



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

PROYECTO TERMINAL

**IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO SIMPLIFICADO
APLICADO A UN MOTOR PMSM**

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

PRESENTA

Francisco Bernardo González Sáenz

Director:

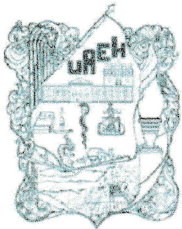
Dr. Omar Sandre Hernández

Pachuca de Soto, Hgo., México 22 de noviembre de 2022



Francisco Bernardo González Sáenz

Implementación de un control
predictivo basado en modelo
simplificado aplicado a un
motor PMSM



Mineral de la Reforma Hidalgo, a 11 de noviembre de 2022

Número de control: ICBI-AACyE/1758/2022

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 **“Implementación de un control predictivo basado en modelo simplificado aplicado a un motor PMSM”**, realizado por el sustentante **Francisco Bernardo González Sáenz** con número de cuenta 244304, 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

Comité Tutorial

Dr. Omar Arturo Domínguez Ramírez	Presidente	UAEH	
Dr. Eduardo Cornejo Velázquez	Secretario	UAEH	
Dr. Omar Sandre Hernández	Vocal 1	UAEH	
Dr. Miguel Luis Ramírez Barrios	Vocal 2	IPN	
Dr. Jesús Patricio Ordaz Oliver	Vocal 3	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. 2250, 2251
 Fax 2109
 aacye_icbi@uaeh.edu.mx



Dedicado a

mi familia.

Agradecimientos

Agradezco profundamente a mi familia que con todo su esfuerzo y apoyo me motivaron a seguir adelante con mi preparación académica. Ellos son las bases de mi educación y valores, con su ayuda fue posible concluir mis estudios.

Expreso mis más sinceros agradecimientos a todo el personal que forma parte de la Maestría por el empeño en cada clase, asesoría y consejo, lo cual considero determinante durante mi proceso de formación.

Nada de lo conseguido hubiera sido posible sin la dirección y amistad del Dr. Omar Sandre Hernández, quien con su conocimiento, enseñanza y colaboración me permitió alcanzar las metas establecidas.

Finalmente, me permito expresar mi gratitud a mis compañeros y amigos, de los cuales obtuve amistad y apoyo desinteresado, lo que me llevo a crecer como persona durante estos 2 años.

Resumen

En el presente trabajo de investigación se desarrolla un control predictivo de corriente de conjunto continuo aplicado a un motor de imanes permanentes, el cual se pretende reduzca el costo computacional al ser implementado en un microcontrolador, mediante la modificación de una función costo. Con este fin, también son implementadas las funciones de Laguerre y reducir la complejidad computacional. Se realizan simulaciones para obtener los primeros resultados y posteriormente, se construye el prototipo sobre el cual se validan los algoritmos de control. Finalmente, los resultados presentados demuestran un uso seguro de horizontes de predicción lejanos sin comprometer el desempeño del control.

Acrónimos

- **ADC:** Del inglés, *analogic-digital converter*. Convertidor analógico-digital.
- **AVSV:** Del inglés, *active voltage space vector*. Vector espacial de voltaje activo.
- **BLDC:** Del inglés, *brushless dc motor*. Motor de corriente directa sin escobillas.
- **CA:** Corriente alterna.
- **CD:** Corriente directa.
- **DAC:** Del inglés, *digital-analogic converter*. Convertidor digital-analógico.
- **DMC:** Del inglés, *dynamic matrix control*. Control por matriz dinámica.
- **FOC:** Del inglés, *field oriented control*. Control por campo orientado.
- **GPC:** Del inglés, *generalized predictive control*. Control predictivo generalizado.
- **HAL:** Del inglés, *hardware abstraction layer*. Capa de abstracción de hardware.
- **IDCOM:** Del inglés, *Identification and command*. Identificación y comando.
- **IDE:** Del inglés, *integrated development environment*. Entorno de desarrollo integrado.
- **MIMO:** Del inglés, *multiple input, multiple output*. Entrada múltiple, salida múltiple.
- **MOSFET:** Del inglés, *metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*. Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor.
- **MPC:** Del inglés, *model predictive control*. Control predictivo basado en modelo.
- **PI:** Del inglés, *proportional integral*. Proporcional integral.
- **PID:** Del inglés, *proportional integral derivative*. Proporcional integral derivativo.
- **PMSM:** Del inglés, *permanent magnet synchronous machine*. Motor síncrono de imanes permanentes.

- **PWM:** Del inglés, *pulse width modulation*. Modulación por ancho de pulso.
- **SISO:** Del inglés, *single input, single output*. Una entrada, una salida.
- **SVM:** Del inglés, *space vector modulation*. Modulación por vectores espaciales.
- **VSI:** Del inglés, *voltage source inverter*. Inversor trifásico de voltaje.
- **VSV:** Del inglés, *voltage space vector*. Vector espacial de voltaje.
- **ZVSV:** Del inglés, *zero voltage space vector*. Vector espacial de voltaje cero.

Índice general

Agradecimientos	1
Resumen	3
Índice de figuras	10
Índice de tablas	13
1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Estado del arte	5
1.3. Planteamiento del problema	10
1.4. Justificación	11
1.5. Objetivo general	13
1.5.1. Objetivos específicos	13
1.6. Hipótesis	14
1.7. Metodología	14
2. Fundamentos Teóricos	15
2.1. Fasor espacial	15
2.2. Transformaciones de marco de referencia	17
2.3. Modelo matemático de la PMSM	20
2.3.1. Modelo matemático de la PMSM en el marco de referencia del rotor ($d - q$)	21
2.4. Inversor trifásico de voltaje (VSI)	23
2.4.1. Principio de operación	23
2.5. Modulación por vectores espaciales (SVM)	25
2.6. Control por campo orientado (FOC)	28
2.6.1. Control constante del ángulo el par	29
2.6.2. Diseño de Controladores PI	30

3. Control Predictivo Basado en Modelo de Conjunto Continuo para una PMSM	33
3.1. Introducción	33
3.2. Control predictivo basado en modelo de conjunto continuo	36
3.2.1. Modelo Aumentado	36
3.2.2. Predicción de la salida y de las variables de estado	38
3.2.3. Definición de la función costo	40
3.2.4. Horizonte de Control en Retroceso	40
3.3. Uso de las funciones de Laguerre en el diseño del CCS-MPC	42
3.3.1. Inclusión de las funciones de Laguerre en el CCS-MPC	43
3.3.2. Función Costo	44
3.3.3. Optimización de la función costo	45
3.3.4. Introducción de restricciones en el diseño del control.	47
3.4. CCS-MPC con estabilidad asintótica	49
3.4.1. Función costo con factor de ponderación exponencial	50
3.5. Control de corriente de la PMSM	53
3.5.1. Control de velocidad	54
3.5.2. Predicción de la salida	55
3.5.3. Formulación de la función costo	56
4. Resultados en Simulación	58
4.1. Evaluación usando función costo sin ponderación exponencial	59
4.2. Evaluación usando función costo con ponderación exponencial	60
5. Conclusiones	67
Bibliografía	68
A. Instrumentación del prototipo experimental	79
A.1. Descripción del prototipo.	79
A.1.1. Plataforma.	79
A.1.2. Microcontrolador.	80
A.1.3. Sensores y actuadores.	81
A.1.4. Unidad de control aislada	84
A.1.5. Inversor Evalstdrive101	85
A.1.6. Inversor SKiiP3 V3	86
A.1.7. Elevador de voltaje	87
A.1.8. Instrumentación del encoder incremental	88
A.1.9. Generación de señales SVM-PWM	89

A.2. Adquisición y estimación.	91
A.2.1. Adquisición de corrientes de fase.	91
A.2.2. Adquisición de la posición angular.	91
A.2.3. Estimación de la velocidad angular.	92
A.3. Rutina de alineación	93
B. Control en lazo abierto y lazo cerrado	95
B.1. Prototipo instrumentado para el motor FlipSky 6384	95
B.2. Descripción del control en lazo abierto	95
B.3. Simulaciones en lazo cerrado	96
C. Problemas en lazo cerrado	100
C.1. Prototipo instrumentado para el motor AMP	100
C.2. Diagrama de flujo en lazo cerrado	100
C.3. Desbalance del motor	103
C.4. Programación del control predictivo	104

Índice de figuras

2.1.	Representación gráfica del fasor espacial de corriente.	16
2.2.	Transformación del fasor espacial de corriente del marco de referencia del estator ($\alpha - \beta$) al marco de referencia del rotor ($d - q$).	19
2.3.	Transformaciones de marco de referencia.	20
2.4.	Esquema simplificado del devanado del modelo matemático de la PMSM en el marco de referencia $d - q$	22
2.5.	Topología del inversor trifásico de voltaje.	24
2.6.	Ubicación en el marco de referencia ($\alpha - \beta$) de los AVSV y los ZVSV.	25
2.7.	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.	28
2.8.	Esquema clásico del FOC.	29
2.9.	Control PI serie.	30
2.10.	Evaluación del desempeño de los controladores PI de corriente.	31
3.1.	Elementos generales que forman parte de las estrategias de control basadas en MPC.	33
3.2.	Estrategia de control general para el MPC.	35
3.3.	Estructura básica del MPC.	36
3.4.	Ilustración del principio de control de horizonte en retroceso para un horizonte de predicción $N_p = 7$ y un horizonte de control $N_c = 3$	41
3.5.	Diagrama de bloques simplificado del control de corriente CCS-MPC.	55
4.1.	Respuesta de las corrientes i_d e i_q en régimen estacionario ante la entrada de perturbación en el par de carga. Desde arriba: corriente i_d , corriente i_q , velocidad mecánica ω_m	60
4.2.	Respuesta de las corrientes i_d e i_q en régimen transitorio ante la entrada de perturbación en el par de carga. Desde arriba: corriente i_d , corriente i_q , velocidad mecánica ω_m	61

4.3. Señales de control u_{dd} y u_{qq} en régimen estacionario restringidas en los límites de operación de la SVM. De arriba: entrada de control u_{dd} , entrada de control u_{qq}	61
4.4. Señales de control u_{dd} y u_{qq} en régimen transitorio restringidas en los límites de operación de la SVM. De arriba: entrada de control u_{dd} , entrada de control u_{qq}	62
4.5. Respuesta de las corrientes i_d e i_q en régimen estacionario ante la entrada de perturbación en el par de carga. Desde arriba: corriente i_d , corriente i_q , velocidad mecánica ω_m	63
4.6. Respuesta de las corrientes i_d e i_q en régimen transitorio ante la entrada de perturbación en el par de carga. Desde arriba: corriente i_d , corriente i_q , velocidad mecánica ω_m	63
4.7. Señales de control u_{dd} y u_{qq} en régimen estacionario restringidas en los límites de operación de la SVM. De arriba: entrada de control u_{dd} , entrada de control u_{qq}	64
4.8. Señales de control u_{dd} y u_{qq} en régimen transitorio restringidas en los límites de operación de la SVM. De arriba: entrada de control u_{dd} , entrada de control u_{qq}	64
4.9. Desempeño del sistema sin ponderación exponencial con horizontes de predicción y de control pequeños.	65
A.1. Motores acoplados.	80
A.2. Diagrama general de los periféricos de la tarjeta STM32F429ZI.	81
A.3. Sensor de corriente VAC N4646.	83
A.4. Sensor de corriente LES 25 NP.	83
A.5. Motor AMP J0100-301-3-000.	84
A.6. Acondicionamiento de las señales PWM.	85
A.7. Inversor trifásico de voltaje Evalstdrive101.	86
A.8. Inversor SKiiP3 V3.	87
A.9. Conmutador de nivel de voltaje.	88
A.10. Acondicionamiento de señales del encoder.	89
A.11. Ciclos de trabajo para la modulación SVM-PWM.	90
A.12. Señales SVM-PWM.	90
A.13. Tiempo muerto.	91
A.14. Señales correspondientes a las corrientes de fase.	92
A.15. Posición mecánica de la PMSM.	93
B.1. Prototipo motor FlipSky 6384.	96
B.2. Diagrama de flujo del control en lazo abierto.	97

B.3. Corrientes trifásicas del motor FlipSky 6384.	99
B.4. Corrientes trifásicas del motor AMP.	99
C.1. Prototipo motor AMP.	101
C.2. Diagrama de flujo del control en lazo cerrado.	102
C.3. Desbalance de las corrientes de fase.	104
C.4. Diagrama de flujo del control predictivo basado en modelo.	106

Índice de tablas

1.1. Ventajas y desventajas generales de la implementación de esquemas basados en MPC.	13
2.1. Componentes ortogonales en el plano $(\alpha - \beta)$ para cada VSV.	25
3.1. Ventajas y desventajas del uso de los esquemas MPC.	34
4.1. Parámetros de la PMSM	58
4.2. Valores propios y número de condición para el sistema ponderado y no ponderado exponencialmente respectivamente.	65
A.1. Especificaciones técnicas del microcontrolador STM32F429ZI.	82
A.2. Especificaciones técnicas del motor AMP.	84
A.3. Especificaciones técnicas del inversor Evalstdrive101	86
A.4. Especificaciones técnicas del inversor SKiiP	87
B.1. Especificaciones técnicas del motor FlipSky 6384.	98

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

Los vehículos eléctricos (EV, del inglés, electric vehicle) han existido desde antes del siglo XX. Fueron muy populares y se vendieron razonablemente bien hasta aproximadamente 1918. Sin embargo, el uso de vehículos eléctricos para el transporte se extinguió a medida que el motor de combustión interna de gasolina mejoraba [1]. Para 1933, el número de vehículos eléctricos se redujo a casi cero porque el EV era más lento y más caro que su contraparte de combustión fósil. Las deficiencias que hicieron que el vehículo eléctrico perdiera su ventaja competitiva inicial aún no se han superado por completo [2]. Aunque ha habido avances similares en el almacenamiento de energía de la batería, la evolución de los materiales y las tecnologías de producción proporcionan los medios para lograr los objetivos optimistas del sistema de baterías.

Algunos factores que estimulan el nuevo desarrollo de EV son el costo de la energía, los accionamientos eléctricos, la protección al medio ambiente y la consideración de que la electricidad es superior a la gasolina ya que los vehículos eléctricos pueden reducir drásticamente la contaminación del aire en áreas urbanas congestionadas. Debido a la próxima escasez de productos de gasolina, su costo y las limitaciones de suministro han alentado a las personas a considerar los vehículos eléctricos como un medio de transporte alternativo.

La perspectiva para los vehículos eléctricos ha cambiado drásticamente en la década de

1990; los principales fabricantes de automóviles han lanzado programas agresivos para desarrollar vehículos eléctricos para su comercialización, las empresas de energía han lanzado programas de infraestructura para vehículos eléctricos, y se lleva a cabo activamente una intensa investigación y desarrollo de vehículos eléctricos financiada por agencias gubernamentales. El objetivo general del desarrollo de vehículos eléctricos es producir vehículos eléctricos comercialmente viables a largo plazo, esto significa que los vehículos eléctricos deben proporcionar el alcance, el rendimiento, la comodidad personal, la operación segura que actualmente esta disponible con las contrapartes de combustión interna y a un precio competitivo.

Definiendo a los EV como un vehículo de carretera que incluye un sistema de propulsión eléctrica [3], los EVs pueden incluir vehículos eléctricos de batería, vehículos eléctricos híbridos y vehículos eléctricos de celda de combustible. La propulsión de un EV consiste básicamente de una batería, un convertidor electrónico, un motor eléctrico y adicionalmente, un sensor de velocidad y/o par [4]. La propulsión se ha obtenido tradicionalmente a partir de máquinas de corriente continua convencionales. Sin embargo, la selección del motor eléctrico es una tarea importante que requiere características especiales como alta respuesta de par y eficiencia, o bajo costo y mantenimiento. Hoy en día, los motores de inducción de jaula de ardilla trifásicos y las máquinas de imanes permanentes son soluciones más apropiadas debido a su robustez y mayor confiabilidad [5].

Algunos de los requisitos de los accionamientos electricos para EV se pueden resumir en [5]:

- Una alta densidad de potencia.
- Un alto par a baja velocidad, así como una alta potencia a alta velocidad.
- Un rango de velocidad amplio con región de potencia constante.
- Una respuesta de par rápida.
- Una alta eficiencia en el amplio rango de velocidades.
- Tamaño compacto, bajo peso y momento de inercia bajo.
- Una alta fiabilidad y robustez para diversas condiciones de funcionamiento.

- Un costo razonable.
- Una tolerancia a fallos.

El accionamiento eléctrico es una parte fundamental de los vehículos eléctricos por lo que a continuación se destacan los métodos de control utilizados en las máquinas de corriente alterna (AC, del inglés, *alternate current*), iniciando con los conceptos básicos de control vectorial. Este método de control y sus variantes, combinados con los avances tanto en la electrónica de potencia como en sistemas de procesamiento digital, son los principales responsables de un mayor uso de las máquinas de AC en aplicaciones dinámicas de alto rendimiento [6].

Las aplicaciones de variadores de alto rendimiento generalmente requieren una respuesta de par rápida. Entre las ventajas de los variadores de frecuencia se incluyen robustez, compacidad, economía y bajo mantenimiento [6]. Dichos controladores se basan en un buen rendimiento en estado estable y pueden ofrecer un buen desempeño en estado transitorio.

