



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL ESTADO DE HIDALGO  
INSTITUTO DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA  
**MAESTRÍA EN CIENCIAS EN AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL**

## **Tesis**

### **COMPENSACIÓN DEL RETARDO EN EL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO DE UN MOTOR BLDC CON APLICACIÓN EN SISTEMAS DE TRACCIÓN DIRECTA**

Para obtener el grado de  
Maestro en Ciencias en Automatización y Control

PRESENTA

Ing. Héctor Gabriel De León Domínguez

Director:

Dr. Omar Sandre Hernández

Codirector:

Dra. Liliam Rodríguez Guerrero

Pachuca de Soto, Hgo., México 7 de enero de 2025



# Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo

Instituto de Ciencias Básicas e Ingeniería

School of Engineering and Basic Sciences

Área Académica de Computación y Electrónica

Department of Electronics and Computer Science

Mineral de la Reforma Hidalgo, a 16 de enero de 2025

Número de control: ICBI-AACyE/038/2025

Asunto: Autorización de impresión de tema de tesis

## MTRA. OJUKY DEL ROCÍO ISLAS MALDONADO DIRECTORA DE ADMINISTRACIÓN ESCOLAR DE LA UAEH

El Comité Tutorial del nombre del producto que indique el documento curricular del programa educativo de posgrado titulado “**Compensación del retardo en el control por campo orientado de un motor BLDC con aplicación en sistemas de tracción directa**”, realizado por el sustentante **HÉCTOR GABRIEL DE LEÓN DOMÍNGUEZ** con número de cuenta 477771, perteneciente al programa de la Maestría en Ciencias en Automatización y Control, una vez que se ha revisado, analizado y evaluado el documento recepcional de acuerdo a lo estipulado en el artículo 110 del Reglamento de Estudios de Posgrado, tiene a bien extender la presente.

### AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN

Por lo que el sustentante deberá cumplir con los requisitos del Reglamento de Estudios de Posgrado y con lo establecido en el proceso de grado vigente.

Atentamente  
“Amor, Orden y Progreso”

Dr. Omar Sandre Hernández  
Director de Tesis

Dra. Liliam Rodríguez Guerrero  
Codirector de Tesis

### Comité Tutorial

Dr. Jesús Patricio Ordaz Oliver	Presidente	UAEH	
Dr. Raúl Villafuerte Segura	Secretario	UAEH	
Dr. Omar Sandre Hernández	Vocal 1	UAEH	
Dr. Roberto Morales Caporal	Vocal 2	TecNM	
Dra. Liliam Rodríguez Guerrero	Vocal 3	UAEH	
Dr. Félix Agustín Castro Espinoza	Suplente	UAEH	

Ciudad del Conocimiento, Carretera Pachuca-Tulancingo Km. 4.5 Colonia Carboneras, Mineral de la Reforma, Hidalgo, México. C.P. 42184  
Teléfono: 52 (771) 71 720 00 Ext. 40052, 40053  
aacye\_icbi@uaeh.edu.mx, jesus\_ordaz@uaeh.edu.mx







Héctor Gabriel De León Domínguez

**Compensación del Retardo en  
el Control por Campo  
Orientado de un Motor BLDC  
con Aplicación en Sistemas de  
Tracción Directa**

*El presente trabajo,  
fruto del esfuerzo de dos años, está dedicado a  
mis padres, familiares, amigos  
quienes me han educado y enseñado,  
me han dado su cariño y comprensión,  
me han dado los medios para concluir  
de manera exitosa todos mis proyectos.  
Por todo eso y mucho más, gracias.*

Gracias a

**CONACYT** por la beca de Maestría  
otorgada durante el periodo  
Febrero 2023 - Julio 2024.

**CITIS-UAEH**, por la formación  
académica brindada durante el  
posgrado y el apoyo para la  
realización de la presente memoria.



# Agradecimientos

A Dios por su guía a lo largo del posgrado, por fortalecerme en momentos de debilidad y darme la oportunidad del aprendizaje y las experiencias vividas.

A mis padres, José De León y Rocío Domínguez, por sus enseñanzas, su apoyo incondicional y el orgullo que me da ser su hijo. A mis hermanos, por apoyarme siempre en cada objetivo que me propongo.

A mi asesor el Dr. Omar Sandre, por su guía y apoyo en todo el transcurso de la maestría, por sus enseñanzas impartidas y la confianza me deposito para el desarrollo de esta tesis, por sus consejos y por más que un asesor ser un gran un amigo. A mi codirectora la Dra. Liliam Rodríguez, por sus enseñanzas y consejos brindados durante el posgrado.

A mis profesores y amigos, que me motivaron cada día a seguir adelante con este proyecto y fueron un gran soporte durante los 2 años de aprendizaje que tuve en la maestría.



# Resumen

Los motores sin escobillas de corriente directa (BLDC del inglés) son controlados mediante el Control por Campo Orientado (FOC). Este esquema de control emplea controles del tipo proporcional integral para el control en cascada de la velocidad y corriente.

Durante la implementación del FOC en una plataforma digital se genera un retardo de tiempo que afecta a la señal de control. Dicho retardo repercute en la cantidad de energía suministrada a la planta.

En este proyecto de investigación se plantearon diversas técnicas de control para mitigar el efecto del retardo en la señal de control obtenida mediante el FOC. Iniciando por identificar el retardo y con la teoría de los predictores para sistemas invariantes en el tiempo con retardo en la entrada se plantea una ley de control sustituyendo los controladores PI por un Control Predictivo Robusto.

El desempeño del Control Predictivo Robusto (RPC, del inglés Robust Predictive Control) es evaluado en una simulación donde se verifica que se pueda obtener un menor gasto de energía, logrando cumplir con el objetivo del trabajo de investigación.



# Abstract

Brushless DC Motor (BLDC) are controlled by Field Oriented Control (FOC). This control scheme uses proportional-integral type controls for cascading control of speed and current.

During the implementation of FOC on a digital platform, a time delay is generated that affects the control signal. This delay impacts the amount of energy supplied to the plant.

In this research project, various control techniques were proposed to mitigate the effect of the delay on the control signal obtained through FOC. Starting by identifying the delay and with the theory of predictors for time-invariant systems with input delay, a control law is proposed replacing the PI control with a Robust Predictive Control.

The performance of Robust Predictive Control (RPC) is evaluated in a simulation where it is verified that it can be obtained a lower energy expenditure with this control, achieving the objective of the research work.



# Acronimos

**AC** Alternating Current.

**AVSV** Active Voltage Space Vector.

**BLDC** Brushless DC Motor.

**DC** Direct Current.

**DTC** Direct Torque Control.

**EV** Electric Vehicle.

**FOC** Field Oriented Control.

**GEI** Gases de Efecto Invernadero.

**IGBT** Insulated Gate Bipolar Transistor.

**INECC** Instituto Nacional de Ecología y Cambio Climático.

**I-PMSM** Interior Permanent Magnet Synchronous Machine.

**MPCC** Model Predictive Current Control.

**PI** Proporcional e Integral.

**PMSM** Permanent Magnet Synchronous Machine.

**PRONACE** Programa Nacional Estratégico.

**PWM** Pulse Width Modulation.

**SHE PWM** Selected Harmonic Elimination PWM.

**SM-PMSM** Surface Mounted PMSM.

**Smith-MPCC** Smith-structure-based delay compensation for MPCC.

**SPWM** Sinusoidal PWM.

**SRM** Switched Reluctance Machine.

**SVM** Space Vector Modulation.

**VSI** Voltage Space Vector.

**VSV** Voltage Space Vector.

**ZVSZ** Zero Voltage Space Vector.

# Índice general

Agradecimientos . . . . .	V
Resumen . . . . .	VII
Abstract . . . . .	IX
Índice general . . . . .	XII
Índice de figuras . . . . .	XV
Índice de tablas . . . . .	1
<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
1.1. Antecedentes . . . . .	2
1.2. Planteamiento del problema . . . . .	5
1.3. Objetivos . . . . .	6
1.3.1. Objetivo general . . . . .	6
1.3.2. Objetivos específicos . . . . .	6
1.4. Justificación . . . . .	7
1.5. Hipótesis . . . . .	7
1.6. Metodología . . . . .	7
1.7. Conograma de actividades . . . . .	8
<b>2. Fundamentos teóricos</b>	<b>9</b>
2.1. Fasor espacial . . . . .	9
2.2. Transformaciones de marco de referencia . . . . .	10
2.3. Modelo matemático del BLDC . . . . .	14
2.3.1. Modelo matemático del BLDC en el marco de referencia del rotor (d - q) . . . . .	15
2.4. Inversor trifásico de voltaje . . . . .	18
2.4.1. Principio de operación . . . . .	18
2.5. Modulación por Vectores Espaciales (SVM) . . . . .	20
2.6. Control por Campo Orientado (FOC) . . . . .	25
2.6.1. Control constante del ángulo del par . . . . .	26
2.6.2. Función de transferencia del modelo matemático del BLDC . .	27
2.6.3. Diseño de controladores PI . . . . .	28

2.6.4.	Simulaciones de funcionamiento . . . . .	32
2.6.5.	Integrador Windup . . . . .	34
2.6.6.	Discretización del control . . . . .	35
2.6.7.	Retardo computacional . . . . .	36
2.6.8.	Simulaciones con retardo incorporado . . . . .	37
2.7.	Sistemas de tipo retardado . . . . .	38
2.7.1.	Problema del valor inicial . . . . .	39
2.7.2.	Concepto de estado . . . . .	39
2.7.3.	Sistema lineal invariante en el tiempo con retardo en la entrada. . . . .	40
2.7.4.	Predictores para sistemas con retardo en la entrada . . . . .	40
2.7.5.	Teoría de Control Predictivo Robusto . . . . .	41
<b>3.</b>	<b>Control predictivo para sistemas con retardo en la entrada aplicado a un BLDC</b>	<b>43</b>
3.1.	Introducción . . . . .	43
3.2.	Implementación en el modelo del BLDC . . . . .	43
3.3.	Control Predictivo Robusto . . . . .	51
3.4.	Resultados comparativos . . . . .	56
<b>4.</b>	<b>Plataforma experimental.</b>	<b>59</b>
4.1.	Introducción . . . . .	59
4.2.	Etapa de control . . . . .	59
4.2.1.	Unidad de control aislada . . . . .	60
4.3.	Etapa de potencia . . . . .	61
4.4.	Fuente de poder . . . . .	61
4.5.	PMSM . . . . .	62
4.5.1.	Diseño del banco de trabajo . . . . .	62
4.5.2.	Construcción de banco de trabajo . . . . .	64
	<b>Bibliografía</b>	<b>69</b>
	<b>A. Anexos</b>	<b>75</b>

# Índice de figuras

1.1. Retardo en la entrada por costo computacional, en la imagen superior se observa la señal del estado en verde y en la inferior la señal de control en rojo, atrasando a esta última un tiempo $\tau$ . . . . .	5
1.2. Corriente en $q$ , siendo en la gráfica de superior sin retardo y en la gráfica inferior el retardo aplicado. . . . .	6
2.1. Fasor espacial de corriente . . . . .	11
2.2. Transformación del espacial de corriente del marco de referencia $\alpha - \beta$ a $d - q$ . . . . .	13
2.3. Transformación de marco de referencia . . . . .	14
2.4. Esquema simplificado del devanado del modelo matemático del BLDC en el marco de referencia $d - q$ . . . . .	15
2.5. Topología del Inversor Trifásico de Voltaje conectado al estátor de la PMSM . . . . .	18
2.6. Principio de operación del Inversor Trifásico de Voltaje conectado al estátor de la PMSM . . . . .	19
2.7. Representación en $\alpha - \beta$ de los AVSV y ZVSV. . . . .	19
2.8. Principio de modulación del PWM . . . . .	20
2.9. a) Cálculo de los tiempos para generar el vector de referencia en el Sector 1. b) Cálculo del voltaje de referencia máximo alcanzable mediante la SVM. . . . .	23
2.10. Patrones óptimos de swicheo para cada sector . . . . .	24
2.11. Esquema clásico del FOC. . . . .	26
2.12. Sistema electromecánico . . . . .	27
2.13. Control en cascada . . . . .	28
2.14. Lazo de control de corriente . . . . .	29
2.15. Diagrama de control de velocidad . . . . .	30
2.16. Gráfica de Bode, donde la $\delta$ es la variable que separa a $\omega_{zero}$ y $\omega_{polo}$ de los 0 dB. . . . .	31

2.17. Resultado de simulación de la corriente $i_d$ e $i_q$ respectivamente de arriba a abajo corriente $i_d$ y corriente $i_q$ . . . . .	32
2.18. Resultado de simulación de la velocidad $\omega_m$ y el par $T_e$ respectivamente de arriba a abajo velocidad $\omega_m$ y par $T_e$ . . . . .	33
2.19. Resultado de simulación de la salida del control $V_{dd}$ y $V_{qq}$ respectivamente de arriba a abajo Voltaje en el eje $d$ y voltaje en el eje $q$ . . . . .	33
2.20. (A)Efecto de retardo. (B)Efecto rebote . . . . .	34
2.21. Controlador PI con mecanismo de protección anti-windup . . . . .	35
2.22. Origen del retardo . . . . .	36
2.23. En el caso A la variable de control se implementa un tiempo de muestreo después, sin importar el valor del retardo en el sistema y en el caso B la variable de control se ve implementa un tiempo $\tau$ respecto a la salida. . . . .	37
2.24. Grafica del sistema utilizando el esquema del FOC clásico sin considerar el retardo $\tau$ . . . . .	38
2.25. Grafica del sistema utilizando el esquema del FOC clásico considerando el retardo $\tau$ . . . . .	38
3.1. Simulación en planta ideal con Off Set, teniendo a la señal de control $i_d$ y a $i_q$ de arriba hacia abajo respectivamente. . . . .	45
3.2. Planta en Simulink con el control predictor aplicado. . . . .	46
3.3. Gráfica de la planta con retardo aplicado y compensación, siendo las corrientes $i_d$ e $i_q$ de arriba hacia abajo respectivamente. . . . .	46
3.4. Planta en Simulink con control predictivo de 3 variables de estado aplicado. . . . .	48
3.5. Gráfica de planta con compensación del retardo por el control predictivo, siendo la corriente en $i_d$ e $i_q$ de arriba hacia abajo respectivamente. . . . .	49
3.6. Gráfica de la velocidad mecánica en la planta con compensación del retardo por el control predictivo. . . . .	49
3.7. Simulaciones de la señal $i_q$ en planta, siendo de arriba hacia abajo, sistema sin retardo, sistema con retardo, sistema retardado con control predictivo de 3 variables de estado. . . . .	50
3.8. Planta en Simulink con control predictivo de 5 variables de estado aplicado. . . . .	52
3.9. Gráfica de la planta con retardo aplicado y compesación por el control predictivo expandido a 5 variables de estado, siendo la corriente en $i_d$ e $i_q$ de arriba a abajo respectivamente. . . . .	53
3.10. Gráfica de la velocidad mecánica en la planta con retardo aplicado y compesación por el control predictivo expandido a 5 variables de estado. . . . .	53
3.11. Gráfica de la planta con RPC aplicado, siendo la señal de control $i_d$ e $i_q$ de arriba a abajo respectivamente. . . . .	55

---

3.12. Gráfica de la velocidad mecánica en la planta con RPC aplicado. . . .	55
3.13. Resultados de la corriente en d. . . . .	56
3.14. Resultados de la corriente en q. . . . .	57
3.15. Resultados de la velocidad mecánica. . . . .	57
4.1. Placa STM32F429 Nucleo-144. [50] . . . . .	60
4.2. Conexiones para los optoacopladores de la unidad de control aislada.	60
4.3. Inversor trifásico de voltaje EValstdrive101. [51] . . . . .	61
4.4. Soporte de motor en CAD 3D . . . . .	62
4.5. Placa base de la planta en CAD 3D . . . . .	63
4.6. Estructura del prototipo en CAD 3D . . . . .	63
4.7. Banco de pruebas . . . . .	64
4.8. Banco de pruebas con conexiones. . . . .	65
4.9. Configuración de la SVM en CubeIDE. . . . .	66
4.10. Ciclos de trabajo de la SVM. . . . .	66
4.11. Señal de salida PWM. . . . .	67

# Índice de tablas

1.1. Cronograma de actividades . . . . .	8
2.1. Componentes ortogonales en $\alpha - \beta$ para cada VSV del VSI . . . . .	20
2.2. Estados de conmutación permisibles del VSI . . . . .	22
3.1. Comparación de gasto de corriente, promedio de la corriente empleada en cada tipo de control . . . . .	50
3.2. Comparación del gasto de potencia eléctrica medido en watts . . . . .	58

# Capítulo 1

## Introducción

En este capítulo se presentan los antecedentes del objeto de estudio, para precisar el estado del arte. También se define el problema a resolver, indicando la justificación y planteando los objetivos, así como los límites de la investigación.

### 1.1. Antecedentes

En años recientes los vehículos eléctricos han ido ganando relevancia para hacer frente a los desafíos medioambientales, y se perfilan como una solución ante la crisis energética actual [1]. Se prevé que para años próximos, debido a los esfuerzos constantes en la investigación para mejorar los accionamientos eléctricos y las estrategias de control, se vea una mayor aportación en la electromovilidad, llevando a los vehículos eléctricos a un plano principal de interés [2]. A grandes rasgos, se dice que el sistema de un vehículo eléctrico está constituido por un motor eléctrico, convertidores de potencia y elementos de transmisión. Actualmente, en la mayoría de las aplicaciones es posible encontrar convertidores de potencia de dos niveles o multinivel como parte del accionamiento eléctrico.

Dentro de los motores eléctricos se cuenta con máquinas de inducción (IM, del inglés, induction machine), motores síncronos de imanes permanentes (PMSM, del inglés, permanen magnet synchronous machine), o máquinas de reluctancia variable (SRM, del inglés, switched reluctance machine) [3, 4, 5].

Entre las máquinas eléctricas mencionadas anteriormente, la PMSM es una opción destacada para su implementación en vehículos eléctricos [6, 7] debido a características como alta densidad de potencia, alta eficiencia, estructura compacta, baja inercia del rotor, etc. Dependiendo de la configuración de los imanes permanentes dentro del motor se puede clasificar a las PMSM en dos tipos de máquinas diferentes.

El primer tipo corresponde al motor síncrono de imanes permanentes montados en el interior (IPMSM, del inglés, interior permanent magnet synchronous machine), ésta máquina posee una densidad de potencia mayor a la del motor síncrono de imanes permanentes montados en la superficie (SMPMSM, del inglés, surface mounted permanent magnet synchronous machine) que la han posicionado como una tecnología eficiente para vehículos eléctricos híbridos donde se requiere de una robustez en el par de carga y una alta demanda del mismo [8].

El segundo tipo es la SM-PMSM, esta máquina considera una construcción más simple, menor inercia del rotor, y una implementación más simple de los sistemas de control [9]. Por esta razón la SM-PMSM puede encontrar en gran medida en aplicaciones de vehículos eléctricos ligeros [10].

Con la finalidad de obtener un rendimiento adecuado en estado estable y transitorio de la PMSM, se han desarrollado métodos y técnicas de control como el FOC (del inglés, Field Oriented Control), el cual incorpora controladores PI (Proporcional e Integral) convencionales, con modulación por ancho de pulso (PWM, del inglés, Pulse Width Modulation) [11, 12]. La calidad del FOC depende de los lazos de control interno y externo, un inconveniente notable que surge de su aplicación es que el ancho de banda es limitado conduciendo así a un desempeño no satisfactorio durante el estado transitorio [13].

De forma alternativa se propuso el DTC (del inglés, Direct Torque Control) para mejorar el rendimiento de las máquinas eléctricas en estado dinámico donde se necesitan respuestas transitorias rápidas [14, 15]. El principio básico del DTC convencional es seleccionar los vectores de voltaje óptimo a ser aplicados basándose en el signo de error entre el par y los valores estimados del flujo. [16]. Sin embargo, con este método se hacen presentes grandes rizados en el par y en el flujo [17]. Los métodos convencionales anteriormente descritos conllevan respuestas limitadas en el desempeño de la PMSM por lo que esto ha sido motivo para el desarrollo de diversos tipos de controladores incluyendo modos deslizantes [18], control difuso [19], control por backstepping [20] y control deadbeat [21].

Para la aplicación del control en la PMSM a sistemas físicos se emplean plataformas digitales, en las cuales por el tiempo en que tardan en realizar el cálculo computacional se produce un retardo. Este retardo afecta en la señal de salida (control), provocando un aumento en los rizados de las señales de corriente. Dependiendo del valor del retardo el sistema se ve afectado de manera significativa o incluso provocando inestabilidad en caso de un retardo muy grande.

Como parte de las investigaciones para mejorar el desempeño de las PMSM se han implementado el método de compensación del retardo basado en la estructura de Smith para modelo predictivo del control de corriente (del inglés, Smith-structure-based delay compensation method for MPCC, también escrito como Smith-MPCC) [22], donde comparando con la manera de reducir el esfuerzo de cálculo, el Smith-MPCC presenta mejores resultados.

Este último tipo de control predictivo se aplica de igual forma en [39] siendo en este caso aplicado a un PMSM donde el retardo es generado por un tacogenerador utilizado para obtener la velocidad angular de la planta. Otro ejemplo de ello es en la comparación entre el predictor de Smith y un control óptimo mostrado en [40] siendo aplicado en motores DC.

## 1.2. Planteamiento del problema

Al implementar un sistema de control digital se requiere un tiempo de ejecución para realizar los cálculos en la plataforma digital. El tiempo de ejecución, llamado tiempo de computo, genera un retardo computacional en la aplicación de la señal de control como se observa en la Figura 1.1. Como se observa en la Figura 1.1, a partir del estado (gráfica superior) se obtiene la señal de control (gráfica inferior), sin embargo, la señal de control obtenida a partir del estado se obtiene después de un tiempo transcurrido  $\tau$ , donde  $\tau$  es el tiempo que tarda la plataforma digital en realizar las operaciones correspondientes al control.

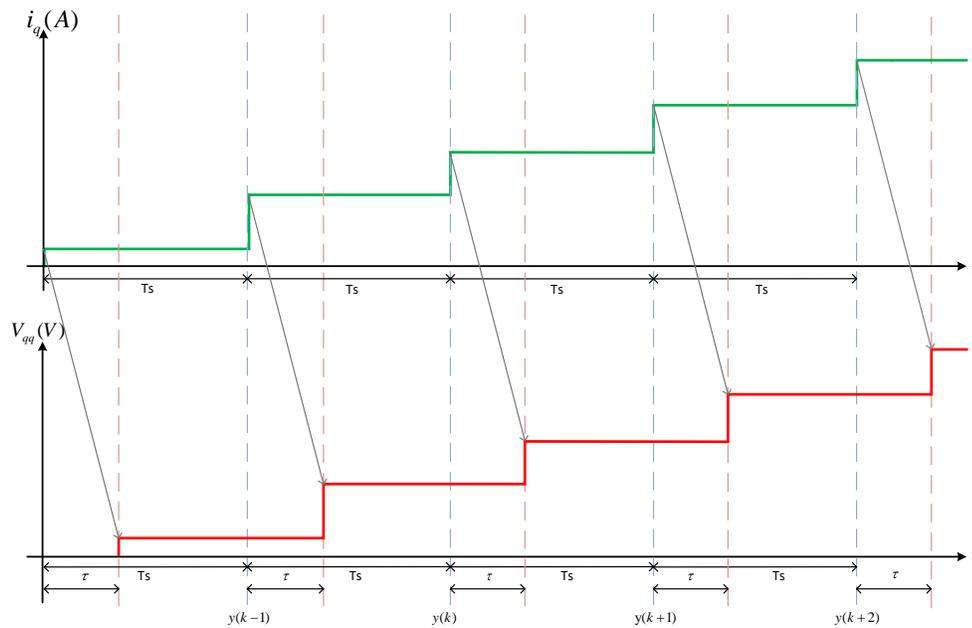


Figura 1.1: Retardo en la entrada por costo computacional, en la imagen superior se observa la señal del estado en verde y en la inferior la señal de control en rojo, atrasando a esta última un tiempo  $\tau$

El retardo generado provoca que la señal de control aumente los rizados en la corriente del sistema, como se observa en la Figura 1.2. La problemática que se presenta para este trabajo de investigación es el diseño una ley de control que mitigue dicho efecto generado por el retardo y con ello se reduzcan los rizados de las corrientes del BLDC.

