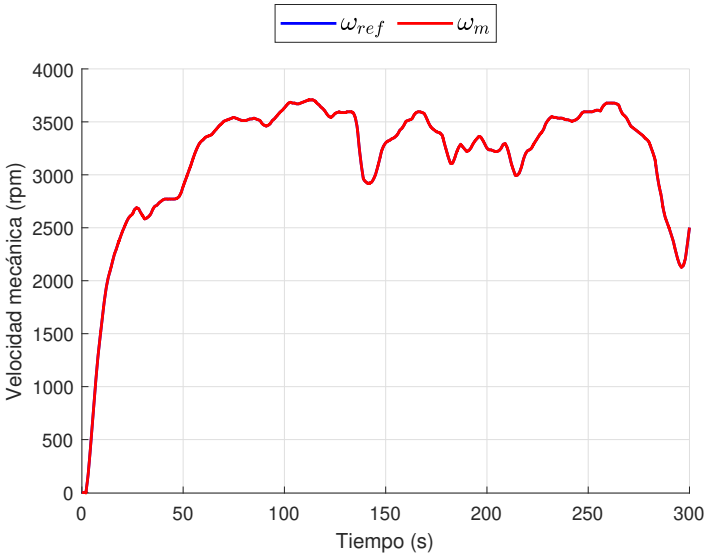


Figura 4.20: Velocidad del conjunto y referencia del control para ciclo HWFET.

En la Figura 4.21 se presenta el comportamiento dinámico de las corrientes de fase durante todo el ciclo de conducción. Es posible notar que el valor peak de esta no sobrepasa el valor nominal por lo que se el sistema se mantiene operando con seguridad. Respecto a la forma, esta se condice con lo obtenido en la sección 4.2.3.

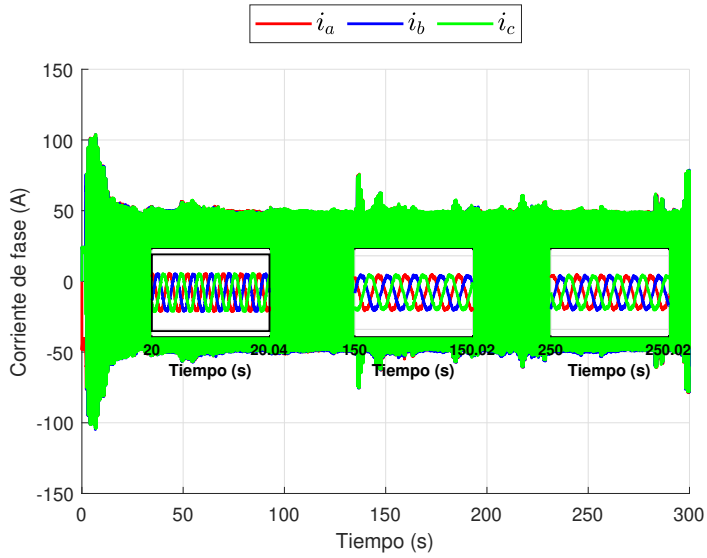


Figura 4.21: Corrientes de fase con ciclo HWFET.

Ahora bien la dinámica del par electromagnético se presenta en la Figura 4.22. Debido a la aceleración inicial, el control requiere una alta actuación de par para arrancar la máquina, llegando a valores cercanos a los 10 Nm. Por otra parte, durante las etapas de desaceleración, se aprecia que el control responde de manera efectiva frente a la operación de freno regenerativo, manteniendo el seguimiento de referencia y la tendencia de rizado.

Sin embargo, el error de referencia es más notorio que en la operación a 1500 rpm mostrado en la sección anterior.

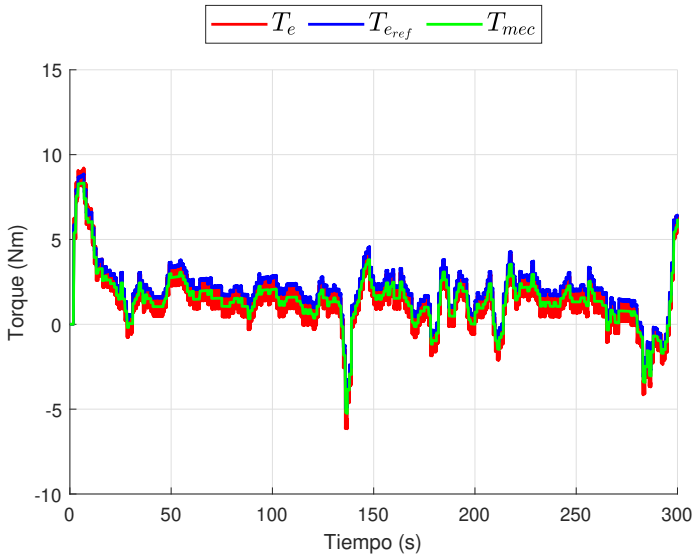


Figura 4.22: Par electromagnético, par de referencia y par mecánico con ciclo HWFET.

En relación con el enlace de flujo del motor, la Figura 4.23 muestra la trayectoria del fasor espacial a lo largo de todo el ciclo. Se observa que, al aumentar la velocidad hasta valores cercanos a la nominal, la forma característica de dodecágono, propia de este tipo de motor, se hace más evidente que en la operación a 1500 rpm.

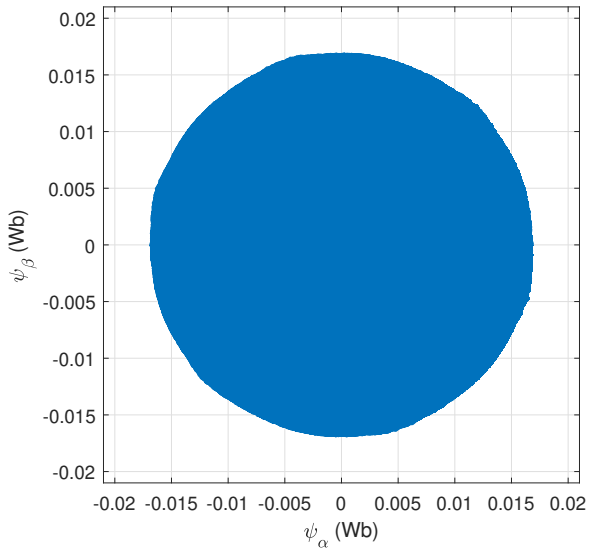


Figura 4.23: Trayectoria del flujo de estator en ciclo HWFET.

4.2.4.b FTP

El ciclo FTP (*Federal Test Procedure*), también llamado UDDS *Urban Dynamometer Driving Schedule*, es un ciclo de conducción utilizado en Estados Unidos para la certificación

de emisiones y pruebas económicas de combustibles para vehículos livianos. Consiste en una dinámica de tres fases: la partida en frío, estabilizada y en caliente. Específicamente en este trabajo, por memoria computacional, se utilizará la primera fase para evaluar el desempeño del control. Cabe destacar que este ciclo es utilizado para pruebas de recorrido urbano.

En la Figura 4.24 se puede apreciar el perfil de velocidad de giro, el cual comienza con una aceleración prolongada hasta alcanzar velocidades cercanas a 2400 rpm. Luego, el vehículo pasa a una etapa de reposo para así acelerar nuevamente, alcanzando velocidades de hasta 4300 rpm, equivalentes a 91,25 km/h.

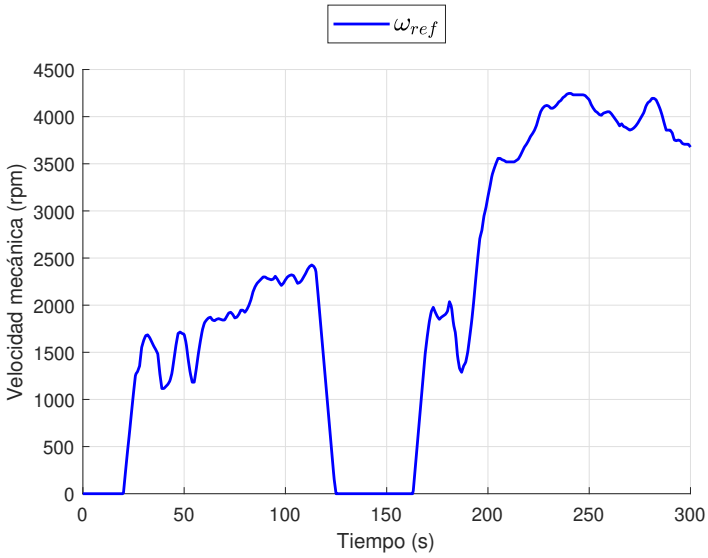


Figura 4.24: Ciclo de conducción FTP hasta t=300 s.

En cuanto al control, como se puede observar en la Figura 4.25, el sistema mantiene un seguimiento preciso de la referencia a lo largo de todo el recorrido, incluso cuando se alcanzan velocidades superiores al valor nominal establecido. Aunque operar a estas velocidades no es recomendable sin un mecanismo de control que debilite el flujo para asegurar la estabilidad del sistema, el control de velocidad demuestra un seguimiento exacto y rápido tanto en las maniobras de aceleración como de desaceleración.

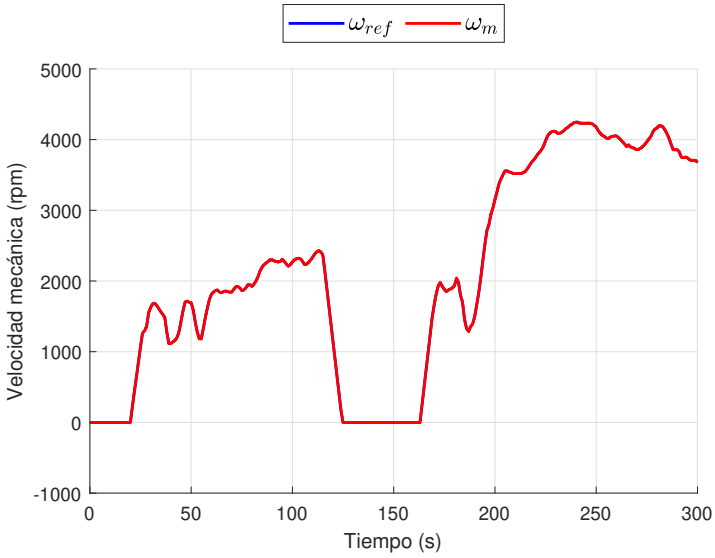


Figura 4.25: Velocidad del conjunto y referencia del control para ciclo FTP.

En la Figura 4.26 se presentan las corrientes de fase correspondientes al ciclo de conducción FTP. Se puede observar que el comportamiento a lo largo de toda la dinámica es similar al de los casos previamente mostrados; sin embargo, cuando la velocidad supera el valor nominal, es posible evidenciar una mayor ponderación de armónicas impares. Es importante destacar que, durante las etapas en las que la velocidad es cero, la corriente se mantiene constante debido a que la fuerza electromotriz también lo es. Además, la máquina sigue siendo alimentada para mantener el flujo constante. Para evitar este comportamiento, es necesario implementar una lógica de control que apague los pulsos cuando la velocidad sea nula.