El control de la máquina de AC de frecuencia variable se puede dividir en control escalar y control vectorial. El control escalar utiliza como variables de control la magnitud y frecuencia. El control vectorial modifica la orientación de las componentes ortogonales de las variables controladas. Los métodos más populares en control vectorial son el control directo de par (DTC, del inglés, *direct torque control*) y el control por campo orientado (FOC, del inglés, *field oriented control*). El enfoque del FOC proporciona un desacople del flujo y del par similar al de un motor de corriente continua, donde la estrategia de control es cancelar la componente relacionada con el flujo para obtener una expresión simplificada del par para un mejor control. Se requiere el conocimiento de la posición del rotor, que típicamente se obtiene de un sensor para obtener la velocidad [7, 8]. El método del DTC permite un control directo del flujo y el par electromagnético de la máquina eléctrica, por lo tanto, la estrategia de control consiste en elegir un vector de voltaje para aplicar al inversor a partir del error del flujo y la dirección de rotación del flujo. Con esta estrategia de control, la posición se estima a partir de las variables del estator [9, 10].

El control escalar se basa en relaciones de estado estacionario; normalmente sólo se controlan la magnitud y la frecuencia, no la orientación de un vector espacial. Hacer que la magnitud del voltaje terminal sea proporcional a la frecuencia da como resultado un flujo

del estator aproximadamente constante, lo cual es deseable para maximizar la capacidad del motor. El esquema clásico V/F de frecuencia variable es un control escalar basado en este principio, con un aumento de voltaje a baja frecuencia generalmente introducido para contrarrestar el efecto mayor de la resistencia del estator a bajas velocidades [6]. El control escalar, a menudo en bucle abierto, aparte del monitoreo de la corriente del estator para la detección de fallas, proporciona un variador económico con buen comportamiento, pero los transitorios pueden no estar bien controlados. Las variantes más sofisticadas pueden mejorar el comportamiento, quizás con un mejor manejo de las variaciones de los parámetros, particularmente de la resistencia del estator. En [11] describen la evolución de los métodos de control escalar más utilizados y su progresión al control vectorial.

En el control vectorial, la posición instantánea de los vectores espaciales de voltaje, corriente y flujo se controlan, lo que idealmente proporciona la orientación correcta tanto en estado estable como durante los transitorios. Las transformaciones de coordenadas a nuevas coordenadas de campo (trifásicas al marco de referencia del rotor $d - q$) son un componente clave del control vectorial estándar, lo que proporciona una relación lineal entre las variables de control y el par. Esto es ideal para el control de corriente mediante conmutación de voltaje PWM. En el control vectorial generalmente se separa la corriente en componentes de campo y que producen torque, esto resulta en un sistema perpendicular que simplifica las relaciones entre las variables de la máquina. Después de las transformaciones, el flujo es una función del campo o de la corriente del eje d , el par es proporcional a la corriente del eje q . Si el flujo se establece y se puede mantener constante, la respuesta del par puede ser controlada mediante la corriente de manera rápida y eficaz. [6].

El FOC es la técnica más popular que permite el control dinámico de máquinas eléctricas al desacoplar el flujo del control de par [12]. El conocimiento exacto de los parámetros del sistema de transmisión y un esquema de modulación dedicado son necesarios, mientras que las limitaciones del sistema como la magnitud de la corriente del estator y la tensión máxima alcanzable del inversor no se tienen en cuenta sistemáticamente durante el diseño del controlador o la operación del variador. Esto limita el rendimiento y la eficiencia alcanzables del sistema de accionamiento, mientras que las aplicaciones emergentes exigen una respuesta dinámica rápida bajo la satisfacción de las limitaciones del sistema.

El control predictivo basado en modelo (MPC, del inglés, *model predictive control*), también conocido como control de horizonte en retroceso, maneja inherentemente las restricciones de entrada y estado al resolver un problema de control óptimo de tiempo finito restringido en cada instante de muestreo. Para una determinada clase de sistemas, funciones objetivas y restricciones, el problema de optimización resultante se puede resolver previamente fuera de línea con el estado actual como parámetro. Esto hace que el enfoque sea muy atractivo y eficaz para el control de sistemas eléctricos de potencia [13, 14] y aplicaciones de alta frecuencia [15]. El MPC se ha considerado para el control directo de velocidad de accionamientos eléctricos en [16, 17]. A pesar de que el MPC fue introducido a finales de 1980 [18, 19], su aplicación para el control de convertidores de potencia ha tenido un gran auge a partir de las últimas dos décadas, esto se debe al desarrollo de plataformas digitales más potentes que han permitido su implementación digital.

1.2. Estado del arte

En años recientes los vehículos eléctricos han ido ganando relevancia para hacer frente a los desafíos medioambientales y como una solución ante la crisis energética actual [20], por lo que se prevé que para años próximos, debido a los esfuerzos constantes en la investigación por mejorar los accionamientos eléctricos y las estrategias de control, se vea una mayor aportación en este campo, llevando a los vehículos eléctricos a un plano principal de interés [21]. A grandes rasgos, se dice que el sistema eléctrico 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 2 niveles o multinivel como parte del accionamiento eléctrico. Para la parte de los motores eléctricos se cuenta con máquinas de inducción (IM, del inglés, *induction machine*), motores síncronos de imanes permanentes (PMSM, del inglés, *permanent magnet synchronous machine*), o máquinas de reluctancia variable (SRM, del inglés, *switched reluctance machine*) [22, 23, 24]. Entre las máquinas eléctricas mencionadas anteriormente, la PMSM es una opción destacada para su implementación en vehículos eléctricos [25, 26] 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 los motores síncronos de imanes permanentes 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 [27]. El segundo tipo es la SM-PMSM esta máquina considera una construcción más simple, menor inercia del rotor y una adecuación más simple de los sistemas de control [28]. Por esta razón la SMPMSM puede encontrar en gran medida en aplicaciones de vehículos eléctricos ligeros [29].

Con la finalidad de obtener un rendimiento dinámico y en estado estable de la PMSM, se han desarrollado métodos y técnicas de control como el FOC, el cual incorpora controladores PI convencionales, con modulación por ancho de pulso (PWM, del inglés, *pulse width modulation*) [30, 31]. 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. [32].

De forma alternativa se propuso el DTC para mejorar el rendimiento de las máquinas eléctricas en estado dinámico donde se necesitan respuestas transitorias rápidas [33, 34]. 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. [35]. Sin embargo, con este método se hacen presentes grandes rizados en el par y en el flujo [36]. 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 [37], control difuso [38], control por backstepping [39] y control deadbeat [40].

En años recientes, se han desarrollado algunos enfoques de control MPC para mejorar el desempeño del control aplicado en convertidores de potencia [41]. Basado en el modelo matemático del sistema el MPC realiza una predicción del comportamiento futuro del sistema. La trayectoria de control óptima se obtiene mediante criterios de optimización definidos previamente. El MPC presenta varias ventajas, es fácil de aplicar debido a su a

sus conceptos intuitivos, es capaz de manejar sistemas multivariable, y las restricciones a las cual se encuentra sujeto el sistema, son consideradas como parte del diseño de control, además, es capaz de manejar no linealidades.

Cuando el MPC es aplicado a accionamientos eléctricos se puede clasificar en dos categorías [42, 43, 44]: Control predictivo basado en modelo de conjunto continuo (CCS-MPC, del inglés, *Continuous control set model predictive control*) y control predictivo basado en modelo de conjunto finito (FCS-MPC, del inglés, *Finite control set model predictive control*).

En el enfoque del CCS-MPC, el algoritmo de control se basa en la predicción de las variables de estado de acuerdo al modelo discreto del sistema. Las variables de estado predecidas son usadas en la función costo, la cual es evaluada a lo largo de un horizonte de predicción y así se obtiene el vector de control de acciones futuras. Solo la primer acción de control es aplicada al sistema para obtener un ciclo de trabajo continuo, el cual es aplicado a través de un modulador PWM.

En el enfoque del FCS-MPC, junto con el DTC se clasifican como estrategias de control directas para accionamientos eléctricos [44] y al igual que el CCS-MPC, se realiza una predicción de las variables de la máquina con base en el modelo matemático de la planta para una longitud del horizonte de predicción deseada con respecto a todos los vectores de voltaje factibles que pueda ofrecer el inversor [45]. La selección del voltaje óptimo se logra mediante una función costo predefinida. Dado que los vectores de voltaje del inversor son discretos, los vectores de voltaje óptimo son de la misma naturaleza, lo que hace que los valores de salida sean aleatorios y discontinuos conduciendo así a frecuencias de conmutación variables. Con base en algunas estrategias de subdivisión o refinamiento de los vectores de voltaje, el número de vectores de voltaje factibles para la predicción y la función costo se pueden ampliar para generar vectores de voltaje continuos o cuasi-continuos que se puedan aplicar a través de un PWM [46].

Los enfoques comunes de control predictivo basados en modelo utilizados para el seguimiento de la referencia en la electrónica de potencia se caracterizan por tener una alta complejidad computacional al resolver el problema de control óptimo para horizontes de predicción lejanos. Dado que el horizonte de predicción lejano es necesario para garanti-

zar la estabilidad y un buen rendimiento en lazo cerrado [47], el MPC se vuelve complejo para aplicaciones en tiempo real. Como consecuencia, en los casos en donde se considera un seguimiento de referencia de las corrientes a ser aplicadas al convertidor, el horizonte de predicción se restringe a uno [48]. A pesar de los intentos por superar la complejidad computacional para sistemas no lineales en electrónica de potencia, el problema de implementar estos algoritmos permanece abierto.

Técnicas introducidas en [49, 50] reducen la carga computacional al aumentar el horizonte de predicción. En [51, 52] el problema de optimización se formula como un problema de mínimos cuadrados enteros y se le da solución aplicando un algoritmo de ramificación y poda generando la secuencia de control óptima. En [53] el método implementado disminuyó el costo computacional mediante la decodificación de esfera. Sin embargo, la complejidad sigue siendo exponencial en la longitud del horizonte de predicción. En [51] se presenta un método bajo el cual se aumenta el sistema para estimar la frecuencia de conmutación y se resuelve el problema de optimización mediante programación dinámica aproximada.

Un enfoque con una matemática menos profunda consiste en la ponderación exponencial de datos el cual se ha utilizado en [54] para producir márgenes de estabilidad en reguladores lineales. Posteriormente, esta idea fue extendida en [55] para el diseño del control predictivo generalizado (GPC, del inglés, *generalized predictive control*). La idea de la ponderación exponencial es fácil de usar y proporciona un parámetro de ajuste en el desempeño del sistema controlado. En [56] se sugiere una ponderación exponencial decreciente en la función costo con el objetivo de mejorar la estabilidad numérica de los algoritmos basados en MPC que contienen integradores. Los resultados muestran que el número de condición de la matriz utilizada en el proceso de optimización se reduce si se usa un factor de ponderación que disminuye exponencialmente en el diseño. Aunque la estabilidad en lazo cerrado no se establece con el uso de este factor, estudios de simulaciones muestran que con un uso modesto de la ponderación y el uso adecuado de otros parámetros de ajuste, se puede lograr la estabilidad en lazo cerrado.

Para las estrategias de control basado en MPC aplicados a convertidores de potencia se toma como base el modelo discreto del motor en cuestión para posteriormente elegir el vector de voltaje óptimo de acuerdo con los resultados de la predicción. Por lo tanto, el

rendimiento del sistema de control se ve significativamente afectado por la precisión de la predicción. En términos generales existen 4 factores principales que pueden influir en la precisión de la predicción del modelo, los cuales se describen a continuación:

El primer factor es el método de discretización para obtener el modelo de predicción del motor a partir de las ecuaciones diferenciales continuas que describen la dinámica del motor. Es bien sabido que existen varios métodos de aproximación para ecuaciones diferenciales [57]. En el campo de control de motores el método de aproximación directa de Euler se usa ampliamente para obtener el modelo discreto del motor debido a su simplicidad y baja carga computacional para aplicaciones de predicción [58, 59]. En [60] se hace uso de una aproximación implícita de Tustin y se combina con el método de Euler hacia adelante, mientras que en [61] se utiliza la expansión en series de Taylor de segundo orden.

El segundo factor es el tiempo de muestreo, el cual se encuentra estrictamente relacionado con el rendimiento de control. En general cuanto más pequeño es el periodo de muestreo se cuenta con una mejor predicción del modelo y mejor será el rendimiento del control en estado estable, esto ha sido demostrado empíricamente mediante los resultados experimentales presentados en [45, 62]. En particular cuando las variables del sistema y las entradas cambian rápidamente, un tiempo de muestreo largo no puede responder inmediatamente y puede producir grandes errores de seguimiento [61]. Sin embargo, el tiempo de muestreo no puede reducirse indefinidamente debido a las limitaciones del hardware.

El tercer factor es el desajuste de parámetros entre la predicción del modelo y el motor real. Debido a la inexactitud de las mediciones, parámetros del modelo predecido pueden no ser los mismos que los valores reales. Además, los parámetros del motor también cambian según la saturación magnética y la temperatura [63]. Tales desajustes de parámetros pueden traer diferente grado de error en la predicción lo que puede conducir a una selección incorrecta del vector de voltaje óptimo y deteriorar el rendimiento del control del sistema. Muchos artículos publicados han propuesto métodos para resolver este problema, incluido el diseño de un algoritmo de predicción sin modelo [64, 65], la identificación de parámetros en línea [66, 67] y la construcción de observadores para estimar la influencia de las desviaciones de los parámetros [68, 69, 70].

Por último, la aplicación de horizontes de predicción lejanos resulta en un costo compu-

tacional elevado, ocasionando que la implementación en un sistema embebido se vuelva una tarea complicada. Sin embargo, las predicciones lejanas ayudan a asegurar la estabilidad del control, por lo que es necesario encontrar un balance entre el valor máximo con el que se puede definir el horizonte de predicción y la capacidad de procesamiento del sistema digital.

En resumen el deterioro del desempeño del sistema de control se debe a errores en la predicción del modelo, ya que el modelo real puede ser inexacto debido a desajustes en los parámetros por razones de tolerancia, de producción en masa, o desviaciones de parámetros operativos por saturación magnética o impactos térmicos. Ignorar efectos secundarios por simplificación de impactos numéricos debido a errores de distribución son otros factores de perturbación importantes [71, 72]. Además, la no linealidad del inversor provoca desviaciones entre la referencia y la tensión de salida real [73, 74].

Si estas perturbaciones o incertidumbres no se abordan adecuadamente en el proceso de diseño del MPC el rendimiento del control se deteriorará durante los transitorios y es muy probable que se produzcan errores en estado estable. En la literatura se ha estudiado ampliamente el efecto de las perturbaciones sobre los sistemas de control, para los enfoques MPC aplicado a la electrónica de potencia no ha sido la excepción. En los enfoques donde se hace uso de controladores basados en MPC en cascada con controladores de velocidad [75, 76], el no compensar apropiadamente las perturbaciones e incertidumbres, puede llevar al deterioro en el desempeño del control, por ello, es necesario contrarrestar su efecto.

1.3. Planteamiento del problema

Recientemente los vehículos eléctricos ligeros (LEV, del inglés, light electric vehicles) tales como bicicletas eléctricas, scooters eléctricos, LEV de tres ruedas, etc. Han llamado la atención de la industria a causa de su baja emisión de gases invernadero y mayor eficiencia en movilidad. Los LEV tradicionalmente utilizan un motor de CD y para ello, la PMSM se ha posicionado como una alternativa de implementación, lo que ha motivado el desarrollo de métodos de control para mejorar las características par-velocidad y obtener un mejor rango operativo y mejor eficiencia.

Uno de los motivos por el cual el desempeño de la PMSM puede verse afectado es causado por el tiempo de ejecución de los algoritmos de control, encaminando la investigación de la presente tesis al desarrollo de una técnica de control predictivo que reduzca el costo computacional, sin comprometer el desempeño del control ni el de la máquina eléctrica.

La técnica de control que se implementó en este trabajo de investigación consistió en el diseño de un control predictivo basado en modelo de conjunto continuo CCS-MPC, mediante el cual se controlan las corrientes del estator de la PMSM en cascada con un control de velocidad, esto se realizó siguiendo el enfoque clásico del FOC. Debido a la alta cantidad de operaciones que conlleva la implementación del control CCS-MPC en un sistema digital, se introdujo una función costo ponderada exponencialmente, con el fin de reducir dicho costo computacional.

1.4. Justificación

En años recientes ha ido en aumento el interés por el desarrollo de LEVs como una solución ante las altas emisiones de los vehículos de combustión interna y también para hacer frente ante los problemas de tráfico en las grandes ciudades. Algunas de las aplicaciones en donde se han encontrado los LEV son transporte de turistas, entrega de mercancías ligeras, etc. En cuanto a la investigación se refiere, se han centrado esfuerzos por hacer que los LEV tengan mayor autonomía, desarrollando nuevos dispositivos de almacenamiento de energía eléctrica, carga rápida y eficiente de los bancos de baterías, e implementación de motores eléctricos. Diversas técnicas y métodos desarrollados se han aplicado a motores eléctricos mejorando el desempeño de estos aprovechando al máximo sus características. No obstante el reto es diseñar e implementar controles que nos permitan obtener la mayor eficiencia del sistema eléctrico de acuerdo a la tarea que este realice.