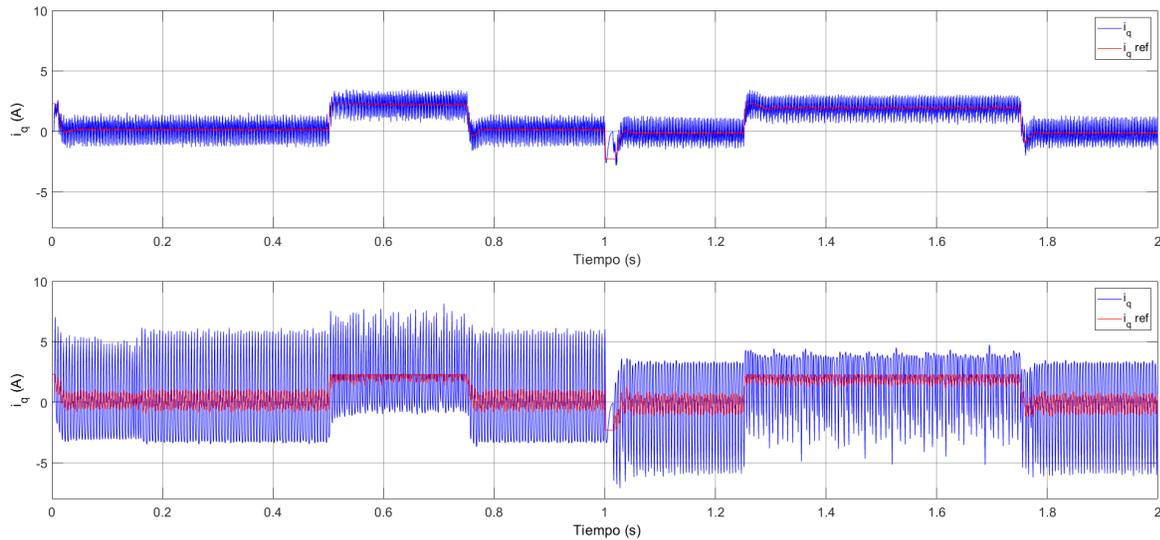


Figura 1.2: Corriente en  $q$ , siendo en la gráfica de superior sin retardo y en la gráfica inferior el retardo aplicado.

### 1.3. Objetivos

Los objetivos del presente trabajo son los siguientes:

#### 1.3.1. Objetivo general

Diseñar un control predictivo robusto ante perturbaciones externas, para reducir el consumo de energía eléctrica en un motor BLDC mediante un método de compensación para sistemas con retardo en la entrada.

#### 1.3.2. Objetivos específicos

1. Investigar en la literatura el método de control de lazo abierto de tipo Voltaje/Frecuencia para el arranque en lazo abierto del motor BLDC
2. Desarrollar el control por campo orientado de un motor BLDC, para su implementación en una simulación por medio del software Matlab/Simulink.
3. Investigar técnicas de compensación del retardo en la entrada de control, para diseñarlo en el esquema del control por campo orientado.
4. Simular el sistema de control propuesto en Matlab/Simulink, reduciendo los rizados en la señal de control, mitigando el efecto del retardo y disminuyendo el consumo de energía eléctrica.

5. Desarrollar una técnica de control robusta para sistemas con perturbaciones desconocidas.
6. Simular la técnica de control desarrollada para la compensación del retardo con perturbaciones desconocidas, disminuyendo el consumo de energía.

## 1.4. Justificación

El retardo generado por la plataforma en la señal de control provoca un aumento en los rizados de las corrientes del BLDC. El aumento en el rizo de las corrientes implica que el coste de energía sea mayor. Teniendo en este trabajo de investigación como fuente de alimentación una batería de DC de energía finita, el aumento de consumo de energía disminuye la duración de la batería. Por ello es deseable implementar una ley de control que compense el efecto del retardo en el sistema.

Con base en lo antes mencionado, es necesario llevar a cabo una serie de mejoras para lograr el futuro de las tecnologías de propulsión eléctrica. Las mejoras esperadas en VE pueden resumirse como [24]: aumento del par y velocidad de la máquina eléctrica; reducción de las pérdidas del motor; optimización de la eficiencia general; aumento de densidad de potencia y reducción de pérdidas de potencia en convertidores de potencia; reducción de peso y volumen del sistema de transmisión; y una reducción general de costos en máquinas eléctricas y electrónica de potencia. En la búsqueda de estas mejoras, la investigación en los VE se enfrentará a una serie de desafíos que pueden ser sujetos a investigación básica y aplicada, y la cual es al principal motivación del presente proyecto de investigación.

## 1.5. Hipótesis

Al realizar la compensación del retardo en el esquema de control del FOC por medio de un control predictor para un sistema con retardo en la entrada y perturbaciones desconocidas se reduce el consumo de energía de la planta al disminuir los rizados de las variables controladas.

## 1.6. Metodología

La presente investigación tiene como objetivo disminuir el consumo energético por medio de la compensación del retardo en el sistema, para poder lograr dichos objetivos se desarrollan diversas actividades, las cuales se presentan a continuación:

- Simulación mediante Matlab/Simulink del control en lazo abierto del BLDC.

- Simulación mediante Matlab/Simulink del control en lazo cerrado del BLDC con controladores PI clásicos.
- Se lleva el sistema a tiempo discreto para su posterior análisis de la señal con el retardo computacional.
- Aplicación de técnicas de control para realizar la compensación del retardo.
- Simulación de control predictivo para observar el comportamiento del sistema.
- Construcción de la plataforma experimental y puesta en marcha.

## 1.7. Conograma de actividades

Actividad	2do semestre	3er semestre	4to semestre
Revisión del estado del arte	100 %	100 %	100 %
Simulación de técnicas de modulación de ancho de pulso para control en lazo abierto de un motor BLDC	100 %		
Simulación del esquema de control del FOC	100 %		
Simulación del esquema de control del FOC con compensación del retardo en la entrada de control		100 %	100 %
Construcción de la plataforma experimental		100 %	100 %
Arranque de la planta			100 %
Escritura de la tesis	100 %	100 %	100 %

Tabla 1.1: Cronograma de actividades

# Capítulo 2

## Fundamentos teóricos

### 2.1. Fasor espacial

El conocimiento actual de la teoría del fasor espacial se desarrolló por primera vez el siglo pasado (XX), tal como se describe en [25, 26, 27], esto nos brinda una herramienta para realizar descripciones de las ecuaciones que determinan el comportamiento dinámico en las máquinas eléctricas de AC (del inglés, alternating current). Dicho fasor espacial representa los valores instantáneos de los devanados trifásicos de los motores eléctricos de AC. El fasor representa un campo giratorio generado por un componente trifásico ubicado dentro de la máquina eléctrica de forma simétrica que apunta hacia el punto máximo de la onda original.

Por los principios de la ingeniería eléctrica es conocido que las cantidades trifásicas de los motores de AC trifásicos pueden ser interpretados como vectores complejos. Esos vectores pueden ser representados en un sistema de coordenadas cartesianas, los cuales se eligen de manera particular para representar las relaciones físicas de las máquinas. Eso es el sistema coordinado de campo orientado el cual se aplica para la tecnología en el manejo de máquinas trifásicas de AC o llamado también como el sistema coordinado de tensión de voltaje orientado para sistemas generadores. La orientación de cierto vector para modelado y diseño de ciclos de retroalimentación del control es llamada comúnmente como el vector de orientación [28].

Las ventajas de usar a los fasores espaciales para la representación del modelo matemático del BLDC son diversas, una de ellas es conocer la ubicación espacial y temporal de las variables físicas del rotor. De igual manera, el uso de fasores para la descripción de la dinámica de las máquinas de AC no está restringido al análisis en estado estacionario, sino que también permite realizar el análisis de las variables durante el estado transitorio [29]. De este modo, un sistema trifásico representado en

un marco de referencia arbitrario puede ser representado mediante el fasor resultante de las variables físicas, en el caso de máquinas de AC: corrientes, voltajes y flujos magnéticos. Además, nos permite simplificar el modelo de la máquina trifásica.

Para el caso de las corrientes del estátor  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  representan a los valores instantáneos de las corrientes en las fases del estátor  $U$ ,  $V$ ,  $W$ , respectivamente. El fasor espacial de corriente del estátor  $i$  resultante, se define mediante:

$$i = \frac{2}{3}[i_u + i_v + i_w] = \frac{2}{3}[i_u + ai_v + a^2i_w], \quad (2.1)$$

donde

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad (j)^2 = -1. \quad (2.2)$$

En donde la constante  $2/3$  es un factor de escalamiento que define la distribución de la densidad total de las corriente de un devanado trifásico. En (2.1) y (2.2) las constantes  $a$  y  $a^2$ , son la dirección espacial de los fasores de corriente  $i_v$ ,  $i_w$  respectivamente. La orientación espacial corresponde a cada una de las inductancias del estátor del BLDC, por lo tanto, se mantiene constante. La magnitud se encuentra variando respecto del tiempo. Por último, el fasor resultante se obtiene del producto de las variaciones de la magnitud de los fasores en cada una de las variables de las fases  $U$ ,  $V$  y  $W$  [29].

## 2.2. Transformaciones de marco de referencia

Los fasores espaciales también pueden ser representados en un marco arbitrario de coordenadas, simplificando el análisis de las variables del BLDC. El modelo matemático del BLDC tiende a ser complejo debido a que la magnitud del flujo magnético, corriente, y voltaje tienden a variar continuamente cuando está en operación. Para poder realizar un análisis de la máquina eléctrica, se usará una transformación de marco de referencia, y así desacoplar las variables para su análisis en un marco de referencia común.

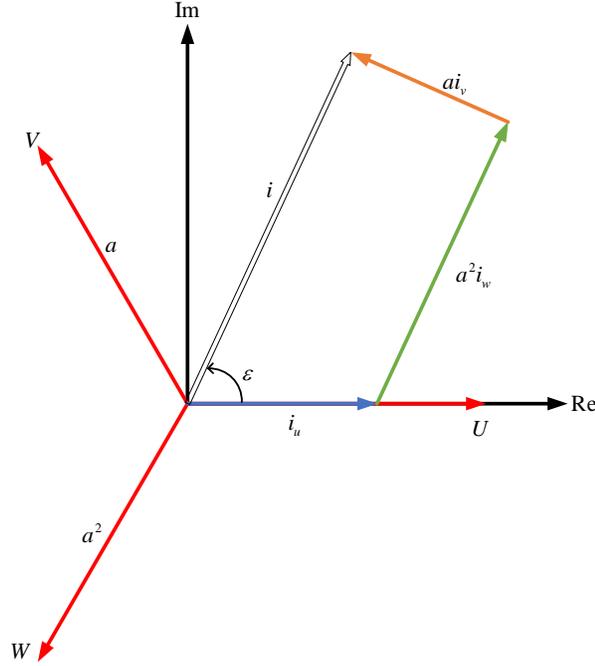


Figura 2.1: Fasor espacial de corriente

Las tres corrientes de fase sinusoidal  $i_u$ ,  $i_v$  e  $i_w$  de un punto neutro aislado de una máquina trifásica de AC siguen la siguiente relación:

$$i_u + i_v + i_w = 0.$$

En donde el fasor espacial de corriente resulta en una función compleja con una componente real y una imaginaria, siendo ambas dependientes del tiempo y se encuentran asociadas a un plano complejo, teniendo que ser definida la orientación en el espacio. La magnitud y el ángulo varían en relación a:

$$i(t) = |i(t)|e^{j\varepsilon(t)},$$

donde  $|i(t)|$  de la ecuación es la que define la magnitud del vector y  $e^{j\varepsilon(t)}$  el ángulo.

Los marcos de referencia más comunes para expresar el fasor espacial de corriente se definen mediante la orientación de la componente real del fasor espacial con uno de los devanados del estátor del BLDC, comúnmente con el devanado  $U$ , tal como se muestra en la Figura 2.1. Siendo este el marco de referencia del estátor y su eje tanto el real como el imaginario se les denomina alfa ( $\alpha$ ) y beta ( $\beta$ ) respectivamente. De esta manera el fasor de corriente se escribe como:

$$i = \frac{2}{3}[i_u + ai_v + a^2i_w] = i_\alpha + ji_\beta. \quad (2.3)$$

Usando la ecuación (2.3) para obtener el valor de  $i_\alpha$  siendo esta la componente real, se obtiene:

$$\begin{aligned}
i_\alpha &= Re\{i\}, \\
i_\alpha &= Re\left\{\frac{2}{3}[i_u + ai_v + a^2i_w]\right\}, \\
i_\alpha &= Re\left\{\frac{2}{3}\left[i_u + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)i_v + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)i_w\right]\right\}, \\
i_\alpha &= \frac{2}{3}\left[i_u - \frac{1}{2}(i_v + i_w)\right]. \tag{2.4}
\end{aligned}$$

De la misma manera se obtiene el valor de la componente imaginaria como

$$\begin{aligned}
i_\beta &= Im\{i\}, \\
i_\beta &= Im\left\{\frac{2}{3}[i_u + ai_v + a^2i_w]\right\}, \\
i_\beta &= Im\left\{\frac{2}{3}\left[i_u + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)i_v + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)i_w\right]\right\}, \\
i_\beta &= \frac{2}{3}\left[\frac{\sqrt{3}}{2}i_v - \frac{\sqrt{3}}{2}i_w\right]. \tag{2.5}
\end{aligned}$$

Las ecuaciones (2.4) y (2.5) permiten la transformación del sistema trifásico ( $U, V, W$ ) a un sistema bifásico equivalente, y son conocida como la transformación de Clark [30]. Del mismo modo, el sistema bifásico puede ser convertido a un sistema trifásico equivalente mediante una proyección espacial del fasor de corriente en los ejes trifásicos. Las componentes del fasor sobre los ejes ( $U, V, W$ ) pueden ser obtenidas mediante

$$\begin{aligned}
i_u &= Re\{i\}, \\
i_v &= Re\{ia^{-1}\} = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta, \\
i_w &= Re\{ia^{-2}\} = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta.
\end{aligned}$$

Este marco de referencia bifásico asociado al estátor se puede transformar a un nuevo marco de referencia denominado  $d-q$ , el cual es un marco de referencia giratorio, donde el eje  $q$  representa el eje de cuadratura y el eje  $d$  representa el eje directo. La componente real del nuevo marco de referencia tiene un ángulo respecto al eje  $\alpha$  siendo la componente real del marco de referencia del estátor, el cual esta representado por  $\theta$ .

Esta transformación sirve para alinear la componente real  $d$  con el rotor de la PMSM, está es conocida bajo el nombre de transformada de Park [30].

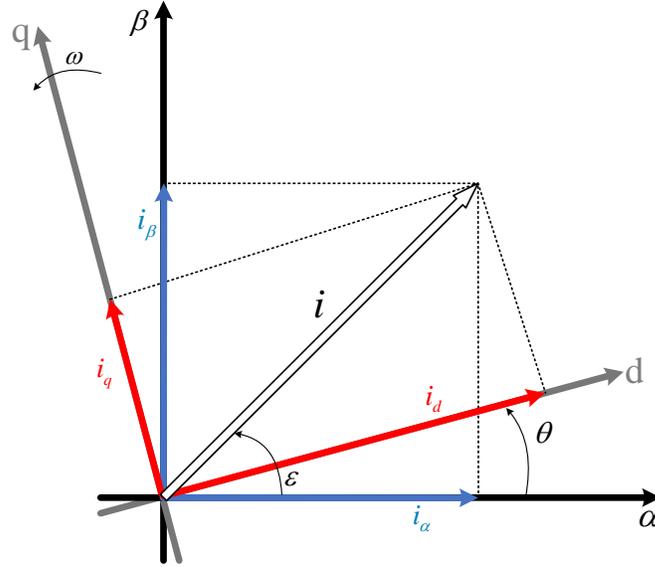


Figura 2.2: Transformación del espacial de corriente del marco de referencia  $\alpha - \beta$  a  $d - q$

Mediante la Figura 2.2 se pueden denotar distintas relaciones entre ambos marcos de referencia:  $i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} = i_s \cdot e^{j\epsilon}$  e  $i_{sd} + j \cdot i_{sq} = i_s \cdot e^{j(\epsilon - \theta)}$ . Siendo posible convertir el marco de referencia fijo del estátor ( $\alpha - \beta$ ) a un marco de referencia rotacional ( $d - q$ ) mediante

$$\begin{aligned} i_\alpha + j i_\beta &= (i_d + j i_q) e^{j\theta}, \\ i_\alpha + j i_\beta &= (i_d + j i_q) (\cos(\theta) + j \cdot \sin(\theta)), \\ i_\alpha + j i_\beta &= (i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta)) + j(i_d \sin(\theta) + i_q \cos(\theta)), \end{aligned}$$

e inversamente como

$$i_d + j \cdot i_q = (i_\alpha + j \cdot i_\beta) e^{-j\theta}.$$

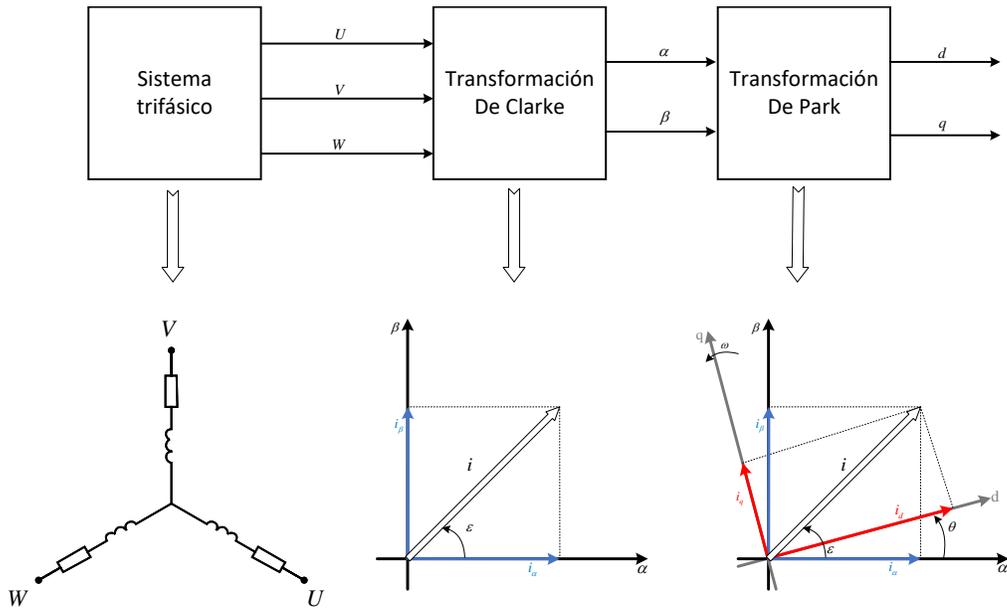


Figura 2.3: Transformación de marco de referencia

En la Figura 2.3 se presenta una diagrama de las transformaciones realizadas y sus componentes, iniciando con un marco de referencia trifásico, y terminando en un marco de referencia bifásico rotacional.

## 2.3. Modelo matemático del BLDC

Para poder describir el desempeño dinámico del BLDC se emplea un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias en los marcos de referencias descritos anteriormente, se utilizarán ciertas suposiciones las cuales se en listan a continuación:

- Se asume que el BLDC bajo estudio es una máquina de dos polos, la extensión de una máquina con más polos es considerada mediante el número de polos en el modelo.
- El estátor de el BLDC es un devanado trifásico distribuido simétricamente.
- El estátor del BLDC está conectado en forma de estrella con punto neutro aislado.
- Las corrientes parásitas, el efecto pelicular y las pérdidas del núcleo son despreciados.
- La resistencia e inductancia del devanado se consideran constantes.

- La influencia de la temperatura en los parámetros del BLDC, así como en la desmagnetización de los imanes del rotor no es considerada.
- Los armónicos de alto orden en el campo del entrehierro son despreciados y solo se considera la onda fundamental para el cálculo de las inductancias.

### 2.3.1. Modelo matemático del BLDC en el marco de referencia del rotor ( $d - q$ )

Una manera de poder simplificar el modelo del BLDC es mediante la transformación de Park descritas en (2.4) y (2.5), al aplicar dicha transformación se realiza el cambio de marco de referencia en donde las variables asociadas al estátor del BLDC (voltajes, corrientes y flujos magnéticos) se reemplazan por las variables dadas con el devanado ficticio alineado con el rotor y que realiza el mismo movimiento de giro de manera síncrona con en el mismo, tal como se describe en la Figura 2.4.

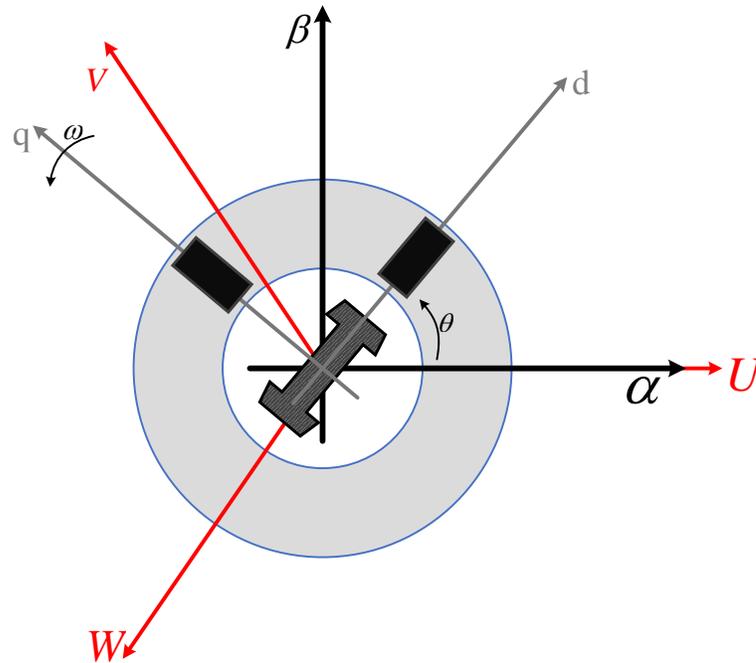


Figura 2.4: Esquema simplificado del devanado del modelo matemático del BLDC en el marco de referencia  $d - q$

Al aplicar la transformada de Park, la variación de las inductancias del estátor se mantiene constante respecto del tiempo, de igual manera las ecuaciones de voltaje se simplifican, lo cual nos da el modelo matemático del marco de referencia  $d - q$  mediante las expresiones [32]

$$\begin{aligned} V_d &= Ri_d + \frac{d}{dt}i_d - \omega_e\lambda_q, \\ V_q &= Ri_q + \frac{d}{dt}i_q + \omega_e\lambda_d. \end{aligned} \quad (2.6)$$

En (2.6),  $V_{d,q}$ ,  $i_{d,q}$  y  $\lambda_{d,q}$  son las componentes ortogonales de voltaje, corriente y flujo en  $d - q$  respectivamente, teniendo a  $\omega_e$  como la velocidad eléctrica, definiendo a  $\lambda_{d,q}$  se tiene

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d i_d + \lambda_{pm}, \\ \lambda_q &= L_q i_q. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Donde  $L_d$  y  $L_q$  son las inductancias en el eje del directo y de cuadratura respectivamente y  $\lambda_{pm}$  siendo el flujo permanente de los imanes. Al remplazar los valores obtenidos de (2.7) en (2.6) resulta la ecuación

$$\begin{aligned} V_d &= Ri_d + L_d \frac{d}{dt}i_d - \omega_e L_q i_q, \\ V_q &= Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q + \omega_e (L_d i_d + \lambda_{pm}), \end{aligned} \quad (2.8)$$

de la cual al despejar a la corriente en (2.8) tenemos

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_d &= \frac{1}{L_d} [V_d - Ri_d + \omega_e L_q i_q], \\ \frac{d}{dt}i_q &= \frac{1}{L_q} [V_q - Ri_q - \omega_e (L_d i_d + \lambda_{pm})]. \end{aligned} \quad (2.9)$$

De este modo, el modelo matemático en forma de un sistema de primer orden se tiene

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{V}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{R}}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{i}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{L}}} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{i}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & \frac{\lambda_{pm}}{i_q} \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{G}}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{i}}} \omega_e.$$

Siendo definidas las variables auxiliares se reescribe la ecuación como:

$$\bar{\mathbf{V}} = \bar{\mathbf{R}} \bar{\mathbf{i}} + \bar{\mathbf{L}} \frac{d}{dt} \bar{\mathbf{i}} + \bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{i}} \omega_e.$$

Por otra parte, para obtener el par electromagnético generado por el motor, es necesario analizar la potencia dada por:

$$P_e = \frac{3}{2} [V_q i_q + V_d i_d],$$

donde  $\frac{3}{2}$  es el factor escalar para mantener la equivalencia entre  $U, V, W$  y  $d - q$ .

La potencia instantánea está dada por:

$$P_e = \bar{\mathbf{i}}^T \bar{\mathbf{V}},$$

$$P_e = \bar{\mathbf{i}}^T \bar{\mathbf{R}} \bar{\mathbf{i}} + \bar{\mathbf{i}}^T \bar{\mathbf{L}} \frac{d}{dt} \bar{\mathbf{i}} + \bar{\mathbf{i}}^T \bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{i}} \omega_e.$$

La potencia en el entrehierro  $P_a$  está dado por:

$$P_a = \bar{\mathbf{i}}^T \bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{i}} \omega_e,$$

$$P_a = \bar{\mathbf{i}}^T \bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{i}} \frac{p}{2} \omega_m.$$

Entonces el par electromagnético  $T_e$  está dado por:

$$T_e = \frac{P_a}{\omega_m},$$

$$T_e = \frac{P_a}{\omega_m} = \frac{\bar{\mathbf{i}}^T \bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{i}} \frac{p}{2} \omega_m}{\omega_m},$$

$$T_e = \bar{\mathbf{i}}^T \bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{i}} \frac{p}{2},$$

$$T_e = \frac{p}{2} \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & \frac{\lambda_{pm}}{i_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix},$$

$$T_e = \frac{3p}{2} [i_q(L_d i_d + \lambda_{pm}) - L_q i_d i_q]. \quad (2.10)$$

Desarrollando a (2.10) se obtiene lo siguiente:

$$T_e = \frac{3p}{2} (i_q L_d i_d + i_q \lambda_{pm} - L_q i_d i_q),$$

$$T_e = \frac{3p}{2} [\lambda_{pm} i_q + i_q i_d (L_d - L_q)]. \quad (2.11)$$

En el caso particular del BLDC con imanes montados en la superficie, las inductancias en el eje directo y de cuadratura tienden a ser de valor parecido. En consecuencia, existe poca variación (menos del 10%) entre las inductancias de los ejes  $d$  y  $q$ . Con ello se considera a  $L \approx L_q \approx L_d$  de manera que (2.11) se simplifica a la forma siguiente:

$$T_e = \frac{3p}{2} (\lambda_{pm} i_q).$$

Para el modelo matemático de la parte mecánica, con  $J$  siendo la inercia y  $B$  el coeficiente de fricción viscosa, se tiene:

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{T_e - T_L - B \omega_m}{J}, \quad (2.12)$$

donde  $\frac{d}{dt} \theta_m = \omega_m$ ,  $\frac{d}{dt} \theta_e = \omega_e$  y  $\frac{p}{2} \cdot \theta_m = \theta_e$ .