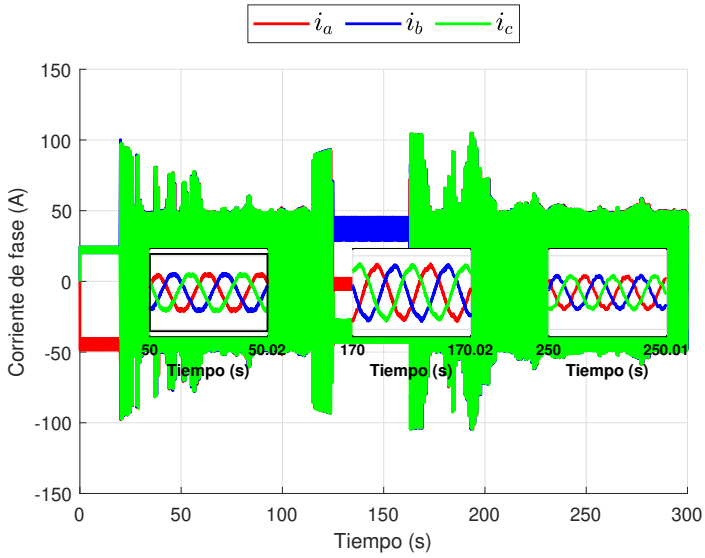


Figura 4.26: Corrientes de fase con ciclo FTP.

En la Figura 4.27 se muestra la dinámica del par electromagnético durante el ciclo de conducción FTP. Se destaca que, durante las etapas de menor velocidad, el seguimiento de la referencia es significativamente más preciso en comparación con las etapas de mayor velocidad. A partir del instante $t = 200$ s, el error en estado estacionario se vuelve evidente, coincidiendo con los momentos en que la velocidad de giro alcanza valores superiores a 4000 rpm. Además, cualitativamente, se observa un incremento considerable en el rizado del par en comparación con los periodos de baja velocidad. A pesar de la intensidad de las maniobras de aceleración, el par generado no supera el valor nominal especificado por el fabricante.

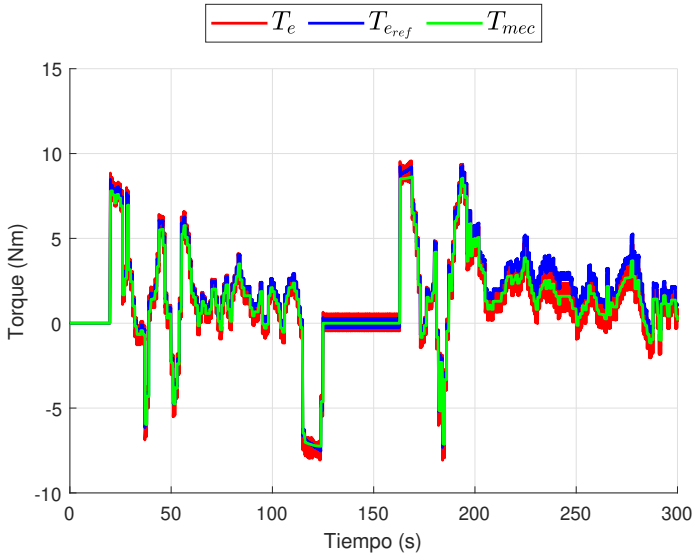


Figura 4.27: Par electromagnético, par de referencia y par mecánico con ciclo FTP.

En cuanto al enlace de flujo, la trayectoria mostrada en la Figura 4.28 presenta distorsiones debido a la operación del motor por encima de su valor nominal sin ajustar la referencia de flujo, lo que da lugar a una forma hexagonal. Esta deformación complica el control de flujo, lo que a su vez provoca una disminución en el desempeño del control de par mencionado previamente.

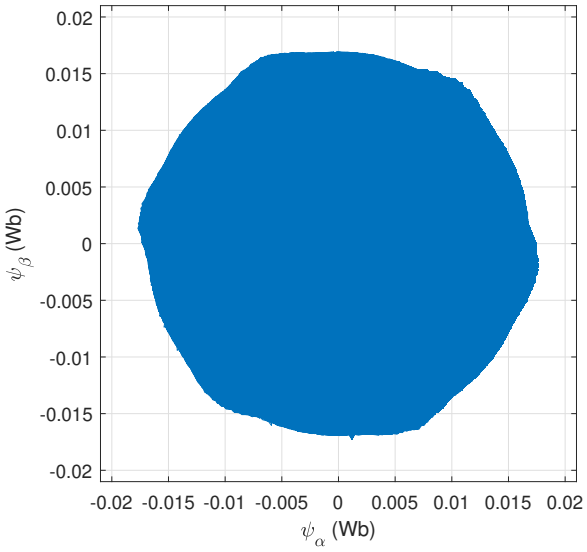


Figura 4.28: Diagrama circular del flujo de estator en ciclo FTP.

4.2.4.c NEDC

El ciclo NEDC (*New European Driving Cycle*), es una prueba diseñada para evaluar objetivamente el impacto medioambiental de vehículos livianos y se encuentra basada en las legislaciones europeas sobre emisiones. Respecto a la conducción, la primera parte representa una conducción urbana con múltiples paradas, llegando a velocidades máximas de 50 km/h. La segunda parte representa una conducción en carretera a una velocidad máxima de 120 km/h, recorriendo una distancia total de 11 km.

En este trabajo solo se analizará la primera parte del ciclo, la cual se ilustra en la Figura 4.29.

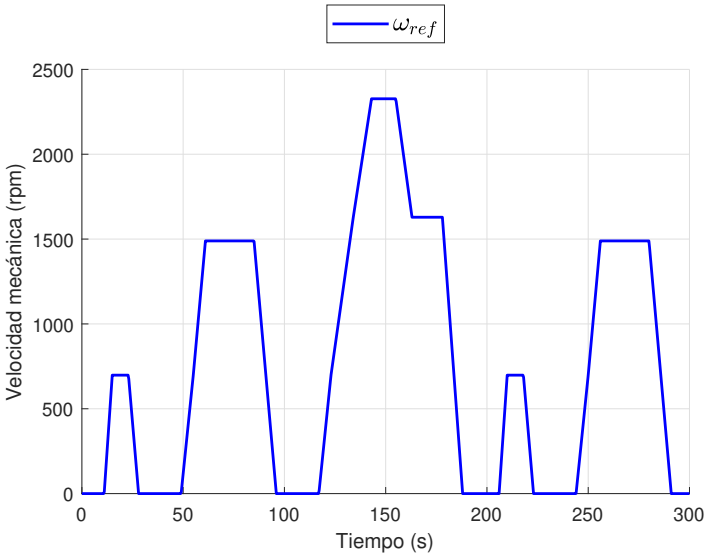


Figura 4.29: Ciclo de conducción NEDC hasta t=300 s.

En la Figura 4.30 se muestra la respuesta dinámica de la velocidad del motor. En com-

paración con los ciclos anteriores, se observa que las velocidades alcanzadas son hasta un 50% más bajas. No obstante, el seguimiento de la referencia se mantiene preciso y con una respuesta rápida.

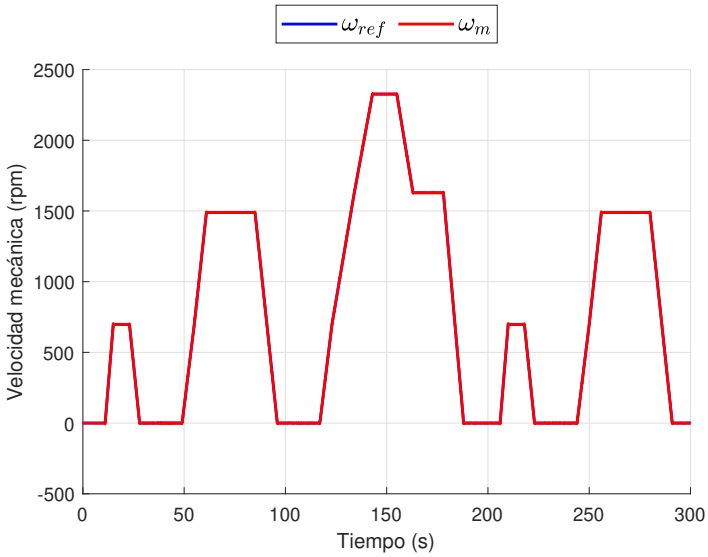


Figura 4.30: Velocidad del conjunto y referencia del control para ciclo NEDC.

En la Figura 4.31 se presenta el comportamiento de las corrientes de fase a lo largo de todo el ciclo de manejo. Similar al ciclo FTP, durante las etapas de reposo, las corrientes se estabilizan en un valor constante, mientras que la dirección de cada una depende directamente del vector que alimenta el motor antes de la detención. Además, debido a la reducción de velocidad en comparación con los ciclos anteriores, se observa cualitativamente un menor contenido armónico en las corrientes de fase.

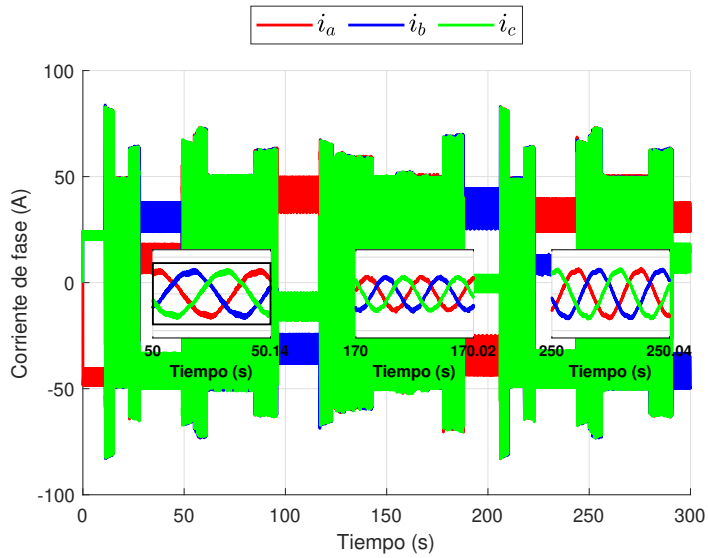


Figura 4.31: Corrientes de fase con ciclo NEDC.

El par electromagnético, mostrado en la Figura 4.32, demuestra un buen seguimiento de la referencia a lo largo del intervalo de estudio. Asimismo, durante las etapas de desaceleración, el rizado se mantiene en niveles similares a los observados durante la aceleración. Esto se debe a que la velocidad es considerablemente menor que la nominal, y las etapas de aceleración y desaceleración no son tan pronunciadas, lo que provoca que los niveles de par electromagnético permanezcan por debajo del 50% de su valor nominal.