Una de las técnicas que se ha investigado y aplicado con éxito en accionamientos y motores eléctricos es el MPC, el cual es conocido por sus beneficios en relación a los problemas de control óptimo. Sin embargo, debido al alto costo computacional, la aplicación del MPC se limitaba solo a sistemas con una respuesta dinámica lenta, aunque actualmente es posible su implementación en sistemas con dinámicas rápidas a causa de

la creciente capacidad de los dispositivos de procesamiento digital, lo que lo hace una técnica de control atractiva para ser implementada en vehículos eléctricos que exigen un funcionamiento eficiente. Las estrategias basadas en MPC son de especial interés para su aplicación en máquinas eléctricas, ya que a partir de estas estrategias de control es posible obtener un seguimiento rápido y preciso en las variables controladas.

En máquinas eléctricas donde se implementa el control por campo orientado, existe básicamente una estructura en cascada que incorpora al control de velocidad y al control de corriente, estos lazos de control generalmente utilizan controladores clásicos del tipo proporcional integral (PI, del inglés, *proportional integral*), lo cual trae consigo un problema de limitación en la respuesta dinámica. El lazo interno es generalmente diseñado para obtener una dinámica rápida que resulte en un comportamiento aceptable en el sistema. Por lo anterior, es necesario llevar a la práctica controladores de alto desempeño para regular los lazos de control internos. Una alternativa consiste en la implementación de controladores predictivos [77].

El CCS-MPC se ha aplicado con éxito en diversos sistemas para los cuales se ha tenido la necesidad de mejorar su rendimiento y robustez, el caso de las máquinas eléctricas no ha sido la excepción. Al reemplazar los lazos de los controladores PI, se obtiene ahora una estrategia de control por campo orientado que toma en cuenta las limitaciones del sistema (restricciones) a través de la función costo. Mediante la implementación de un función costo ponderada exponencialmente propuesta, se reduce significativamente la complejidad computacional, permitiendo que el desempeño del dispositivo de procesamiento digital no se vea afectado, aunado a poder emplear horizontes de predicción lejanos de forma segura.

Debido a todas estas características es que para el desarrollo de la presente tesis se ha elegido el CCS-MPC como una técnica adecuada para el control de la PMSM y por consiguiente obtener un desempeño aceptable en el vehículo eléctrico. No obstante también se presentan algunas dificultades en la implementación, las cuales se proporcionan en la Tabla 1.1 en forma de cuadro comparativo con la mención de algunas otras ventajas no citadas anteriormente.

Ventajas	Desventajas
Control multivariable	Mayor complejidad que el controlador PI
Consideración de las limitaciones del sistema	Necesidad de un modelo matemático bien fundamentado
Distorsión armónica baja	Costo computacional elevado
Manejo de no linealidades	Baja robustez ante variaciones en los parámetros

Tabla 1.1: Ventajas y desventajas generales de la implementación de esquemas basados en MPC.

1.5. Objetivo general

Diseñar e implementar un control de corriente mediante un esquema de control predictivo basado en modelo de conjunto continuo que incorpore una función costo ponderada exponencialmente que logre reducir el costo computacional para un motor síncrono de imanes permanentes.

1.5.1. Objetivos específicos

- Investigar e implementar el método de modulación por vectores espaciales por medio de la plataforma de simulación Matlab/Simulink para el arranque en lazo abierto de un motor síncrono de imanes permanentes.
- Desarrollar el control predictivo basado en modelo aplicado a un motor síncrono de imanes permanentes, para su implementación en una simulación.
- Implementar una función costo ponderada exponencialmente y realizar comparativas con el esquema clásico del control predictivo basado en modelo.
- Poner en marcha la plataforma experimental para la verificación experimental del algoritmo propuesto.
- Implementar el esquema de control propuesto mediante el uso de microcontroladores para garantizar su correcto funcionamiento.

1.6. Hipótesis

El diseño de un control predictivo basado en modelo de conjunto continuo con función costo exponencial aplicado a un motor síncrono de imanes permanentes se verá significativamente reducido en complejidad computacional y permitirá un desempeño adecuado de la máquina eléctrica. A su vez, el control implementado será capaz de mitigar el efecto de perturbaciones externas.

1.7. Metodología

Para llevar a cabo el desarrollo de la presente investigación es conveniente visualizar dos parte importantes las cuales se exponen a continuación:

Primera parte:

- Simulación mediante Matlab/Simulink del control en lazo abierto del motor síncrono de imanes permanentes.
- Simulación en lazo cerrado mediante controladores clásicos del tipo PI.
- Introducción al control predictivo basado en modelo con simulación como ejemplo.

Segunda parte:

- Desarrollo del control predictivo con restricciones y función costo ponderada exponencialmente.
- Traslado de los algoritmos desarrollados a un sistema digital.
- Implementación en plataforma experimental y obtención de resultados experimentales.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

2.1. Fasor espacial

La teoría de fasores fue desarrollada durante el siglo XX [78, 79, 80] y constituye una herramienta para describir las ecuaciones que determinan el comportamiento de una máquina de AC. El estudio de máquinas eléctricas requiere del conocimiento de ciertas magnitudes las cuales están espacialmente distribuidas (corrientes, voltajes, y flujos electromagnéticos) por lo que la representación mediante fasores espaciales es la adecuada para esta tarea [79].

Por definición, un vector espacial es un segmento orientado en un plano complejo que caracteriza en cada momento la distribución espacial de las magnitudes de las componentes trifásicas, siempre que esta distribución sea sinusoidal. El fasor siempre apunta al punto máximo de la onda y su módulo es igual a la amplitud de la onda. Tanto la amplitud como la velocidad de la onda pueden variar de forma arbitraria [79].

Las ventajas de usar fasores para la representación de las variables del modelo matemático de la PMSM son diversas, entre ellas conocer la ubicación espacial y temporal de las variables físicas. Del mismo modo, el uso de fasores para describir la dinámica de 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 [81]. Así, con este método 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

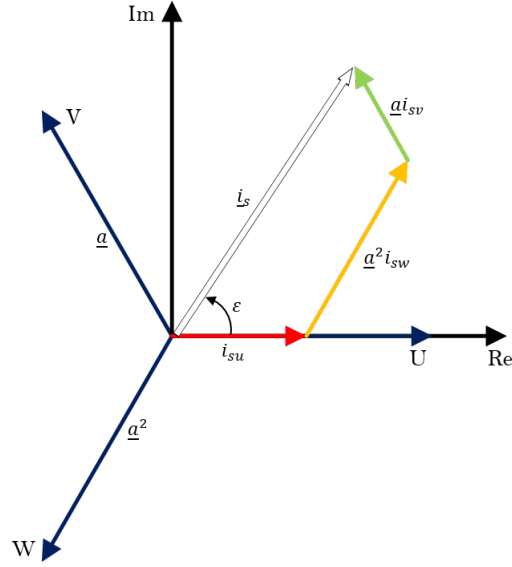


Figura 2.1: Representación gráfica del fasor espacial de corriente.

de AC: corrientes, voltajes, y flujos magnéticos.

Para el caso de las corrientes del estator, i_{su} , i_{sv} e i_{sw} representan los valores instantáneos de las corrientes en las fases del estator U , V , W , respectivamente. El fasor espacial de corriente de estator i_s resultante, se define mediante:

$$\underline{i}_s = \frac{2}{3} \cdot [\underline{i}_{su} + \underline{i}_{sv} + \underline{i}_{sw}] = \frac{2}{3} \cdot [i_{su} + \underline{a} \cdot i_{sv} + \underline{a}^2 \cdot i_{sw}] \quad (2.1)$$

donde

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

La constante $2/3$ define la distribución de la densidad total de las corrientes de un devanado trifásico. Se puede notar que en las ecuaciones (2.1) y (2.2) las constantes \underline{a} y \underline{a}^2 corresponden a la dirección de los fasores espaciales de las corrientes i_{sv} e i_{sw} respectivamente. La orientación espacial corresponde a cada una de las inductancias del estator de la PMSM, por lo tanto se mantiene constante. En el caso de la magnitud, ésta varía de acuerdo al tiempo. Finalmente, el fasor resultante es producto de las variaciones de la magnitud de los fasores de cada una de las variables de las fases U , V y W [81].

2.2. Transformaciones de marco de referencia

Debido a que el análisis de un sistema trifásico suele ser complejo, es necesario, hacer uso de una representación simple que nos permita obtener un modelo matemático válido, dicha representación corresponde al fasor espacial. La complejidad proviene de que tanto las magnitudes de voltaje, corriente y flujo magnético varían de acuerdo a la operación de la máquina. Para el análisis de una máquina eléctrica, las transformaciones de marco de referencia constituyen una metodología apropiada, pues de esta forma, no solo es posible simplificar las ecuaciones que describen su comportamiento, sino también el diseño del control.

En un sistema trifásico balanceado las resistencias e inductancias para cada una de las fases U , V y W son iguales, se suele encontrar conexiones en tipo delta y estrella manteniendo un punto neutral aislado y que cumple con la siguiente relación:

$$i_{su} + i_{sv} + i_{sw} = 0 \quad (2.3)$$

Dado que el fasor espacial es una función compleja que depende del tiempo, es posible expresarlo en sus componentes real e imaginaria en un plano complejo, donde la magnitud y el ángulo varían en relación a:

$$\underline{i}_s(t) = i_s(t) \cdot e^{j\varepsilon(t)} \quad (2.4)$$

Uno de los marcos de referencia más utilizados para expresar el fasor espacial de corriente consiste en alinear el eje real con uno de los devanados del estator de la PMSM, comúnmente con el devanado U , como se observa en la Figura 2.1. A este marco de referencia supuesto se lo conoce como marco de referencia del estator y al eje real e imaginario se les denomina alfa y beta ($\alpha - \beta$) respectivamente. Así, el fasor de corriente puede escribirse como:

$$\underline{i}_s = \frac{2}{3} \cdot [i_{su} + \underline{a} \cdot i_{sv} + \underline{a}^2 \cdot i_{sw}] = i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} \quad (2.5)$$

Para obtener el valor de la componente real $i_{s\alpha}$, tomamos la ecuación (2.5)

$$\begin{aligned}
i_{s\alpha} &= \operatorname{Re} \{ \underline{i}_s \} \\
i_{s\alpha} &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{3} \cdot [i_{su} + \underline{a} \cdot i_{sv} + \underline{a}^2 \cdot i_{sw}] \right\} \\
i_{s\alpha} &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{3} \cdot \left[i_{su} + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot i_{sv} + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot i_{sw} \right] \right\} \\
i_{s\alpha} &= \frac{2}{3} \left[i_{su} - \frac{1}{2} (i_{sv} + i_{sw}) \right]
\end{aligned} \tag{2.6}$$

De forma similar se obtiene el valor de la componente imaginaria:

$$\begin{aligned}
i_{s\beta} &= \operatorname{Im} \{ \underline{i}_s \} \\
i_{s\beta} &= \operatorname{Im} \left\{ \frac{2}{3} \cdot [i_{su} + \underline{a} \cdot i_{sv} + \underline{a}^2 \cdot i_{sw}] \right\} \\
i_{s\beta} &= \operatorname{Im} \left\{ \frac{2}{3} \cdot \left[i_{su} + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot i_{sv} + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot i_{sw} \right] \right\} \\
i_{s\beta} &= \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sv} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sw} \right]
\end{aligned} \tag{2.7}$$

De esta forma, la transformación del sistema trifásico (U, V, W) a un sistema bifásico equivalente es conocida como transformación de Clark [82]. Las componentes del fasor sobre los ejes U, V y W pueden ser obtenidas mediante:

$$\begin{aligned}
i_{sa} &= \operatorname{Re} \{ \underline{i}_s \} = i_{s\alpha} \\
i_{sb} &= \operatorname{Re} \{ \underline{i}_s \cdot a^{-1} \} = -\frac{1}{2} \cdot i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{s\beta} \\
i_{sc} &= \operatorname{Re} \{ \underline{i}_s \cdot a^{-2} \} = -\frac{1}{2} \cdot i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{s\beta}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Además del marco de referencia estacionario asociado al estator, las ecuaciones del fasor espacial descrito en el plano $\alpha - \beta$, se pueden formular en un marco de referencia giratorio como se muestra en la Figura 2.2. A este nuevo marco de referencia se le denomina del rotor ($d - q$), donde el eje q representa el eje de cuadratura y el eje d representa el eje directo. Esta transformación consiste en alinear el eje d con el rotor de la PMSM, formándose así, un ángulo $\gamma(t)$ entre la componente real del marco de referencia del rotor d

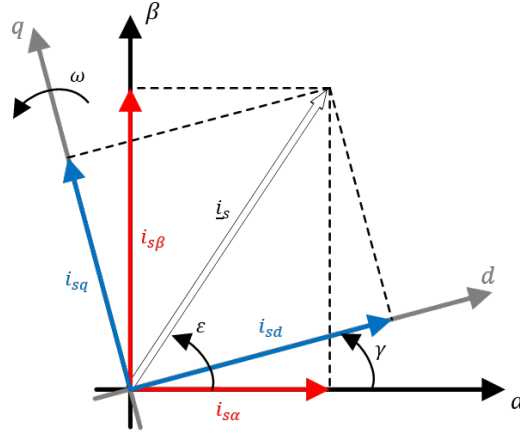


Figura 2.2: Transformación del fasor espacial de corriente del marco de referencia del estator ($\alpha - \beta$) al marco de referencia del rotor ($d - q$).

y la componente real del marco de referencia del estator α . A esta transformación se le conoce como transformación de Park [82].

Mediante la Figura 2.2 se pueden observar las siguientes relaciones: $i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} = \underline{i}_s \cdot e^{j\varepsilon}$ e $i_{sd} + j \cdot i_{sq} = \underline{i}_s \cdot e^{j(\varepsilon - \gamma)}$. Por lo que es posible transformar el marco de referencia estacionario $\alpha - \beta$ en el marco de referencia rotacional $d - q$ mediante:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} &= (i_{sd} + j \cdot i_{sq}) \cdot e^{j\gamma} \\ i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} &= (i_{sd} + j \cdot i_{sq}) \cdot (\cos(\gamma) + j \cdot \sin(\gamma)) \\ i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} &= (i_{sd} \cdot \cos(\gamma) - i_{sq} \cdot \sin(\gamma)) + j \cdot (i_{sd} \cdot \sin(\gamma) + i_{sq} \cdot \cos(\gamma)) \end{aligned} \quad (2.9)$$

e inversamente como:

$$i_{sd} + j \cdot i_{sq} = (i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta}) \cdot e^{-j\gamma} \quad (2.10)$$

Es posible escribir la transformación de Park en forma matricial como sigue:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

La transformación inversa de Park se expresa mediante:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

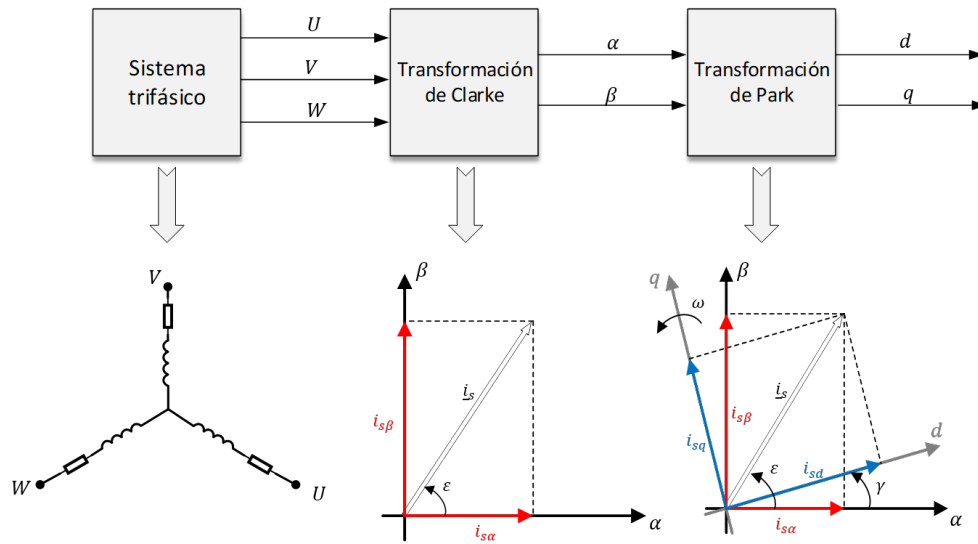


Figura 2.3: Transformaciones de marco de referencia.

En la Figura 2.3 se presenta un esquema general del proceso de transformación de marco de referencia de un sistema trifásico, pasando por las transformaciones de Clarke y de Park.

2.3. Modelo matemático de la PMSM

La dinámica de la PMSM puede ser caracterizada mediante los marcos de referencia introducidos previamente. Para este determinado caso de estudio, nos interesa el modelo matemático en el marco de referencia del rotor ($d - q$). Para realizar dicho modelo es conveniente tomar en cuenta las siguientes consideraciones [83]:

- Se asume que la PMSM bajo estudio es una máquina de dos polos, la extensión a una máquina con más polos es considerada mediante el número de polos en las siguientes ecuaciones.
- El estator de la PMSM es un devanado trifásico distribuido simétricamente.
- El estator de la PMSM 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 se consideran constantes.
- La influencia de la temperatura en los parámetros de la PMSM, 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.