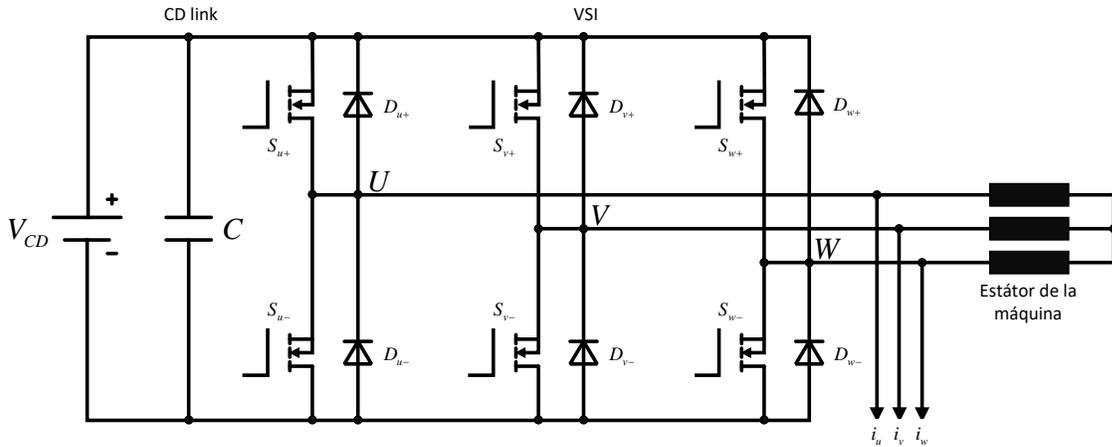


Figura 2.5: Topología del Inversor Trifásico de Voltaje conectado al estátor de la PMSM

## 2.4. Inversor trifásico de voltaje

Para suministrar el voltaje a la PMSM se utiliza un convertidor electrónico de potencia, siendo un inversor trifásico de voltaje de dos niveles. Dicho convertidor de potencia se basa en una corriente directa (DC) para el cd-link, siendo filtrado por un arreglo de capacitores, que a su vez alimentan de voltaje al VSI (del inglés, *voltage source inverter*). El VSI como se mencionó con anterioridad está conformado de dos niveles donde se encuentra un arreglo de seis MOSFETS, los cuales se encuentran representados en la Figura 2.5 como  $S_{u+}/S_{u-}$ ,  $S_{v+}/S_{v-}$ ,  $S_{w+}/S_{w-}$  y seis diodos de libre retorno con notación  $D_{u+}/D_{u-}$ ,  $D_{v+}/D_{v-}$ ,  $D_{w+}/D_{w-}$ . Estos dispositivos se encuentran conectados en configuración de medio puente, y cada uno de ellos está conectado a uno de los devanados del BLDC. Así, el voltaje de DC del cd-link es convertido en voltaje de AC, teniendo su frecuencia y amplitud variable gracias a la conmutación realizada por los MOSFET.

### 2.4.1. Principio de operación

Mediante la topología descrita en la Figura 2.5 se pueden obtener ocho estados de conmutación de los transistores del VSI. Los transistores actúan como interruptores controlados, teniendo un funcionamiento en el cual mientras el transistor superior se encuentra saturado, el inferior debe encontrarse en estado de corte, siendo estos estados lógicos “1” y “0” respectivamente. Algo importante de mencionar es el tipo de operación complementaria que tienen los MOSFET, como se observa en la Figura 2.6.

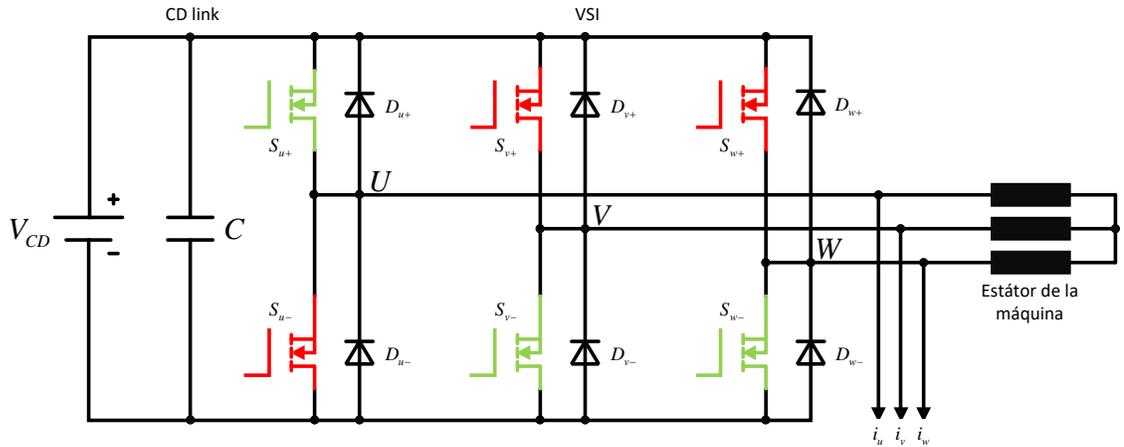


Figura 2.6: Principio de operación del Inversor Trifásico de Voltaje conectado al estátor de la PMSM

Cada estado de conmutación genera un VSV (del inglés, *voltage space vector*). Seis de ellos se denominan AVSV (del inglés, *active voltage space vector*), los cuales tienen la notación  $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$ . Como se mencionó, son ocho estados, los 2 restantes están denotados como ZVSV (del inglés, *zero voltage space vector*) y se denotan como  $U_0, U_7$ . Los ocho estados de conmutación descritos se representan en el plano  $\alpha - \beta$  generando un hexágono de tensiones como se muestra en la Figura 2.7. Los AVSV dividen el plano en seis sectores, los cuales se encuentran distribuidos de manera simétrica cada  $\frac{\pi}{3}$  rad.

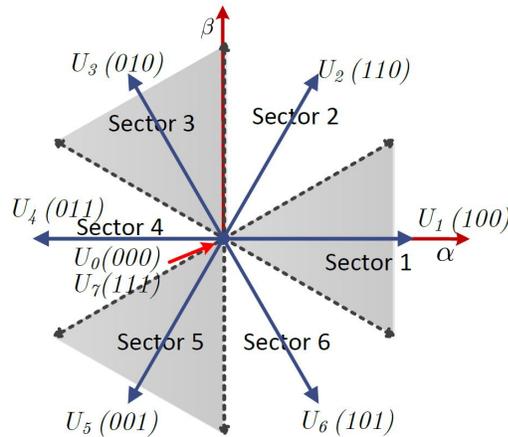


Figura 2.7: Representación en  $\alpha - \beta$  de los AVSV y ZVSV.

El voltaje generado  $u_v$  mediante cada VSV puede ser determinado mediante la

siguiente expresión:

$$u_v \begin{cases} \frac{2}{3}U_{CD} \cdot e^{j(v-1)\frac{\pi}{3}} & \text{para } v = 1, 2, \dots, 6, \\ 0 & \text{para } v = 0, 7, \end{cases}$$

donde  $U_{CD}$  es el voltaje DC en el cd-link. Las componentes ortogonales en el marco de referencia ( $\alpha - \beta$ ) pueden ser determinadas mediante la Tabla 2.1.

VSV	$U_0$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$	$U_6$	$U_7$
Estado de conmutación	000	100	110	010	011	001	101	111
$u_\alpha/U_{CD}$	0	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	0
$u_\beta/U_{CD}$	0	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	0

Tabla 2.1: Componentes ortogonales en  $\alpha - \beta$  para cada VSV del VSI

## 2.5. Modulación por Vectores Espaciales (SVM)

Los efectos de la conmutación producen armónicos de orden bajo, y distorsión de la corriente, además de generar rizados en el par desarrollado por la máquina. Para reducir lo anterior, es posible utilizar principios de operación basados en PWM. Ya que el VSI contiene los componentes electrónicos que se comportan como interruptores controlados, es posible controlar el voltaje de salida y así optimizar los armónicos generados por la conmutación de los MOSFETS. Tal como se observa en la Figura 2.8.

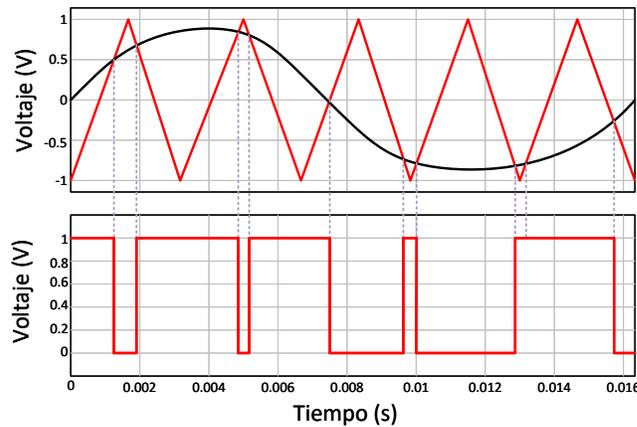


Figura 2.8: Principio de modulación del PWM

La modulación descrita en la Figura 2.8 consiste en comparar una señal de referencia  $V_{ml}$  (de color negro) con una señal portadora  $V_{pl}$  (de color rojo en la gráfica superior), esto para generar una onda cuadrada de frecuencia constante con duración de pulso variable  $V_{swl}$  (de color rojo en la gráfica inferior).

Existen diversos principios de modulación presentados a continuación:

- PWM sinusoidal (SPWM).
- Eliminación de armonicos seleccionados (SHE PWM).
- PWM de histéresis.
- PWM aleatorio.
- PWM de rizo de corriente minima.
- Modulación por vectores espaciales (SVM).

Para este proyecto de investigación se utiliza la modulación por vectores espaciales, introducida en [33] y [34], permite aprovechar el máximo de voltaje y reducir las pérdidas por conmutación operando a una frecuencia constante. Dicha técnica consiste en considerar al VSI como una sola unidad, partiendo del hecho de que sólo un VSV es capaz de representar al fasor trifásico del sistema balanceado.

En la SVM se considera la interacción de todas las fases, optimizando los armonicos, se considera un voltaje trifásico balanceado dado por:

$$\begin{aligned} V_u &= V_m \sin(\omega t), \\ V_v &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \\ V_w &= V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned}$$

El fasor resultante  $V_s$  con magnitud  $V_m$  rota en órbita circular con una velocidad  $\omega$  donde la dirección depende de la secuencia de fases de los voltajes. Mediante los tres voltajes sinusoidales de referencia, el PWM desarrollado por la SVM debe aproximar los voltajes de referencia con el mínimo contenido de distorsión armónica [33].

Los  $2^3$  estados de conmutación posibles del VSI son los que se encuentran en la Tabla 2.2.

Vector espacial	$V_u$	$V_v$	$V_w$
$V_0(000)$	0	0	0
$V_1(100)$	$\frac{2}{3}V_{cd}$	$-\frac{1}{3}V_{cd}$	$-\frac{1}{3}V_{cd}$
$V_2(110)$	$\frac{1}{3}V_{cd}$	$\frac{1}{3}V_{cd}$	$-\frac{2}{3}V_{cd}$
$V_3(010)$	$-\frac{1}{3}V_{cd}$	$\frac{2}{3}V_{cd}$	$-\frac{1}{3}V_{cd}$
$V_4(011)$	$-\frac{2}{3}V_{cd}$	$\frac{1}{3}V_{cd}$	$\frac{1}{3}V_{cd}$
$V_5(001)$	$-\frac{1}{3}V_{cd}$	$-\frac{1}{3}V_{cd}$	$\frac{2}{3}V_{cd}$
$V_6(101)$	$\frac{1}{3}V_{cd}$	$-\frac{2}{3}V_{cd}$	$\frac{1}{3}V_{cd}$
$V_7(111)$	0	0	0

Tabla 2.2: Estados de conmutación permisibles del VSI

Lo siguiente consiste en determinar el control de los vectores espaciales del inversor para generar un voltaje de salida en el inversor con el menor número de armónicos. Para esto en un intervalo de tiempo de muestreo  $T_s$ , el vector de voltaje de salida  $\vec{U}$  esta dado por:

$$\vec{U}(t) = \frac{T_0}{T_s}\vec{U}_0 + \frac{T_1}{T_s}\vec{U}_1 + \cdots + \frac{T_7}{T_s}\vec{U}_7, \quad (2.13)$$

donde  $T_0, T_1, \dots, T_7$  son los tiempos de activación de los vectores  $U_1, U_2, \dots, U_7$ ; y se cumple lo siguiente:

$$T_0, T_1, \dots, T_7 \geq 0,$$

$$\sum_{i=0}^7 T_i = T_s.$$

De acuerdo a la ecuación (2.13),  $\vec{U}$  puede ser construido a partir de un número infinito de maneras mediante la selección de los tiempos de conmutación  $T_0, T_1, \dots, T_7$ . Sin embargo, para reducir el número de acciones de conmutación y hacer un uso completo del tiempo de activación para los VSV, el vector se divide comúnmente en los dos AVSV adyacentes más cercanos y los ZVSV  $\vec{U}_0$  y  $\vec{U}_7$  en un sector arbitrario. Por ejemplo, en el Sector 1, para un periodo de muestreo, el vector  $\vec{U}$  puede ser expresado como [35]:

$$\vec{U}(t) = \frac{T_1}{T_s}\vec{U}_1 + \frac{T_2}{T_s}\vec{U}_2 + \frac{T_7}{T_s}\vec{U}_7 + \frac{T_0}{T_s}\vec{U}_0,$$

donde  $T_s - T_1 - T_2 = T_0 + T_7 \geq 0$ ,  $T_0 \geq 0$  y  $T_7 \geq 0$ .

Para reconstruir el vector de referencia  $\vec{U}$ , es necesario calcular los tiempos de activación de los cuatro vectores a utilizar, para ello se hace uso de la ley de senos. Se analiza el caso para determinar los tiempos en el Sector 1, obteniendo lo siguiente:

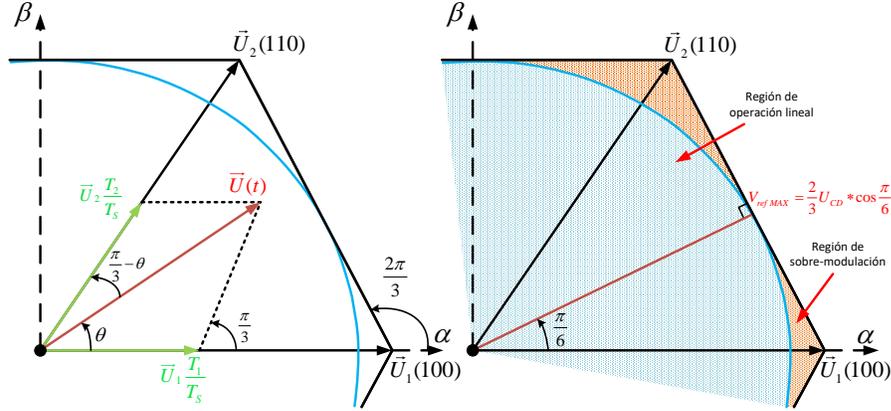


Figura 2.9: a) Cálculo de los tiempos para generar el vector de referencia en el Sector 1. b) Cálculo del voltaje de referencia máximo alcanzable mediante la SVM.

$$\frac{\vec{U}(t)}{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)} = \frac{T_1 \vec{U}_1}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}. \quad (2.14)$$

Resolviendo (2.14) para  $T_1$  se obtiene la siguiente expresión:

$$T_1 = \frac{T_s \vec{U}(t) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}{\vec{U}_1 \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)}.$$

El valor máximo de  $\vec{U}_1 = \frac{2}{3}V_{CD}$  y  $\sin\frac{2\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ . Siguiendo un proceso similar para  $T_2$  se expresan los tiempos  $T_1$  y  $T_2$  como:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s \vec{U}(t) \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}{V_{CD}}, \quad (2.15)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s \vec{U}(t) \sin(\theta)}{V_{CD}}. \quad (2.16)$$

Las ecuaciones (2.15) y (2.16) son válidas si el vector que se desea generar se encuentra en el Sector 1, el cual podemos visualizar en la Figura 2.9. Es posible obtener una generalización para todos los sectores utilizando un ángulo auxiliar denotado como  $\bar{\theta}$ , tal como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} \theta &= \bar{\theta} - (\text{Sector} - 1) \frac{\pi}{3}, \\ \frac{\pi}{3} - \theta &= \frac{\pi}{3} - [\bar{\theta} - (\text{Sector} - 1) \frac{\pi}{3}], \\ \theta &= \bar{\theta} - \frac{\pi}{3}(\text{Sector} - 1). \end{aligned} \quad (2.17)$$

Sustituyendo a (2.17) en (2.15) y (2.16) se obtiene:

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot \vec{U}(t)}{V_{CD}} \sin\left(\frac{\pi}{3} \text{Sector} - \bar{\theta}\right), \\
 T_2 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot \vec{U}(t)}{V_{CD}} \sin\left(\bar{\theta} - (\text{Sector} - 1) \frac{\pi}{3} \text{Sector}\right), \\
 T_0 &= T_s - T_1 - T_2.
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Para cada sector se tienen las siguientes secuencias de aplicación para los pulsos de la etapa de potencia, como se observa en la Figura 2.10.

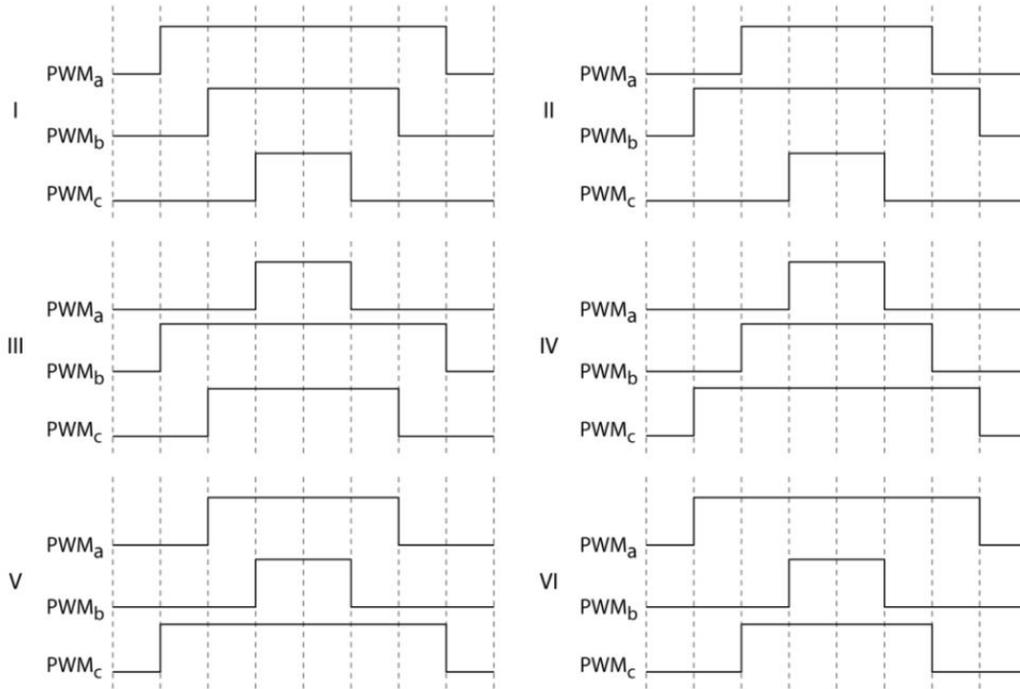


Figura 2.10: Patrones óptimos de swicheo para cada sector

Las ecuaciones obtenidas en (2.18) únicamente funcionan en la región lineal de la SVM. El vector  $\vec{U}(t)$  se mantiene dentro en la región lineal la cual es dentro del círculo inscrito en el hexágono de tensiones como se observa en la Figura 2.9. Fuera de este círculo, las ecuaciones dejan de ser lineales y caen en no linealidades dicha región se le denomina región de sobre-modulación de la SVM. Para este proyecto se trabajará únicamente en la región lineal de la SVM.

Por lo anterior se define un índice de modulación  $m_{index}$  como

$$m_{index} = \frac{V_{ref}}{V_{lsw}},$$

con  $V_{lsw} = \frac{2}{\pi}V_{CD}$  siendo el voltaje fundamental de la onda cuadrada, y  $V_{ref} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{CD}$  el cual es el vector máximo alcanzado en la región lineal.

Por lo que el índice de modulación esta dado por:

$$m_{index} = 0.907.$$

Esto dignifica que solo el 90.7% del voltaje fundamental de la onda cuadrada de salida está disponible en la región lineal, siendo este nuestro límite de operación para la SVM.

## 2.6. Control por Campo Orientado (FOC)

Las máquinas de DC tienen la capacidad de desarrollar un control completamente desacoplado e independiente de la corriente del flujo y la componente del par. Gracias a estas características permiten el desarrollo de un control simple del motor en DC. En cambio, las máquinas de AC presentan un modelo matemático más complejo y con las dinámicas acopladas entre sus elementos.

El primer trabajo sobre el FOC fue propuesto por Blachke [36] en 1971 siendo utilizado en máquinas de inducción y se ha continuado su uso para lograr que las máquinas de AC realicen un rendimiento dinámico superior a las máquinas de DC. El objetivo del control por campo orientado se puede definir como el desacople de las componentes de flujo y par del fasor de corriente del estátor, así como el re-orientamiento del mismo.

Para lograr el desacople de las variables del motor AC, se utilizan las transformaciones del marco de referencia descritas con anterioridad, con esto podemos emular el comportamiento de una máquina de DC, en donde la componente  $d$  del fasor de corriente es equivalente a la componente del flujo, y la componente  $q$  del fasor es equiparable a la componente del par. Realizando un cambio a la magnitud de los componentes resultantes se tiene la posibilidad de controlar en lazo cerrado y de manera lineal el comportamiento de nuestro motor en todo el rango de velocidad.

El esquema clásico del FOC se muestra en la Figura 2.11.

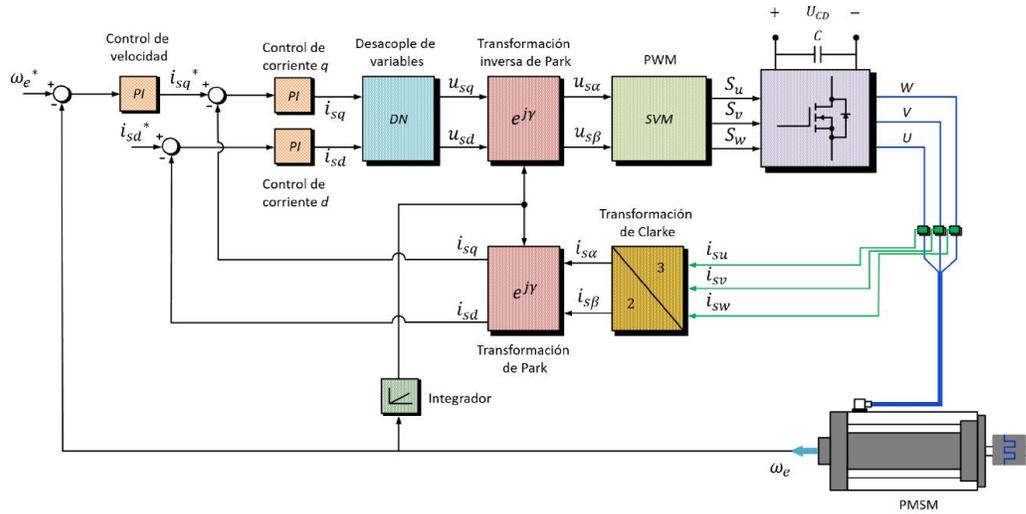


Figura 2.11: Esquema clásico del FOC.

Existen distintas estrategias para poder abordar al control desde el esquema del FOC, las cuales se presentan a continuación:

- Control constante del ángulo del par.
- Control con factor de potencia unitario.
- Control de máximo par por ampere.
- Control de debilitamiento del flujo.

Para el presente proyecto de investigación se seleccionará la estrategia del control constante del ángulo del par, en donde la velocidad del motor se controla por debajo de la velocidad nominal.