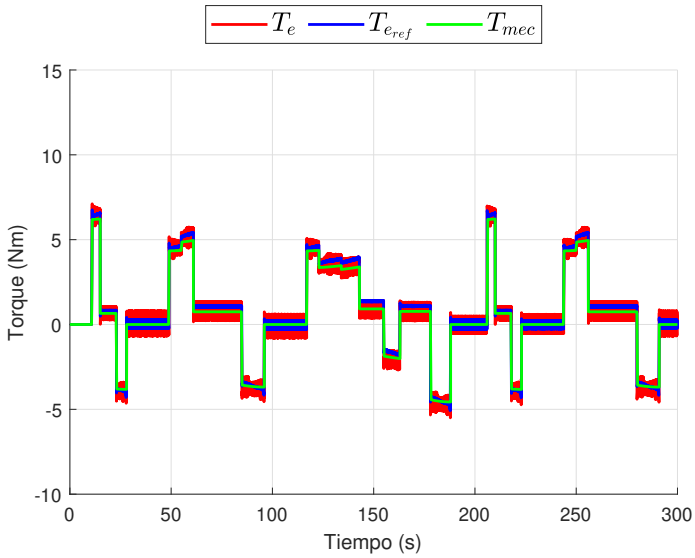


Figura 4.32: Par electromagnético, par de referencia y par mecánico con ciclo NEDC.

En la Figura 4.33 se presenta la trayectoria del flujo durante este ciclo. En ella se evidencia, de manera más clara y en relación con el desempeño del control, la correlación entre la velocidad de giro y el control del flujo. La trayectoria muestra una mayor homogeneidad y una forma claramente circular.

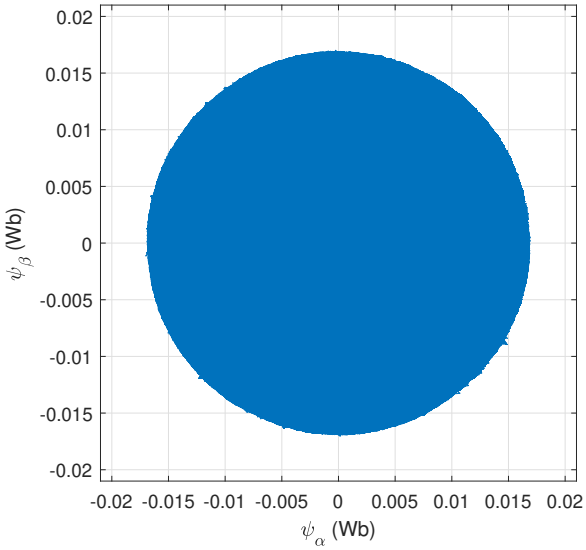


Figura 4.33: Diagrama circular del flujo de estator en ciclo NEDC.

4.2.4.d WLTP-1

El ciclo de conducción WLTP (*World Harmonized Light-duty Vehicle Test Procedure*) es un estándar global diseñado para evaluar el consumo de combustible en vehículos tradicionales, híbridos y eléctricos puros. Este protocolo fue desarrollado por la Comisión Económica de las Naciones Unidas con el objetivo de reemplazar al ciclo NEDC como estándar europeo, respondiendo a los cambios en los estilos de vida modernos y a la diversidad en los patrones de uso de los vehículos.

Como se puede apreciar en la Figura 4.34, el perfil de velocidad es más dinámico que el NEDC, con aceleraciones rápidas y frenadas cortas.

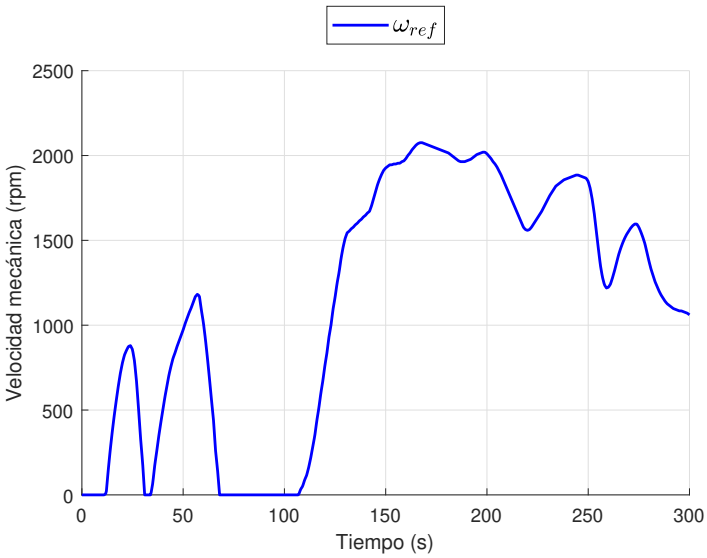


Figura 4.34: Ciclo de conducción WLTP-1 hasta t=300 s.

En la Figura 4.35, al igual que en los otros tres ciclos, se evidencia un seguimiento preciso de la referencia de velocidad. Esto concuerda con la observación de que la magnitud de la velocidad se mantiene por debajo del valor nominal durante toda la prueba.

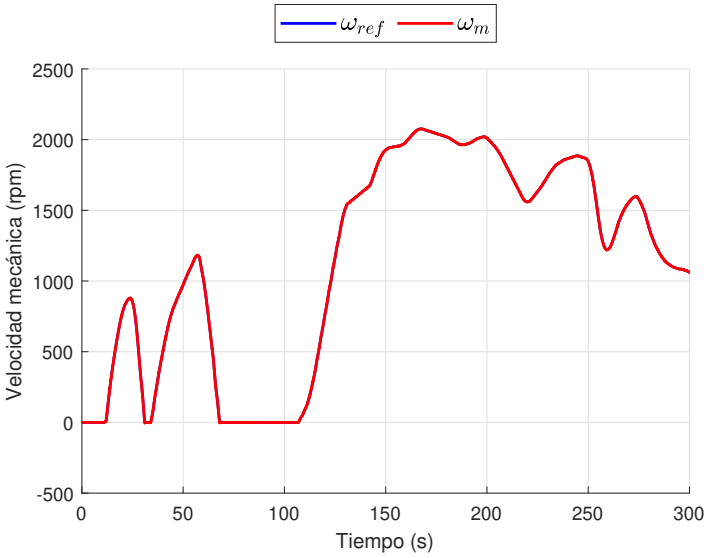


Figura 4.35: Velocidad del conjunto y referencia del control para ciclo WLTP-1.

En la Figura 4.36, se observa que las corrientes de fase, para los tres intervalos de operación que representan distintos niveles de velocidad, se comportan según lo esperado, conforme a lo analizado en la Sección 4.2.3. Estas corrientes presentan una forma sinusoidal y una dinámica similar a la del par electromagnético.

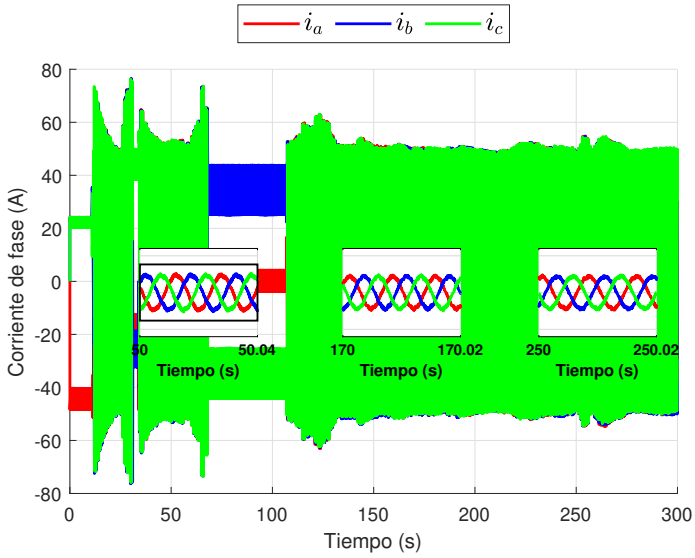


Figura 4.36: Corrientes de fase con ciclo WLTP-1.

Aunque las dinámicas de este ciclo son más variadas, el par electromagnético del motor responde rápidamente a las perturbaciones de origen mecánico, manteniendo un seguimiento preciso de la referencia durante las etapas de baja velocidad como se muestra en la Figura 4.37. Sin embargo, cuando la velocidad supera los 2000 rpm, el rizado del par aumenta y se presenta un error en estado estacionario asociado al nivel de flujo establecido y a la veloci-

dad alcanzada. Durante las etapas de frenado, el control logra un adecuado seguimiento de la referencia. Sin embargo, no se considera la gestión de energía en el convertidor durante la regeneración. Aunque las baterías que alimentan el enlace DC pueden soportar estados regenerativos debido a su capacidad de carga, incorporar este fenómeno requeriría la implementación de un esquema de control para la carga y descarga o la integración de un sistema auxiliar de disipación de energía.

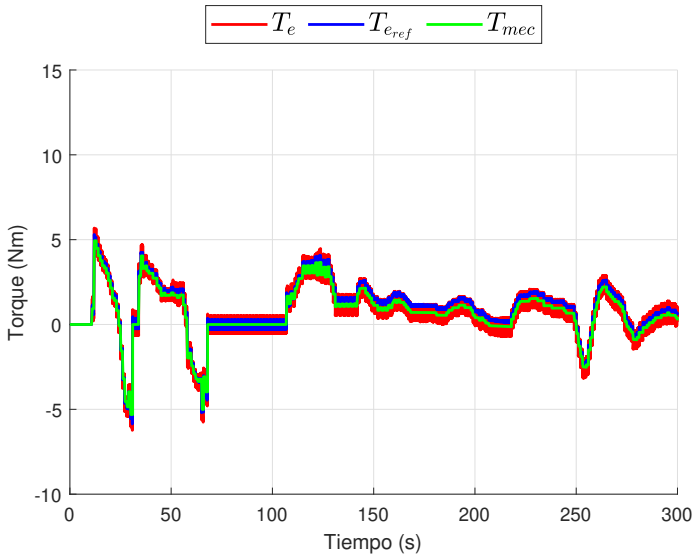


Figura 4.37: Par electromagnético, par de referencia y par mecánico con ciclo WLTP-1.

Finalmente, en la Figura 4.38 se presenta la trayectoria del flujo del estator a lo largo de toda la prueba. Se puede observar que la forma circular está más distorsionada en comparación con el ciclo NEDC. Las caídas en el enlace de flujo resultan en una forma dodecagonal, causada por los transitorios generados durante los cambios súbitos en la referencia de velocidad, lo que provoca variaciones significativas en la actuación del torque necesario para acelerar o frenar la máquina. No obstante, el control demuestra un desempeño satisfactorio en la primera etapa de este ciclo (t=300 s).