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

Al aplicar la transformación de Park se realiza un cambio de marco de referencia donde las variables asociadas con el estator de la PMSM (voltaje, corriente y flujo magnético) se sustituyen por variables correspondientes a un devanado hipotético que gira en sincronía con el rotor (ver la Figura 2.4), en donde la resistencia e inductancia no presentan variación respecto al tiempo. El modelo matemático es descrito mediante ecuaciones diferenciales en el marco de referencia ($d - q$) mediante las siguientes expresiones [84]:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt}\psi_{sd} - \omega_e \cdot \psi_{sq} \\ u_{sq} &= R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt}\psi_{sq} + \omega_e \cdot \psi_{sd} \end{aligned} \quad (2.13)$$

donde

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= L_{sd} \cdot i_{sd} + \psi_{PM} \\ \psi_{sq} &= L_{sq} \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad (2.14)$$

En (2.14) L_{sd} y L_{sq} corresponden al valor de las inductancias en los ejes d y q respectivamente, i_{sd} e i_{sq} corresponden a las corrientes, mientras que ψ_{sd} y ψ_{sq} son los flujos electromagnéticos, y ψ_{PM} es el flujo magnético de los imanes permanentes. Reemplazando ψ_{sd} y ψ_{sq} en las ecuaciones dadas en (2.13) se obtiene:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_e \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ u_{sq} &= R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_e (L_{sd} \cdot i_{sd} + \psi_{PM}) \end{aligned} \quad (2.15)$$

donde R_s es la resistencia para ambos ejes d y q , ω_e es la velocidad angular del rotor, u_{sd} y u_{sq} es el voltaje del estator en el eje d y q . La ecuación que describe el par electromagnético M_e esta dada por:

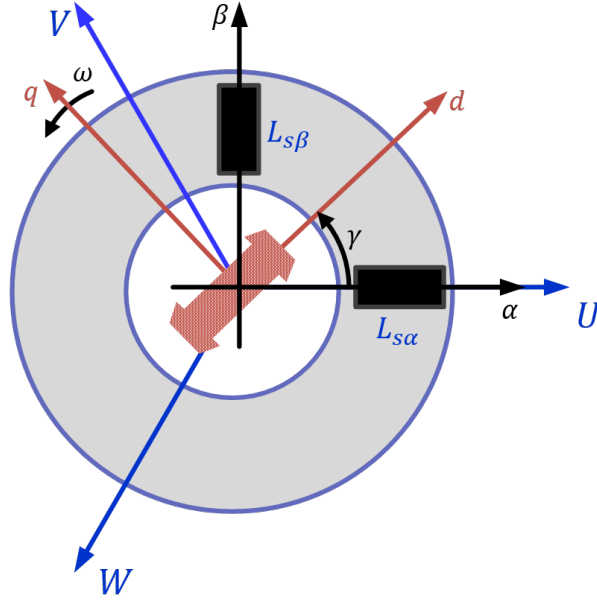


Figura 2.4: Esquema simplificado del devanado del modelo matemático de la PMSM en el marco de referencia $d - q$.

$$M_e = \frac{3}{2}p (\psi_{sd} \cdot i_{sq} - \psi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (2.16)$$

Donde p corresponde al número de par de polos. Sustituyendo ψ_{sd} y ψ_{sq} en la ecuación (2.16) se obtiene:

$$M_e = \frac{3}{2}p (\psi_{PM} \cdot i_{sq} + i_{sd} \cdot i_{sq} (L_{sd} - L_{sq})) \quad (2.17)$$

La variación de la reluctancia entre el eje directo d y el eje de cuadratura q es bastante pequeño para máquinas de imanes montados en la superficie del rotor. En consecuencia, existe muy poca variación (menos del 10 %) entre las inductancias de los ejes d y q [26]. Por ello, se considera $L_{sd} = L_{sq}$ simplificando la ecuación (2.17) como se muestra a continuación:

$$M_e = \frac{3}{2}p (\psi_{PM} \cdot i_{sq}) \quad (2.18)$$

2.4. Inversor trifásico de voltaje (VSI)

El dispositivo que se encarga de suministrar de voltaje a la PMSM es un convertidor electrónico de potencia. Debido a que la máquina eléctrica necesita un voltaje trifásico para operar, es necesario utilizar un inversor trifásico de voltaje, el cual le permite modificar la velocidad angular de la PMSM al variar la frecuencia de las corrientes que circulan a través del estator.

Los componentes principales del inversor son los transistores encargados de realizar una conmutación controlada y de esta forma regular el suministro de energía a la PMSM. Como es posible ver en la Figura 2.5, se cuenta con 6 transistores de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET, del inglés, *metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*) dispuestos en dos niveles identificados como S_{u+} , S_{v+} , S_{w+} para el nivel superior y S_{u-} , S_{v-} , S_{w-} para el nivel inferior. Estos dispositivos se encuentran conectados en configuración de medio puente de donde se conecta a cada uno de ellos una respectiva fase de la PMSM.

El voltaje proveniente de la batería de CD circula a través de los MOSFET, los cuales mediante una secuencia de conmutación adecuada, convierten el voltaje de la fuente en voltaje de CA permitiendo así el accionamiento de la PMSM.

2.4.1. Principio de operación

A través de la topología de la Figura 2.5 se pueden identificar 8 estados de conmutación de los transistores para cada nivel del inversor trifásico de voltaje (VSI, del inglés, *voltage source inverter*). Los transistores actúan como interruptores controlados, por lo que las regiones de operación a considerar son las de corte y saturación, la primera correspondiente al estado lógico “0” y la segunda al estado lógico “1” respectivamente. Un circuito es el encargado de generar la secuencia de conmutación controlada activando así cada MOSFET a través de la compuerta (gate) haciendo que este entre en la región de saturación conduciendo voltaje entre las terminales de la fuente (source) y el drenaje (drain), cada MOSFET opera de manera individual. Es importante señalar que la operación de los transistores es complementaria, es decir, si un transistor en el nivel superior se encuentra en la región de saturación, su correspondiente en el nivel inferior se encuentra entonces en la región de corte, para ejemplificar esta situación véase la Figura 2.5.

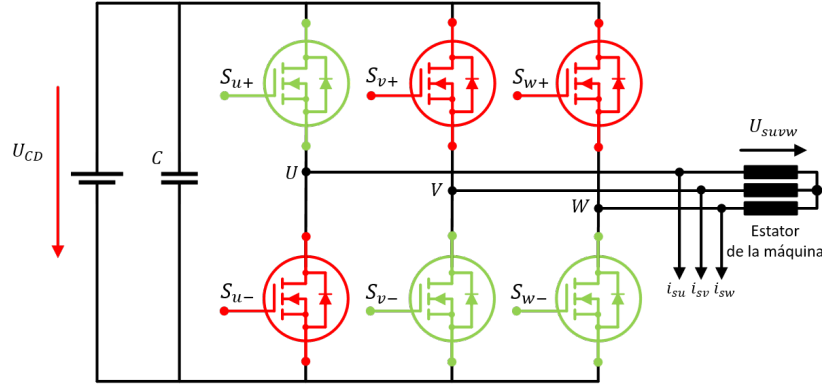


Figura 2.5: Topología del inversor trifásico de voltaje.

Por cada estado de conmutación se genera un vector espacial de voltaje (VSV, del inglés, *voltage space vector*) de los cuales a seis de ellos se les denominan vectores espaciales de voltaje activos (AVSV, del inglés, *active voltage space vector*) denotados por $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$; y a los dos restantes se les denomina como vectores espaciales de voltaje nulos (ZVSV, del inglés, *zero voltage space vector*) denotados por U_0, U_7 . Los AVSV y los ZVSV (también llamados vectores activos y vectores nulos respectivamente) tienen una representación en el marco de referencia $(\alpha - \beta)$ generando lo que se conoce como hexágono de tensiones mostrado en la Figura 2.6. Los vectores activos dividen al plano complejo en 6 sectores, ubicándose cada vector a $\pi/3$ rad.

El voltaje generado u_v mediante cada VSV puede ser determinado mediante la siguiente expresión:

$$u_v = \begin{cases} \frac{2}{3}U_{CD} \cdot e^{j(v-1)\frac{\pi}{3}} & \text{para } v = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{para } v = 0, 7 \end{cases} \quad (2.19)$$

Donde U_{CD} es el voltaje de la batería de CD y v identifica al VSV. Las componentes ortogonales en el marco de referencia $(\alpha - \beta)$ para cada VSV se presentan en la Tabla 2.1

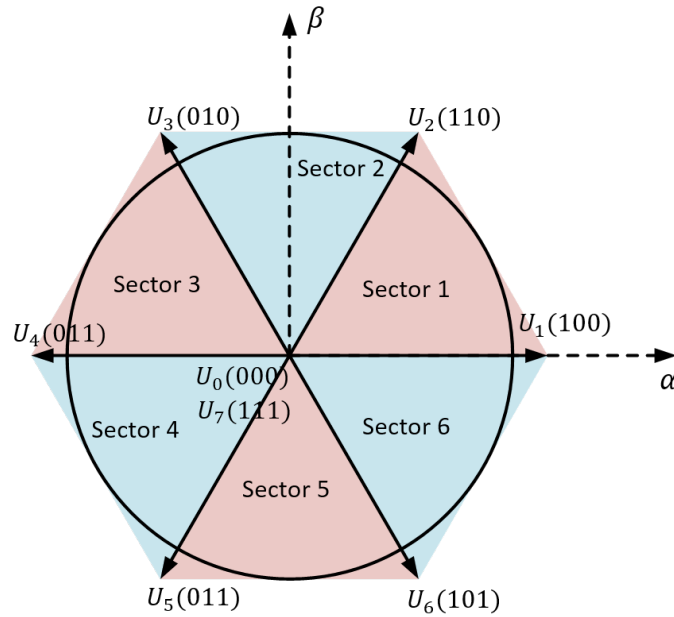


Figura 2.6: Ubicación en el marco de referencia $(\alpha - \beta)$ de los AVSV y los ZVSV.

VSV	\mathbf{U}_0	\mathbf{U}_1	\mathbf{U}_2	\mathbf{U}_3	\mathbf{U}_4	\mathbf{U}_5	\mathbf{U}_6	\mathbf{U}_7
Estado de conmutación	000	100	110	010	011	001	101	111
$\mathbf{u}_\alpha/\mathbf{U}_{CD}$	0	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	0
$\mathbf{u}_\beta/\mathbf{U}_{CD}$	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 el plano $(\alpha - \beta)$ para cada VSV.

2.5. Modulación por vectores espaciales (SVM)

La modulación por vectores espaciales (SVM, del inglés, *space vector modulation*) propuesta por primera vez en [85] y [86], es una técnica de PWM muy popular hoy en día debido a su simplicidad y a sus características de operación, ya que nos permiten 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 un sólo VSV es capaz de representar al fasor trifásico del sistema balanceado.

Se requiere que mediante la SVM se genere un vector $\vec{U}(t)$ eligiendo adecuadamente los estados de los transistores durante un tiempo determinado en cada secuencia de conmutación. Para obtener la frecuencia de conmutación mínima de cada transistor del VSI, es necesario organizar la secuencia de conmutación de tal manera que la transición de un estado al siguiente se realice conmutando solo un transistor del VSI [85].

El voltaje instantáneo de salida $\vec{U}(t)$ se puede obtener mediante la siguiente expresión:

$$\vec{U}(t) = \frac{T_0}{T_s}\vec{U}_0 + \frac{T_1}{T_s}\vec{U}_1 + \dots + \frac{T_7}{T_s}\vec{U}_7 \quad (2.20)$$

donde $T_0, T_1, \dots, T_7 \geq 0$ son los tiempos de activación de cada uno de los VSV y $T_0 + T_1 + \dots + T_7 = T_s$ donde T_s corresponde al tiempo de muestreo.

De la ecuación (2.20) es posible obtener un número infinito de combinaciones para $\vec{U}(t)$. 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 [87]:

$$\vec{U}(t) = \frac{T_1}{T_s}\vec{U}_1 + \frac{T_2}{T_s}\vec{U}_2 + \frac{T_7}{T_s}\vec{U}_7 + \frac{T_0}{T_s}\vec{U}_0 \quad (2.21)$$

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

Ahora el problema radica en el cálculo de los tiempos de activación T_1 y T_2 para los vectores \vec{U}_1 y \vec{U}_2 . Al observar la Figura 2.7a es posible realizar un análisis para determinar dichas variables, de modo que, aplicando la ley de senos se obtiene:

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

Resolviendo 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 $\vec{U}_1 = \frac{2}{3}U_{CD}$ 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:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s\vec{U}(t)\sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)}{U_{CD}} \quad (2.22)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s\vec{U}(t)\sin(\theta)}{U_{CD}} \quad (2.23)$$

Las ecuaciones (2.22) y (2.23) son válidas si el vector que se desea generar se encuentra en el Sector 1 sin embargo, es posible obtener una generalización para todos los sectores como se muestra en las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot \vec{U}(t)}{U_{CD}} \sin\left(\frac{\pi}{3}Sector - \theta\right) \\ T_2 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot \vec{U}(t)}{U_{CD}} \sin\left(\theta - (Sector - 1)\frac{\pi}{3}\right) \\ T_0 &= T_s - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (2.24)$$

Las ecuaciones dadas en (2.24) están limitadas en la región lineal de la SVM. En la región lineal el vector $\vec{U}(t)$ siempre se mantiene dentro del círculo inscrito en el hexágono de tensiones. Fuera de este círculo se encuentra la región de sobre-modulación donde la SVM opera de forma no lineal. Este trabajo se limita a trabajar únicamente en la región lineal.

Se define el índice de modulación m_{index} como:

$$m_{index} = \frac{U_{ref}}{U_{lsw}}$$

Donde U_{lsw} es el voltaje fundamental de la onda de salida cuadrada, $U_{lsw} = \frac{2}{\pi}U_{CD}$. El voltaje de referencia no debe superar $\frac{2}{3}U_{CD}$ para evitar que el VSI opere en el modo de sobre-modulación (véase la Figura 2.7b). Por lo que el máximo valor que puede tomar esta dado por $U_{ref} = \frac{2}{3}U_{CD} \cdot \cos\frac{\pi}{6}$ o bien:

$$U_{ref} = \frac{1}{\sqrt{3}}U_{CD}$$

Por lo que el índice de modulación esta dado por:

$$m_{index} = 0.907 \quad (2.25)$$

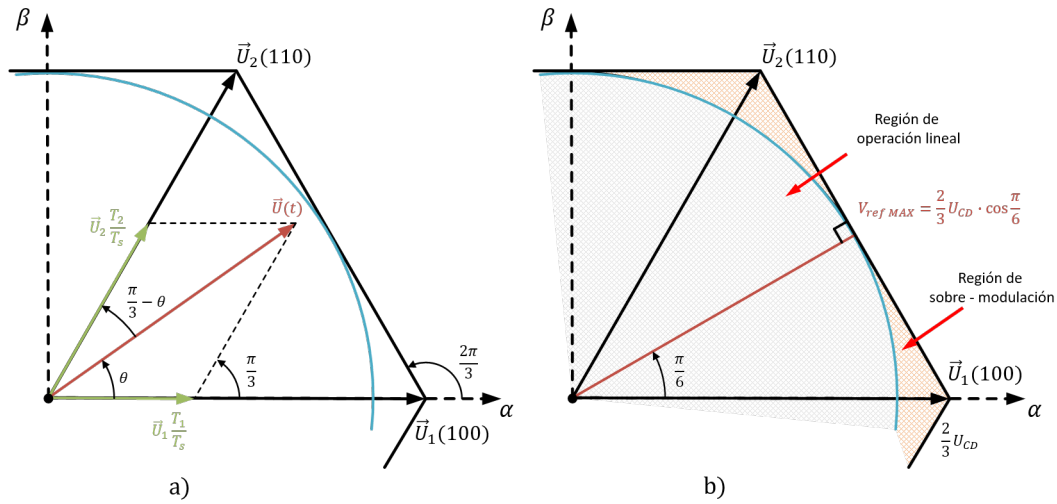


Figura 2.7: a) Cálculo de los tiempos para generar el vector de referencia en el Sector 1. b) Cálculo del voltaje de referencia máximo alcanzable mediante la SVM.

Es necesario mantener este índice en dicho valor para asegurar la operación de la SVM en la región lineal. Traducido a porcentaje, decimos que solo el 90.7% de la onda cuadrada esta disponible en la región lineal.

2.6. Control por campo orientado (FOC)

El primer trabajo sobre el FOC fue propuesto por Blachke [88] en 1971 para máquinas de inducción y ha surgido como un método para permitir que las máquinas de AC logren un rendimiento dinámico similar o incluso superior al de la máquina de CD. Esto, junto con el hecho de que las máquinas de CA tienen muchas ventajas sobre las máquinas de CD, como menor mantenimiento, mayor confiabilidad y menor costo, ha resultado en el uso creciente de máquinas de CA controladas mediante el FOC en aplicaciones de alto desempeño dinámico donde las máquinas de CD se utilizaban tradicionalmente [83].

En el control por campo orientado se tiene como objetivo principal obtener un control desacoplado de la componente de flujo (corriente de campo) y la componente de par (corriente de armadura) similar a lo que sucede en el control de un motor de CD. Una posible estrategia de control, consiste en cancelar la componente del flujo para obtener una expresión simplificada del par y así realizar un control más simple [9]. El esquema clásico del FOC se muestra en la Figura 2.8.