### 2.6.1. Control constante del ángulo del par

Para este control el ángulo del par se mantiene fijo a  $90^\circ$ . La corriente de campo, que corresponde al eje directo ( $d$ ) es forzada a cero dejando como variable de control únicamente a la componente del par, correspondiente al eje de cuadratura ( $q$ ). Así, la magnitud de la corriente  $q$  es igual a la componente que produce el par, lo que permite un buen control dinámico y de estado estable del PMSM en condiciones de cambio de velocidad y carga de variables [37].

Para resumir al control constante del ángulo de par como sigue [38]:

- El ángulo de par entre el fasor de corriente del estátor, y el campo del rotor se mantiene con una alineación de  $90^\circ$  grados.
- La referencia del ángulo del par se elige en función de los datos nominales de la máquina y su modo de funcionamiento. Los valores van de  $0^\circ$  a  $90^\circ$ .

### 2.6.2. Función de transferencia del modelo matemático del BLDC

El modelo del caso de estudio es un sistema electromecánico el cual esta representado en la Figura 2.12.

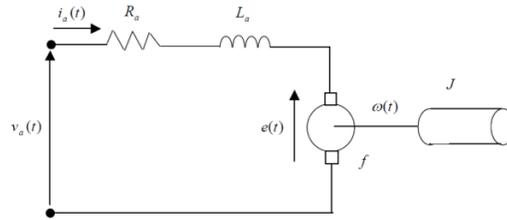


Figura 2.12: Sistema electromecánico

Retomando a las ecuaciones del modelo matemático del BLDC presentadas en (2.8) y (2.9), se obtienen dinámicas acopladas en la parte eléctrica.

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}[V_q - R_{iq} - \omega_e(L_d i_d + \lambda_{pm})], \quad (2.19)$$

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}[V_d - R_{id} - \omega_e L_q i_q], \quad (2.20)$$

Definiendo a  $V_{qq} = V_q - \omega_e(L_d i_d + \lambda_{PM})$  y a  $V_{dd} = V_d + \omega_e L_q i_q$  y aplicando linealización por realimentación en (2.19) y (2.20) y definiendo a  $L \approx L_q \approx L_d$  obtenemos:

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L}(V_{qq} - R_{iq}), \quad (2.21)$$

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L}(V_{dd} - R_{id}). \quad (2.22)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (2.21) y (2.22) se obtiene

$$\frac{I_q(s)}{V_{qq}(s)} = \frac{1}{L_s s + R_s}, \quad (2.23)$$

$$\frac{I_d(s)}{V_{dd}(s)} = \frac{1}{L_s s + R_s}. \quad (2.24)$$

Siendo (2.23) y (2.24) la función de transferencia de la parte eléctrica.

Para la ecuación de la dinámica de la parte mecánica se define el modelo matemático de la parte mecánica.

$$\frac{d}{dt}\omega_m = \frac{\frac{3}{2}\frac{p}{2}\lambda_{pm}i_q - T_l - B\omega_m}{J}, \quad (2.25)$$

siendo  $T_l$  una perturbación externa y  $B\omega_m$  despreciable y definiendo a  $K_e = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\frac{\lambda_{pm}}{J}$ , se obtiene

$$\frac{d}{dt}\omega_m = K_e i_q. \quad (2.26)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (2.26) se obtiene la función de transferencia en lazo abierto de la parte mecánica

$$G_\omega(s) = \frac{\Omega(s)}{I_q(s)} = \frac{K_e}{s}. \quad (2.27)$$

### 2.6.3. Diseño de controladores PI

Para el diseño del control del sistema se utilizará un control PI, utilizando una topología en serie para los controles PI, como se muestra en la Figura 2.13

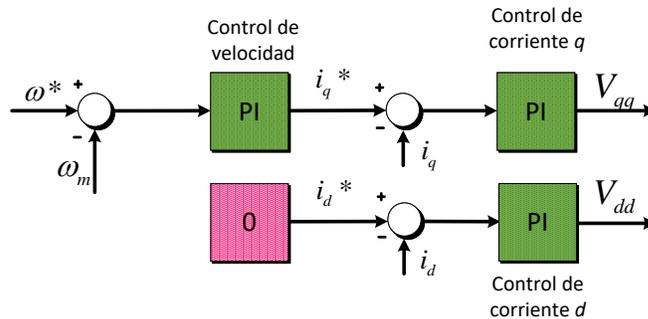


Figura 2.13: Control en cascada

Por medio de la relación de ganancias entre la topología en paralelo y la topología en serie se obtiene la función de transferencia (FT) del controlador, con  $K_{ps}$  y  $K_{is}$  como la ganancia proporcional e integral respectivamente.

$$PI(s) = \frac{K_{ps}K_{is} \left(1 + \frac{s}{K_{is}}\right)}{s}. \quad (2.28)$$

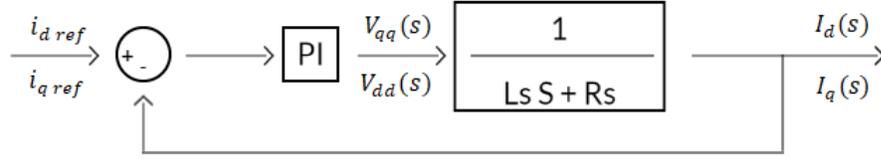


Figura 2.14: Lazo de control de corriente

Suponiendo que la ganancia que escala el bus de CD y el PWM están contenidas en  $K_{ps}$ . Se obtiene la FT en lazo abierto, retomando al modelo matemático del sistema de corriente obtenido en (2.24).

$$G_s(s) = PI(s) \cdot \frac{I_d(s)}{V_{dd}(s)},$$

$$G_s(s) = \frac{1 + \frac{s}{K_{is}}}{\frac{L_s}{K_{ps}K_{is}}s^2 + \frac{R_s}{K_{ps}K_{is}}s}. \quad (2.29)$$

Se obtiene el lazo cerrado  $G(s)$  a partir de (2.29).

$$G(s) = \frac{1 + \frac{s}{K_{is}}}{\frac{L_s}{K_{ps}K_{is}}s^2 + \left(\frac{R_s}{K_{ps}K_{is}} + \frac{1}{K_{is}}\right)s + 1}.$$

Ya que se desea que el sistema tenga polos reales se propone lo siguiente para la ecuación característica

$$\frac{L_s}{K_{ps}K_{is}}s^2 + \left(\frac{R_s}{K_{ps}K_{is}} + \frac{1}{K_{is}}\right)s + 1 = (C_s + 1)(D_s + 1), \quad (2.30)$$

se desarrolla el lado derecho de (2.30), teniendo

$$\frac{L_s}{K_{ps}K_{is}}s^2 + \left(\frac{R_s}{K_{ps}K_{is}} + \frac{1}{K_{is}}\right)s + 1 = CDs^2 + (C + D)s + 1.$$

Definiendo a  $C = \frac{R_s}{K_{ps}K_{is}}$  y a  $D = \frac{1}{K_{is}}$  se reescribe  $G(s)$  de la forma

$$G(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{ps}K_{is}}s + 1}. \quad (2.31)$$

A partir de  $C$  y  $D$  se obtiene a  $K_{is}$ .

$$K_{is} = \frac{R_s}{L_s}. \quad (2.32)$$

Sustituyendo a  $K_{is}$  en (2.31) se obtiene

$$G(s) = \frac{1}{\frac{L_s}{K_{ps}}s + 1}.$$

Para el sistema de primer orden se define a  $\tau$  como

$$\tau = \frac{1}{\text{Ancho de banda}}.$$

Se tiene para  $K_{ps}$  lo siguiente

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{L_s}{K_{ps}}, \\ K_{ps} &= L_s \cdot \text{Ancho de banda}. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Siendo las ecuaciones (2.32) y (2.33) las necesarias para obtener las ganancias del control de corriente.

Para la obtención del control de velocidad de la parte mecánica se realiza el siguiente procedimiento. Usando la topología en serie del PI definida en (2.28), reescrita para el control de velocidad, con  $K_{pspd}$  y  $K_{ispd}$  como la ganancia proporcional e integral respectivamente.

$$PI_{spd}(s) = \frac{K_{pspd}K_{ispd} \left(1 + \frac{s}{K_{ispd}}\right)}{s}.$$

Se define la FT de la planta a partir del modelo matemático de la parte mecánica obtenido en (2.27) y con el control de corriente en lazo cerrado que se obtuvo en (2.31), dandonos un nuevo diagrama de control mostrado en la Figura 2.15.

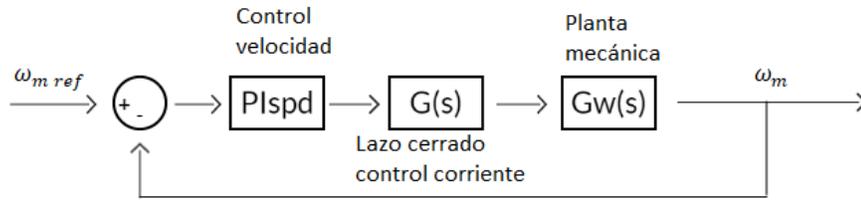


Figura 2.15: Diagrama de control de velocidad

Obteniendo el lazo abierto del sistema mostrado en la Figura 2.15, se tiene

$$G_{spd}(s) = \frac{K_e K_{pspd} K_{ispd} \left(1 + \frac{s}{K_{ispd}}\right)}{\left(\frac{L_s}{K_{ps}}s + 1\right) s^2}.$$

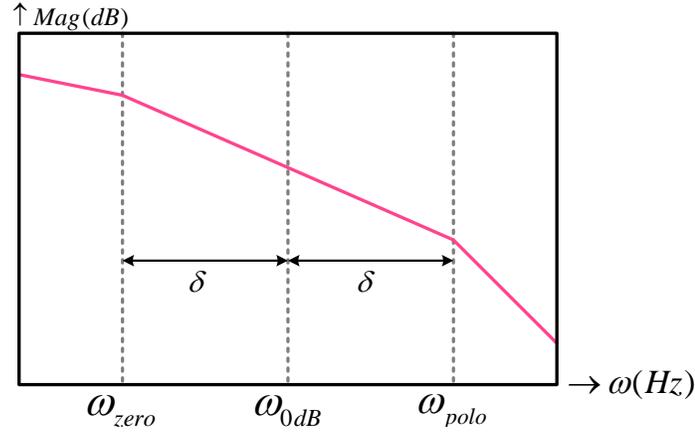


Figura 2.16: Gráfica de Bode, donde la  $\delta$  es la variable que separa a  $\omega_{zero}$  y  $\omega_{polo}$  de los 0 dB.

Se busca el sistema sea estable en sus polos y ceros, por lo tanto, se define a  $\delta$  y a partir de la Figura 2.16 se tiene que

$$\begin{aligned}\omega_{0db} &= \delta\omega_{zero}, \\ \omega_{polo} &= \delta\omega_{0db},\end{aligned}\tag{2.34}$$

donde  $\delta$  es el factor de amortiguamiento.

Se obtiene la relación a partir de (2.34)

$$\omega_{polo} = \delta^2\omega_{zero}.$$

A partir de  $G_{spd}(s)$ , y de las relaciones de los polos

$$K_{i^{spd}} = \frac{1}{\delta^2} \frac{K_{p^s}}{L_s},\tag{2.35}$$

para obtener a  $K_{p^{spd}}$  se requiere que  $G_{spd}(s)$  tenga ganancia unitaria.

$$\left| \frac{K_e K_{p^{spd}} K_{i^{spd}} \left(1 + \frac{s}{K_{i^{spd}}}\right)}{\left(\frac{s}{\delta^2 K_{i^{spd}}} + 1\right) s^2} \right|_{s=jK_{i^{spd}}\delta} = 1.$$

Obteniendo

$$\frac{\delta K_e K_{p^{spd}}}{\delta^2 \left(\frac{K_{p^s}}{\delta^2 L_s}\right)} = 1,$$

despejando a  $K_{p^{spd}}$  se obtiene:

$$K_{p^{spd}} = \frac{\delta K_{i^{spd}}}{K_e}.\tag{2.36}$$

Siendo las ecuaciones (2.35) y (2.36) las necesarias para obtener las ganancias del control de velocidad.

### 2.6.4. Simulaciones de funcionamiento

A partir del FOC planteado, se ingresan a el software Matlab/Simulink en donde se realiza el modelo de la PMSM, el SVM, las transformaciones de marco de referencia, el inversor trifásico de voltaje y por último se acoplo al control PI en cascada desarrollado anteriormente.

Se obtienen a partir de estas simulaciones los resultados mostrados en las Figuras 2.17 y 2.18.

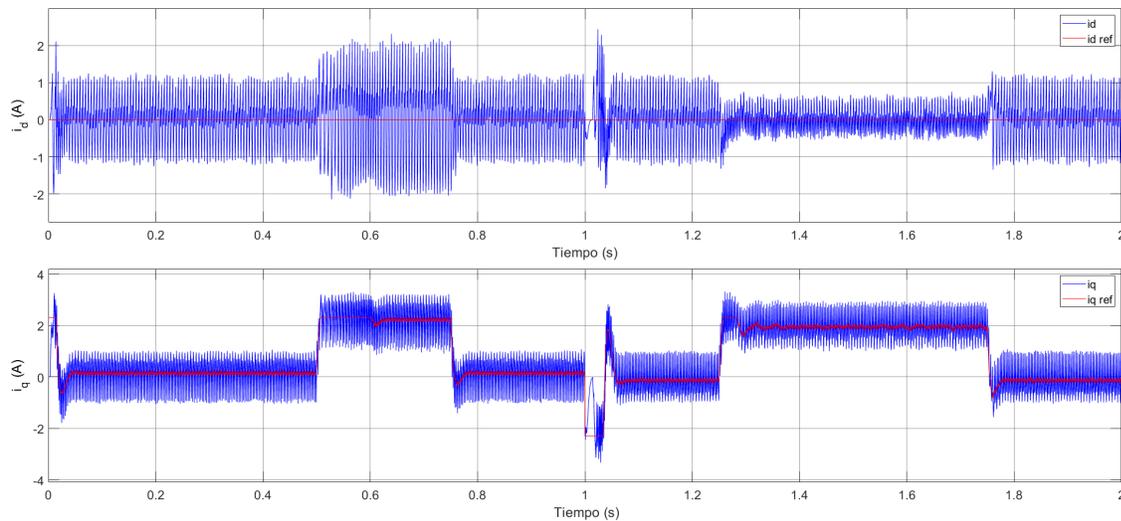


Figura 2.17: Resultado de simulación de la corriente  $i_d$  e  $i_q$  respectivamente de arriba a abajo corriente  $i_d$  y corriente  $i_q$

En la Figura 2.17 se puede observar la referencia de  $i_d$  y de  $i_q$  de color rojo, recordando que la variable de control  $i_d$  es referencia fija, y que para  $i_q$  su referencia es dada por la señal de control del PI de velocidad.

Por otra parte, en la Figura 2.17 se observa el comportamiento de las señales  $i_d$  e  $i_q$ , de las cuales se puede observar el efecto de la conmutación de la SVM y el inversor, al conmutar de manera tan rápida para simular una corriente trifásica por medio del PWM, ocasiona que se generen rizos en las variables controladas.

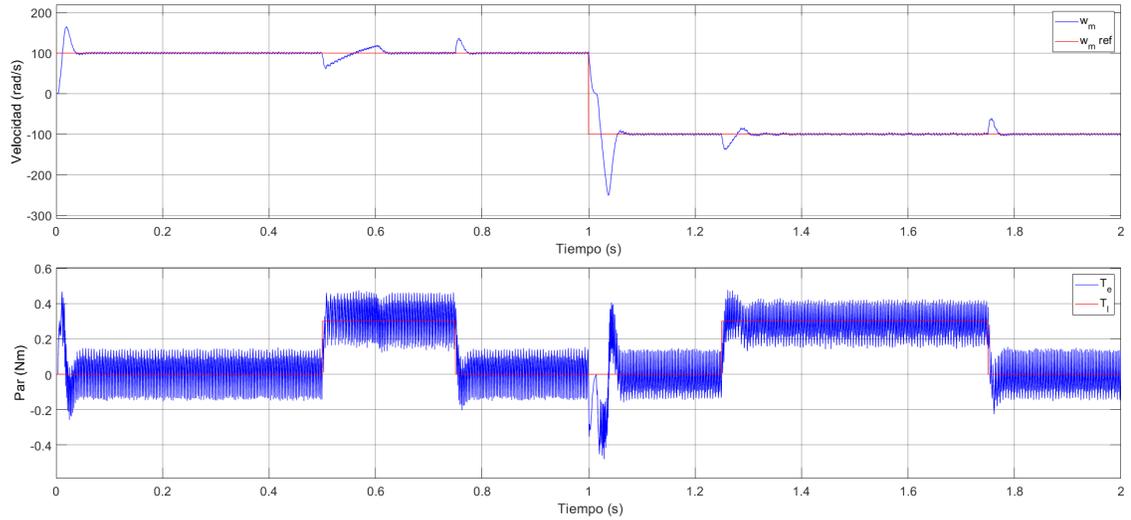


Figura 2.18: Resultado de simulación de la velocidad  $\omega_m$  y el par  $T_e$  respectivamente de arriba a abajo velocidad  $\omega_m$  y par  $T_e$ .

En la Figura 2.18 se observa la velocidad mecánica en la parte superior y la referencia de la misma, mientras que en la parte inferior se puede observar el par electromagnético producido, el cual vemos se ve afectado en los momentos en que el par de carga recibe una perturbación externa. Al igual que en las gráficas pasadas podemos observar cierta cantidad de ruido en las señales, este, aunque en menor medida sigue estando presente por las dinámicas acopladas presentadas en el modelo matemático del BLDC.

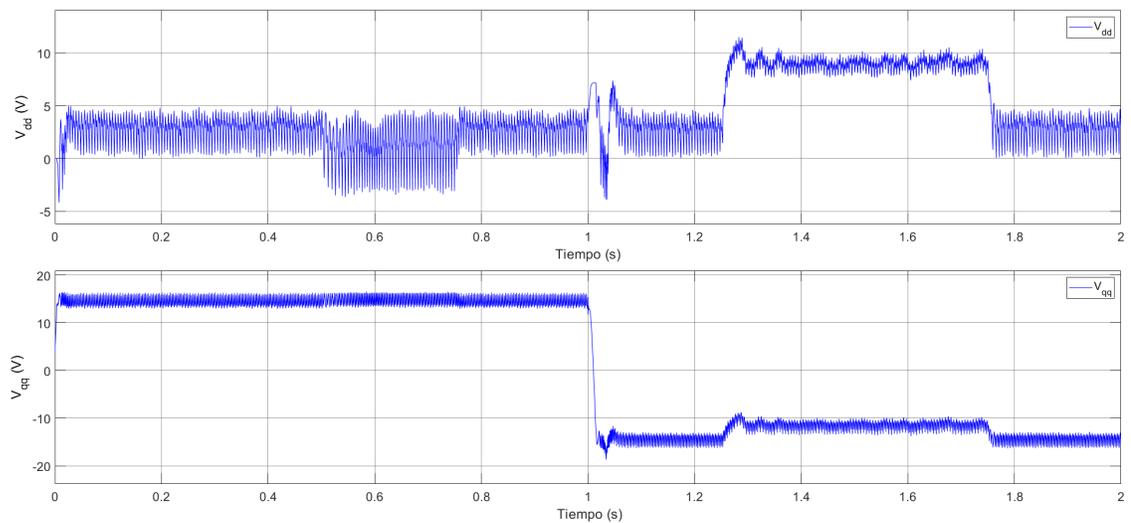


Figura 2.19: Resultado de simulación de la salida del control  $V_{dd}$  y  $V_{qq}$  respectivamente de arriba a abajo Voltaje en el eje  $d$  y voltaje en el eje  $q$ .

En la Figura 2.19 se observa la salida del control implementado en los componentes de  $V_{dd}$  y  $V_{qq}$ .

### 2.6.5. Integrador Windup

En el diseño actual del control no se ha considerado las restricciones del actuador, al haberse diseñado sin estas consideraciones el control puede llegar a los límites de operación del mismo. Debido a la acción integral, la saturación en el control puede tener un efecto con 2 escenarios: el efecto de retardo, y/o el efecto rebote, tal como se aprecian en la Figura 2.20.

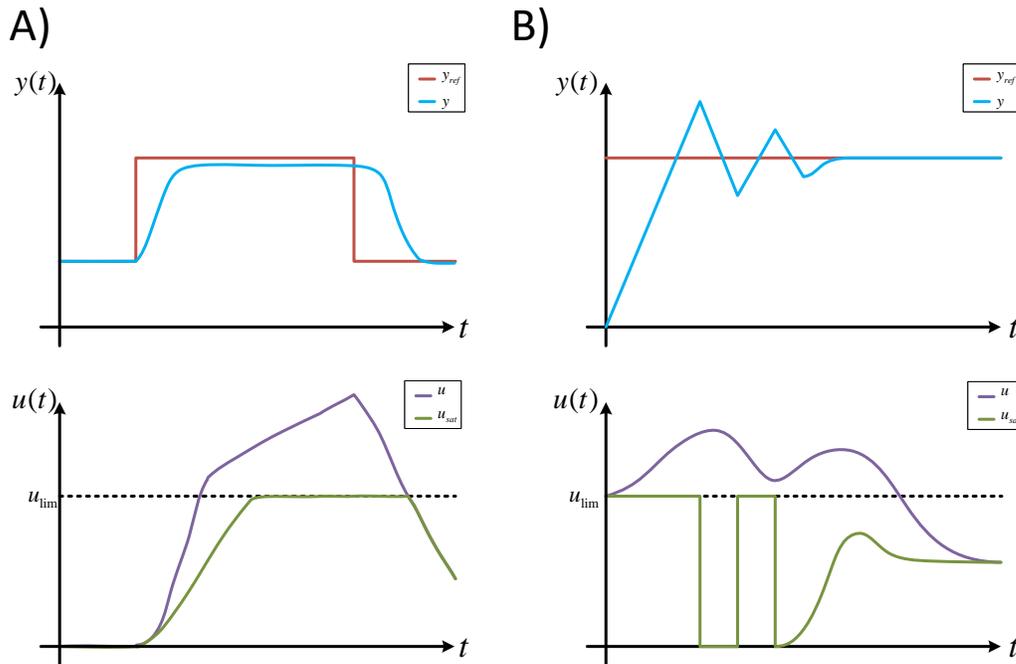


Figura 2.20: (A)Efecto de retardo. (B)Efecto rebote

Sabiendo esto, existen varios métodos de compensación del efecto de windup tales como la limitación del punto de consigna, algoritmos incrementales en los cuales se reduce la razón de cambio del control, y el recálculo y seguimiento. Usando este último al recalculando la integral en el control para obtener un nuevo valor dentro de la saturación. No es un reset de la señal instantáneo, sino uno que proporciona un reset dinámico con una constante de tiempo  $T_t$ , como se puede apreciar en la Figura 2.21[49]

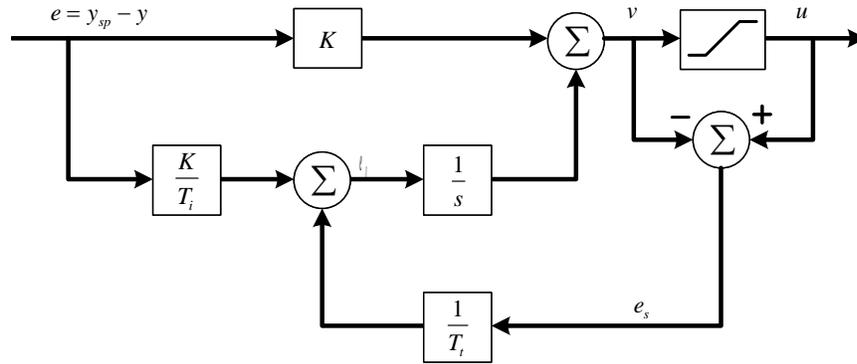


Figura 2.21: Controlador PI con mecanismo de protección anti-windup

A partir de la Figura 2.21, para el error en la integral se tiene

$$e_I = e_s \frac{1}{T_t} + e \frac{k}{T_i},$$

en estado estacionario y sin incertidumbres con  $e_I = 0$ , se tiene entonces

$$\begin{aligned} e_s &= -e \frac{k}{T_i} T_t, \\ u - v &= -e \frac{k T_t}{T_i}, \\ v &= u_{lm} + e \frac{k T_t}{T_i}, \end{aligned}$$

donde  $u_{lm}$  es el valor de saturación de la variable de control. Teniendo en cuenta que tanto  $e$  como  $u_{lm}$  son del mismo signo se puede conocer que  $v$  será siempre mayor que  $u_{lm}$ . Teniendo como velocidad de reseteo el valor de  $1/T_t$ .

### 2.6.6. Discretización del control

Debido a que el control propuesto será programado en un microcontrolador la ley de control debe estar dada en tiempo discreto.