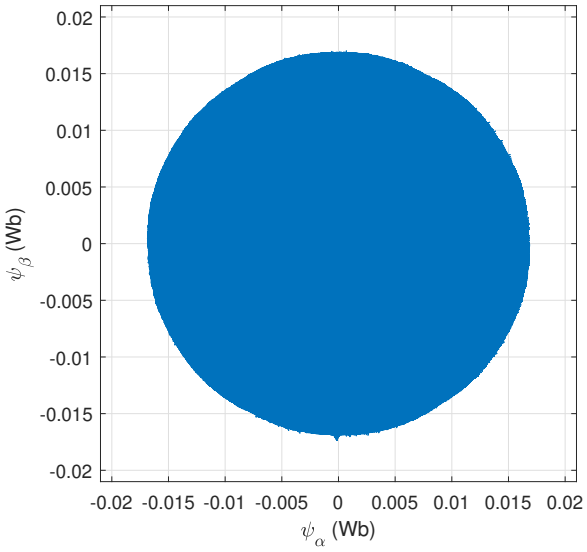


Figura 4.38: Diagrama circular del flujo de estator en ciclo WLTP-1.

Capítulo 5

Implementación

En este capítulo se introducirán y describirán los principales componentes que forman parte de la implementación del esquema de control predictivo presentado en la sección 3.2, incluyendo elementos de hardware que constituyen el sistema de potencia y el sistema de control. A su vez, este último incluye elementos de software como lo son la plataforma Simulink de Matlab y Controldesk de dSPACE para monitoreo y medición de señales en tiempo real.

5.1 Circuito de potencia

En primer lugar, el circuito de potencia está compuesto por el conjunto que se encuentra dispuesto sobre la plataforma presentada en la Figura 5.1. La máquina a controlar corresponde a un BLDC de flujo axial tipo AFIR Modelo HPM5000B del fabricante Golden Motor. Este motor es utilizado típicamente en aplicaciones de electromovilidad tales como autos pequeños, motocicletas, triciclos, carros de golf, barcos eléctricos y montacargas. Además, tiene características específicas como diseño compacto, resistencia al agua, eje de acero inoxidable y ventilación por aire. Por otra parte, para cargar mecánicamente en caso de ser necesario, el motor está acoplado a una máquina de inducción del fabricante MarelliMotori cuyos datos de placa son presentados en conjunto con los del motor BLDC en las tablas 4.1 y 4.2, respectivamente. Este motor de inducción puede ser controlado a través de un dispositivo de control Parker serie 690+ Modelo HA465492U005. Este dispositivo está conectado directamente a los terminales trifásicos de la máquina de inducción.

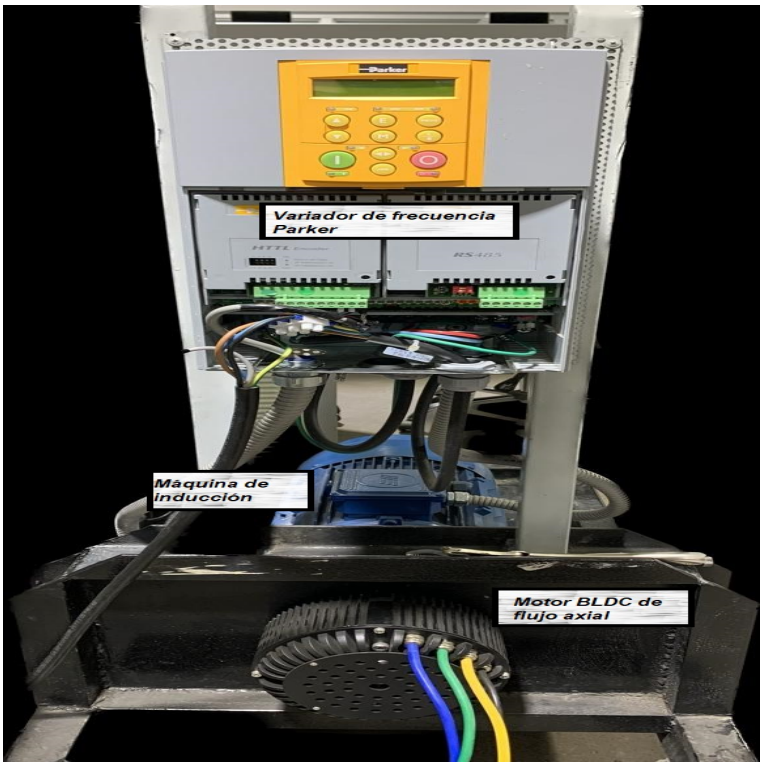


Figura 5.1: Conjunto experimental de carga mecánica, variador de frecuencia y motor de flujo axial

La alimentación del motor de flujo axial será suministrada a través de un inversor de dos niveles de corriente nominal de 300 A, ensamblado en el laboratorio a partir de 3 módulos IGBT Semikron dispuestos sobre un disipador de calor de la misma marca y dimensionado para soportar la temperatura nominal de los semiconductores, como se muestra en la Figura 5.2.

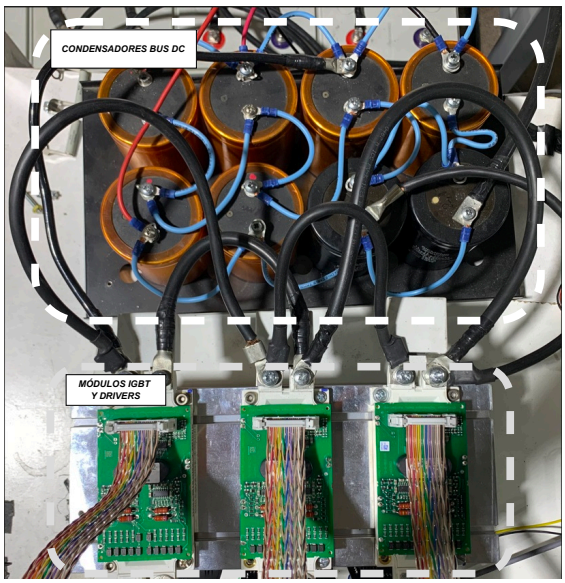


Figura 5.2: Inversor de dos niveles ensamblado en el laboratorio.

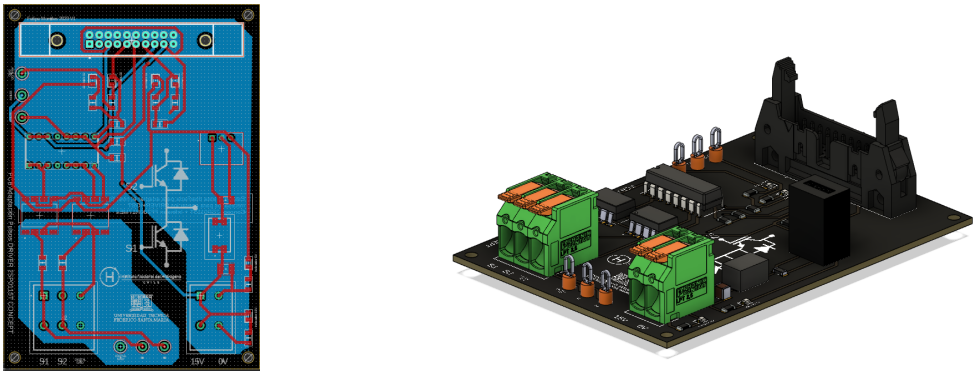
Los módulos IGBT's utilizados fueron dimensionados en función de la capacidad nominal del motor y corresponden al modelo FF300R17ME4 fabricado por Infineon. Cada módulo incluye dos IGBT con diodos en anti-paralelo, conformando cada fase del convertidor. Además, con el fin de suprimir transitorios indeseables y eliminar problemas de conmutación con elementos inductivos y capacitivos, se conectó entre colector y emisor un circuito *snubber* de capacitancia 5μF. Por otro lado, cada módulo es operado a través de un driver modelo SP0115T fabricado por CONCEPT, cuya función principal es proporcionar aislamiento galvánico a los pulsos de activación de cada IGBT. Estos driver son recomendados por Infineon y están diseñados para acoplarse de manera precisa a cada módulo, reduciendo inductancias parásitas. En la Figura 5.9 se presentan el módulo y su respectivo driver.



(a) Módulo IGBT FF300R17ME4. (b) Driver CONCEPT SP0115T.

Figura 5.3

Los drivers utilizados requieren una alimentación de 15 V para operar y así transmitir pulsos de activación del mismo nivel de tensión a los módulos. Debido a que la plataforma de control opera con niveles lógicos de 2,5/3,3/5 V, resulta necesario adaptar los pulsos de salida a través de una tarjeta adaptadora diseñada en el Laboratorio de Electromovilidad de la UTFSM. El diseño esquemático y 3D de la tarjeta se presenta en la Figura 5.4(a) Y 5.4(b), respectivamente.



(a) Circuito esquemático de adaptación de pulsos. (b) Diseño 3D de la tarjeta de adaptación de pulsos.

Figura 5.4

Esta tarjeta es alimentada a través de una fuente de 15 V (introducida en secciones posteriores), disminuyendo este nivel a 5 V a través de un convertidor DC-DC que alimenta los optoacopladores que aíslan galvánicamente los pulsos de entrada y salida.

Finalmente, para alimentar el convertidor se requiere una fuente DC baja que soporte el nivel de corriente del motor. Para ello, se utilizará un banco de baterías compuesto por cuatro baterías SG2200H fabricadas por NEWMAX, cuyo arreglo permite obtener aproximadamente 50 V en el enlace DC y una capacidad de 220 Ah. La disposición experimental del banco se muestra en la Figura 5.5



Figura 5.5: Banco de baterías.

Para comprobar que el convertidor ensamblado funciona correctamente, se realizó una prueba de vacío enviando pulsos desde la plataforma Simulink, a través del hardware MicroLabBox, a las tarjetas adaptadoras de pulsos que ajustan las señales PWM que reciben los IGBT's del inversor. La sintetización de la tensión en terminales se llevó a cabo mediante el algoritmo de modulación generalizada presentado en [28]. En este artículo se utiliza el cálculo del ciclo de trabajo de dos vectores en $\alpha - \beta$, mapeando el espacio de soluciones en tres zonas con forma de paralelogramo. Para establecer el tipo de modulación se introduce la variable δ, cuyo valor determinará el tipo de modulación que el operador estime conveniente. Específicamente en esta prueba, se utilizó un valor de $\delta = 0.5$ que establece el algoritmo en modulación vectorial SVM desde el software Simulink. Utilizando una referencia sinusoidal de 50 Hz y adaptando la frecuencia de la portadora de 10 kHz, se obtuvieron los resultados que se presentan en la Figura 5.6. Es posible observar la naturaleza de dos niveles en las tres tensiones de línea desfasadas en $120^c irc$, en conjunto con el comportamiento conmutado debido a la PWM. Lo anterior indica que el convertidor se encuentra a disposición para ser utilizado.