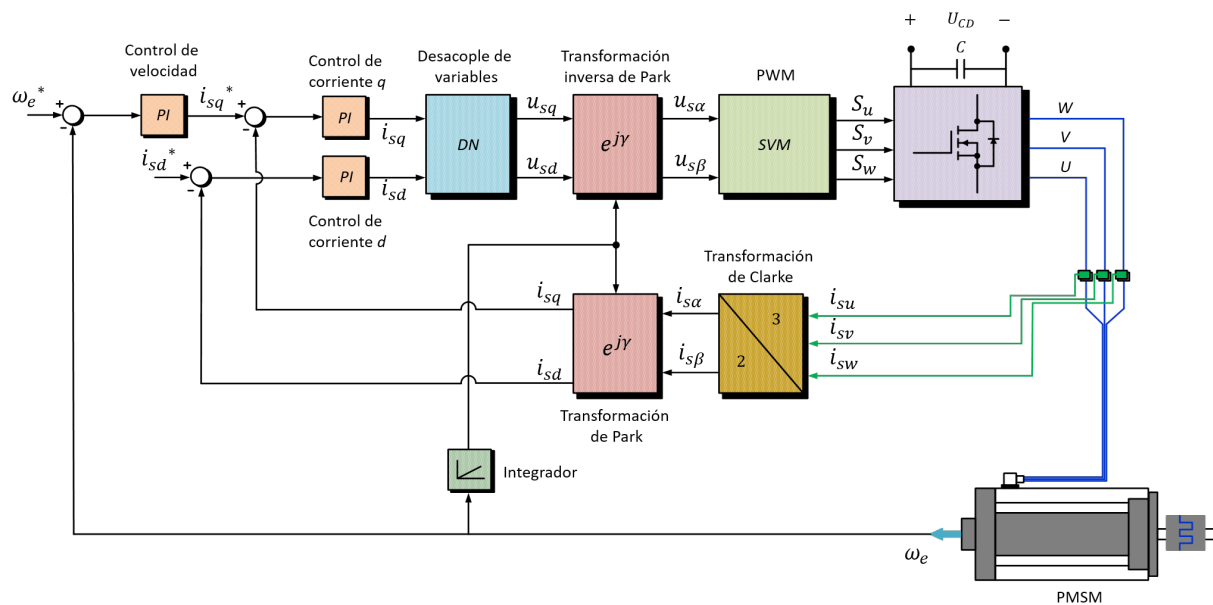


Figura 2.8: Esquema clásico del FOC.

Las estrategias de control que pueden ser abordadas mediante el esquema del FOC son las siguientes [26]:

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

La selección de la estrategia de control depende de la aplicación y la característica de la carga. El control constante del ángulo de par se implementa en la presente investigación donde la velocidad del motor se controla por debajo de la velocidad nominal.

2.6.1. Control constante del ángulo el par

En este control, el ángulo de par, ϵ , se mantiene a 90° y, por lo tanto, la corriente de campo, correspondiente al eje directo (d) es forzada a cero dejando como variable de control sólo a la componente del par, correspondiente al eje de cuadratura (q) [26]. Por

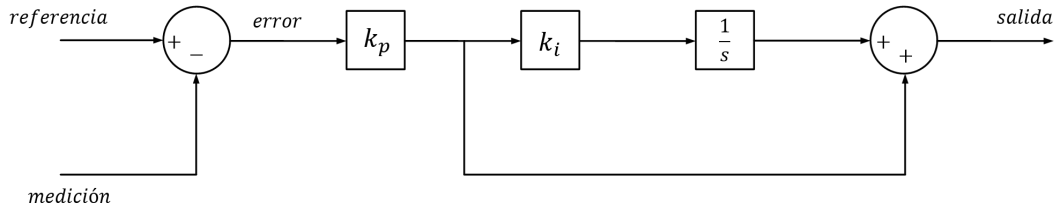


Figura 2.9: Control PI serie.

lo tanto, la magnitud de la corriente q es igual al 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 variables [89].

De forma general se puede resumir al control constante del ángulo de par como sigue [90]:

- El ángulo de par entre la corriente del estator y el flujo del rotor se regula para que sea constante durante cualquier modo de funcionamiento. El par se regula mediante la amplitud de la corriente del estator.
- La referencia de ángulo de par se elige en función de los datos nominales de la máquina y su modo de funcionamiento. Los valores van de 0° a 90° .

En este caso, el *modo de funcionamiento* se refiere a un requisito de rendimiento operativo específico. Por ejemplo, la máquina puede funcionar en máximo par por ampere al superar los 90° .

2.6.2. Diseño de Controladores PI

La topología utilizada para el diseño de los controladores PI es la que se muestra en la Figura 2.9. Se elige el diseño del controlador PI de corriente bajo el método de respuesta en frecuencia ya que las ganancias k_p y k_i se encuentran directamente relacionadas con los parámetros del sistema. k_p establece la ganancia para todas las frecuencias y k_i define directamente el punto de inflexión del controlador en radianes por segundo [91].

La función de transferencia del control PI se escribe como:

$$PI(s) = \frac{k_p k_i \left(1 + \frac{s}{k_i}\right)}{s} \quad (2.26)$$

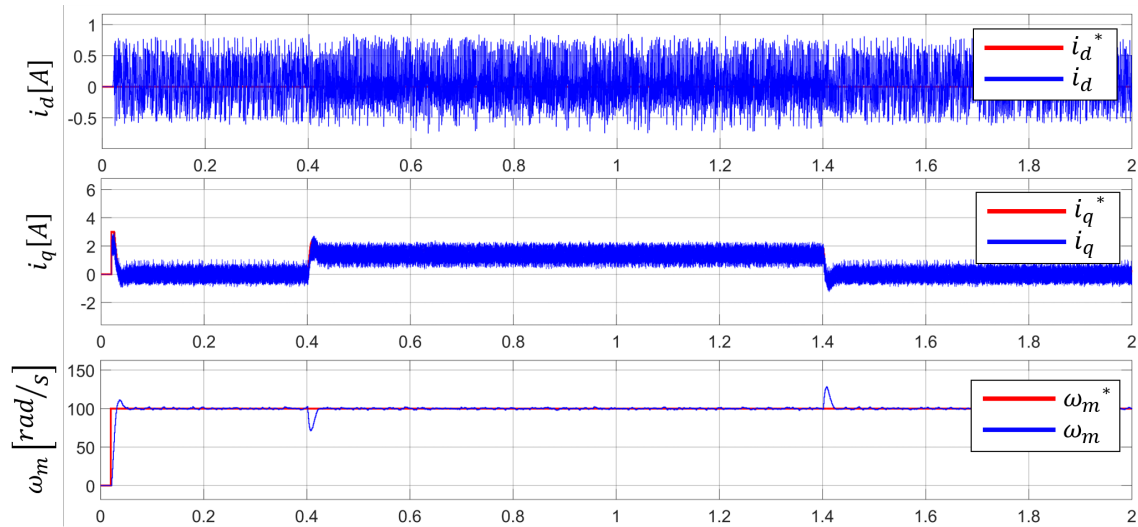


Figura 2.10: Evaluación del desempeño de los controladores PI de corriente.

Se utiliza una aproximación de primer orden del motor y asumiendo que la fuerza contra electromotriz es constante, se define la función de transferencia de pequeña señal del motor como:

$$\frac{I(s)}{V(s)} = \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{L}{R}s} \quad (2.27)$$

de manera que la función de transferencia en lazo cerrado es:

$$G(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{k_i}\right)}{\left(\frac{L}{k_p k_i}\right) s^2 + \left(\frac{R}{k_p k_i} + \frac{1}{k_i}\right) s + 1} \quad (2.28)$$

Como es posible observar, existen dos polos en la función de transferencia. Una elección adecuada de k_p y k_i debe evitar la existencia de polos complejos ya que el sistema podría tener sobre impulsos resonantes. Para este fin, el denominador de $G(s)$ se factoriza como:

$$\left(\frac{L}{k_p k_i}\right) s^2 + \left(\frac{R}{k_p k_i} + \frac{1}{k_i}\right) s + 1 = (1 + Cs)(1 + Ds) \quad (2.29)$$

donde C y D son números reales. Realizando los cálculos y sustituciones necesarias, se obtiene que:

$$\begin{aligned}k_i &= \frac{R}{L} \\k_p &= L \cdot BW\end{aligned}\tag{2.30}$$

donde BW es el ancho de banda deseado, el cual es un parámetro a sintonizar. Si BW se incrementa, conduce a un alto margen de estabilidad [91]. Una vez obtenidas las ganancias, se procede a discretizar el control PI para obtener las nuevas ganancias para el sistema de control en tiempo discreto y dar paso a la simulación del mismo. En la Figura 2.10 se observa el desempeño del control mediante el método de sintonización utilizado. La simulación se realiza para un tiempo de dos segundos, donde se establece una velocidad de referencia de 100 rad/s . Asimismo, al sistema entra una perturbación en el par de carga en el segundo 0.4 y se mantiene durante 1 segundo hasta ser retirada. Es posible apreciar rizo en el seguimiento de las corrientes de referencia, esto es, debido a la conmutación del inversor trifásico del voltaje. Por otro lado, se observa que el control puede llegar a mitigar los efectos de la perturbación en el par de carga sobre la velocidad.

Capítulo 3

Control Predictivo Basado en Modelo de Conjunto Continuo para una PMSM

3.1. Introducción

El control predictivo basado en modelo MPC se originó a finales de los años setenta y se ha desarrollado considerablemente desde entonces. El MPC no designa una estrategia de control específica sino una gama muy amplia de métodos de control que hacen un uso explícito del modelo de la planta para obtener la señal de control minimizando mediante una función objetivo. Las ideas que aparecen en mayor o menor grado en toda la familia del control predictivo son básicamente las que se observan en la Figura 3.1.

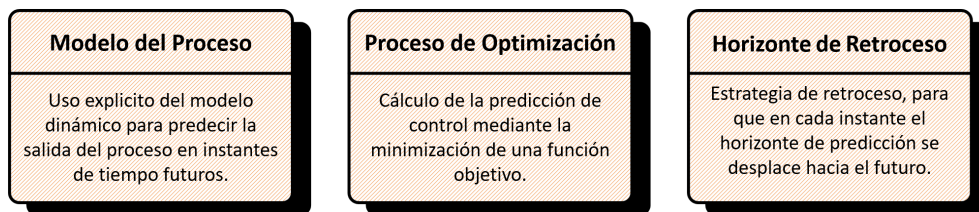


Figura 3.1: Elementos generales que forman parte de las estrategias de control basadas en MPC.

Las diversas formulaciones del MPC no solo se han aplicado con éxito en la industria de procesos, sino también se ha llevado a robots manipuladores [92] e incluso en sistemas de anestesia clínica. Asimismo, se han implementado los esquemas de control predictivo

basado en modelo en la industria química, refinerías y petroquímicas mayoritariamente [18]. El buen desempeño de estas aplicaciones demuestra la capacidad del MPC para lograr sistemas de control altamente eficientes capaces de operar durante largos periodos de tiempo [93]. El MPC presenta una serie de ventajas sobre otros métodos, así como también ciertas desventajas entre las que destacan las mencionadas en la Tabla 3.1.

Ventajas	Desventajas
Conceptos intuitivos	Derivación mas compleja que un controlador PID clásico
Aplicación a una gran variedad de procesos (simples o complejos)	Costo computacional
Control multivariable	Se necesita un modelo apropiado del proceso
Implementación sencilla	Las diferencias entre el modelo y el proceso real afectan el desempeño del control
Manejo de restricciones en el diseño de control	

Tabla 3.1: Ventajas y desventajas del uso de los esquemas MPC.

La metodología de todos los controladores pertenecientes a la familia MPC se caracteriza por la siguiente estrategia, representada en la Figura 3.2 [93]:

- Las salidas futuras para un horizonte determinado N_p , llamado horizonte de predicción, se predicen en cada instante t utilizando el modelo del proceso. Estas salidas predichas $y(t+k | t)$ para $k = 1, 2, \dots, N_p$ dependen de los valores conocidos hasta el instante t (entradas y salidas pasadas) y de las señales de control futuras $u(t+k | t)$ para $k = 0, 1, \dots, N_p - 1$.
- El conjunto de señales de control futuras se calcula optimizando un criterio determinado para mantener el proceso lo más cerca posible de la trayectoria de referencia. Este criterio generalmente toma la forma de una función cuadrática de los errores entre la señal de salida y la trayectoria de referencia.
- La señal de control $u(t | t)$ se envía al proceso mientras que las siguientes señales de control calculadas son descartadas, porque en el siguiente instante de muestreo

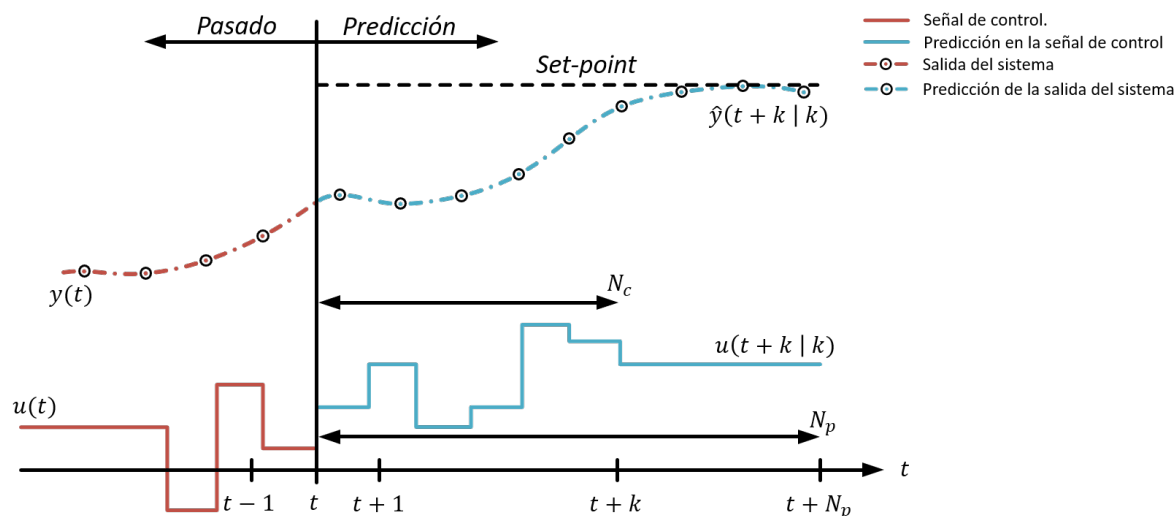


Figura 3.2: Estrategia de control general para el MPC.

$y(t+1)$ ya se conoce y se repite el paso 1 con este nuevo valor y todas las secuencias se actualizan.

La estructura básica del MPC es la que se muestra en la Figura 3.3, el cual hace uso del modelo del proceso para realizar la predicción de las salidas tomando como datos los valores actuales y anteriores, así como las acciones de control futuras. Las acciones de control son calculadas mediante el proceso de optimización de la función costo, comúnmente identificada por la letra J , donde es tomado en cuenta el error de seguimiento y las restricciones pertinentes.

El modelo del proceso es una parte primordial del MPC, ya que este debe ser capaz de capturar adecuadamente la dinámica del proceso para efectuar con exactitud las predicciones, es por este hecho que las estrategias basadas en MPC aplicados a sistemas eléctricos suponen un buen rendimiento debido a lo siguiente:

- Los modelos de sistemas eléctricos están bien definidos y fundamentados.
- El MPC puede ser naturalmente diseñado en tiempo discreto, lo cual se considera una ventaja debido a la naturaleza discreta de los convertidores electrónicos de potencia.
- Los sistemas eléctricos suelen ser sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas.

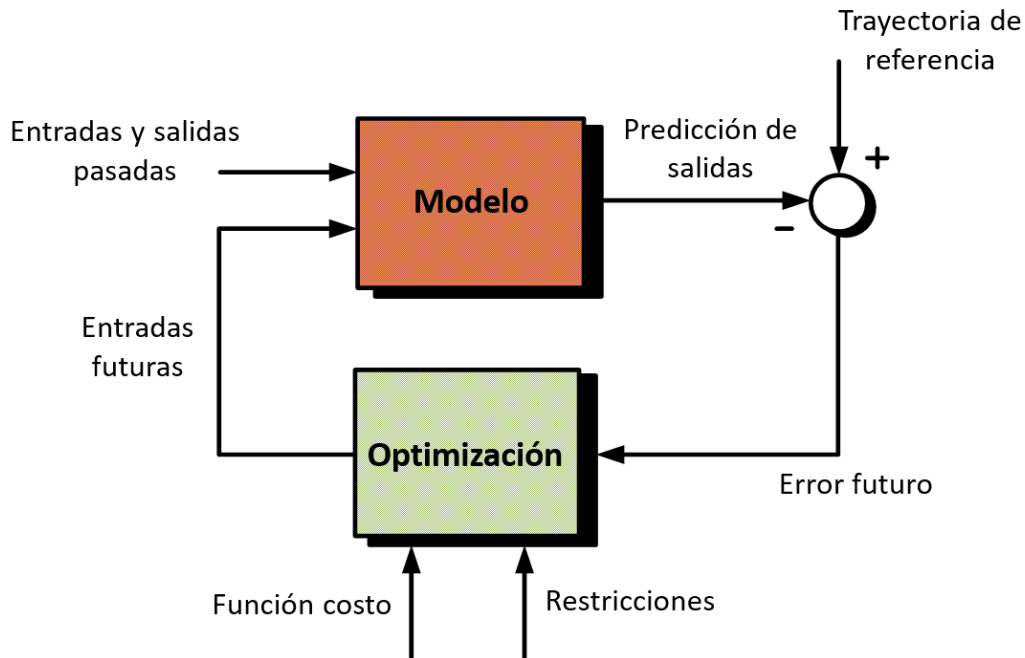


Figura 3.3: Estructura básica del MPC.