Retomando al control PI en (2.28) y aplicando la transformada  $z$  se tiene

$$\begin{aligned} PI(z) &= K_p^z + K_i^z K_p^z \left( \frac{1}{1 - z^{-1}} \right), \\ PI(z) &= \frac{(K_p^z + K_i^z K_p^z) \left( z - \frac{K_p^z}{K_p^z + K_i^z K_p^z} \right)}{z - 1}, \end{aligned}$$

posteriormente usando cálculo simbólico en Matlab se obtiene el valor de  $K_p^z$  y  $K_i^z$  tanto para el control de corriente como para el control de velocidad.

### 2.6.7. Retardo computacional

Para implementar un sistema de control digital, en el microcontrolador ocurren varios procesos que se podrían enumerar de la forma siguiente:

1. ADC.
2. Cálculo de control.
3. DAC.

Para que la aplicación de un sistema de control funcione correctamente se deben considerar los siguientes aspectos

1. Retardo computacional.
  - a) Discretización.
  - b) Tiempo de muestreo.
  - c) lenguaje de programación.
2. No linealidades del actuador.
3. Aspectos operacionales.
4. Realización y los aspectos numéricos y de programación.

Teniendo los puntos 2 y 3 resueltos ya con anterioridad hace falta abordar el problema del retardo computacional, primero identificando si este mismo nos afecta a nuestra planta y en caso de ser necesario compensarlo, en caso no ser necesario se omite y se continua con la programación del microcontrolador.

Las operaciones computacionales en este caso en un microcontrolador requieren cierto tiempo de ejecución, al cual denominaremos como  $\tau$ , el cuál se puede observar en la Figura 2.22

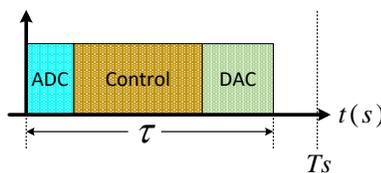


Figura 2.22: Origen del retardo

La implementación del control digital resulta en dos posibles escenarios como se muestra en la Figura 2.23.

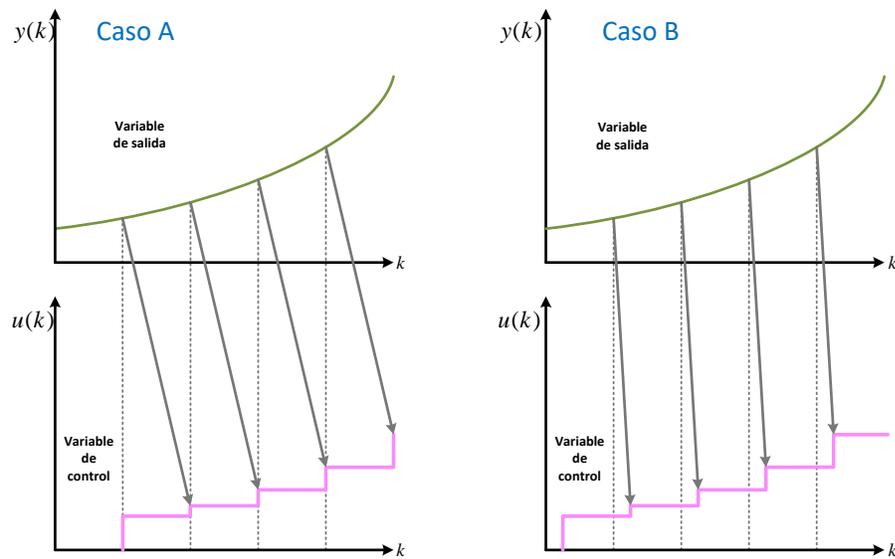


Figura 2.23: En el caso A la variable de control se implementa un tiempo de muestreo después, sin importar el valor del retardo en el sistema y en el caso B la variable de control se ve implementa un tiempo  $\tau$  respecto a la salida.

Utilizando el enfoque presentado en la Figura 2.23 caso A con el propósito que al momento de diseñar el control predictivo el retardo  $\tau$  sea constante.

### 2.6.8. Simulaciones con retardo incorporado

Para determinar si el retardo generado por el tiempo de computo  $\tau$  afecta de manera significativa al sistema se realizaron simulaciones comparativas con la herramienta Simulink de Matlab de donde se obtuvieron los resultados mostrados en las Figuras 2.24 y 2.25.

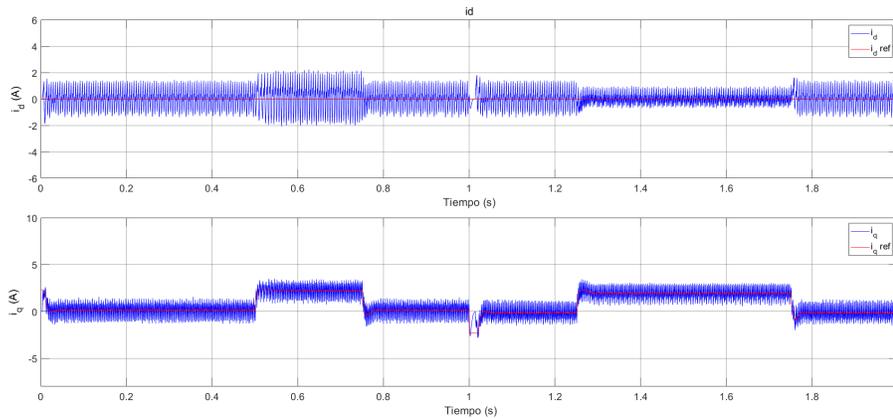


Figura 2.24: Grafica del sistema utilizando el esquema del FOC clásico sin considerar el retardo  $\tau$

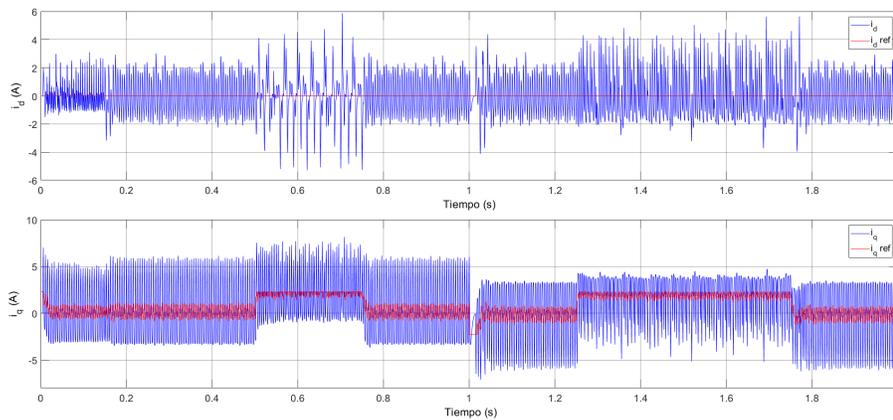


Figura 2.25: Grafica del sistema utilizando el esquema del FOC clásico considerando el retardo  $\tau$

Como se puede apreciar al comparar la Figura 2.24 y 2.25, el retardo generado por  $\tau$  aumenta la cantidad de rizados en las señales  $i_q$  y  $i_d$ , al igual que la señal de referencia de  $i_q$  por el control en cascada explicado anteriormente. El aumento del rizo se ve reflejado en un mayor gasto de corriente, lo cual finalmente se traduce en mayor gasto de energía y por lo tanto en menor tiempo de duración de la batería.

## 2.7. Sistemas de tipo retardado

Los sistemas con retardos abundan en el mundo. Una razón es la que la naturaleza misma esta llena de retardos transparentes. Otra razón es que los sistemas con retardo

se utilizan a menudo para modelar una gran clase de sistemas de ingeniería, donde están involucradas la propagación y transmisión de información o material.

Para comenzar hay que explicar que es un retardo. Un retardo es la propiedad de un sistema físico por la cual la respuesta a una fuerza aplicada (acción) se retrasa en su efecto [41].

Iniciamos con sistema del tipo con retardo en el tiempo, de la forma

$$\dot{x}(t) = g(t, x(t), x(t - h)), \quad (2.37)$$

donde  $x \in \mathbb{R}^n$  y el retardo  $h > 0$ . Definamos la función vectorial  $g(t, x, y)$  para  $t \geq 0$ ,  $x \in \mathbb{R}^n$  y  $y \in \mathbb{R}^n$ . Suponemos que esta función es continua en las variables.

### 2.7.1. Problema del valor inicial

Para definir una solución del sistema (2.37), es necesario seleccionar un instante de tiempo inicial  $t_0 \geq 0$  y una función inicial  $\varphi : [-h, 0] \rightarrow \mathbb{R}^n$ . El problema de valor inicial para el sistema (2.37) se formula de la siguiente manera. Dado un instante de tiempo inicial  $t_0 \geq 0$  y una función inicial  $\varphi$ , encuentre una solución del sistema que satisfaga la condición

$$x(t_0 + \theta) = \varphi(\theta), \quad \theta \in [-h, 0].$$

La función inicial  $\varphi$  pertenece a un determinado espacio funcional. Puede ser el espacio de funciones continuas,  $C([-h, 0], \mathbb{R}^n)$ , el espacio de funciones continuas a tramos,  $PC([-h, 0], \mathbb{R}^n)$ , o algún otro espacio funcional.

La norma Euclidiana se utiliza para vectores y la correspondiente norma inducida para matrices. El espacio  $PC([-h, 0], \mathbb{R}^n)$  se suministra con la norma uniforme estándar [42, 43, 44], de la forma

$$\|\varphi\|_h = \sup \|\varphi(\theta)\|, \quad \theta \in [-h, 0].$$

### 2.7.2. Concepto de estado

En la teoría de los sistemas dinámicos, el concepto de estado del sistema ocupa un lugar central. En general, podemos decir que el estado de un sistema en un instante dado  $t_1 \geq t_0$  debe incluir la información mínima que permita continuar la dinámica para  $t \geq t_1$ . Si adoptamos este punto de vista, entonces el estado debería definirse de la misma manera que para el problema del valor inicial [45].

### 2.7.3. Sistema lineal invariante en el tiempo con retardo en la entrada.

Sea el sistema

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t - \tau), \quad (2.38)$$

con  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ,  $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ ,  $x \in \mathbb{R}^n$ ,  $u \in \mathbb{R}^m$  y el retardo  $\tau > 0$  es constante. El tiempo inicial es  $t_0 \geq 0$ , y el estado inicial es  $x(t_0) = x_0$ , la función inicial para la entrada es  $\varphi : [-\tau, 0] \rightarrow \mathbb{R}^m$ . Se asume que la función  $\varphi$  pertenece al espacio de la función continua a tramos  $PC([-\tau, 0], \mathbb{R}^m)$  definida en  $[-\tau, 0]$ . El siguiente teorema provee una solución del sistema (2.38).

**Teorema 1** Con la condición inicial  $x(t_0) = x_0$ , la solución del sistema (2.38) es

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\delta)}Bu(\delta - \tau)d\delta, t \geq t_0. \quad (2.39)$$

La expresión (2.39) es llamada como fórmula de Cauchy. [46]

### 2.7.4. Predictores para sistemas con retardo en la entrada

La idea de un control predictivo para sistemas lineales invariantes en el tiempo (SLIT) con retardo en la entrada, consiste en asumir que para el sistema (2.39) existe una ley de control satisfactoria para el sistema libre de retardo ( $\tau = 0$ ) siendo

$$u(t) = Fx(t),$$

con  $F \in \mathbb{R}^{m \times n}$  siendo la matriz de ganancia, que de acuerdo a la ley de control mantiene un desempeño adecuado con respecto al retardo presente.

El control predictivo del sistema (2.38), es de la forma

$$u(t) = Fx(t + \tau), t \geq 0, \quad (2.40)$$

la matriz de ganancia  $F$  se escoge a modo que el lazo cerrado queda de la forma

$$\dot{x}(t) = (A + BF)x(t), t \geq \tau, \quad (2.41)$$

el cual es un sistema de dimensiones finitas y  $(A + BF)$  es una matriz Hurwitz. Note que (2.41) es únicamente válida por  $t \geq \tau$ , desde el intervalo  $[0, \tau]$  el sistema evoluciona de acuerdo a la ecuación

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + BF\varphi(t - \tau), t \in [0, \tau]. \quad (2.42)$$

La predicción del estado  $x(t + \tau)$  se calcula a partir de (2.39), si escogemos  $t_0 = t$  y  $t = t + \eta$ , como

$$x(t + \eta) = e^{A(t+\eta-t)}x(t) + \int_t^{t+\eta} e^{A(t+\eta-\delta)}Bu(\delta - \tau)d\delta,$$

además, para el término integral se considera al cambio de variable  $\delta = t + \xi + \tau$ , el límite inferior es cuando  $\xi = -\tau$  y el límite superior es cuando  $\xi = \eta - \tau$ , entonces el predictor esta dado por la forma

$$x(t + \eta) = e^{A\eta}x(t) + \int_{-\tau}^{\eta-\tau} e^{A(\eta-\xi-\tau)}Bu(t + \xi)d\xi$$

teniendo a  $\eta = \tau$  nos da al predictor como

$$x(t + \tau) = e^{A\tau}x(t) + \int_{-\tau}^0 e^{-A\xi}Bu(t + \xi)d\xi. \quad (2.43)$$

Sustituyendo a (2.43) en el control predictivo dado en (2.40) se tiene

$$u(t) = F \left( e^{A\tau}x(t) + \int_{-\tau}^0 e^{-A\xi}Bu(t + \xi)d\xi \right), \quad (2.44)$$

siendo esta última la forma del control predictivo que se aplicará a la planta.

### 2.7.5. Teoría de Control Predictivo Robusto

Considerando que los Sistemas Lineales Invariantes en el Tiempo con un retardo  $h$  y una perturbación agregada  $d$

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t - h) + d(t) \\ u(t) &= u_0(t) \quad \forall t \in [-h, 0] \\ x(0) &= x_0 \end{aligned} \quad (2.45)$$

con  $x(t) \in \mathbb{R}^n$ ,  $u(t) \in \mathbb{R}^m$ ,  $d(t) \in \mathbb{R}^n$ ,  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$  y  $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ .

Para la predicción del estado del sistema dado en (2.45) en el tiempo  $t+h$ , denotado como  $x_p(t)$ , se tiene

$$x_p(t) = e^{Ah}x(t) + \int_{t-h}^t e^{A(t-s)}[Bu(s) + d(s+h)]ds. \quad (2.46)$$

Siendo  $x_p(t) = x(t+h)$ , para poder resolver la integral de (2.46) tomamos una predicción aproximada del estado el cual denotamos como  $x_{\hat{p}}$

$$x_{\hat{p}}(t) = e^{Ah}x(t) + \int_{t-h}^t e^{A(t-s)}Bu(s)ds, \quad (2.47)$$

para todo  $t \geq 0$ . Debido a que este estado aproximado ya no es equivalente a la predicción del sistema  $x_{\hat{p}}(t) \neq x(t+h)$  siempre existe un error entre la predicción del sistema y la predicción aproximada, tal como se observa en (2.48)

$$x_p(t) - x_{\hat{p}}(t) = \int_{t-h}^t e^{A(t-s)}d(s+h)ds. \quad (2.48)$$

De esto, se tiene el error entre la predicción del sistema y la predicción aproximada, siendo el error el valor de la perturbación. Cuando el valor del error es distinto de cero, se ingresa al control para que la perturbación sea mitigada.

De esto, el error de predicción para el sistema es

$$x(t) - x_{\hat{p}}(t) = \int_{t-h}^t e^{A(t-s)} d(s) ds \quad (2.49)$$

para todo  $t \geq \tau$ .

La forma para el estado que toma en cuenta el error mencionado  $X_{\hat{p}}(t)$  se define por

$$X_{\hat{p}}(t) = x_{\hat{p}}(t) + x(t) - x_{\hat{p}}(t - \tau), \quad (2.50)$$

para todo  $t \geq \tau$ , considerando para esta comparación el estado aproximado retardado un tiempo  $t - \tau$ , con ello al momento de realizar la comparación entra el estado aproximado más el estado real y se resta el estado aproximado retardado, si el estado aproximado es el mismo valor en ambos, en otras palabras, no ha entrado una perturbación al sistema, entonces estos se restan entre si dandonos  $X_{\hat{p}}(t) = x(t)$ .

Notando que para (2.50) combinando a (2.49) y (2.47) obtenemos

$$X_{\hat{p}}(t) = e^{Ah} x(t) + \int_{t-h}^t e^{A(t-s)} [Bu(s) + d(s)] ds \quad (2.51)$$

# Capítulo 3

## Control predictivo para sistemas con retardo en la entrada aplicado a un BLDC

### 3.1. Introducción

En este capítulo se explica el desarrollo del control predictor y las pruebas realizadas de dicho control. Comenzando con la simulación del control predictivo en el control de corriente, después ampliando a un solo bloque de control incluyendo la velocidad mecánica.

A partir de los resultados obtenidos se diseña un control predictivo robusto, el cual realizando comparaciones con otras formas de control, se concluye que cumple con los objetivos planteados.

### 3.2. Implementación en el modelo del BLDC

Para aplicar el control presentado anteriormente se requiere tener al sistema (2.21) y (2.22) en su forma de espacio de estado con el retardo aplicado en la variable de control, con lo cual se obtiene

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dd}(t - \tau) \\ V_{dq}(t - \tau) \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Para verificar la controlabilidad del sistema se toma en cuenta la definición siguiente.

**Definición 1** La ecuación de estado  $\dot{x} = Ax + Bu$ , o por el par  $(A, B)$ , se dice controlable si para cualquier estado inicial  $x(0) = x_0 \in \mathbb{R}^n$  y cualquier estado final  $x_1 \in \mathbb{R}^n$ , existe una entrada que transfiere el estado  $x$  de  $x_0$  a  $x_1$  en tiempo finito.

De acuerdo a lo anterior se verifica la controlabilidad del sistema (3.1) siendo de rango completo, quedando comprobado que el sistema dado es controlable.[47]

Cuando  $\tau = 0$ , el sistema (2.38) se reescribe como

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t).$$

Suponiendo que el par  $(A, B)$  sin retardo es controlable, se sabe que existe una ley de control de realimentación de estado  $u(t) = Fx(t)$  con lo que el sistema en lazo cerrado se describe de la forma presentada en (2.41) con la matriz de ganancias

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}, F_1, F_2 \in \mathbb{R}^{m \times n}.$$

La ganancia  $F$ , se puede calcular mediante el enfoque LQR, donde se propone una matriz  $Q$  y una matriz  $R$  de la forma

$$Q = \begin{bmatrix} 3 & 0 \\ 0 & 15 \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix},$$

con ayuda del software Matlab se obtiene la matriz de ganancias  $F$  siendo

$$F = \begin{bmatrix} 0.5504 & 0 \\ 0 & 10.0400 \end{bmatrix}.$$

A partir de la solución del control dada en (2.44) se realizó la aproximación de la integral por el método del trapecio múltiple en su forma general [48]

$$I = (b - a) \frac{f(x_0) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} f(x_i) + f(x_n)}{2n}. \quad (3.2)$$

Se determina una  $n$  como el número de subintervalos, con  $a = x_0 = -\tau$  siendo el valor inicial y  $b = x_n = 0$  el valor en el último intervalo, teniendo a  $h$  como

$$h = \frac{b - a}{n} = \frac{0 + \tau}{n} = \frac{\tau}{n},$$

aplicando (3.2) en la integral de (2.44) se tiene

$$I = \frac{h}{2} (e^{A\tau} Bu(t - \tau) + Bu(t)) + h \sum_{i=1}^{n-1} [e^{-Ai} Bu(t + i)]. \quad (3.3)$$

Siendo la ecuación (3.3) únicamente la aproximación de la integral. Para obtener el valor de la señal de control  $u(t)$  se sustituye (3.3) en (2.44)

$$u(t) = F(e^{A\tau} x(t) + I). \quad (3.4)$$

Utilizando el software de Matlab para desarrollar la ecuación (3.4) Posteriormente se realiza la simulación con el software Simulink de Matlab, utilizando una planta ideal la cual tiene como objetivo poder visualizar las pruebas en un sistema libre de la conmutación generada por la SVM.

Se requiere realizar un seguimiento de referencia, entonces el error  $e(t)$  está dado por:

$$e(t) = x(t) - sp(t),$$

siendo  $sp(t)$  la referencia del sistema. Al derivar el error se obtiene la dinámica del mismo como

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) = A(e(t) + sp(t)) + B(u(t - \tau) + u_0)$$

$$\dot{e}(t) = Ae(t) + bu(t - \tau) + Asp(t) + Bu_0.$$

Observe que, si  $e(t) = 0 \rightarrow \dot{e}(t) = 0 \rightarrow u(t - \tau) = 0$  entonces se obtiene el control  $u_0$  con el cual se mantiene a las variables en la referencia cuando el error es cero

$$0 = Asp + Bu_0(t),$$

$$u_0(t) = B^{-1}(-Asp(t)).$$

Se agrega el offset y la señal  $u_0(t)$ , al realizar la simulación obtenemos los resultados mostrados en la Figura 3.1.

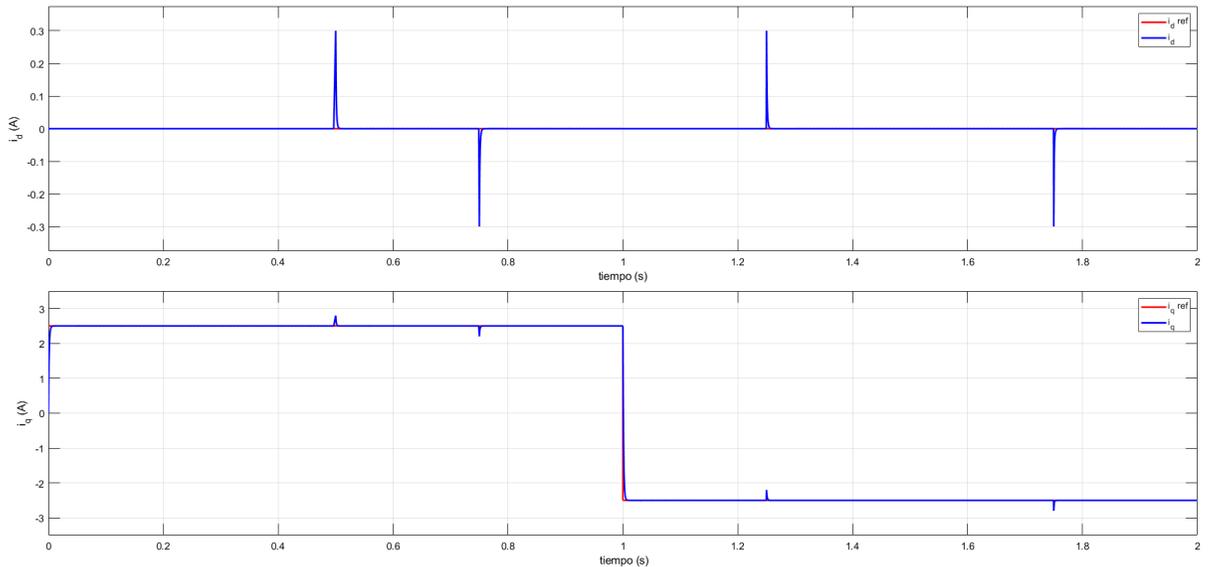


Figura 3.1: Simulación en planta ideal con Off Set, teniendo a la señal de control  $i_d$  y a  $i_q$  de arriba hacia abajo respectivamente.

Utilizando el control en la planta que considera la conmutación eléctrica, se tiene el programa en Simulink como se muestra en la Figura 3.2.

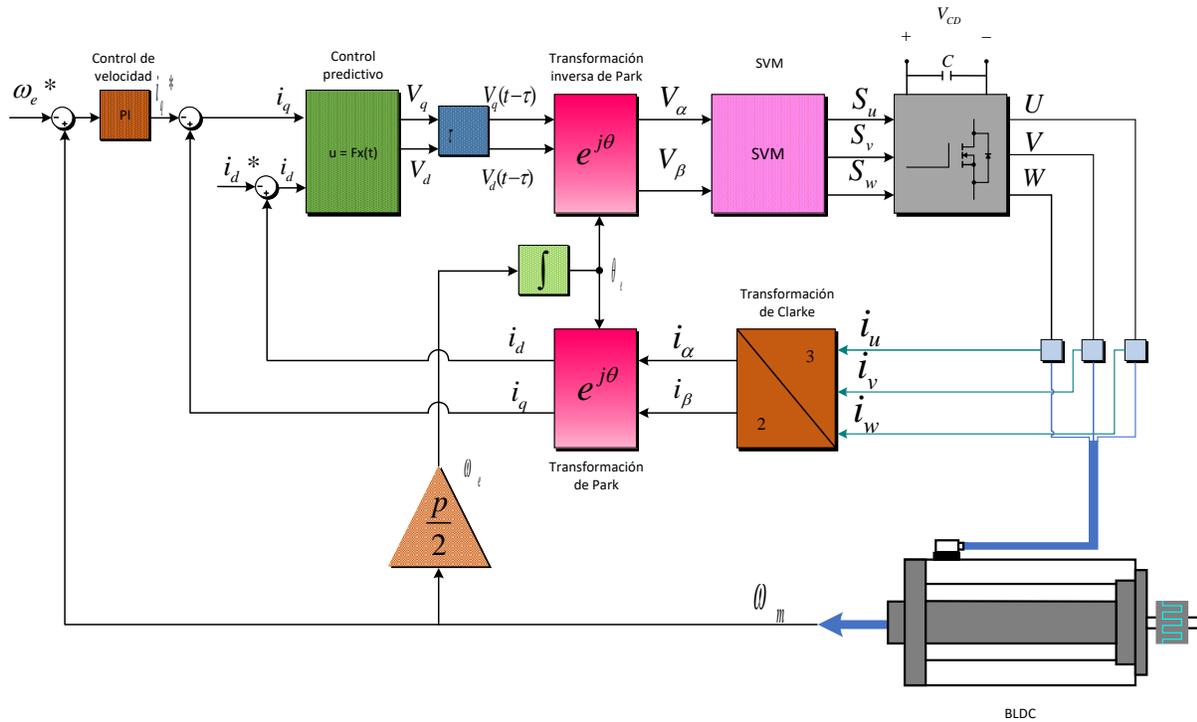


Figura 3.2: Planta en Simulink con el control predictor aplicado.