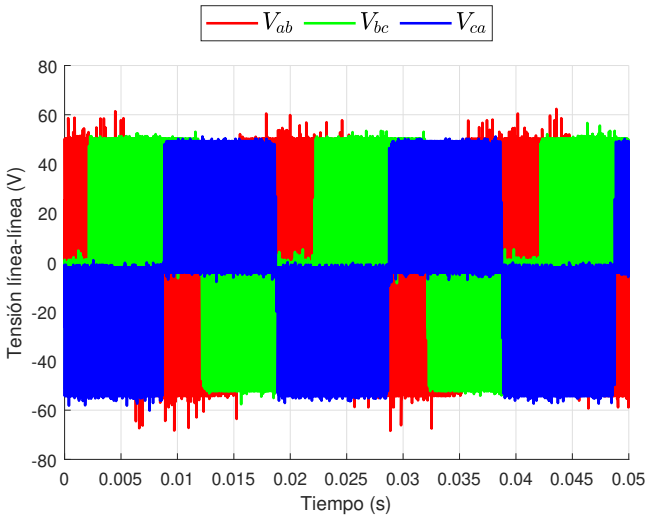


Figura 5.6: Tensión línea-línea del convertidor ensamblado.

5.2 Circuito de control y adquisición de datos

Una vez definido el circuito de potencia, es necesario especificar todos los elementos de software y hardware que serán utilizados para llevar a cabo el control.

La tarjeta de adaptación ensamblada y presentada en la sección 5.1, debe ser alimentada a través de una fuente de tensión continua idealmente constante y aislada. Para ello, se utilizará la fuente de poder GWInstek modelo GPS-3303 mostrada en la Figura 5.7, que permite ajustar tensión fija a través de dos canales aislados mientras mantiene la potencia constante. Estos canales se ajustarán al nivel requerido por el driver y la tarjeta de adaptación de pulsos.



Figura 5.7: Fuente DC GWInstek GPS-3303.

El hardware de control utilizado será el sistema de desarrollo MicroLabBox modelo DS1202 de dSPACE, en su versión con conectores BNC, el cual se muestra en la Figura 5.8. Este sistema se encargará de comunicar la lógica de control diseñada en el software Simulink con los drivers que controlan los pulsos de los IGBT's.



Figura 5.8: MicroLabBox DS1202 con conectores BNC

Sus principales características se presentan a continuación:

- 32 canales de entradas analógicas, 8 de 14-bit y 24 de 16-bit con un rango de -10 a 10(V)
- 16 canales de salidas analógicas de 16-bit
- 48 canales bidireccionales Digital I/O de 2.5/3.3/5 V (single-ended)
- generación y medición de PWM con 10(ns) de resolución.
- Plataforma electric motor control con 2 interfaz Resolver y 6 Encoders para medición de posición.
- FPGA programable Xilinx Kintex-7 XC7K325T.

Ahora bien, el MicroLabBox ofrece la facilidad de ser programado a través de bloques específicos que conectan con sus principales funcionalidades. Además, al contar con conectores BNC, permite realizar mediciones en tiempo real de tensión y corriente mediante puntas aisladas, las cuales pueden ser monitorizadas a través del software ControlDesk.

Como se demostró en la sección 3.2, el control puede llevarse a cabo midiendo la tensión de ambos capacitores y las corrientes de fase de la máquina. A su vez, se buscará minimizar la cantidad de variables a conectar en la plataforma de adquisición del MicroLabBox por lo que solo se medirán las corrientes de la fase a y b, calculando la corriente de la fase c según (5.1)

$$i_c = -(i_a + i_b) \tag{5.1}$$

Para llevar a cabo las mediciones del bus DC, se utilizará una punta de tensión diferencial de alta tensión modelo DP10013 del fabricante Micsig con ancho de banda de 100 MHz y doble atenuación x50 y x500. Por otra parte, para la medición de la corriente de fase se utilizarán dos puntas de corriente aisladas tipo pinza del fabricante AEMC Instruments modelo SL261 cuyo rango de medición va desde los 100mA hasta los 100A peak con dos sensibilidades de 10mV/A y 100mV/A.



(a) Punta de tensión DP10013.



(b) Punta de corriente SL261.

Figura 5.9

Para la medición del ángulo de giro se utilizará el encoder diferencial TK560 de la marca ItalSensor mostrado en la Figura 5.10. Este elemento se encuentra conectado a la alimentación de baja tensión que provee el variador de frecuencia Parker, el cual además ofrece cuatro salidas de pulsos diferenciales que contienen la información del ángulo de giro en función del tiempo. Estas señales se entregan en un nivel 11/30 V dependiendo del valor de la alimentación y están desfasadas 90 grados. Debido a que el puerto diferencial de la plataforma de control tiene una tensión máxima de 5 V, fue necesario construir un circuito de adaptación análogo al utilizado en los pulsos de activación de los módulos IGBT.



Figura 5.10: Encoder diferencial TK560.

En la Figura 5.11 se presenta el circuito de adaptación construido en el laboratorio. Este consta de una alimentación de 5 V proporcionada por un convertidor DC/DC aislado 12/5 V de la marca MORSUN para operar un circuito lógico negador de señales diferenciales. Estas señales negadas ingresan a un arreglo divisor de dos amplificadores operacionales de alta frecuencia y bajo *Slew Rate*, el cual proporciona una respuesta rápida a la entrada de tensión de cada amplificador, asegurando que las señales reducidas a 5 V producto del arreglo de resistencias se asemejen a las señales originales. De esta manera, es posible procesar las señales a través de la plataforma de control que entregará la medición temporal de ángulo y velocidad del conjunto carga-motor.

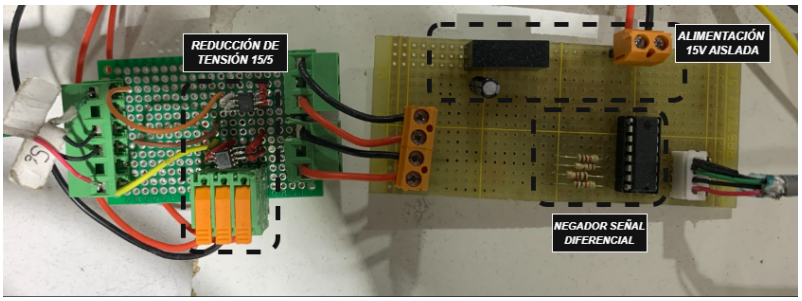
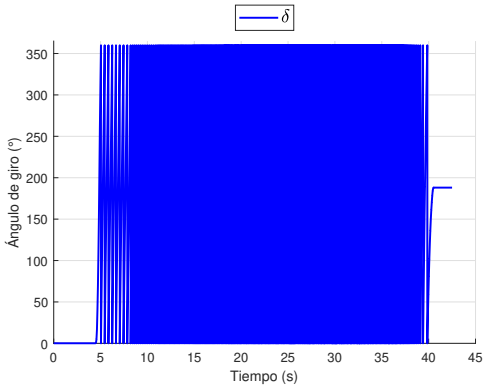


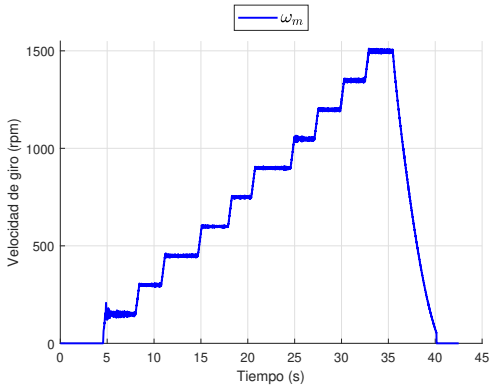
Figura 5.11: Circuito de adaptación del Encoder.

Para comprobar el funcionamiento del circuito encargado de adaptar las señales del encoder, se conectó la salida aislada del circuito al puerto digital diferencial del MicroLabBox con el fin de mostrar y registrar la medición de ángulo y velocidad en el software ControlDesk. La prueba consistió en aplicar a través de un control escalar de tensión y frecuencia constante escalones manuales de velocidad desde el teclado disponible en la unidad de control Parker que ajusta la velocidad de la máquina de inducción acoplada al motor BLDC.

Las mediciones se pueden observar en las Figuras 5.12(a) y 5.12(b).En primer lugar, se puede observar el comportamiento periódico del ángulo de giro, partiendo desde un valor inicial igual a cero hasta un valor de 360 grados. Esto indica que el encoder está registrando de manera correcta la medición angular en cada vuelta. En segundo lugar, es posible apreciar que la velocidad cambia de manera escalonada de acuerdo a la acción impuesta, alcanzando un valor máximo de 1500 rpm para posteriormente estacionarse por inercia en el reposo. Lo anterior sugiere que el circuito adaptador de pulsos cumple su función al entregar señales del nivel requerido por la plataforma de dSPACE, ya que es posible obtener medidas robustas durante todo el ensayo sin la activación de mecanismos de seguridad frente a sobretensiones.



(a) Prueba de velocidad para comprobar funcionamiento de adaptación encoder



(b) Prueba angulo de giro para comprobar funcionamiento de adaptación encoder

Figura 5.12

Una vez todos los elementos se han definido, se presenta el esquema de implementación completo:

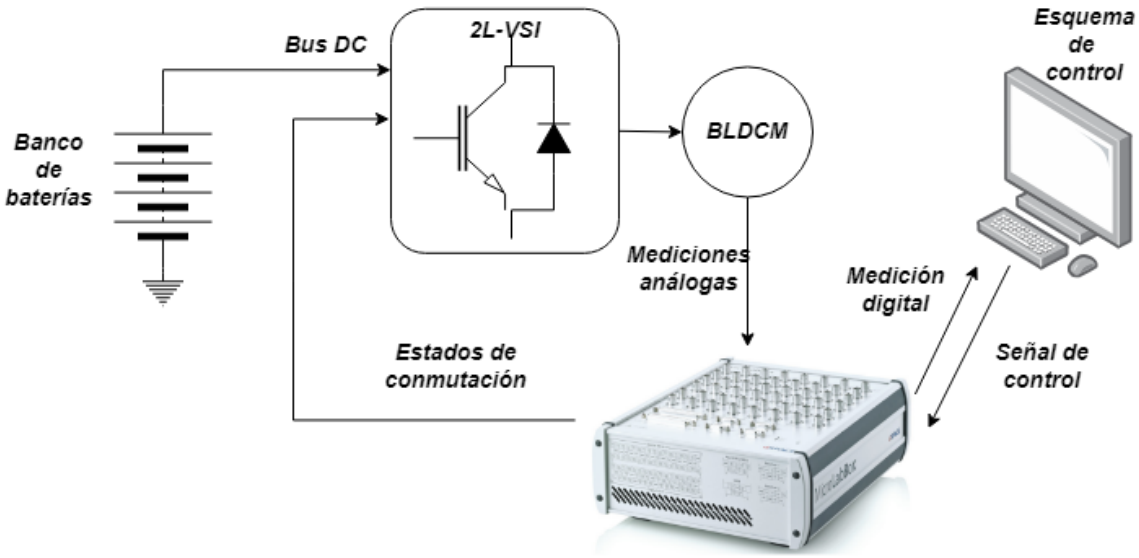
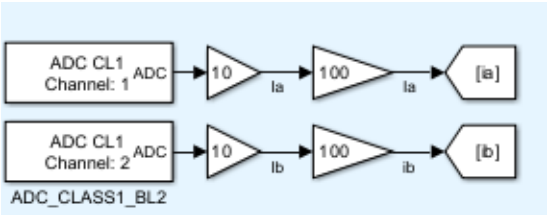


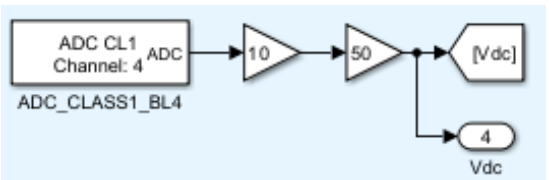
Figura 5.13: Esquema de implementación simplificado

En la Figura 5.13 es posible notar que el intercambio digital se realizará a través de un computador con el software Simulink instalado y cuya estructura de programación por bloques se presenta en el Apéndice **??**, la cual incluye el control predictivo, la medición digital de las variables necesarias y las librerías de MicroLabBox. Específicamente para la medición análoga, es necesario conectar las puntas de corriente y tensión a los canales BNC del hardware, estas mediciones se encuentran aisladas del circuito de potencia debido al uso de puntas con alimentación por batería para el caso de la corriente y por medición diferencial en el caso de las puntas de tensión.