- Al considerar en la función objetivo restricciones, es posible diseñar el sistema de control tomando en cuenta los límites de operación de la planta a modo de proteger el dispositivo.
- Anteriormente la implementación del MPC contemplaba un costo computacional elevado. Cabe mencionar que actualmente se fabrican microcontroladores con mayor capacidad de cálculo y memoria por lo que hoy en día, esto ya no se considera una problemática.

3.2. Control predictivo basado en modelo de conjunto continuo

3.2.1. Modelo Aumentado

Los sistemas de control predictivo son diseñados con base en el modelo matemático de la planta en su representación en espacio de estado en tiempo discreto. A partir del modelo

discreto de la planta, es posible utilizar los valores de las variables de estado en el instante k , para llevar a cabo la predicción de la salida, y así optimizar la señal de control [94].

Considerando el modelo en espacio de estado en tiempo discreto:

$$\begin{aligned}x_m(k+1) &= A_m x_m(k) + B_m u(k) \\ y(k) &= C_m x_m(k)\end{aligned}\tag{3.1}$$

y con el fin de obtener una acción integral en el control predictivo, es necesario llevar a cabo una modificación en el modelo para que se adapte al propósito de diseño. Por lo que a continuación, se obtiene el modelo aumentado para el diseño del control.

Tomando la ecuación (3.1) se realiza lo siguiente CITA:

$$x_m(k+1) - x_m(k) = A_m (x_m(k) - x_m(k-1)) + B_m (u(k) - u(k-1)).\tag{3.2}$$

ahora se denota la diferencia en la variable de estado como:

$$\Delta x_m(k+1) = x_m(k+1) - x_m(k); \quad \Delta x_m(k) = x_m(k) - x_m(k-1)\tag{3.3}$$

y la diferencia en la variable de control como:

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)\tag{3.4}$$

El modelo en espacio de estado tomando en cuenta las nuevas variables se escribe como:

$$\begin{aligned}\Delta x_m(k+1) &= A_m \Delta x_m(k) + B_m \Delta u(k) \\ y(k+1) &= C_m A_m \Delta x_m(k) + C_m B_m \Delta u(k) + y(k)\end{aligned}\tag{3.5}$$

Se eligen las nuevas variables de estado como:

$$x(k) = \begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix}\tag{3.6}$$

Por lo que el modelo aumentado del sistema (3.6) se puede reescribir como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta x_m(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_m & o_m^T \\ C_m A_m & I_{q \times q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_m \\ C_m B_m \end{bmatrix} \Delta u(k) \\ y(k) &= \begin{bmatrix} o_m & I_{q \times q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Donde $I_{q \times q}$ es una matriz identidad de dimensiones $q \times q$ donde q corresponde al número de salidas; o_m es una matriz de ceros de dimensiones $q \times n$ donde n es el número de estados; las matrices A_m y C_m tienen dimensiones $n \times n$ y $q \times n$ respectivamente, mientras que B_m es de dimensiones $n \times m$ donde m es el número de entradas de control.

Por simplicidad es necesario escribir las ecuaciones dadas en (3.7) de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + B\Delta u(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (3.8)$$

donde:

$$A = \begin{bmatrix} A_m & o_m^T \\ C_m A_m & I_{q \times q} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} B_m \\ C_m B_m \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} o_m & I_{q \times q} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

3.2.2. Predicción de la salida y de las variables de estado

Una vez obtenido el modelo aumentado del sistema, el objetivo consiste en diseñar un sistema de control predictivo para predecir la salida de la planta con una señal de control futura. Esta predicción se realiza dentro de una ventana de optimización.

Se asume que el instante de muestreo $k_i > 0$; las variables de estado se encuentran disponibles para su medición, y el estado $x(k_i)$ proporciona la información actual de la planta. La trayectoria de control futuro se representa mediante [94]:

$$\Delta u(k_i), \Delta u(k_i + 1), \dots, \Delta u(k_i + N_c - 1) \quad (3.10)$$

Donde N_c es el horizonte de control, determinando el número de parámetros usados para capturar la trayectoria de control futura. A partir del estado en el instante de tiempo k_i , las variables de estado futuras son predecidas para un horizonte de predicción N_p . El horizonte de predicción determina el número de muestras utilizadas para la trayectoria de

la predicción del estado, así como la longitud de la ventana de optimización. Las variables de estado futuras están dadas por:

$$x(k_i + 1 | k_i), x(k_i + 2 | k_i), \dots, x(k_i + m | k_i), \dots, x(k_i + N_p | k_i) \quad (3.11)$$

Con base en el modelo (A, B, C), las variables de estado futuras son calculadas de manera recursiva como se muestra en seguida:

$$\begin{aligned} x(k_i + 1 | k_i) &= Ax(k_i) + B\Delta u(k_i) \\ x(k_i + 2 | k_i) &= Ax(k_i + 1 | k_i) + B\Delta u(k_i + 1) \\ &= A^2x(k_i) + AB\Delta u(k_i) + B\Delta u(k_i + 1) \\ &\vdots \\ x(k_i + N_p | k_i) &= A^{N_p}x(k_i) + A^{N_p-1}B\Delta u(k_i) + A^{N_p-2}B\Delta u(k_i + 1) \\ &\quad + \dots + A^{N_p-N_c}B\Delta u(k_i + N_c - 1) \end{aligned} \quad (3.12)$$

De manera similar, la predicción de las variables de salida se puede obtener de manera recursiva como se muestra a continuación :

$$\begin{aligned} y(k_i + 1 | k_i) &= CAx(k_i) + CB\Delta u(k_i) \\ y(k_i + 2 | k_i) &= CA^2x(k_i) + CAB\Delta u(k_i) + CB\Delta u(k_i + 1) \\ y(k_i + 3 | k_i) &= CA^3x(k_i) + CA^2B\Delta u(k_i) + CAB\Delta u(k_i + 1) \\ &\quad + CB\Delta u(k_i + 2) \\ &\vdots \\ y(k_i + N_p | k_i) &= CA^{N_p}x(k_i) + CA^{N_p-1}B\Delta u(k_i) + CA^{N_p-2}B\Delta u(k_i + 1) \\ &\quad + \dots + CA^{N_p-N_c}B\Delta u(k_i + N_c - 1) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Definiendo los vectores siguientes,

$$\begin{aligned} Y &= [y(k_i + 1 | k_i) \ y(k_i + 2 | k_i) \ y(k_i + 3 | k_i) \ \dots \ y(k_i + N_p | k_i)]^T \\ \Delta U &= [\Delta u(k_i) \ \Delta u(k_i + 1) \ \Delta u(k_i + 2) \ \dots \ \Delta u(k_i + N_c - 1)]^T \end{aligned} \quad (3.14)$$

La predicción de las variables de salida se puede escribir en forma compacta como se muestra a continuación:

$$Y = Fx(k_i) + \Phi\Delta U \quad (3.15)$$

donde

$$F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}; \Phi = \begin{bmatrix} CB & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & 0 & \dots & 0 \\ CA^2B & CAB & CB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & CA^{N_p-3}B & \dots & CA^{N_p-N_c}B \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

3.2.3. Definición de la función costo

Para una señal de referencia $r(k_i)$, la cual se asume constante a lo largo de la ventana de predicción, el objetivo del control predictivo es mantener la salida del sistema lo más cerca posible de la señal de referencia. Por ello, el propósito del control es encontrar el “mejor” vector de control ΔU de forma que, una función costo predefinida de error entre la referencia y la salida predecida sea minimizada, definiendo dicha función como:

$$J = (R_s - Y)^T (R_s - Y) + \Delta U^T \bar{R} \Delta U \quad (3.17)$$

donde Y es la predicción de la salida con base en el modelo aumentado del sistema y R_s es la señal de referencia. El primer término de la ecuación (3.17) esta vinculado al objetivo de minimizar los errores entre la salida predecida y la referencia, mientras que el segundo término se encuentra vinculado a la ponderación en el incremento en la acción de control. \bar{R} es una matriz diagonal de la forma $\bar{R} = r_w I_{N_c \times N_c}$ ($r_w \geq 0$) donde r_w es un parámetro de ajuste para un rendimiento deseado en lazo cerrado.

3.2.4. Horizonte de Control en Retroceso

Para el sistema de control en lazo cerrado, se implementa el principio de horizonte de control en retroceso. A su vez, esto hace posible la incorporación de restricciones en el diseño de control. Pese a que el vector ΔU contiene la trayectoria de control futura, mediante la implementación de este principio, solo es aplicada al sistema la primer acción de control $\Delta u(ki)$. Para el siguiente instante de tiempo, se obtiene nuevamente la predicción a través de las mediciones del vector de estado mientras que el horizonte de predicción se recorre un instante de tiempo hacia adelante. Posteriormente, se da solución al problema de control óptimo de la función costo (3.17) para obtener la nueva trayectoria de control.

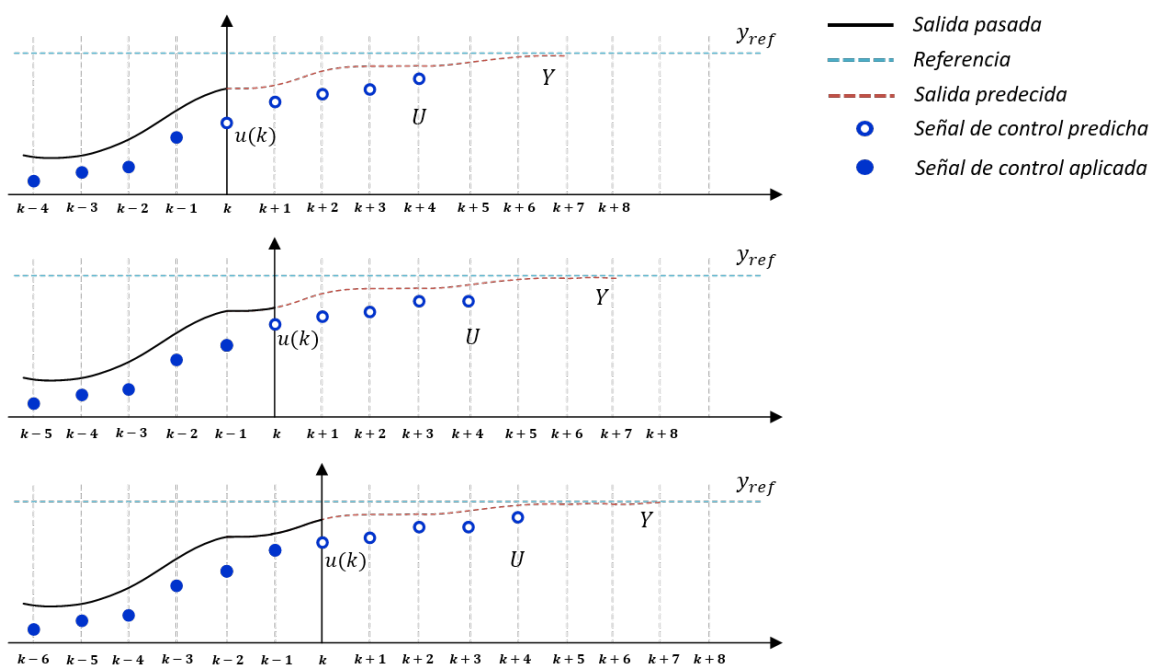


Figura 3.4: Ilustración del principio de control de horizonte en retroceso para un horizonte de predicción $N_p = 7$ y un horizonte de control $N_c = 3$.

A modo de ilustrar este principio, véase la Figura 3.4 donde se controla un sistema con un horizonte de predicción $N_p = 7$ y un horizonte de control $N_c = 4$. El objetivo del control es mantener la salida Y de la planta lo más cerca posible de la referencia representada por la línea azul punteada, para lo cual, el controlador determina la trayectoria óptima de control U (puntos azules huecos). En el instante k se aplica el primer elemento de la secuencia de control $u(k)$, teniendo un impacto sobre la salida. Posteriormente, el horizonte de control se recorre un instante de tiempo hacia adelante y se vuelve a calcular la predicción de la salida (línea punteada roja) y la nueva trayectoria de control. La línea sólida negra representa la salida de la planta pasada mientras que los puntos azules sólidos son las acciones de control aplicadas a la planta en el pasado.

3.3. Uso de las funciones de Laguerre en el diseño del CCS-MPC

La técnica central del diseño del CCS-MPC discreto, se basa en la optimización de una trayectoria de control futura, eligiendo como variable de decisión al incremento en la señal de control $\Delta u(k)$. Para un horizonte de control finito N_c , la diferencia en la señal de control $\Delta u(k)$ para $k = 0, 1, 2, \dots, N_c - 1$ es capturada por el vector de control $\Delta U(k)$ mientras que para el resto de $\Delta u(k)$ con $k = N_c, N_c + 1, N_c + 2, \dots, N_p$ se asumen como 0. El vector de control a ser optimizado es ΔU puede ser representado usando una función discreta δ junto con ΔU [94]:

$$\Delta u(k_i + i) = [\delta(i) \delta(i - 1) \dots \delta(i - N_c + 1)] \Delta U \quad (3.18)$$

donde $\delta(i) = 1$, para $i = 0$; y $\delta(i) = 0$ para $i \neq 0$. a partir de esta expresión es posible aproximar $\Delta u(k_i + 1)$ mediante una función polinomial discreta, para lo cual se propone un conjunto de funciones de Laguerre descritas como sigue:

$$L(k) = [l_1(k) \ l_2(k) \ \dots \ l_N(k)]^T \quad (3.19)$$

Aprovechando esta relación, el conjunto de funciones en tiempo discreto satisfacen la siguiente ecuación en diferencias [95]:

$$L(k + 1) = A_l L(k) \quad (3.20)$$

donde A_l es una matriz de $(N \times N)$, $\beta = (1 - a^2)$ y la condición inicial esta dada por:

$$L(0)^T = \sqrt{\beta} [1 \ -a \ a^2 \ -a^3 \ \dots \ (-1)^{N-1} a^{N-1}] \quad (3.21)$$

y la matriz A_l esta dada por:

$$A_l = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \beta & a & 0 & \dots & 0 \\ -a\beta & \beta & a & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ (-1)^{N-2} a^{N-2} \beta & (-1)^{N-3} a^{N-3} \beta & \dots & \beta & a \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

con condición inicial:

$$L(0)^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

entonces $l_1(k) = \delta(k)$, $l_2(k) = \delta(k - 1)$, $l_3(k) = \delta(k - 2)$, \dots , $l_N(k) = \delta(k - N + 1)$.

3.3.1. Inclusión de las funciones de Laguerre en el CCS-MPC

Al aproximar la trayectoria de control mediante las funciones de Laguerre, se desea reducir el número de parámetros necesarios para capturar la señal de control óptima. El uso de las funciones de Laguerre en el diseño del control [96], se debe principalmente a las dinámicas complicadas del proceso y/o a altas demandas en el rendimiento del MPC dando lugar a soluciones mal condicionadas numéricamente y a una gran cantidad de cálculos computacionales cuando el control se implementa en línea. Para un instante futuro de muestreo k_i , la trayectoria de control ΔU puede ser aproximada por un conjunto de funciones de Laguerre mediante:

$$\Delta u(k_i + k) = \sum_{j=1}^N c_j(k_i) l_j(k) \quad (3.24)$$

siendo k_i el inicio de la ventana de predicción, k es el instante de tiempo futuro, N es el número de términos en las funciones de Laguerre y c_j con $j = 1, 2, \dots, N$ son los coeficientes de Laguerre calculados a partir de k_i . La ecuación (3.24) se puede escribir en forma de vector como:

$$\Delta u(k_i + k) = L(k)^T \eta \quad (3.25)$$

donde el vector de parámetros η comprende N coeficientes de Laguerre:

$$\eta = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_N \end{bmatrix}^T \quad (3.26)$$

y $L(k)^T$ es la traspuesta del vector de funciones de Laguerre definido en la ecuación (3.20). Cuando las funciones de Laguerre son utilizadas, dado el modelo en espacio de estado (A, B, C) con $\Delta u(\cdot)$ como señal de entrada y con la información inicial de la variable de estado $x(k_i)$, la predicción de la variable de estado, $x(k_i + m | k_i)$ en el instante de muestreo m se convierte en:

$$x(k_i + m | k_i) = A^m x(k_i) + \sum_{i=0}^{m-1} A^{m-i-1} B L(i)^T \eta \quad (3.27)$$

Del mismo modo, al obtener la predicción de las variables de estado, la predicción de la salida de la planta en un muestreo futuro m es:

$$y(k_i + m | k_i) = CA^m x(k_i) + \sum_{i=0}^{m-1} CA^{m-i-1} BL(i)^T \eta \quad (3.28)$$

Con estas formulaciones, ambas predicciones son expresadas en términos del vector η . Así el vector de coeficientes η será optimizado y calculado en el diseño.