Donde podemos apreciar a comparación de la Figura 2.11, se sustituyen los dos bloques de control PI por el control predictor, también se encuentra el control PI de velocidad, como las distintas transformaciones, la SVM y el inversor simulado, al igual que la planta, en este caso el motor trifásico, una vez introducido todo el bloque de control se realiza la simulación y se obtiene los resultados mostrados en la Figura 3.3.

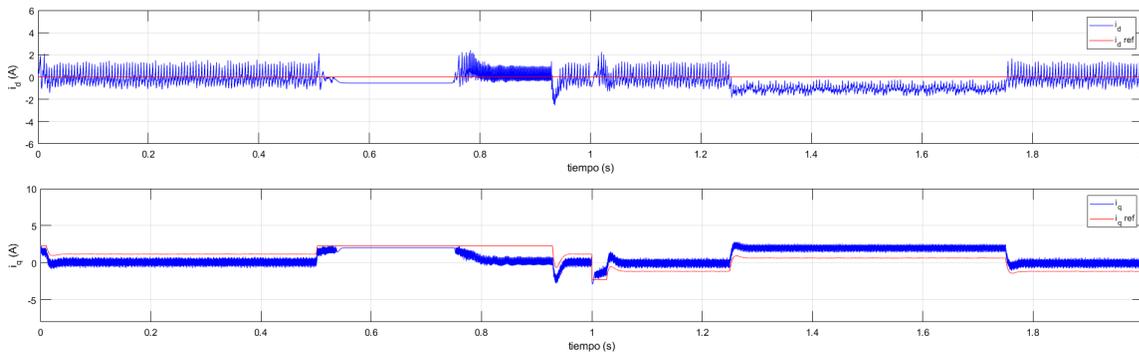


Figura 3.3: Gráfica de la planta con retardo aplicado y compensación, siendo las corrientes  $i_d$  e  $i_q$  de arriba hacia abajo respectivamente.

Como se puede observar en la gráfica de la simulación presentada en la Figura 3.3 los rizos generados por el SVM y la conmutación del inversor se ven disminuidos comparado con los resultados de la Figura 2.25, teniendo como resultado un menor gasto en las corrientes.

De esto último se observa que el sistema no sigue adecuadamente la referencia. Esto se atribuye a que la señal del error de la  $\omega_m$  tiene errores por la aproximación de la integral.

Con el objetivo de evitar estos fallos en el comportamiento dinámico del sistema, se modifica el estado del sistema de 2 variables ( $i_d$  e  $i_q$ ) a 3 variables, ahora incluyendo a la velocidad mecánica ( $\omega_m$ ).

Partiendo de la forma linealizada dada en (2.21) y (2.22), utilizando a (2.25) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & K_e & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dd}(t - \tau) \\ V_{dq}(t - \tau) \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

donde  $K_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{\lambda_{pm}}{J}$ . Utilizando nuevamente el enfoque del LQR, se define la matriz  $Q$  y la matriz  $R$  de la forma

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} 500 & 0 \\ 0 & 500 \end{bmatrix},$$

obteniendo la matriz de ganancias  $F$  de la forma

$$F = \begin{bmatrix} 4.0813 \times 10^{-4} & 0 & 0 \\ 0 & 0.1571 & 0.0412 \end{bmatrix}.$$

Utilizando un nuevo programa de Simulink, sustituyendo el control PI y el bloque del control predictivo de 2 estados por un único bloque de control predictivo de 3 variables de estado y 2 salidas, siendo  $i_d$  y  $\omega_m$  las variables con referencia, como se aprecia en la Figura 3.4.

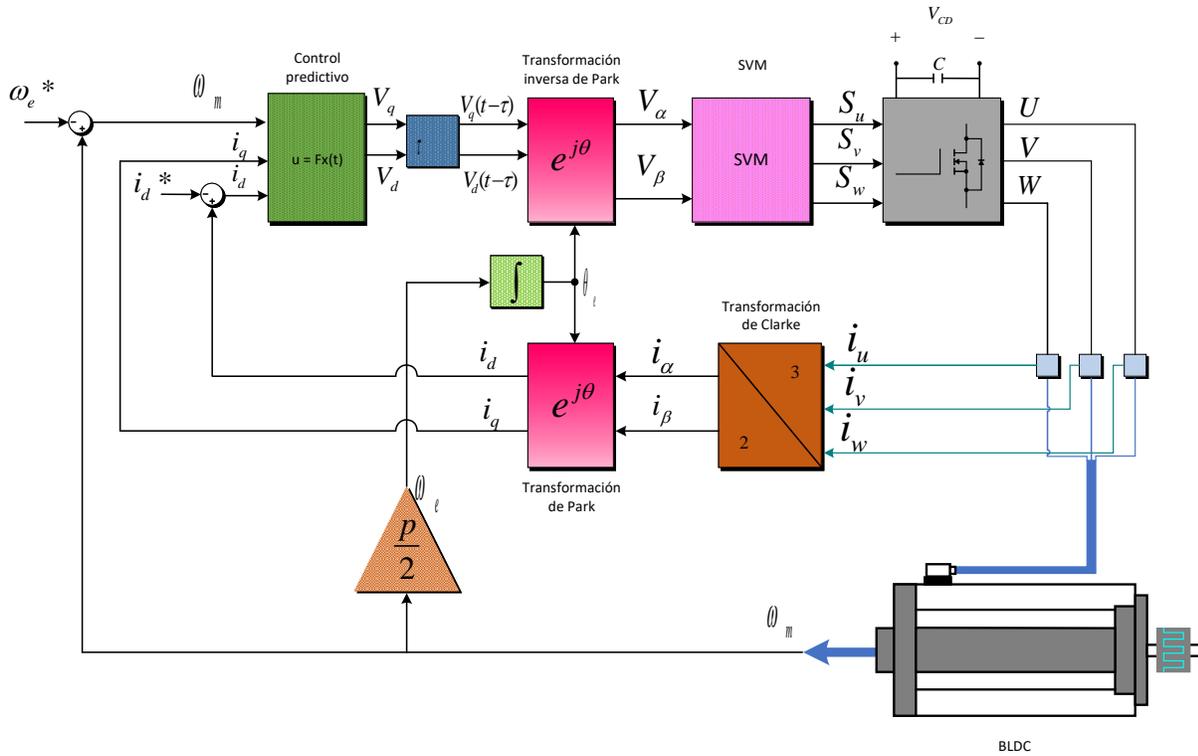


Figura 3.4: Planta en Simulink con control predictivo de 3 variables de estado aplicado.

Debido a la linealización aplicada en (2.21) y (2.22) se realiza un desacople de variables, el cual se puede observar en la Figura 3.4, dandonos el valor de las señales de salida  $V_d$  y  $V_q$  de la forma

$$\begin{aligned} V_d &= V_{dd} - \omega_e L_q i_q, \\ V_q &= V_{qq} + \omega_e (L_d i_d + \lambda_{pm}). \end{aligned}$$

Simulando este nuevo sistema se obtiene la gráfica de la Figura 3.5

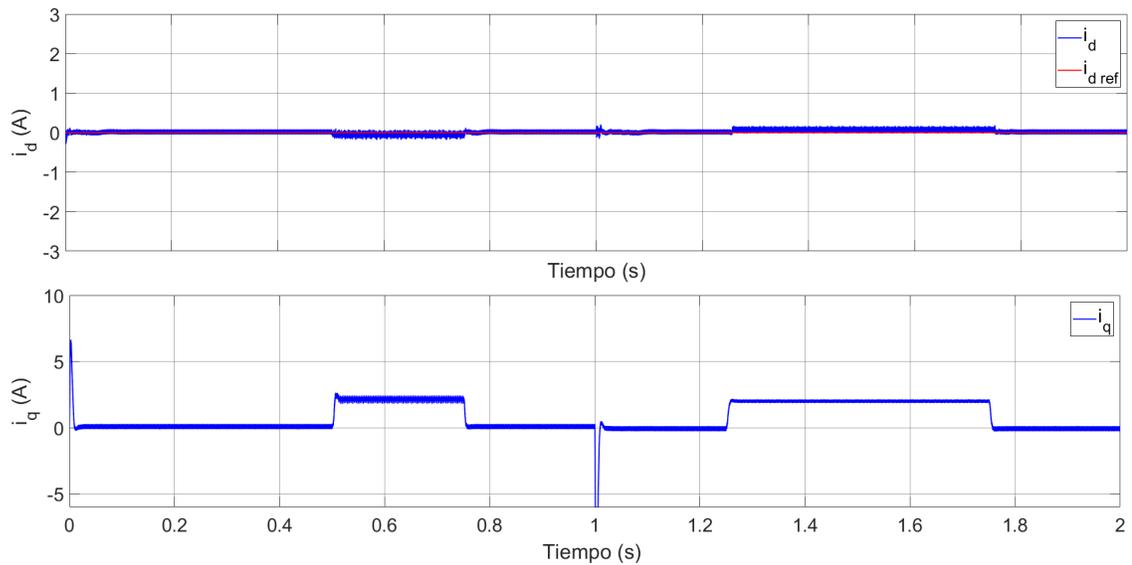


Figura 3.5: Gráfica de planta con compensación del retardo por el control predictivo, siendo la corriente en  $i_d$  e  $i_q$  de arriba hacia abajo respectivamente.

Y teniendo la velocidad mecánica mostrada en la figura 3.6.

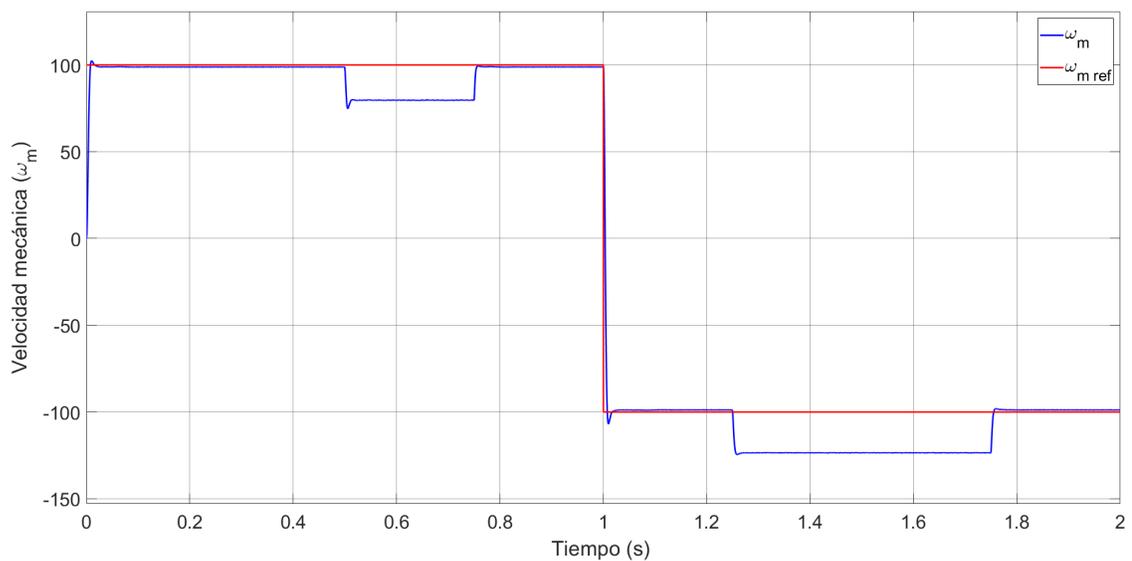


Figura 3.6: Gráfica de la velocidad mecánica en la planta con compensación del retardo por el control predictivo.

Comparando los resultados mostrados en la Figura 3.5 con los resultados previos al trabajo de compensación del retardo se tiene la Figura 3.7

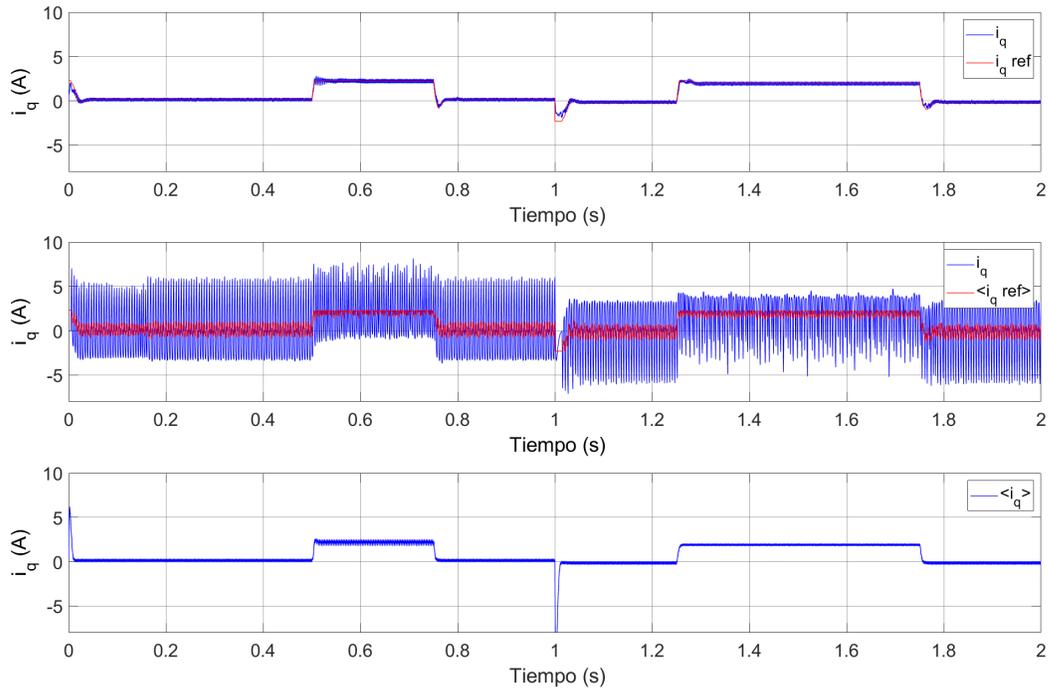


Figura 3.7: Simulaciones de la señal  $i_q$  en planta, siendo de arriba hacia abajo, sistema sin retardo, sistema con retardo, sistema retardado con control predictivo de 3 variables de estado.

En la Figura 3.7 se puede apreciar el como el control predictivo reduce de manera importante los rizados en la señal de control.

Control	$i_q$	$i_d$
PI	1.7679 A	0.1138 A
PI con retardo	5.3496 A	2.2167 A
Control predictivo	1.7591 A	0.0413 A

Tabla 3.1: Comparación de gasto de corriente, promedio de la corriente empleada en cada tipo de control

A partir de la Tabla 3.1 se puede observar la comparación de el valor absoluto del promedio de los rizados en las variables  $i_d$  e  $i_q$ . El control PI y el control predictivo tienen valores muy similares, al igual que sus gráficas que se observan en la figura 3.7. Con esto se puede decir que el control predictivo reduce el consumo de energía respecto a la planta con retardo y control PI, al tener un gasto menor de energía bajo las mismas condiciones, esto lograndose por medio de la compensación del efecto del

retardo.

De igual forma en la figura 3.6 se tiene la velocidad mecánica del sistema, donde podemos ver que al momento de tener perturbaciones externas el control no lo compensa, por lo que se plantea un nuevo esquema de control, siendo el Control Predictivo Robusto (RPC, del inglés Robust Predictive Control).

### 3.3. Control Predictivo Robusto

Continuando con el análisis a las pruebas del sistema, se puede visualizar en la figura 3.7 que al momento de introducir perturbaciones al sistema, el control no logrará mitigar el efecto de las perturbaciones en la velocidad del control presentado en (2.44) ya que no es un control robusto, se obtiene un error en estado estacionario en la velocidad mecánica al introducir perturbaciones externas. Para dar robustez al sistema se utiliza el enfoque dado en [52], en donde se agragan integradores para mitigar las perturbaciones desconocidas que tiene el sistema [53, 54]. Aplicando a (3.5) una expansión en el espacio de estado para obtener los integradores tanto para las variables de estado  $i_d$  y  $\omega_m$  se tiene el sistema en su nueva representación de la forma

$$\frac{dx_i(t)}{dt} = A_i x_i(t) + B_i u_i(t) + F_i, r_i(t), \quad (3.6)$$

con

$$A_i = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_e & -\frac{B_m}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, x_i(t) = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ \omega_m \\ e_\omega \\ e_d \end{bmatrix},$$

$$B_i = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, u_i(t) = u(t - \tau), F_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}, r_i(t) = \begin{bmatrix} \omega_m ref \\ i_d ref \end{bmatrix}.$$

Las nuevas variables de estado  $e_\omega$  y  $e_d$  corresponde a la integral del error de la velocidad angular y a la integral del error de la corriente en  $d$  respectivamente

$$e_\omega = \int_0^t [\omega_m(\tau) - \omega_m ref(\tau)] d\tau, \quad (3.7)$$

$$e_d = \int_0^t [i_d(\tau) - i_d ref(\tau)] d\tau. \quad (3.8)$$

La ganancia  $F$ , se obtiene mediante el enfoque LQR, donde se propone una matriz  $Q$  y una matriz  $R$  de la forma

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 15 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 30 \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Obteniendo la matriz de ganancias  $F$  de dimensiones apropiadas  $\mathbb{R}^{m \times n}$  con los valores

$$F = \begin{bmatrix} 0.2023 & 0 & 0 & 0 & 5.4772 \\ 0 & 2.6757 & 1.0025 & 3.8730 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

A partir de esto, de la misma forma que con el sistema de 3 variables se realiza la simulación en el programa Simulink, donde se adecuan las dimensiones de todas las matrices obteniendo el que se muestra en la Figura 3.8.

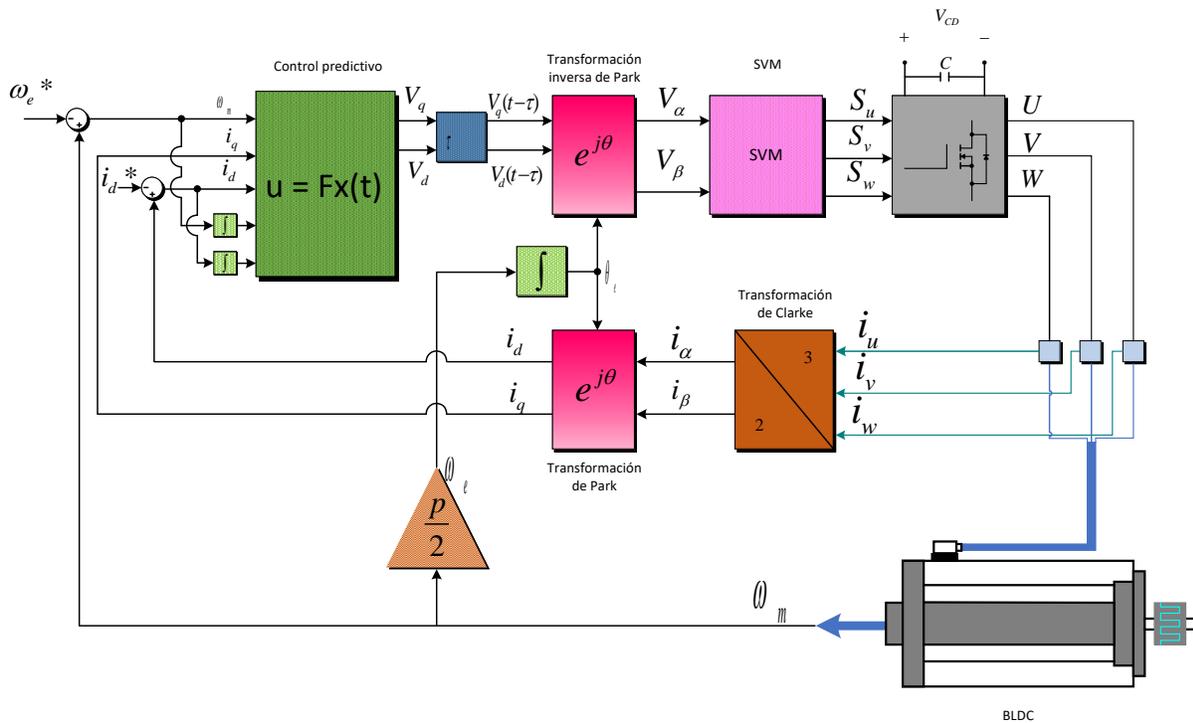


Figura 3.8: Planta en Simulink con control predictivo de 5 variables de estado aplicado.

A partir de la simulación se obtienen los resultados mostrados en la Figura 3.9.

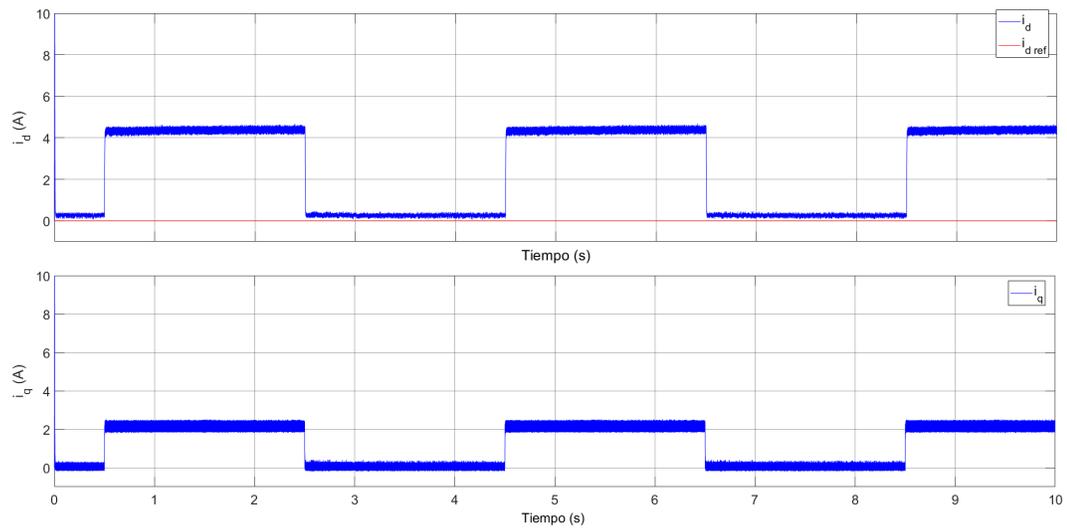


Figura 3.9: Gráfica de la planta con retardo aplicado y compensación por el control predictivo expandido a 5 variables de estado, siendo la corriente en  $i_d$  e  $i_q$  de arriba a abajo respectivamente.

Debido a que las perturbaciones afectan en la variable de la velocidad mecánica  $\omega_w$  se gráfica para observar su comportamiento en la Figura 3.10.

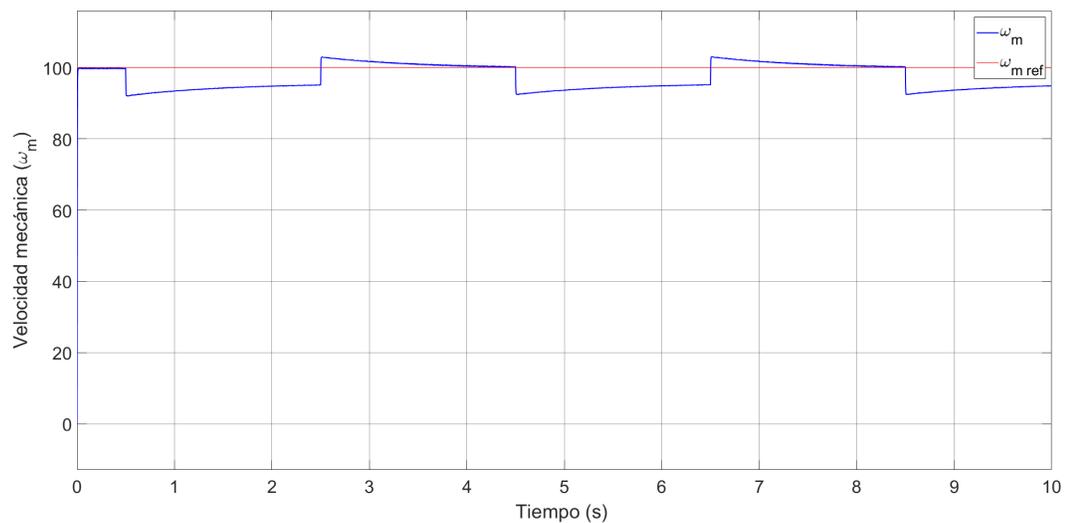


Figura 3.10: Gráfica de la velocidad mecánica en la planta con retardo aplicado y compensación por el control predictivo expandido a 5 variables de estado.