En la Figura 5.14 se ilustra el bloque ADC programado en la plataforma. En este bloque se debe seleccionar el canal al que se conectarán las puntas de medición. El bloque recibe señales analógicas en un rango de ±10 V y las convierte en señales digitales en un rango de [-1, 1], por lo que es necesario amplificarlas con una ganancia de 10. Asimismo, para medir correctamente los valores reales de las señales analógicas, es imprescindible ajustar la sensibilidad de las puntas de corriente y la atenuación de las puntas de tensión, configuradas previamente en 10 mV/A y 1/50 V, respectivamente. Estos valores fueron definidos según los niveles típicos de corriente y tensión de operación de la máquina (véase Tabla 4.2). Este ajuste implica la inclusión de ganancias previas a la entrada del control, con valores de 100 y 50 para las mediciones de corriente y tensión, respectivamente. Adicionalmente, las mediciones deben coordinarse con el disparo de los pulsos de activación PWM, ajustando la línea de disparo (trigger) según la configuración definida para estos pulsos.



(a) Esquema de conversión ADC de corriente.



(b) Esquema de conversión ADC de tensión.

Figura 5.14

Del mismo modo, la librería dispone de un módulo encoder para la medición de velocidad y ángulo de giro, el cual se presenta en la Figura 5.15. Según el tipo de salida que tenga el dispositivo de medición, es necesario indicar la zona de conexión digital, el cual, según el fabricante, es diferencial, por lo que se conectará al DIO clase 2. Además, es necesario introducir la cantidad de líneas de lectura que posee, es decir, 2048.

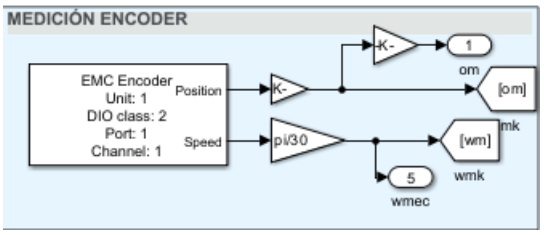


Figura 5.15: Medición de velocidad a través del bloque Encoder.

Por otra parte, los pulsos de activación de los módulos Infineon se envían desde el puerto DIO del hardware de dSPACE y cuya configuración se realiza a través del bloque PWM que se presenta en la Figura 5.16. Debido a que el control utilizado entrega los estados de conmutación de todos los IGBT's a partir de los 8 vectores disponibles, es necesario conectar la entrada del bloque a la salida del control predictivo. Este bloque solicita el ciclo de trabajo de los pulsos no invertidos de la mitad superior del puente y la frecuencia de la portadora para modularlos, por lo que fueron separados y modulados con un tiempo de muestreo igual a 2 veces el tiempo de control. Además, el bloque solicita definir los puertos DIO donde se conectará la entrada digital del puente, la lógica de los pulsos ajustada a 5 V y el tiempo muerto de los IGBT, el cual se ajusta a 1 μs para satisfacer con holgura el tiempo de encendido y apagado entregado por el fabricante.

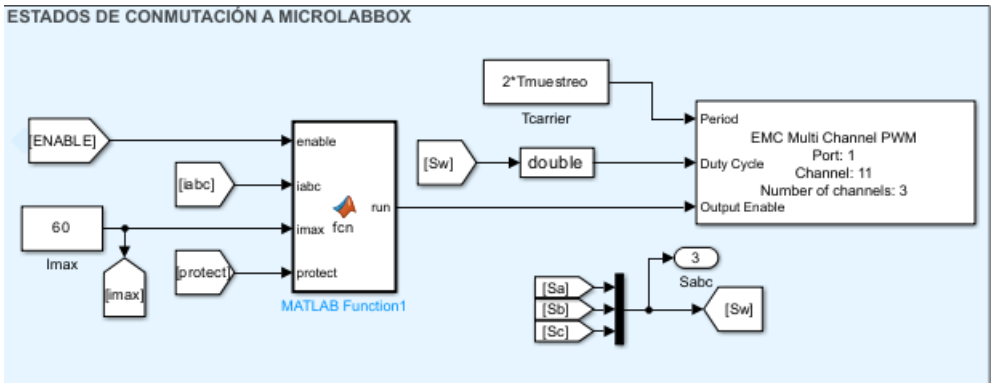


Figura 5.16: Esquema de PWM para el envío de pulsos a los módulos Infineon.

Una vez se construye el diagrama de adquisición y control en la plataforma Simulink, se procede a utilizar el comando *Build* para cargar el archivo *.sdf* compilado en lenguaje de programación C. Este será enviado al procesador interno de MicroLabBox y así operar el control en tiempo real a través del software ControlDesk y cuyo *Layout* se muestra en la Figura. En 5.18 se presenta el diagnóstico del código listo para ser ejecutado por la plataforma.

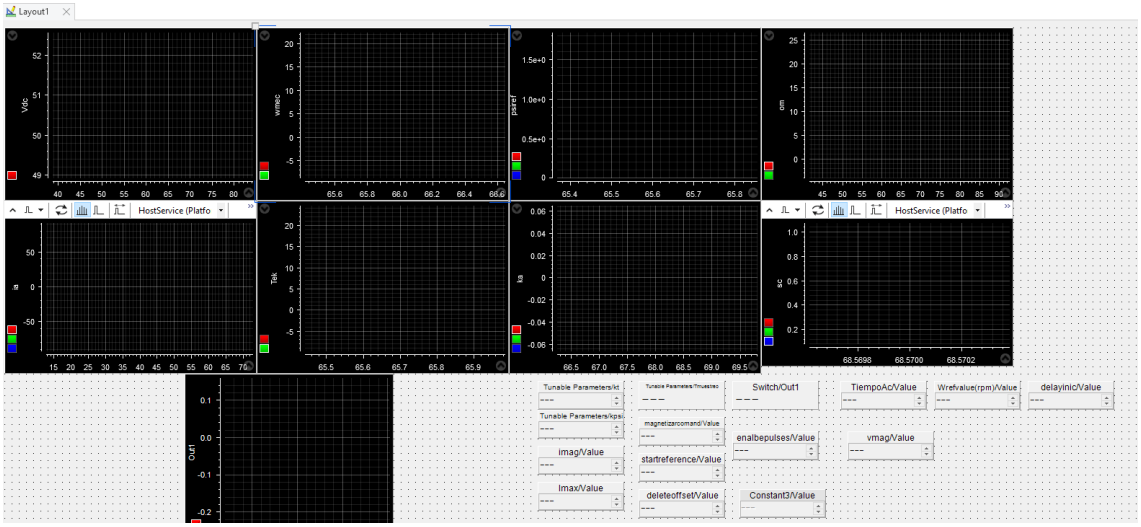


Figura 5.17: *Layout* del control en ControlDesk.

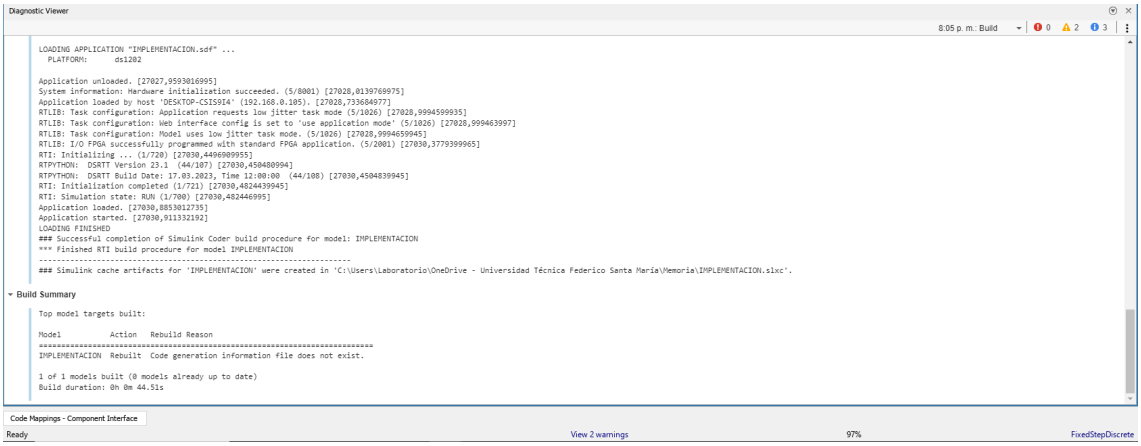


Figura 5.18: Código del esquema de control cargado al MicroLabBox.

Capítulo 6

Conclusiones

El objetivo principal de este trabajo fue implementar un esquema de control predictivo que demostrara, de forma empírica, la factibilidad de construir un sistema de control real capaz de mejorar la respuesta dinámica del par electromagnético en un motor comercial BLDC de flujo axial, frente a condiciones dinámicas específicas, controlando el enlace de flujo y manteniendo niveles de operación seguros. La estrategia de control empleada permite, a través de un modelo discreto simple, estimar el valor de las variables de control en un horizonte de un paso, incluyendo la naturaleza trapezoidal de la fuerza electromotriz generada por la disposición de los imanes permanentes alojados en la superficie del rotor de la máquina. El planteamiento revela la capacidad de mejorar las dinámicas de las variables sin complejizar en gran medida la lógica de control.