3.3.2. Función Costo

A pesar de que el algoritmo del control predictivo basado en modelo presentado en las secciones anteriores en forma de matrices y vectores es fácil de entender y su implementación es simple, se requiere de una gran memoria para almacenar las matrices del sistema. Con las funciones de Laguerre, una formulación alternativa de la función costo es obtenida. Recordando la función costo presentada en (3.17):

$$J = (R_s - Y)^T (R_s - Y) + \Delta U^T \bar{R} \Delta U \quad (3.29)$$

note que Y y ΔU se encuentran en forma de vector, la función costo es equivalente a:

$$J = \sum_{m=1}^{N_p} (r(k_i) - y(k_i + m | k_i))^T (r(k_i) - y(k_i + m | k_i)) + \eta^T R_L \eta \quad (3.30)$$

donde R_L es una matriz diagonal con elementos iguales r_w u $r(k_i)$ es la señal de referencia para la salida y en el tiempo k_i . En la ecuación (3.31) se han utilizado las funciones de Laguerre de tal forma que:

$$\Delta U^T \bar{R} \Delta U = \sum_{m=0}^{N_p} \Delta u(k_i + m)^T r_w \Delta u(k_i + m) \quad (3.31)$$

con

$$\Delta u(k_i + m) = [l_1(m) l_2(m) \dots l_N(m)] \eta \quad (3.32)$$

La función costo mostrada en (3.31) esta basada en la minimización de error entre la salida de referencia y la señal de salida. Las razones de esta elección incluyen la simplicidad, practicidad del costo y su similitud con los sistemas clásicos del control predictivo. Aquí, la función costo se reformula a modo de establecer un enlace con el regulador cuadrático

lineal en tiempo discreto (DLQR) donde el objetivo es encontrar el vector de coeficientes η para minimizar la función:

$$J = \sum_{m=1}^{N_p} x(k_i + m | k_i)^T Q x(k_i + m | k_i) + \eta^T R_L \eta \quad (3.33)$$

con las matrices de ponderación $Q \geq 0$ y $R_L > 0$. Particularmente Q tiene dimensiones igual al número de variables de estado y R_L tiene dimensiones igual a la dimensión del vector η . La razón de esta reformulación es la de conectar el CCS-MPC con el sistema DLQR para que los resultados del DLQR se presenten al análisis, ajuste y diseño del CCS-MPC con este fin se comparan las funciones costo (3.30) y (3.33).

Con el fin de incluir la señal de referencia en la función costo (3.33) es necesario redefinir la variable de estado $x(k) = [\Delta x_m(k)^T y(k)]^T$. Durante el proceso de optimización y predicción la señal de referencia $r(k_i)$ permanece sin cambios dentro de la ventana de optimización. Así, con la inclusión de la señal de referencia, dentro de una ventana de optimización, si la variable de estado se elige como:

$$x(k_i + m | k_i) = [\Delta x_m(k_i + m | k_i)^T y(k_i + m | k_i) - r(k_i)]^T \quad (3.34)$$

entonces la función costo para minimizar los errores de salida es idéntica a la función costo (3.33) con $Q = C^T C$. Se hace énfasis en que la inclusión de la señal de referencia no afecta el modelo utilizado para la predicción.

3.3.3. Optimización de la función costo

A partir de la ecuación (3.27), la predicción de estado se puede escribir como:

$$\begin{aligned} x(k_i + m | k_i) &= A^m x(k_i) + \sum_{i=0}^{m-1} A^{m-i-1} B L(i)^T \eta \\ &= A^m x(k_i) + \phi(m)^T \eta \end{aligned} \quad (3.35)$$

donde

$$\phi(m)^T = \sum_{i=0}^{m-1} A^{m-i-1} B L(i)^T \quad (3.36)$$

se observa que el número de filas de $\phi(m)$ es idéntico al número de filas en η . Se sustituye la ecuación (3.35) en la función costo (3.33) obteniendo:

$$J = \eta^T \left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)Q\phi(m)^T + R_L \right) \eta + 2\eta^T \left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)QA^m \right) x(k_i) + \sum_{m=1}^{N_p} x(k_i)^T (A^T)^m QA^m x(k_i) \quad (3.37)$$

Para encontrar el mínimo de la ecuación (3.37), sin restricciones, se aplica la derivada parcial de la función costo:

$$\frac{\partial J}{\partial \eta} = 2 \left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)Q\phi(m)^T + R_L \right) \eta + 2 \left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)QA^m \right) x(k_i) \quad (3.38)$$

Asumiendo que $\left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)Q\phi(m)^T + R_L \right)^{-1}$ existe, cuando $\frac{\partial J}{\partial \eta} = 0$ la solución óptima del vector de parámetros η es:

$$\eta = - \left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)Q\phi(m)^T + R_L \right)^{-1} \left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)QA^m \right) x(k_i) \quad (3.39)$$

Por simplicidad se definen las siguientes expresiones:

$$\Omega = \left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)Q\phi(m)^T + R_L \right) \quad (3.40)$$

$$\Psi = \left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)QA^m \right) \quad (3.41)$$

dando lugar a:

$$\eta = -\Omega^{-1}\Psi x(k_i) \quad (3.42)$$

La cual es la solución óptima del vector de parámetros η y a través de esta solución es posible construir la señal de control óptima que será aplicada al sistema de control.

3.3.4. Introducción de restricciones en el diseño del control.

La inclusión de las restricciones del sistema dentro del diseño de control es uno de los beneficios del control predictivo basado en modelo, ya que estas son contempladas en el proceso de optimización. En el desarrollo de esta tesis se consideran las restricciones sobre la amplitud de la señal de control, representando las limitaciones físicas del sistema. De forma simple se requiere que:

$$u^{min} \leq u(k) \leq u^{max} \quad (3.43)$$

donde u^{min} y u^{max} son los límites inferior y superior de la señal de control respectivamente. Las restricciones del sistema constituyen parte de los requerimientos de diseño por lo que es necesario relacionarlas con el problema del control predictivo basado en modelo. La clave es asociar la magnitud de las variables de control haciendo uso del vector ΔU de forma que:

$$\begin{aligned} \Delta u^{min} &\leq \Delta u(k_i) \leq \Delta u^{max} \\ \Delta u^{min} &\leq \Delta u(k_i + 1) \leq \Delta u^{max} \\ \Delta u^{min} &\leq \Delta u(k_i + 2) \leq \Delta u^{max} \\ &\vdots \\ \Delta u^{min} &\leq \Delta u(k_i + N_c - 1) \leq \Delta u^{max} \end{aligned} \quad (3.44)$$

Para describir el conjunto de ecuaciones (3.44), se hace uso de la siguiente forma compacta:

$$\Delta U^{min} \leq \Delta U \leq \Delta U^{max} \quad (3.45)$$

Debido a que se hace uso de la programación cuadrática para dar solución al problema de control óptimo con restricciones, es necesario escribir la ecuación (3.45) de forma que refleje ambos límites, mínimo y máximo respectivamente, de forma que se escribe:

$$\begin{aligned} -\Delta U &\leq -\Delta U^{min} \\ \Delta U &\leq \Delta U^{max} \end{aligned} \quad (3.46)$$

Comúnmente las restricciones son expresadas en términos del vector ΔU por lo que es preciso relacionar dicho vector con la variable de control. Esta relación es:

$$\Delta u(k_i) = u(k_i) - u(k_i - 1)$$

Una vez relacionadas dichas variables, el vector de control se puede escribir como:

$$\begin{bmatrix} u(k_i) \\ u(k_i + 1) \\ u(k_i + 2) \\ \vdots \\ u(k_i + N_c - 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ I \\ I \\ \vdots \\ I \end{bmatrix} u(k_i - 1) + \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ I & I & 0 & \cdots & 0 \\ I & I & I & \cdots & 0 \\ \vdots & & & & \\ I & I & \cdots & I & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k_i) \\ \Delta u(k_i + 1) \\ \Delta u(k_i + 2) \\ \vdots \\ \Delta u(k_i + N_c - 1) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Escribiendo la ecuación (3.47) en una forma matricial, las restricciones se expresan como:

$$\begin{aligned} -C_2 \Delta U &\leq -U^{min} + C_1 u(k_i - 1) \\ C_2 \Delta U &\leq U^{max} - C_1 u(k_i - 1) \end{aligned} \quad (3.48)$$

donde:

$$C_1 = \begin{bmatrix} I \\ I \\ I \\ \vdots \\ I \end{bmatrix}; \quad C_2 = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ I & I & 0 & \cdots & 0 \\ I & I & I & \cdots & 0 \\ \vdots & & & & \\ I & I & \cdots & I & I \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

dando paso a la representación de las restricciones en la siguiente forma:

$$M \Delta U \leq \delta \quad (3.50)$$

las matrices M y δ son:

$$M = \begin{bmatrix} -C_2 \\ C_2 \end{bmatrix}; \quad \delta = \begin{bmatrix} -U^{min} + C_1 u(k_i - 1) \\ U^{max} - C_1 u(k_i - 1) \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Siguiendo el enfoque de las funciones de Laguerre, es posible describir las restricciones dadas en (3.50) aproximando el incremento en la variable de control ΔU a un conjunto de funciones de Laguerre con su respectivo vector de parámetros η . Observe que:

$$u(k) = \sum_{i=0}^{k-1} \Delta u(i) \quad (3.52)$$

entonces las restricciones de desigualdad para instantes futuros de muestreo k con $k = 1, 2, \dots$, se expresan como:

$$u^{min} \leq \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{k-1} L_1(i)^T & o_2^T & \dots & o_m^T \\ o_1^T & \sum_{i=0}^{k-1} L_2(i)^T & \dots & o_m^T \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ o_1^T & o_2^T & \dots & \sum_{i=0}^{k-1} L_m(i)^T \end{bmatrix} \eta + u(k_i - 1) \leq u^{max} \quad (3.53)$$

Donde $u(k_i - 1)$ es la señal de control anterior al instante actual y o_k^T es un vector fila cero con las mismas dimensiones que $L_k(0)^T$. La minimización de la función costo presentada en la ecuación (3.37) se realiza mediante programación dinámica, para lo cual, se implementa el algoritmo de programación cuadrática de Hildreth sujeto a las restricciones dadas en la ecuación (3.50).

3.4. CCS-MPC con estabilidad asintótica

La idea central del control predictivo basado en modelo es la de minimizar la función costo definida como:

$$J = \sum_{j=1}^{N_p} x(k_i + j | k_i)^T Q x(k_i + j | k_i) + \sum_{j=0}^{N_p} \Delta u(k_i + j)^T R \Delta u(k_i + j) \quad (3.54)$$

para así, poder obtener la trayectoria de control óptima $\Delta u(\cdot)$. La función costo (3.54) es expresada en término de los coeficientes η y transformada a la expresión:

$$J = \eta^T \Omega \eta + 2\eta^T \Psi x(k_i) + \Gamma \quad (3.55)$$

donde

$$\begin{aligned}
\Omega &= \sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)Q\phi(m)^T + R \\
\Psi &= \sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)QA^m \\
\Gamma &= \sum_{m=1}^{N_p} x(k_i)^T (A^T)^m QA^m x(k_i)
\end{aligned} \tag{3.56}$$

Se puede observar que las magnitudes de los elementos de Ω se hacen más grandes conforme el horizonte de predicción N_p aumenta conduciendo a problemas de condición numérica. Este problema es común en la mayoría de los enfoque MPC. Recordando la solución óptima del vector η :

$$\eta = - \left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)Q\phi(m)^T + R_L \right)^{-1} \left(\sum_{m=1}^{N_p} \phi(m)QA^m \right) x(k_i) \tag{3.57}$$

Donde el cálculo de la matriz Ω^{-1} implica una gran cantidad de cálculos para horizontes largos por lo que la función costo original es modificada para producir soluciones numéricas bien condicionadas y poder asegurar el uso de horizontes de predicción largos sin arriesgar la estabilidad numérica de los algoritmos.

3.4.1. Función costo con factor de ponderación exponencial

A continuación se presenta la formulación del problema de optimización con restricciones. Con el fin de determinar el valor óptimo de los coeficientes de Laguerre, la ley de control es obtenida mediante la minimización de la siguiente función costo [56]:

$$J = \sum_{j=1}^{N_p} \alpha^{-2j} x(k_i + j | k_i)^T Q_\alpha x(k_i + j | k_i) + \sum_{j=0}^{N_p} \alpha^{-2j} \Delta u(k_i + j)^T R_\alpha \Delta u(k_i + j). \tag{3.58}$$

sujeto a:

$$\mathbf{u}^{min} \leq M\eta + \mathbf{u}(k-1) \leq \mathbf{u}^{max} \tag{3.59}$$

donde:

$$M = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{k-1} L_1(i)^T & \mathbf{o}_2^T & \dots & \mathbf{o}_m^T \\ \mathbf{o}_1^T & \sum_{i=0}^{k-1} L_2(i)^T & \dots & \mathbf{o}_m^T \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{o}_1^T & \mathbf{o}_2^T & \dots & \sum_{i=0}^{k-1} L_m(i)^T \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

y a la restricción de ecuación de estado:

$$x(k_i + j + 1 | k_i) = Ax(k_i + j | k_i) + B\Delta u(k_i + j) \quad (3.61)$$

Las matrices Q_α y R_α se definen como:

$$\begin{aligned} Q_\alpha &= \beta^2 Q + (1 - \beta^2) P_\infty \\ R_\alpha &= \beta^2 R \end{aligned} \quad (3.62)$$

con:

$$\beta = \frac{1}{\alpha} \quad (3.63)$$

y P_∞ es una matriz simétrica definida positiva que es la solución de la ecuación algebraica de Riccati para sistemas en tiempo discreto:

$$A^T \left[P_\infty - P_\infty B (R + B^T P_\infty B)^{-1} B^T P_\infty \right] A + Q - P_\infty = 0 \quad (3.64)$$

En la ecuación (3.58), $\alpha > 1$; $Q \geq 0$ y $R > 0$ son matrices seleccionadas arbitrariamente y, $Q_\alpha \geq 0$ y $R_\alpha > 0$ son matrices de dimensiones apropiadas; \mathbf{o}_k^T es un vector fila cero con las mismas dimensiones que $L_k(0)^T$; u^{min} , u^{max} son los límites inferior y superior de la entrada de control. Observe que cuando $\alpha = 1$ la función costo es idéntica a la mostrada en (3.54). El caso de mayor interés para el desarrollo de esta tesis es cuando $\alpha > 1$ ya que la ponderación exponencial α^{-2j} con $j = 1, 2, \dots, N_p$ aporta mayor énfasis al estado $x(k_i + j | k_i)$ en el tiempo actual y menor énfasis para un tiempo futuro.

A partir de la ecuación (3.58) se puede observar que un factor α^{-j} le corresponde a cada $x(k_i + j | k_i)$, lo mismo ocurre con $\Delta u(k_i + j)$, por lo tanto, el sistema original es transformado mediante las nuevas variables:

$$\begin{aligned} \hat{x}(k_i + j | k_i) &= \alpha^{-j} x(k_i + j | k_i) \\ \Delta \hat{u}(k_i + j) &= \alpha^{-j} \Delta u(k_i + j) \end{aligned} \quad (3.65)$$

dando paso al sistema:

$$\hat{x}(k_i + j + 1 | k_i) = \hat{A}\hat{x}(k_i + j | k_i) + \hat{B}\Delta\hat{u}(k_i + j) \quad (3.66)$$

donde

$$\hat{A} = \frac{A}{\alpha}; \quad \hat{B} = \frac{B}{\alpha}$$

Mediante el uso de estas nuevas variables ponderadas exponencialmente, la función costo exponencial es expresada en términos de las variables transformadas y el cálculo de la predicción de la salida ahora esta basada en el par $(\alpha^{-1}A, \alpha^{-1}B)$. Así, los valores propios no toman valores grandes, evitando el problema mal condicionado numéricamente.

El sistema en lazo cerrado se expresa como:

$$\hat{x}(k_i + j + 1 | k_i) = \alpha^{-1}(A - BK)\hat{x}(k_i + j | k_i) \quad (3.67)$$

donde la matriz de ganancias K de control de realimentación estabilizante dada por:

$$K = (R + \alpha^{-2}B^T P_\infty B)^{-1} \alpha^{-2} B^T P_\infty A \quad (3.68)$$

Examinando los valores propios del sistema, a partir de la ecuación (3.67) es posible observar que la matriz $\alpha^{-1}(A - BK)$ tiene todos sus valores propios dentro del círculo unitario al llevar el horizonte de predicción al infinito, lo cual es:

$$\alpha^{-1} |\lambda_{\max}(A - BK)| < 1 \quad (3.69)$$

por lo tanto, el sistema tiene valores propios:

$$|\lambda_{\max}(A - BK)| < \alpha \quad (3.70)$$

Mediante la elección de α ligeramente mayor que la unidad las matrices utilizadas para el calculo de la predicción de estado y de la salida se vuelven estables. De esta forma se evitan los problemas de condición numérica. Una vez resuelto este problema, mediante la definición de las matrices Q_α y R_α se logra la estabilidad del sistema dando solución la ecuación algebraica de Riccati [94].