De esto podemos observar que el control predictivo pese a tener ya una parte integral para mitigar el error en estado estacionario, no converge a la referencia en un corto periodo de tiempo.

Este comportamiento se debe a que el control con las integrales del error, no toma en cuenta las perturbaciones desconocidas en el sistema, por ello a partir de [55] se aplica al estado una modificación en la que se toma en cuenta la perturbación.

Aplicando la teoría del Control Predictivo Robusto presentada con anterioridad, se toma a la ecuación (2.46) y se reescribe de la forma

$$x_p(t) = e^{A\tau} x(t) + \int_{-\tau}^0 e^{A(t-s)} [Bu(s) + d(s+h)] ds, \quad (3.11)$$

con  $d$  como un escalar.

Rescribiendo a (2.47) en la forma del sistema como

$$x_{\hat{p}}(t) = e^{A\tau} x(t) + \int_{-\tau}^0 e^{A(t-s)} Bu(s) ds, \quad (3.12)$$

De esto, el error de predicción para el sistema es

$$x(t) - x_{\hat{p}}(t) = \int_{-\tau}^0 e^{A(t-s)} d(s) ds \quad (3.13)$$

para todo  $t \geq \tau$ .

De la misma forma que en la forma general en (2.51), tenemos a (3.14)

$$X_{\hat{p}}(t) = e^{A\tau} x(t) + \int_{-\tau}^0 e^{A(t-s)} [Bu(s) + d(s)] ds \quad (3.14)$$

Sustituyendo a  $x(t)$  en el control de (2.44) por  $X_{\hat{p}}(t)$  obtenida en (3.14), obtenemos una forma de control predictivo similar a la dada en (2.44), con el cambio de tener a  $u = Fx(t)$  por la forma  $u = FX_{\hat{p}}(t)$ , obteniendo así el RCP.

Aplicando el RCP, se obtienen los resultados mostrados en la Figura 3.11, en donde comparando con la figura 3.9 en la corriente  $d$  la señal cada vez que detecta una perturbación al cambiar el estado  $x(t)$  por  $X_{\hat{p}}(t)$  se ven afectadas todas las variables y con los integradores del error de  $i_d$  y  $\omega_m$  la señal converge a su referencia.

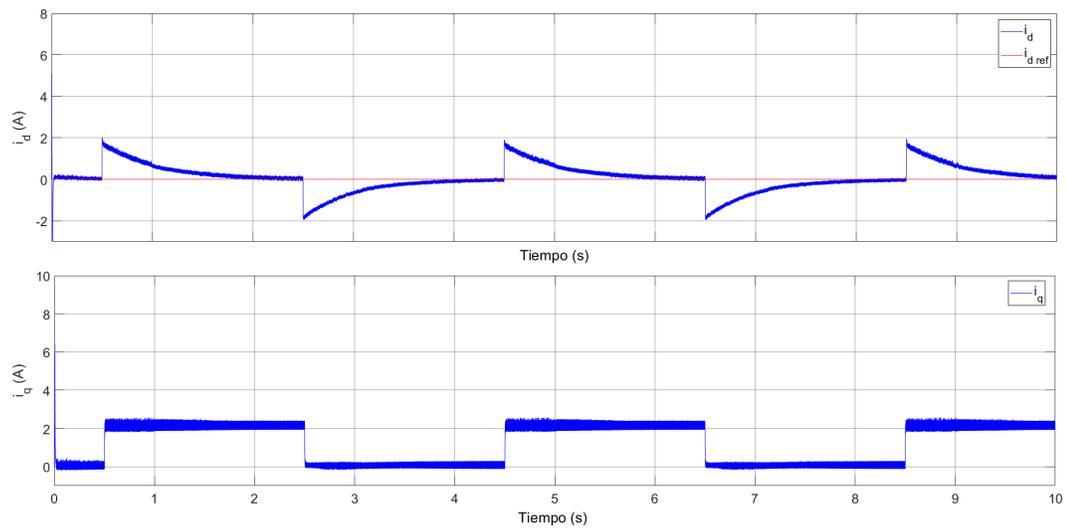


Figura 3.11: Gráfica de la planta con RPC aplicado, siendo la señal de control  $i_d$  e  $i_q$  de arriba a abajo respectivamente.

Los resultados obtenidos para la velocidad mecánica muestran que con este control es posible lograr una convergencia a la referencia en menor tiempo tal como se muestra en la figura 3.12.

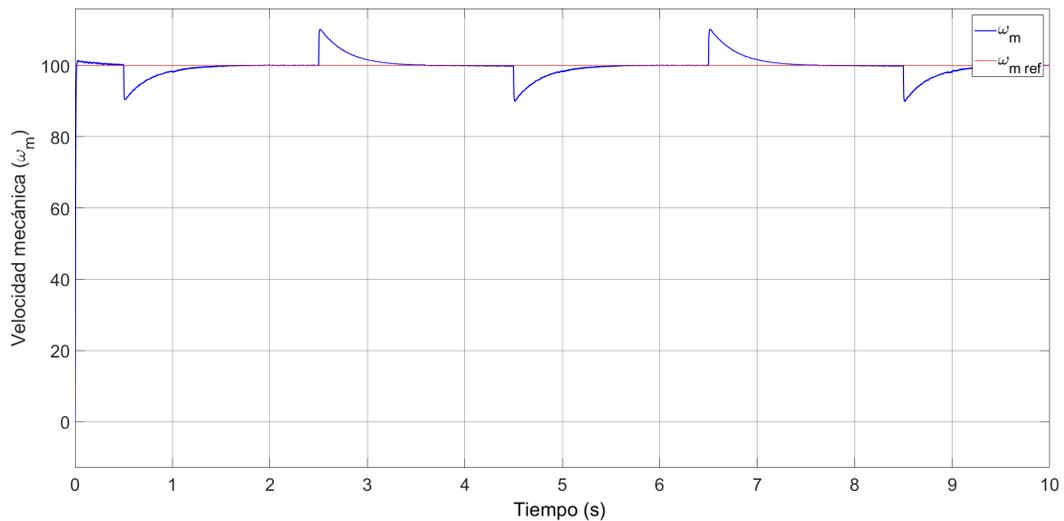


Figura 3.12: Gráfica de la velocidad mecánica en la planta con RPC aplicado.

### 3.4. Resultados comparativos

Teniendo los resultados de la simulación se realiza una comparación con distintos esquemas de control, el PI de FOC clásico, un control por retroalimentación de estado con las integrales para el error en estado estacionario propuestas en (3.7) y (3.8), al cual denominaremos como ISF (del inglés, Integral State Feedback), utilizando para el valor de ganancia a  $F$  dado en (3.10), y el RCP. Para lo anterior se realizan las simulaciones y las comparaciones mostradas en las Figuras 3.13, 3.14 y 3.15.

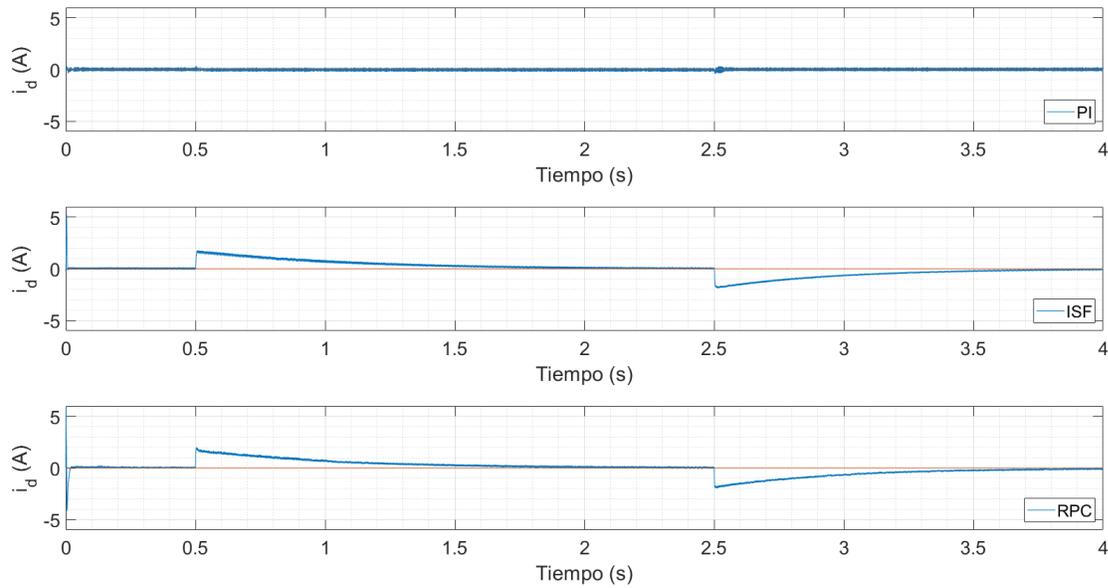


Figura 3.13: Resultados de la corriente en  $d$ .

De la Figura 3.13 se puede observar que el PI al ser un control en cascada, las perturbaciones introducidas en la velocidad no afecta a la señal de corriente en  $d$ , mientras que el ISF y el RPC se ven afectados, pero dichos esquemas de control al detectar las perturbaciones las mitigan siendo el ISF el control que más tarda en realizar dicha mitigación del error.

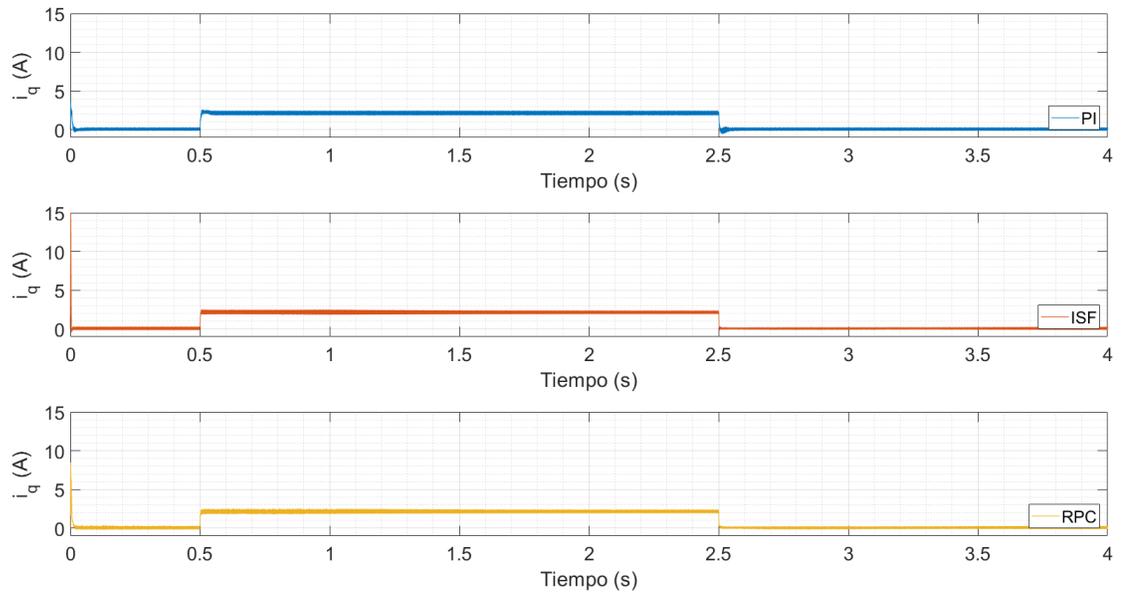


Figura 3.14: Resultados de la corriente en q.

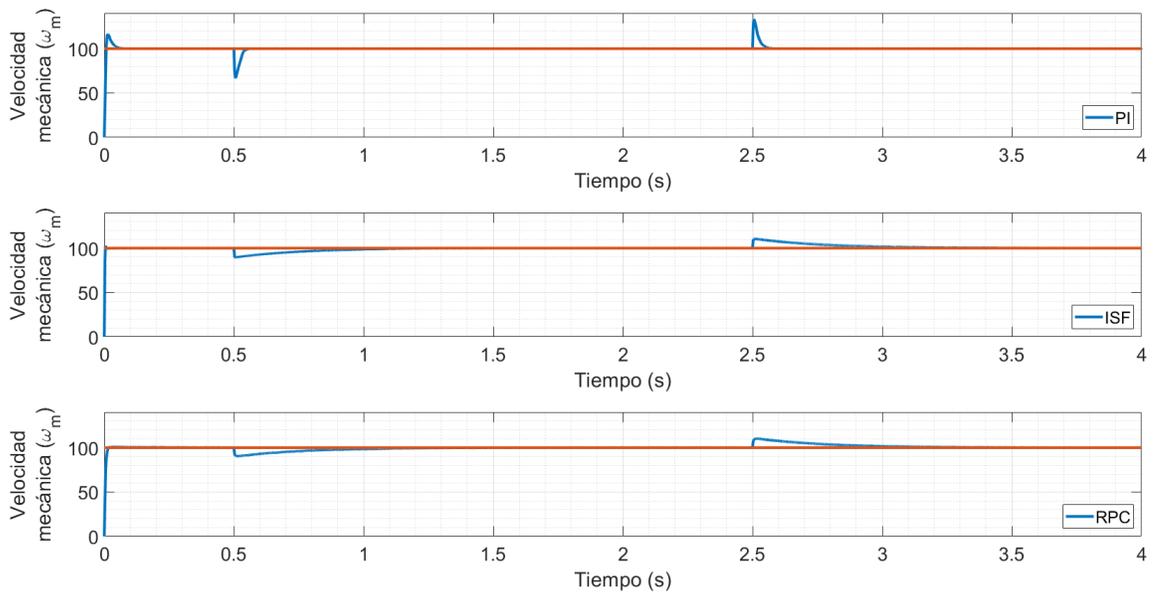


Figura 3.15: Resultados de la velocidad mecánica.

En la Figura 3.14 los 3 esquemas de control presentan comportamientos parecidos, esto debido a que el control no afecta en el eje  $q$ .

Mientras que en la Figura 3.15 es donde existen más diferencias al momento del seguimiento de referencia de la velocidad mecánica, teniendo en PI un error mayor y un retorno rápido al detectar la perturbación, en ISF el error es menor y el retorno es más suave, de la misma forma en el RPC, principalmente porque la matriz de ganancia es la misma en ambos esquemas de control.

De esto se obtienen los datos de la corriente en  $i_d$  y  $i_q$ , así como los valores de voltaje en  $V_d$  y  $V_q$ , con estos se obtiene la potencia eléctrica, como se muestra en la Tabla 3.2, siendo  $P_d$ ,  $P_q$  y  $P_T$  la potencia eléctrica en  $d$ ,  $q$  y total respectivamente.

Control	$P_d$	$P_q$	$P_T$
PI	22.7364 W	1597.8138 W	1620.5503 W
ISF	59.1890 W	1571.3636 W	1630.5526 W
RPC	61.6012 W	1548.5308 W	1610.1320 W

Tabla 3.2: Comparación del gasto de potencia eléctrica medido en watts

Con esto podemos decir que el RPC tiene una diferencia de consumo de 10 W en comparación con el sistema clásico del FOC en un periodo de 4 segundos, al ampliarse el tiempo la diferencia de consumo se volverá más grande, con esto podemos asegurar que el RPC es el control que menos energía emplea.

# Capítulo 4

## Plataforma experimental.

### 4.1. Introducción

En este capítulo se describen las especificaciones técnicas de los elementos mecánicos y electrónicos que forman la plataforma experimental en donde aplicaremos las distintas leyes de control explicadas en capítulos anteriores. La plataforma experimental se puede decir que se divide en 4 partes, siendo, etapa de control, etapa de potencia, fuente de poder y PMSM.

### 4.2. Etapa de control

La etapa de control está compuesta por la placa STM32F429ZIT6 Nucleo-144 de la marca STMicroelectronics, el cual trabaja con un núcleo Arm Cortex M4 y trabaja a una frecuencia de 180 MHz máximos, también cuenta con 2 Mbytes de memoria flash y con 256+4 Kbytes de SRAM. Dicho microcontrolador cuenta con módulos de procesamiento digital de señales, memorias integradas de alta velocidad, unidad de punto flotante y unidad de protección de memoria como sus características más importantes a destacar.

Una característica importante en la configuración de la tarjeta es el poder enviar señales PWM de 3 puertos o pines y la señal inversa de PWM de cada una de ellas por un canal negado que utiliza la misma señal, lo cual es de gran utilidad tomando en cuenta la configuración del inversor trifásico de voltaje.

Para poder llevar a cabo el control es necesario configurar el microcontrolador, y para esto se utilizará el entorno de desarrollo integrado (IDE del inglés, integrated development environment) de STM, el cual es el STM32CUBE IDE, en donde se configura la señal de muestreo y por medio de código en C se realizará la programación de todos los cálculos que llevará el proyecto.

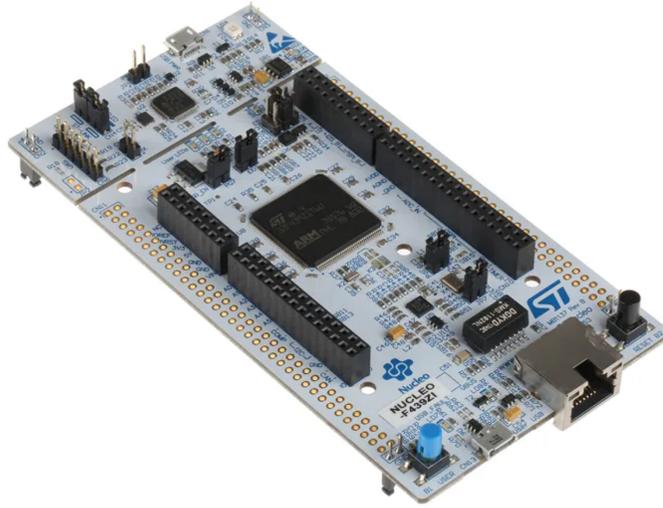


Figura 4.1: Placa STM32F429 Nucleo-144. [50]

### 4.2.1. Unidad de control aislada

Para poder separar de manera exitosa la etapa de potencia de la etapa de control con el fin de proteger el microcontrolador se utilizará una unidad de control aislada, para esto se diseña una tarjeta de circuito impreso, en la cual se recibirá la señal del microcontrolador en este caso el PWM y son aisladas mediante optoacopladores 6N137, al ser dispositivos de alta velocidad son ideales para lo que se propone en el proyecto. Una vez que las señales son separadas el PWM generado a partir de una fuente externa se envía a la etapa de potencia.

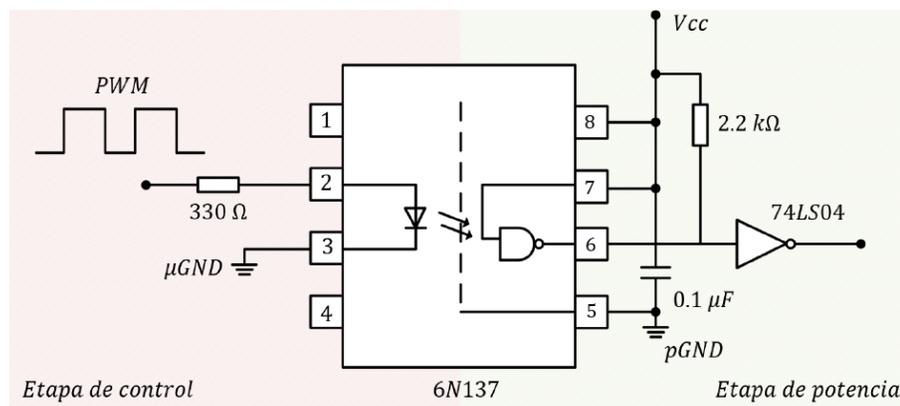


Figura 4.2: Conexiones para los optoacopladores de la unidad de control aislada.

### 4.3. Etapa de potencia

La etapa de potencia está compuesta por el inversor trifásico de voltaje, siendo la tarjeta Evalstdrive101, que como se explicó con anterioridad está constituido por MOSFETS de potencia, diseñada específicamente para la conexión de motores trifásicos en este caso un BLDC. El cual está conectado al motor en donde se generarán las ondas trifásicas conmutadas por los MOSFETS, dicha conmutación es recibida en forma de señal PWM desde la etapa de control.

Este inversor permite los algoritmos generados por controles sea un ejemplo el FOC, al igual que por la configuración del SVM. Cuenta con sensores de tipo Hall y trae integrado una red de detección de fase, con lo cual permite el poder utilizar técnicas de control que incluyan sensores o no para el control de movimiento.

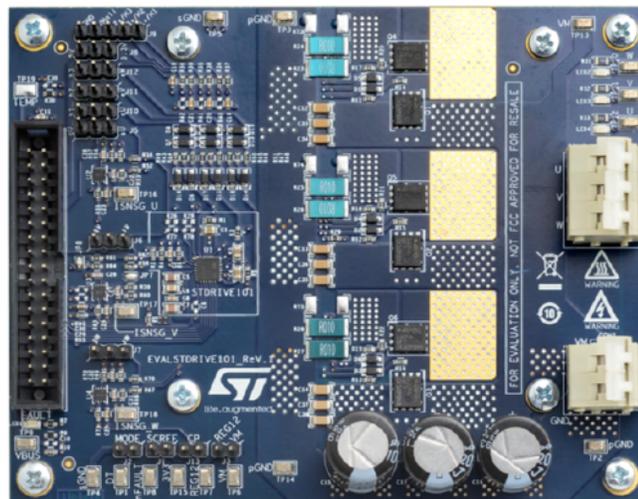


Figura 4.3: Inversor trifásico de voltaje EValstdrive101. [51]

### 4.4. Fuente de poder

Para poder alimentar la etapa anterior se emplea una batería de DC de X amperios con una salida máxima de 46V y 90A; dicha batería se compone de 10 celdas tipo LiPo las cuales están conectadas en serie y la salida de esta se conecta a la unidad de control aislada.

## 4.5. PMSM

Siendo la máquina a la cual se le aplicará la ley de control gracias a la conmutación explicada con anterioridad, dicha máquina consta de ser un motor síncrono de imanes permanentes de corriente alterna, sin escobillas y de alto rendimiento del tipo “In-Wheel”. Para poder realizar las pruebas del control propuesto se requiere el diseño y construcción de un banco de trabajo.

### 4.5.1. Diseño del banco de trabajo

Teniendo como objetivo el movimiento libre de la rueda se diseña una base en la cual la máquina quede suspendida en el aire sostenida por los ejes, para eso se utiliza el software Autodesk Inventor Professional 2024 para diseñar los soportes. Como se puede apreciar en la Figura 4.4 se diseña de forma que el movimiento de giro de la rueda no afecte la estabilidad de la planta, refiriéndonos en este caso a estabilidad como la capacidad de la estructura bajo las fuerzas que actúan sobre ella de alcanzar un estado de equilibrio mecánico.

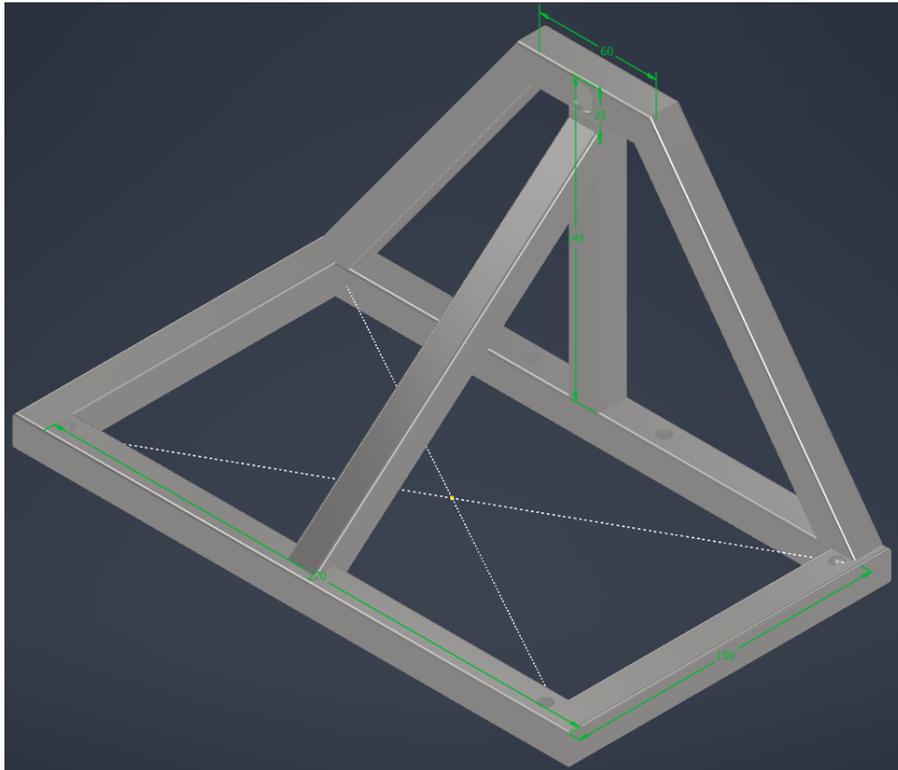


Figura 4.4: Soporte de motor en CAD 3D

Posterior a ello se buscó una base a donde sujetar los soportes de los motores,



### 4.5.2. Construcción de banco de trabajo

Una vez teniendo el diseño del banco de trabajo se mandó a maquinar los soportes y se compró la placa de la base, utilizando PTR de acero de 3/4" para los soportes mandando a cortarlos y soldarlos con una empresa externa, la placa es de acero de 3/4", de igual forma se compró con las medidas solicitadas.