Los resultados de simulación muestran una mejora significativa en el desempeño del control en comparación con el esquema DTC. El THD de las corrientes disminuye gracias a la reducción de las componentes de quinta y undécima armónica. Asimismo, el rizado del par electromagnético se reduce en un 1,6% mediante la inclusión de una penalización de control en la función de costo de la lógica predictiva, sin perder rapidez de control ni alterar de forma significativa la respuesta del enlace de flujo. Además, la metodología propuesta homogeniza la trayectoria del flujo, eliminando las caídas abruptas que caracterizan al esquema clásico y logrando una forma dodecagonal, típica de los motores BLDC debido a la naturaleza de su fuerza electromotriz. Si bien el planteamiento de control requiere un conocimiento preciso de la planta a controlar, el análisis de sensibilidad con respecto al parámetro de inductancia, revela la robustez del esquema al soportar variaciones de $\pm 20\%$ en el valor entregado por el fabricante.

La inclusión de penalizaciones de control identificadas como pesos, entrega versatilidad al esquema de control. Al ser iterables, es posible encontrar un valor óptimo que equilibre el rizado de las variables controladas. Esto ofrece la posibilidad futura de incluir un mecanismo de actualización de pesos en función del valor actual de las variables controladas, de manera que el control ajuste la precisión en función de la dinámica que lo gobierne.

En un entorno real, donde las dinámicas son diversas y el intercambio de potencia en el conjunto convertidor-motor-carga varía constantemente, el esquema de control propuesto demostró un desempeño satisfactorio en un amplio rango de escenarios asociados a la electromovilidad. Considerando una tecnología *In-wheel*, se integró exitosamente este esquema a la tracción de un vehículo liviano, evaluando su comportamiento en diferentes

condiciones de manejo estandarizadas a nivel internacional.

Aunque las pruebas estuvieron limitadas por la capacidad de memoria computacional disponible, las cuatro evaluaciones realizadas sometieron al sistema a distintas dinámicas y puntos de operación. El control logró mantener un rizado de par reducido y una trayectoria de flujo estable. No obstante, se evidenció que su desempeño es limitado bajo condiciones hipersincrónicas, destacando la necesidad de incorporar una lógica de debilitamiento de flujo para evitar la saturación de la tensión del enlace DC, garantizando así que el convertidor pueda accionar el motor de forma efectiva.

Además, las pruebas incluyeron etapas prolongadas de aceleración y frenado, frente a las cuales el esquema de control respondió de manera satisfactoria. Las características constructivas, de eficiencia y dimensionalidad discutidas en este trabajo respaldan el potencial del sistema propuesto para aplicaciones en electromovilidad.

Finalmente, aunque en este estudio se emplearon baterías como fuente de alimentación del convertidor, existen otras alternativas viables, como las pilas de combustible. Esto plantea la necesidad de implementar sistemas de gestión de energía que permitan la operación simultánea y eficiente de todos los componentes, así como la capacidad de optimizar el aprovechamiento de la energía regenerativa.

La implementación del esquema completo se realizó de manera satisfactoria, aplicando un método de pruebas escalonado. A medida que se ensamblaban los componentes necesarios, se fueron realizando pruebas individuales para corroborar su funcionamiento, para luego integrarlo al sistema completo. La necesidad de conocer los límites de seguridad de todos los componentes resultó ser un factor clave a la hora de dimensionar el sistema, ya que fue necesario diseñar y construir elementos que mantuvieran todos los niveles de tensión y corriente dentro de lo sugerido por el fabricante, minimizando riesgos tanto para los equipos como para los operadores.

La plataforma de control en tiempo real ofreció ventajas significativas en la adquisición de variables, destacándose por su facilidad de programación y visualización mediante un software dedicado. Su integración con Simulink, a través de bloques preconfigurados, resultó especialmente útil para conectar el esquema simulado con su implementación práctica. Sin embargo, uno de los principales desafíos al utilizar esta herramienta fue lograr la sincronización precisa entre las etapas de adquisición y control, ya que su operación conjunta es indispensable para garantizar un buen desempeño del sistema. Además, la capacidad de memoria limitada del procesador del MicroLabBox restringe la operación de esquemas de control a altas frecuencias de conmutación. Para superar esta limitación y operar eficientemente en frecuencias elevadas, sería necesario programar en la Matriz de Puertas Programables en Campo (FPGA) del dispositivo, lo que incrementa considerablemente la complejidad de la implementación.

Apéndice A

Transformación de sistema de coordenadas

A.1 Transformada de Clarke

La Transformada de Clarke permite representar un sistema de vectores trifásicos como un único vector en un sistema de coordenadas ortogonal $\alpha\beta$, denominado fasor espacial $x_{\alpha\beta}$. En la ecuación (A.1) se presenta esta transformada en su forma invariante en amplitud y en la ecuación (A.2) se presenta su forma matricial, en la cual incluye la variable γ para representar la secuencia cero de las variables trifásicas.

$$x_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta = \frac{2}{3} \cdot \left[x_a + x_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \tag{A.1}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{A.2}$$

Esta forma se denomina invariante en amplitud porque el valor instantáneo de la fase a es igual al valor instantáneo de la componente α en ausencia de secuencia cero, tal como se muestra en la transformada inversa de la ecuación (A.3).

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \tag{A.3}$$

La representación gráfica de esta transformación se muestra en la Figura A.1.

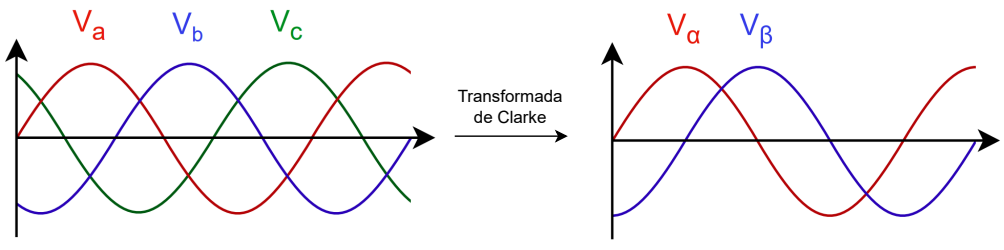


Figura A.1: Transformación de Clarke.

A.2 Transformada de Park

La Transformada de Park efectúa una rotación del fasor espacial $x_{\alpha\beta}$ en el plano complejo, como se describe en la ecuación (A.4), donde θ representa el ángulo de rotación entre el sistema de referencia síncrono dq y el sistema de referencia $\alpha\beta$.

$$x_{dq} = x_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\theta} \tag{A.4}$$

El sistema de referencia dq se denomina síncrono porque el ángulo de rotación θ varia con una tasa de cambio igual a frecuencia angular del fasor espacial $x_{\alpha\beta}$. Esto implica que el sistema de referencia mantiene su rotación sincronizada con el fasor espacial, lo que a su vez garantiza que las componentes del fasor permanezcan constantes.

La Transformada de Park también puede ser representada mediante el sistema matricial de la ecuación (A.5), mientras que la transformada inversa corresponde a la ecuación (A.6).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos\,(\theta) & sin\,(\theta) \\ -sin\,(\theta) & cos\,(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{A.5}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos\,(\theta) & -sin\,(\theta) \\ sin\,(\theta) & cos\,(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \tag{A.6}$$

Esta transformación tiene como resultado que las variables parezcan estáticas desde el sistema de referencia síncrono, puesto que este gira a la misma velocidad, pasando de ser variables sinusoidales a variables constantes, tal como se puede notar en el esquema de la Figura A.2.

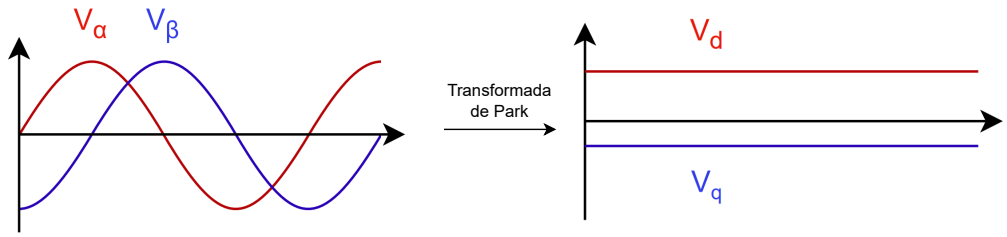


Figura A.2: Transformación de Park.

Apéndice B

Modelo de control en Simulink

B.1 Simulink DTC

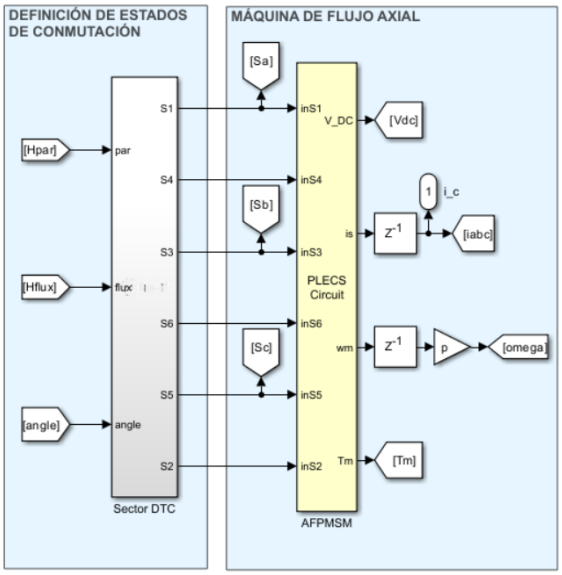


Figura B.1: Máquina y estados de conmutación en Simulink.

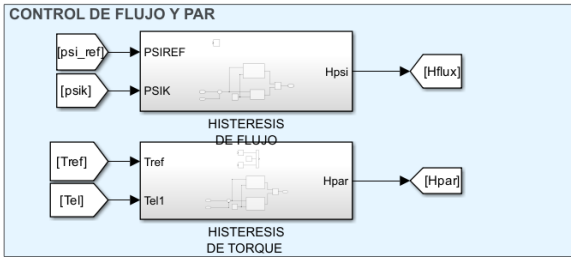


Figura B.2: Control directo en Simulink

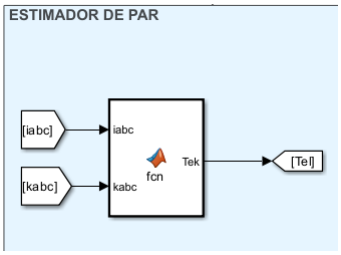


Figura B.3: Estimador de torque y par para DTC en Simulink

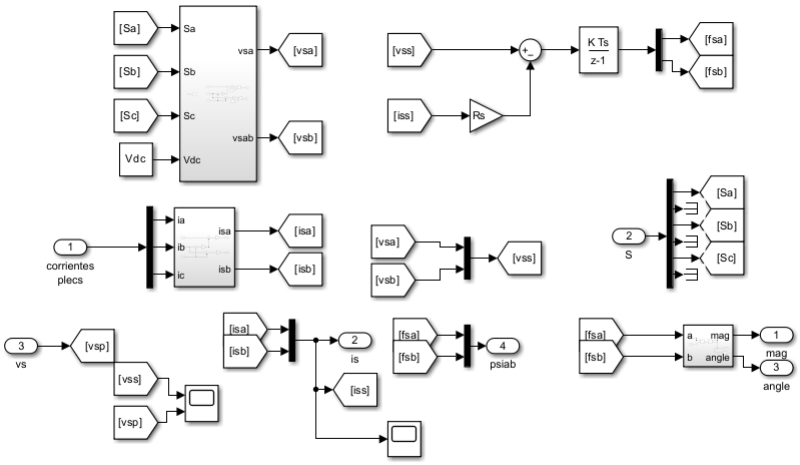


Figura B.4: Estimador de flujo para DTC en Simulink

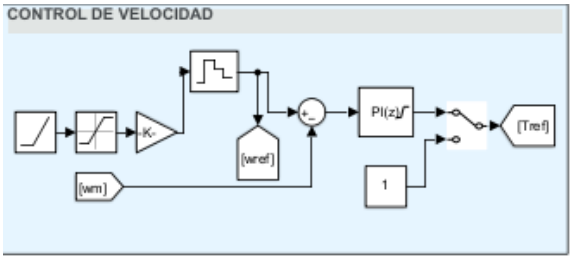


Figura B.5: Control de velocidad para DTC en Simulink

B.2 Simulink MPTC

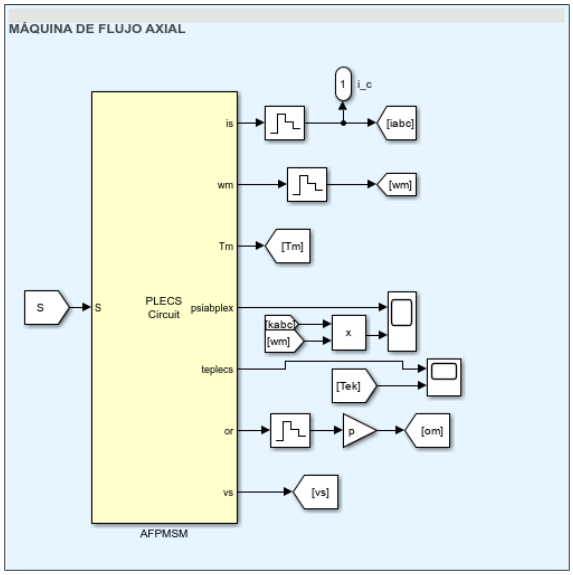


Figura B.6: Máquina y estados de conmutación en Simulink.

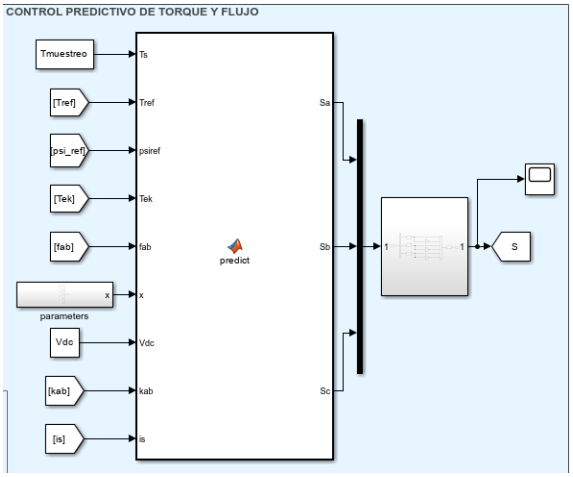


Figura B.7: Control predictivo en Simulink

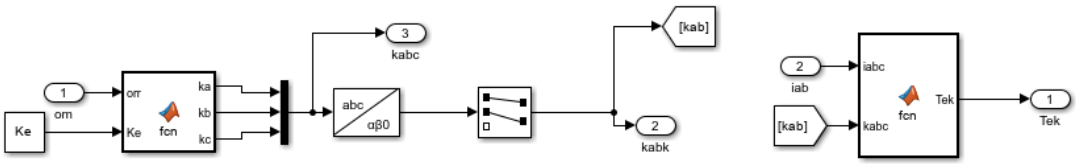


Figura B.8: Estimador de torque y par para MPTC en Simulink

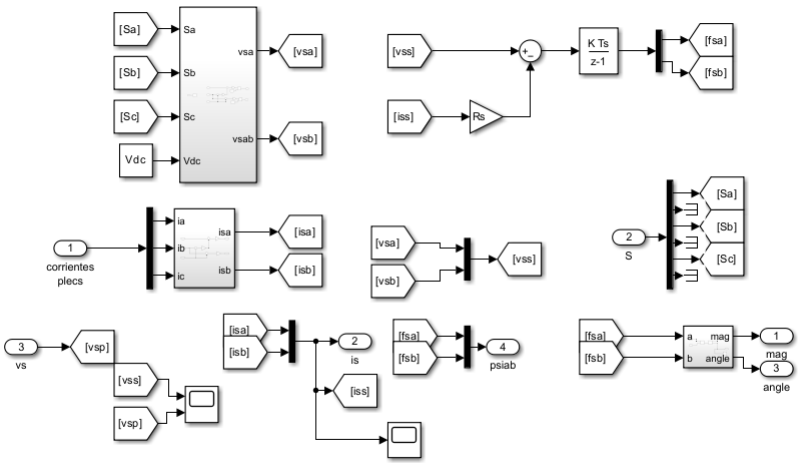


Figura B.9: Estimador de flujo para MPTC en Simulink

Bibliografía

[1] K. T. Chau, C. C. Chan, and C. Liu, "Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2246–2257, 2008.

[2] R. Shriwastava, D. Bhise, and P. Nagrale, "Comparative analysis of foc based three level dcmli driven pmsm drive," in *2019 International Conference on Innovative Trends and Advances in Engineering and Technology (ICITAET)*, Dec 2019, pp. 26–31.

[3] C. Chan, K. Chau, J. Jiang, W. Xia, M. Zhu, and R. Zhang, "Novel permanent magnet motor drives for electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 331–339, 1996.

[4] T. D. Nguyen, K. J. Tseng, C. Zhang, S. Zhang, and H. T. Nguyen, "Model predictive control of a novel axial flux permanent magnet machine for flywheel energy storage system," in *2010 Conference Proceedings IPEC*, 2010, pp. 519–524.

[5] K. Sitapati and R. Krishnan, "Performance comparisons of radial and axial field, permanent-magnet, brushless machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, pp. 1219–1226, 2001.

[6] H. Liu, Y. Lin, and J. Zhang, "Electromagnetic torque control for three-phase permanent magnet synchronous motor," in *2019 4th International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, 2019, pp. 723–726.

[7] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor," in *1985 Annual Meeting Industry Applications Society*, 1985, pp. 496–502.

[8] J. W. Rengifo Santana, "Control directo de par predictivo para máquinas de inducción utilizando convertidores multinivel," in *Universidad Simón Bolivar-Decanato de estudios de postgrado*, 2013.

[9] J. Gieras, R.-J. Wang, and M. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, 01 2008.

[10] J. Zhao, X. Liu, S. Wang, and L. Zheng, "Review of design and control optimization of axial flux pmsm in renewable-energy applications," *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, vol. 36, no. 1, p. 45, Apr 2023.

[11] A. Futane, "What is an axial flux motor and its working principle?" Jul 2022. [Online]. Available: https://www.lesics.com/axial-flux-motor-and-its-working.html

[12] F. Caricchi, F. Crescimbini, and E. Santini, "Basic principle and design criteria of

axial-flux pm machines having counterrotating rotors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1062–1068, 1995.

[13] A. Mahmoudi, N. Abd Rahim, and W. Hew, "Axial-flux permanent-magnet machine modeling, design, simulation and analysis," *Scientific Research and Essays*, vol. 6, pp. 2525–2549, 07 2011.

[14] Y. Huang, T. Zhou, J. Dong, B. Guo, and L. Zhang, "An overview on developments and researches of axial flux permanent magnet machines," *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*, vol. 35, pp. 192–205, 01 2015.

[15] D. Mohanraj, R. Aruldavid, R. Verma, K. Sathiyasekar, A. B. Barnawi, B. Chokkalingam, and L. Mihet-Popa, "A review of bldc motor: State of art, advanced control techniques, and applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 54 833–54 869, 2022.

[16] S. B. Ozturk, W. C. Alexander, and H. A. Toliyat, "Direct torque control of four-switch brushless dc motor with non-sinusoidal back emf," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 263–271, 2010.

[17] D.-D. Nguyen and M. C. Ta, "New direct torque control scheme for bldc motor drives suitable for ev applications," in *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2014, pp. 1–5.

[18] H. Saleeb, K. Sayed, A. Abo-Khalil, and A. Almutairi, "A review of dc-ac converters for electric vehicle applications," *Energies*, 02 2022.

[19] M. Hasan, S. Mekhilef, and M. Ahmed, "Three-phase hybrid multilevel inverter with less power electronic components using space vector modulation," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 5, pp. 1256–1265, 2014.

[20] S. Zhao, J. Liang, and Y. Zhao, "Optimization design and direct torque control of a flux concentrating axial flux permanent magnet motor for direct driving system," *Electric Power Components and Systems*, vol. 42, no. 14, p. 1517–1529, Sep. 2014.

[21] J. Zhao, M. Lin, D. Xu, L. Hao, and W. Zhang, "Vector control of a hybrid axial field flux-switching permanent magnet machine based on particle swarm optimization," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 11, pp. 1–4, 2015.

[22] C.-T. Liu and S.-C. Lee, "Magnetic field modeling and optimal operational control of a single-side axial-flux permanent magnet motor with center poles," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 304, no. 1, p. e454–e456, Sep. 2006.

[23] M. Siami, s. Gholamian, and M. Yousefi, "A comparative study between direct torque control and predictive torque control for axial flux permanent magnet synchronous machines," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 64, 11 2013.

[24] X. Yuan, W. Zhang, X. Liang, L. Hao, and Y. Liang, "Research of control methods for axial field flux-switching permanent magnet machine," in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018, pp. 1218–1222.

[25] K. Åström and B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems: Theory and Design, Third Edition*, ser. Dover Books on Electrical Engineering. Dover Publications, 2011. [Online]. Available: https://books.google.cl/books?id=9Y6D5vviqMgC

[26] J. Sayritupac, E. Albánez, J. Rengifo, J. M. Aller, and J. Restrepo, "Predictive control strategy for dfig wind turbines with maximum power point tracking using multilevel

converters," in *2015 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, 2015, pp. 1–6.

[27] S. F. Tie and C. W. Tan, "A review of energy sources and energy management system in electric vehicles," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 20, pp. 82–102, Apr. 2013.

[28] A. B. V. M. G. José Restrepo, José M. Aller and M. I. Giménez, "Generalized algorithm for pulse width modulation using a two-vectors based technique," *EPE Journal*, vol. 21, no. 2, pp. 30–39, 2011. [Online]. Available: https://doi.org/10.1080/09398368.2011.11463793