Después de tener las 3 piezas se realizaron agujeros en la placa para meter tornillería y sujetar los soportes a la base. Debido al peso de la estructura el cual es de aproximadamente 38 kg hace que su traslado sea complicado, por ello se le pusieron ruedas debajo de la estructura, siendo estas 4 ruedas de uso industrial de polipropileno con freno, esto para poder tener la movilidad deseada al mismo tiempo que los frenos nos permiten anclar la placa a un solo lugar para realizar las pruebas.

En la Figura 4.7 se puede apreciar la estructura terminada.

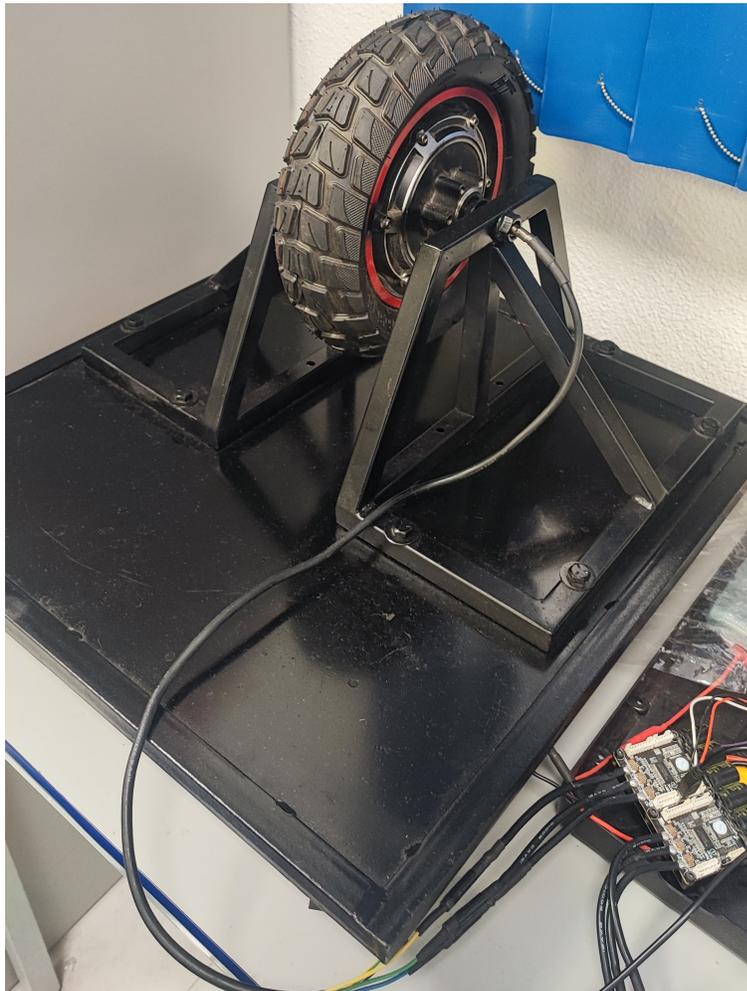


Figura 4.7: Banco de pruebas

Para la conexión en el banco de trabajo se emplean los elementos de la electrónica mencionados con anterioridad y se obtiene la conexión presentada en la Figura 4.8, donde podemos observar el microcontrolador, la unidad de control aislada y el inversor trifásico de voltaje.

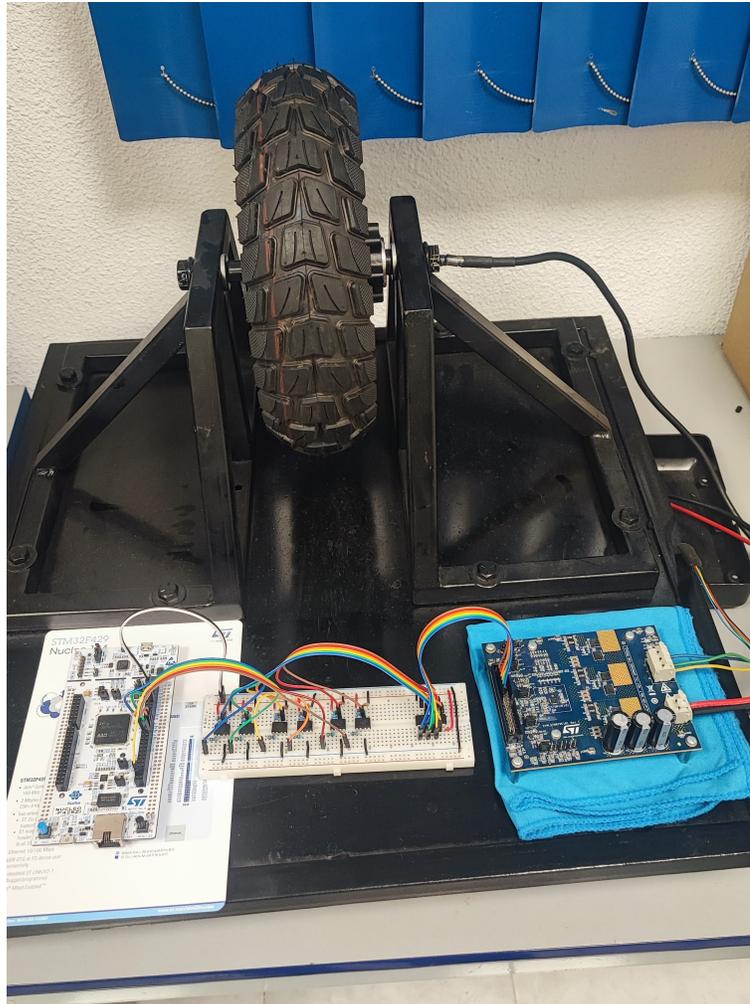


Figura 4.8: Banco de pruebas con conexiones.

Posterior a las conexiones se realiza la programación del microcontrolador, configurando el reloj interno y los procesos de inicio, se programa la rutina de interrupción para garantizar el mismo tiempo de muestreo, continuando con la escritura de las variables a emplear, creando las distintas rutinas para cada bloque empleado, como lo son las transformaciones de marco de referencia, las subrutinas que conforman la SVM, como se puede observar en la Figura 4.9.

```

17 uint8_t sector;
18 float32_t theta;
19 float32_t ang;
20 float32_t V_mag;
21 float32_t T1;
22 float32_t T2;
23 float32_t T0;
24 float32_t duty1;
25 float32_t duty2;
26 float32_t duty3;
27
28
29 //void function
30 void SVM(float32_t Valpha, float32_t Vbeta, float32_t Ts, float32_t Vcd, float32_t *DutyCy1, float32_t *DutyCy2, float32_t *DutyCy3)
31 {
32     VMag(Valpha, Vbeta, &V_mag);
33     //
34     CORDIC_atan2(Vbeta, Valpha, &ang);
35     //
36     theta = C_180divpi*ang;
37     SectorCalc(theta, &sector);
38     //
39     TCalc(V_mag, sector, ang, Ts, Vcd, &T1, &T2, &T0);
40     //
41     DutyC_Calc(T1, T2, T0, sector, &duty1, &duty2, &duty3);
42
43     *DutyCy1 = duty1;
44     *DutyCy2 = duty2;
45     *DutyCy3 = duty3;
46 }

```

Figura 4.9: Configuración de la SVM en CubeIDE.

Una vez con la configuración del arranque se ejecuta el código antes de conectarlo a la plataforma física, para eso se utiliza el software CubeMonitor, el cual mide las variables asignadas y genera una gráfica en tiempo real, con esto se obtiene las señales del ciclo de trabajo como se muestra en la Figura 4.10.

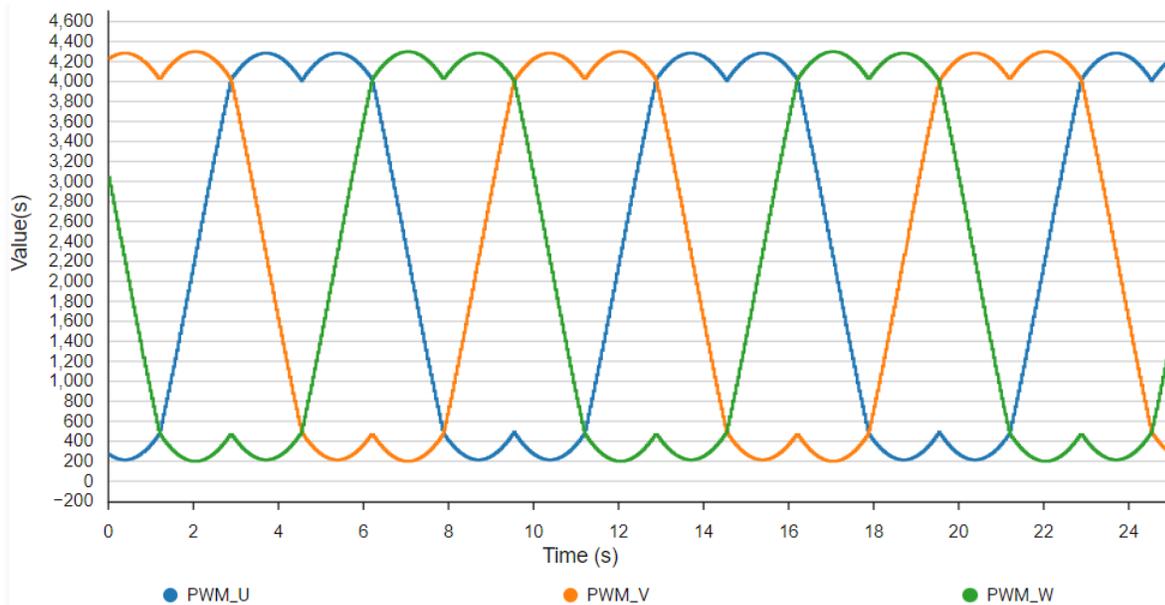


Figura 4.10: Ciclos de trabajo de la SVM.

Lo observado en la Figura 4.10 es el ciclo de trabajo que se enviará a la plataforma física en forma de señal PWM, para esto el microcontrolador realiza la comparación con el ARR, lo que nos da una señal PWM para cada una de las fases del motor, tal como se aprecia en la Figura 4.11.

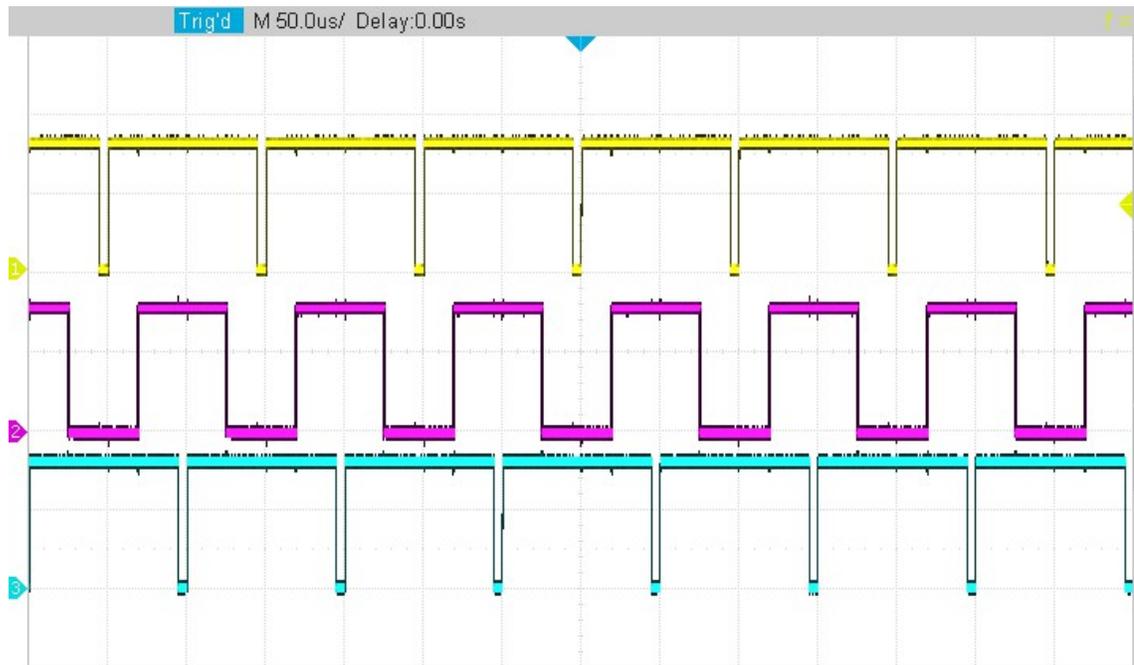


Figura 4.11: Señal de salida PWM.

Esta señal PWM que envía el microcontrolador por medio de las conexiones de electrónica realizadas, pasando por la unidad de control aislada, llegando al inversor trifásico de voltaje, llegando al motor y logrando el arranque del motor.



# Conclusiones

Los rizos generados en las variables controladas aumentan debido al retardo por el tiempo computacional empleado por el microcontrolador, provocando un gasto mayor de energía, por tal motivo se busca disminuir dichos rizos empleando un control predictivo para su atenuación.

La implementación del control predictivo en simulaciones muestra la disminución de los rizos de manera efectiva, atenuandolos hasta el punto en que los generados por el sistema de la señal sin el retardo sean mayores a los del sistema con control predictivo, logrando así el principal objetivo del proyecto en la parte de simulación.

Para que el sistema tenga un correcto seguimiento de referencia en la velocidad mecánica, se diseña el RPC, con el cual aparte de lograr seguir la referencia permite detectar las perturbaciones externas desconocidas, siguiendo con el objetivo de la investigación que es reducir el gasto de energía eléctrica, siendo el que menor gasto tiene de los 3 esquemas de control comparados.

# Bibliografía

- [1] A. KATKOUT, T. NASSER, AND A. ESSADKI, “Robust multiobjective model predictive control with computation delay compensation for electric vehicle applications using pmsm with multilevel inverter”, *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2020, 2020.
- [2] J. J. SO, J. KANG, S. PARK, I. PARK, AND J. LEE, “Automated emergency vehicle control strategy based on automated driving controls”, *Journal of Advanced Transportation*, vol. 2020, 2020.
- [3] I. BOLDEA, L. N. TUTELEA, L. PARSA, AND D. DORRELL, “Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnets: An overview”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5696 - 5711, 2014.
- [4] J.-R. RIBA, C. LÓPEZ-TORRES, L. ROMERAL, AND A. GARCIA, “Rare-earth-free propulsion motors for electric vehicles: A technology review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 57, pp. 367 - 379, 2016.
- [5] M. BELHADI, G. KREBS, C. MARCHAND, H. HANNOUN, AND X. MININGER, “Evaluation of axial srm for electric vehicle application”, *Electric Power Systems Research*, vol. 148, pp. 155 - 161, 2017.
- [6] S.-C. CARPIUC AND C. LAZAR, “Modeling of synchronous electric machines for realtime simulation and automotive applications”, *Journal of the Franklin Institute*, vol. 354, no. 14, pp. 6258 - 6281, 2017.
- [7] R. KRISHNAN, “Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives”, CRC press, 2017.
- [8] J. J. JUSTO, F. MWASILU, E.-K. KIM, J. KIM, H. H. CHOI, AND J.-W. JUNG, “Fuzzy model predictive direct torque control of ipmsms for electric vehicle applications”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1542 - 1553, 2017

- 
- [9] A. ARIAS, E. IBARRA, E. TRANCHO, R. GRIÑÓ, I. KORTABARRIA, AND J. CAUM, “Comprehensive high speed automotive sm-pmsm torque control stability analysis including novel control approach”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 109, pp. 423 - 433, 2019
- [10] D. FODOREAN, M. M. SARRAZIN, C. S. MARTIS, J. ANTHONIS, AND H. VAN DER AUWERAER, “Electromagnetic and structural analysis for a surface-mounted pmsm used for lightev”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 2892 - 2899, 2016.
- [11] A. K. JAIN AND V. RANGANATHAN, “Modeling and field oriented control of salient pole wound field synchronous machine in stator flux coordinates”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 3, pp. 960 - 970, 2010.
- [12] O. WALLMARK, S. LUNDBERG, AND M. BONGIORNO, “Input admittance expressions for field-oriented controlled salient pmsm drives”, *IEEE transactions on power electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1514 - 1520, 2011.
- [13] Y. A.-R. I. MOHAMED, “A newly designed instantaneous-torque control of direct-drive pmsm servo actuator with improved torque estimation and control characteristics”, *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2864 - 2873, 2007.
- [14] Y. ZHANG AND J. ZHU, “Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 235 - 248, 2010.
- [15] C. XIA, J. ZHAO, Y. YAN, AND T. SHI, textit“A novel direct torque and flux control method of matrix converter-fed pmsm drives”, *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5417 - 5430, 2013.
- [16] K. GULEZ, A. A. ADAM, AND H. PASTACI, “Novel direct torque control algorithm for ipmsm with minimum harmonics and torque ripples”, *IEEE/ASME Transactions on mechatronics*, vol. 12, no. 2, pp. 223 - 227, 2007.
- [17] Y. ZHANG AND J. ZHU, “Novel duty cycle control strategy to reduce both torque and flux ripples for dtc of permanent magnet synchronous motor drives with switching frequency reduction”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp. 3055 - 3067, 2011.
- [18] S. LI, M. ZHOU, AND X. YU, “Design and implementation of terminal sliding mode control method for pmsm speed regulation system”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 4, pp. 1879 - 1891, 2012.

- [19] B. ADHAVAN, A. KUPPUSWAMY, G. JAYABASKARAN, AND V. JAGANNATHAN, “*Field oriented control of permanent magnet synchronous motor (pmsm) using fuzzy logic controller*”, in *2011 IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems*, pp. 587 - 592, IEEE, 2011.
- [20] L. DONGLIANG AND Z. LIXIN, “*Application of backstepping control in pmsm servo system*”, in *2009 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments*, pp. 3 - 638, IEEE, 2009.
- [21] W. XIE, X. WANG, F. WANG, W. XU, R. M. KENNEL, D. GERLING, AND R. D. LORENZ, “*Finite-control-set model predictive torque control with a deadbeat solution for pmsm drives*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62, no. 9, pp. 5402 - 5410, 2015.
- [22] Y. WEI, Y. WEI, Y. SUN, H. QI, X. GUO AND M. LI, “*A Smith Structure-Based Delay Compensation Method for Model Predictive Current Control of PMSM System*”, in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 4090-4101, Aug.2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3137299.
- [23] SEMARNAT, “*Programa especial de cambio climático 2021-2024*”, tech. rep., Gobierno de México, 2021.
- [24] I. LÓPEZ, E. IBARRA, A. MATALLANA, J. ANDREU, AND I. KORTABARRIA, “*Next generation electric drives for hev/ev propulsion systems: Technology, trends and challenges*”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 114, p. 109336, 2019.
- [25] P. L. TIMÁR, I. SCHMIDT, AND G. J RETTER, “*Space vector theory*”, in *Modern Electrical Drives*, pp. 359 - 392, Springer, 2000.
- [26] L. SERRANO-IRIBARNEGARAY “*The modern space-phasor theory, part i: Its coherent formulation and its advantages for transient analysis of converter-fed ac machines*”, *European Transactions on Electrical Power*, vol. 3, no. 2, pp. 171 - 180, 1993.
- [27] L. SERRANO-IRIBARNEGARAY, “*The modern space-phasor theory, part ii: Comparison with the generalized machine theory and the space-vector theory*”, *European Transactions on Electrical Power*, vol. 3, pp. 213 - 219, 1993.
- [28] N. P. QUANG, J. A. DITTRICH “*Vector Control of Three-Phase AC machines: System Development in the practice*”, 2nd Edition, pp. 3, Springer, 2015.

- [29] O. S. HERNANDEZ “*Evaluación comparativa de estrategias de control predictivo del par para máquinas síncronas de imanes permanentes usando un fpga*”, 2017.
- [30] W. DUESTERHOEFT, M. W. SCHULZ, AND E. CLARKE, “*Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components*”, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 70, no. 2, pp. 1248 - 1255, 1951.
- [31] M. WISHART, G. DIANA, AND R. HARLEY, “*Controller design for applying field-oriented control to the permanent magnet synchronous machine*”, *Electric power systems research* vol. 19, no. 3, pp. 219 - 227, 1990.
- [32] P. PILLAY AND R. KRISHNAN, “*Modeling of permanent magnet motor drives*”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 537 - 541, 1988.
- [33] H. W. VAN DER BROECK, H.-C. SKUDELNY, AND G. V. STANKE, “*Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors*”, *IEEE transactions on industry applications*, vol. 24, no. 1, pp. 142 - 150, 1988.
- [34] J. HOLTZ, P. LAMMERT, AND W. LOTZKAT, “*High-speed drive system with ultrasonic mosfet pwm inverter and single-chip microprocessor control*”, *IEEE transactions on industry applications*, no. 6, pp. 1010 - 1015, 1987.
- [35] K. ZHOU AND D. WANG, “*Relationship between space-vector modulation and threephase carrier-based pwm: a comprehensive analysis [three-phase inverters]*”, *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186 - 196, 2002.
- [36] F. BLASCHKE, “*The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines*”, *Siemens review*, vol. 34, no. 5, pp. 217 - 220, 1972.
- [37] K. DUTTA, P. P. PUTHRA, AND P. K. DAS, “*Constant torque angle controlled permanent magnet synchronous motor drive using hysteresis band current controller*”, in *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1 - 5, IEEE, 2016.
- [38] G. ZHANG AND P. T. KREIN, “*Torque-angle-oriented control of induction machines*”, in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, vol. 1, pp. 407 - 412, IEEE, 2007.
- [39] NICOLA, M., NICOLA, C.-I., & DUTA, M., *Delay Compensation in the PMSM Control by using a Smith Predictor*, in *2019 8th International Conference on Modern Power Systems (MPS)*.

- [40] OZER, S. M., YILDIZ, S., & IFTAR, A., *Performance Analysis of a DC-Motor Control System with Time-Delay: Smith Predictor vs Optimization-based Controller Design*, in *2018 6th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT)*.
- [41] QUNG - CHANG ZHONG (2006), *Robust Control of Time-delay Systems*.
- [42] HINRICHSSEN, D., PRITCHARD, A.J. *Mathematical Systems Theory 1: Modelling, State Space Analysis, Stability and Robustness*. Springer, Heidelberg (2005).
- [43] RUDIN W.: *Real and Complex Analysis*. McGraw-Hill, New York (1973).
- [44] RUDIN, W.: *Functional Analysis*. McGraw-Hill, New York (1987).
- [45] VLADIMIR L. KHARITONOV *Time-Delay Systems: Lyapunov Functionals and Matrices*. Birkhäuser (2013).
- [46] DINGYÜ XUE, YANGQUAN CHEN, DEREK P. ATHERTON *Linear Feedback Control (1998)*.
- [47] KATSUHIKO OGATA *Ingeniería de control moderna*. PEARSON, Madrid (2010).
- [48] STEVEN C. CHAPRA & RAYMOND P. CANALE *Métodos numéricos para ingenieros*. McGraw-Hill, México (2006).
- [49] KARL J. ÅSTRÖM & TOM HÄGGLUND *CONTROL PID AVANZADO*. PEARSON, Madrid (2009)
- [50] STMICROELECTRONICS *STM32 Nucleo-144 development board with STM32F429ZI MCU, supports Arduino, ST Zio and morpho connectivity*, (2023). <https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-f429zi.html>
- [51] STMICROELECTRONICS *STDRIIVE101 demonstration board for three-phase brushless motors*, (2023). <https://www.st.com/en/evaluation-tools/evalstdrive101.html>
- [52] T. TARCZEWSKI AND L. M. GRZESIAK “Constrained State Feedback Speed Control of PMSM Based on Model Predictive Approach”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3867-3875, June 2016
- [53] L. M. GRZESIAK AND T. TARCZEWSKI “PMSM servo-drive control system with a state feedback and a load torque feedforward compensation”, *COMPEL*, vol. 32, no. 1, pp. 364-382, Jan. 2013.
- [54] K. OGATA *Electric motor drives: modeling, analysis and control*. Prentice Hall Publication, New Jersey, 2001.

- 
- [55] VINCENT LÉCHAPPÉ, EMMANUEL MOULAY, FRANCK PLESTAN, ALAIN GLUMINEAU, ABDELHAMID CHRIETTE. *New predictive scheme for the control of LTI systems with input delay and unknown disturbances*. *Automatica, Elsevier*, 2015, 52, pp.179-184.

# Apéndice A

## Anexos

### INFORME DE DETECCIÓN DE PLAGIO

EL INFORME CERTIFICA QUE EL DOCUMENTO ADJUNTO  
*TesisHectorPlagio*  
FUE REVISADO CON EL SERVICIO DE PREVENCIÓN DE PLAGIO MY.PLAG.ES Y TIENE:  
SIMILITUD

**18%**

Nombre del archivo: Tesis\_HGDD\_Final.pdf  
Archivo verificado: 2025-01-30  
Informe generado: 2025-01-30