3.5. Control de corriente de la PMSM

Recordando el modelo de la PMSM presentado en la sección Fundamentos Teóricos dado por:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_e \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ u_{sq} &= R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_e (L_{sd} \cdot i_{sd} + \psi_{PM}) \end{aligned} \quad (3.71)$$

se puede notar que presenta términos no lineales y dinámicas acopladas. Una representación lineal del modelo matemático puede ser obtenida mediante el desacople de los términos como en [97] mediante la definición de las siguientes variables:

$$\begin{aligned} u_{dd} &= u_{sd} + p\omega_m \psi_q \\ u_{qq} &= u_{sq} - p\omega_m \psi_d \end{aligned} \quad (3.72)$$

donde $\omega_e = p\omega_m$. Por lo que el modelo en espacio de estado se escribe como:

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) &= C_i x(t) \end{aligned} \quad (3.73)$$

donde

$$A_i = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, \quad B_i = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix}, \quad u(t) = \begin{bmatrix} u_{dd}(t) \\ u_{qq}(t) \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

El modelo en espacio de estado de la PMSM se encuentra en tiempo continuo por lo cual es convertido en su equivalente en tiempo discreto mediante la discretización de Euler. Este método es seleccionado para mantener un bajo costo computacional, sin embargo, el tiempo de muestreo utilizado, al ser pequeño, preserva la estabilidad de la discretización. El modelo en espacio de estado en tiempo discreto de la PMSM es:

$$\begin{aligned} x_m(k+1) &= A_m x_m(k) + B_m u(k) \\ y(k) &= C_m x_m(k) \end{aligned} \quad (3.76)$$

donde:

$$A_m = I + A_i T_s; \quad B_m = B_i T_s \quad (3.77)$$

Convencionalmente, u_{sd} y u_{sq} son convertidas a señales PWM mediante la técnica de modulación por vectores espaciales y suministradas a la PMSM mediante un convertidor de potencia. Antes de esta conversión, el sistema es desacoplado, y las nuevas señales de control u_{dd} y u_{qq} son calculadas para ser aplicadas a través del convertidor de potencia.

Por simplicidad el control de la PMSM se realiza comúnmente en un enfoque en cascada, donde el control de velocidad se encuentra en un lazo externo para realizar el seguimiento de la velocidad de referencia, mientras que en el lazo de control interno se regulan las corrientes $i_d(k)$ e $i_q(k)$. Para ejemplificar este hecho, véase la Figura 3.5. Principalmente existen dos etapas necesarias en el control predictivo, la predicción de la salida y la formulación de la ley de control respectivamente.

3.5.1. Control de velocidad

Para efectos del desarrollo de esta tesis, el diseño del control predictivo basado en modelo se realiza para controlar las corrientes en el marco de referencia del rotor $d - q$, mientras que para el control de la velocidad de la PMSM se realiza mediante un enfoque basado en Lyapunov, donde la ley de control se escribe como [98]:

$$u = J \left(k_1 e_m + \omega_{mref} + \frac{T_L}{J} + k_w (\omega_{mref} - \omega_m) \right) \quad (3.78)$$

donde J es la inercia del eje del rotor; ω_{mref} es la velocidad de referencia; T_L es el par de carga externo y se asume conocido; ω_m es la velocidad mecánica desarrollada por la PMSM y e_m se define como el error entre la velocidad de referencia ω_{mref} y la velocidad real ω_m definido como:

$$e_m = \omega_{mref} - \omega_m + k_w \int (\omega_{mref} - \omega_m) dt \quad (3.79)$$

mediante la implementación de este control se tiene un rechazo sobre las perturbaciones en el par de carga, manteniendo un buen desempeño de la PMSM.

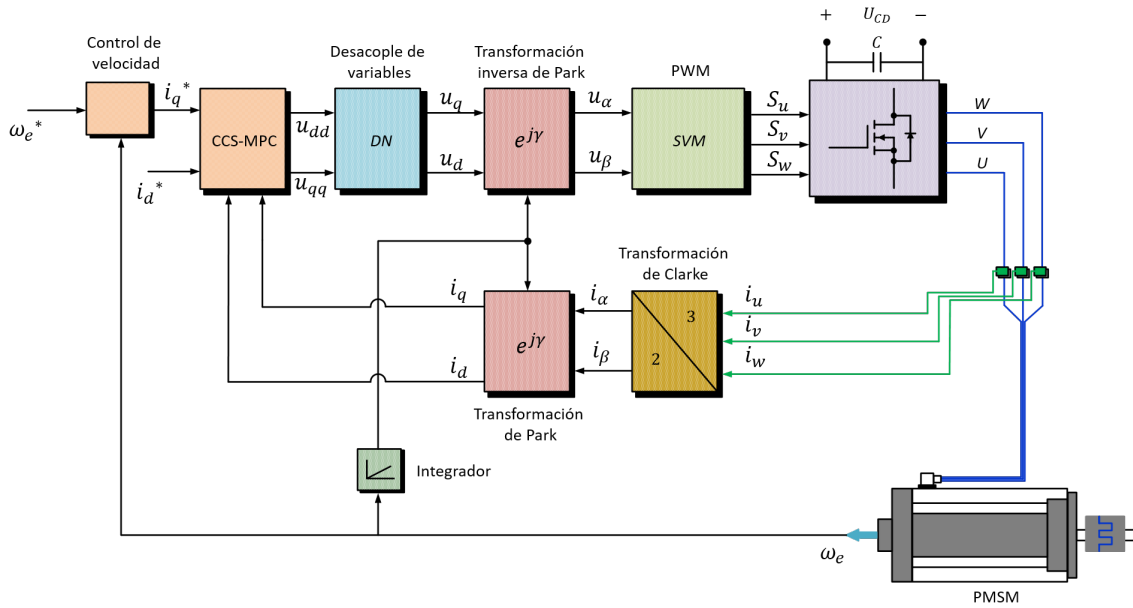


Figura 3.5: Diagrama de bloques simplificado del control de corriente CCS-MPC.

3.5.2. Predicción de la salida

Para el control, las corrientes del marco de referencia del rotor $d - q$ son seleccionadas como variables de estado, mientras que las variables u_{dd} y u_{qq} se seleccionan como las entradas de control. El sistema bajo consideración contempla 2 entradas y 2 salidas, en la salida se desea tener disponible a las variables de estado $i_d(k)$ e $i_q(k)$ por lo que la salida, de acuerdo con el modelo aumentado, queda definida como:

$$\hat{y}(k) = \hat{x}(k) = [i_d(k) - i_d(k-1) \quad i_q(k) - i_q(k-1) \quad i_d(k) \quad i_q(k)]^T \quad (3.80)$$

y el vector de entradas de control como:

$$u(k) = [u_{dd}(k) \quad u_{qq}(k)]^T \quad (3.81)$$

Conforme al enfoque de las funciones de Laguerre, la predicción de salida hasta un horizonte de predicción N_p se expresa en términos de los coeficientes η_p como:

$$\hat{y}(k_i + N_p | k_i) = \hat{A}^{N_p} \hat{x}(k_i) + \phi(m)^T \eta_p \quad (3.82)$$

donde

$$\phi(m) = \sum_{i=0}^{N_p-1} \hat{A}^{N_p-i-1} \left[\hat{B}_1 L_1(i) + \hat{B}_2 L_2(i) \right] \quad (3.83)$$

\hat{B}_1 y \hat{B}_2 son las columnas de la matriz $\alpha^{-1}B$ del modelo aumentado y $L_1(i)$ y $L_2(i)$ corresponden al respectivo conjunto de Laguerre para cada una de las entradas $u_{dd}(k)$ y $u_{dq}(k)$ por lo que el vector η_p se define como:

$$\eta_p^T = \left[\eta_1^T \quad \eta_2^T \right] \quad (3.84)$$

Note que los elementos de la matriz ϕ pueden ser calculados recursivamente de forma independiente por lo que pueden ser determinados fuera de línea para el sistema lineal invariante en el tiempo de la ecuación (3.74).

3.5.3. Formulación de la función costo

Para regular las variables de estado, se eligen las matrices Q_α y R_α dadas en las ecuaciones (3.62). Para el caso de seguimiento de trayectoria, las variables de estado son formuladas de tal forma que se incluya la referencia para cada una de las corrientes i_d e i_q por lo que el nuevo vector de estado se escribe como:

$$\hat{x}(k) = \left[i_d(k) - i_d(k-1), i_q(k) - i_q(k-1), i_d(k) - i_d^*, i_q(k) - i_q^* \right]^T \quad (3.85)$$

donde i_d^* e i_q^* son los valores de referencia de las corrientes i_d e i_q respectivamente. Así, mediante la definición de la predicción de la salida y la aproximación del vector de parámetros Δu mediante las funciones de Laguerre, la función costo se puede escribir como:

$$J = \sum_{j=1}^{N_p} \hat{x}(k_i + j | k_i)^T Q_\alpha \hat{x}(k_i + j | k_i) + \eta_p^T R_\alpha \eta_p \quad (3.86)$$

En la ecuación (3.86) la matriz Q_α es seleccionada para compensar el seguimiento de trayectoria entre las corrientes i_d e i_q respecto a sus correspondientes valores de referencia, mientras que la matriz R_α tenderá a penalizar la acción de control para valores grandes, lo que se traduce en una respuesta lenta de las variables de estado. Caso contrario, para valores pequeños, el control será agresivo ocasionando un mayor rizo en las corrientes. Con el fin de encontrar el valor óptimo de los coeficientes η_p , la función costo J es minimizada

como un problema de optimización con restricciones, de modo que, reemplazando (3.82) en (3.86), la optimización de la función costo reformulada se escribe como:

$$\begin{aligned} J &= \min_{\eta_p} \eta_p^T \Omega \eta_p + 2\eta_p^T \Psi \hat{x}(k_i) + \Gamma \\ \text{s.t.} \quad & u^{min} \leq M\eta + u(k-1) \leq u^{max} \end{aligned} \quad (3.87)$$

donde

$$\begin{aligned} \Omega &= \sum_{m=1}^{N_p} \phi(m) Q_\alpha \phi(m)^T + R_\alpha \\ \Psi &= \sum_{m=1}^{N_p} \phi(m) Q_\alpha \hat{A}^m \\ \Gamma &= \sum_{m=1}^{N_p} \hat{x}(k_i)^T (\hat{A}^T)^m Q_\alpha \hat{A}^m \hat{x}(k_i) \end{aligned} \quad (3.88)$$

La matriz M que contiene la información de las restricciones se define como:

$$M = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{k-1} L_1(i)^T & o_2^T \\ o_1^T & \sum_{i=0}^{k-1} L_2(i)^T \end{bmatrix} \eta_p \quad (3.89)$$

La solución de (3.87) esta basada en programación dinámica haciendo uso del algoritmo de Hildreth [99]. Asimismo proporciona la trayectoria de control óptima, sin embargo, debido al principio de control por horizonte en retroceso, solo se aplica el primer elemento de la trayectoria óptima a la PMSM. Así, el control se determina como:

$$u(k) = u(k-1) + \begin{bmatrix} L_1(0)^T & o_2^T \\ o_1^T & L_2(0)^T \end{bmatrix} \eta_p \quad (3.90)$$

Capítulo 4

Resultados en Simulación

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos en simulación para una PMSM con parámetros de la Tabla 4.1 bajo el esquema de control predictivo basado en modelo de conjunto continuo con función costo ponderada exponencialmente y con función costo sin ponderación exponencial. La plataforma de simulación que se utilizó para obtener los resultados es Matlab/Simulink eligiendo un tiempo de muestreo $T_s = 100\mu s$ y empleando el método numérico Runge-Kutta de 4^{to} orden con paso fijo.

120V, 4- Φ , PMSM			
Parámetro	valor	Parámetro	valor
M_{LN}	0.316 3 Nm	p	4
R_s	2.45 Ω	Ω_{nom}	3000 RPM
L_{sd}	2.95 mH	L_{sq}	2.95 mH
ψ_{PM}	0.024 Wb	i_N	1.65 A
J	$4.42 \cdot 10^{-6}$ kgm ²		

Tabla 4.1: Parámetros de la PMSM

Las simulaciones son presentadas para evaluar el desempeño del controlador elegido en estado estacionario y en estado transitorio. Asimismo, se presenta una comparativa en relación con el problema de condición numérica para ambos enfoques, con ponderación exponencial y sin ponderación exponencial de la función costo, respectivamente. Dicha comparación se realiza con el propósito de presentar la estabilidad numérica de los algo-

ritmos de control, y por consiguiente, la estabilidad del control.

El esquema de control propuesto se basa en el esquema clásico del FOC. Dado que la respuesta dinámica de la velocidad mecánica es más lenta que la respuesta de las corrientes, es posible que el control de velocidad proporcione la referencia de la corriente i_q , mientras que la referencia de la corriente i_d se elige como cero con el fin de obtener un ángulo de par constante. Para las simulaciones presentadas se utilizan los siguientes parámetros: $N_p = 150$, $N_c = 30$, $a = 0.8$, $N = 15$, $\alpha = 1.2$, $Q = C^T C$ y $R = [0 \ 0.5, 0.5 \ 0]^T$

Los límites u^{max} y u^{min} son calculados a modo de mantener un voltaje de referencia dentro de la región de operación lineal de la modulación SVM-PWM como:

$$V_{svm} = \frac{m_{index}}{\sqrt{3}} U_{CD} \quad (4.1)$$

4.1. Evaluación usando función costo sin ponderación exponencial

El desempeño de la PMSM en régimen estacionario se puede observar en la Figura 4.1 donde se establece una velocidad de referencia de 100 rad/s . En el instante de tiempo $t = 0.4 \text{ s}$ entra al sistema una perturbación en el par de carga de magnitud $T_L = 0.2 \text{ Nm}$ manteniéndose durante 1 s hasta que en el instante $t = 1.4 \text{ s}$ es retirada. Es posible observar que existe una adecuada respuesta dinámica de las corrientes i_d e i_q y un buen seguimiento de la velocidad de referencia por parte del controlador de velocidad. Observe que en el momento en que la perturbación entra al sistema, el control es capaz de mitigar el efecto sobre la velocidad, permaneciendo estable durante el tiempo en que esta es aplicada. El rizo sobre las corrientes controladas es proveniente de la modulación SVM-PWM.

Con el fin de estudiar el desempeño de la máquina eléctrica en régimen transitorio se muestra la Figura 4.2, en donde la velocidad de referencia es llevada a 100 rad/s manteniéndose así hasta el instante $t = 0.7 \text{ s}$ momento en el cual se requiere que el motor gire en sentido contrario (reversa) y alcanzar los -100 rad/s , cabe destacar que la perturbación en el par de carga es la misma que en el caso de estado estable. Nuevamente se puede observar un buen seguimiento de trayectoria de las corrientes y de la velocidad según sus respectivos valores de referencia.

En las Figuras 4.3 - 4.4 se presentan las trayectorias de control que se aplicaron al sistema para el caso de referencia de velocidad constante y velocidad en reversa respectivamente. Se nota que las señales aplicadas se encuentran dentro de los límites de operación lineal de la SVM.

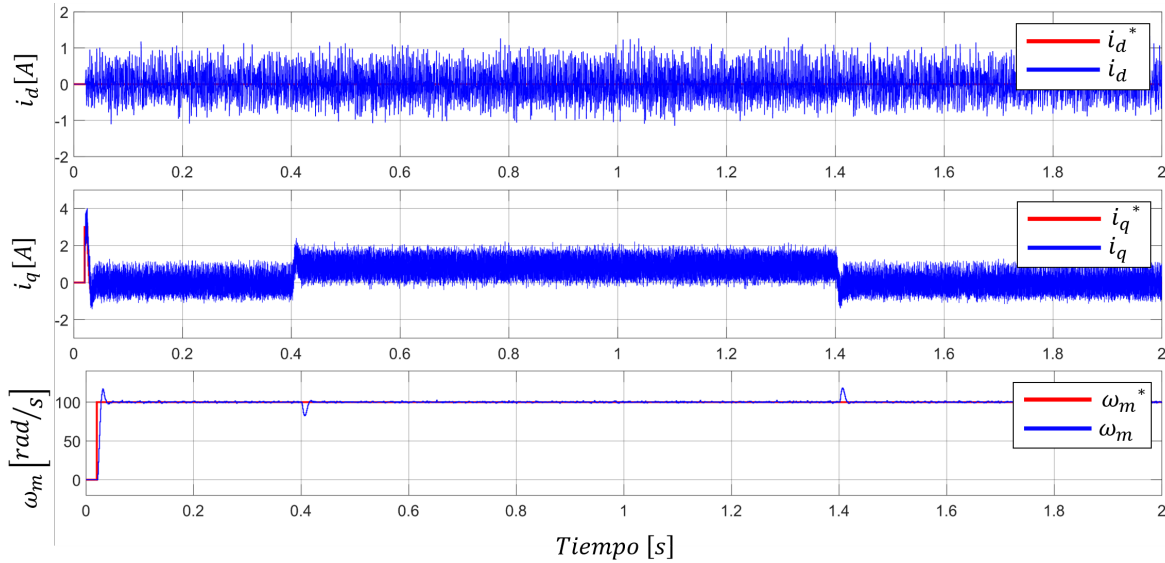


Figura 4.1: Respuesta de las corrientes i_d e i_q en régimen estacionario ante la entrada de perturbación en el par de carga. Desde arriba: corriente i_d , corriente i_q , velocidad mecánica ω_m .

4.2. Evaluación usando función costo con ponderación exponencial

Al utilizar la función costo ponderada exponencialmente, se tiene un comportamiento similar del sistema al descrito anteriormente. Esto es debido a que ambos enfoques llevan a cabo la minimización la función costo original, por lo que el comportamiento es similar en las corrientes i_d e i_q y de la velocidad mecánica ω_m . Esto se explica observando las figuras 4.5 - 4.6 donde ambos gráficos representan la respuesta dinámica de la PMSM en régimen estable y transitorio respectivamente. En comparación con las figuras 4.1 - 4.2 no existe una diferencia significativa en el comportamiento del sistema.

En las figuras 4.7 - 4.8 se observan las trayectorias de control para el desempeño en régimen estacionario y en régimen transitorio respectivamente. Es posible observar que

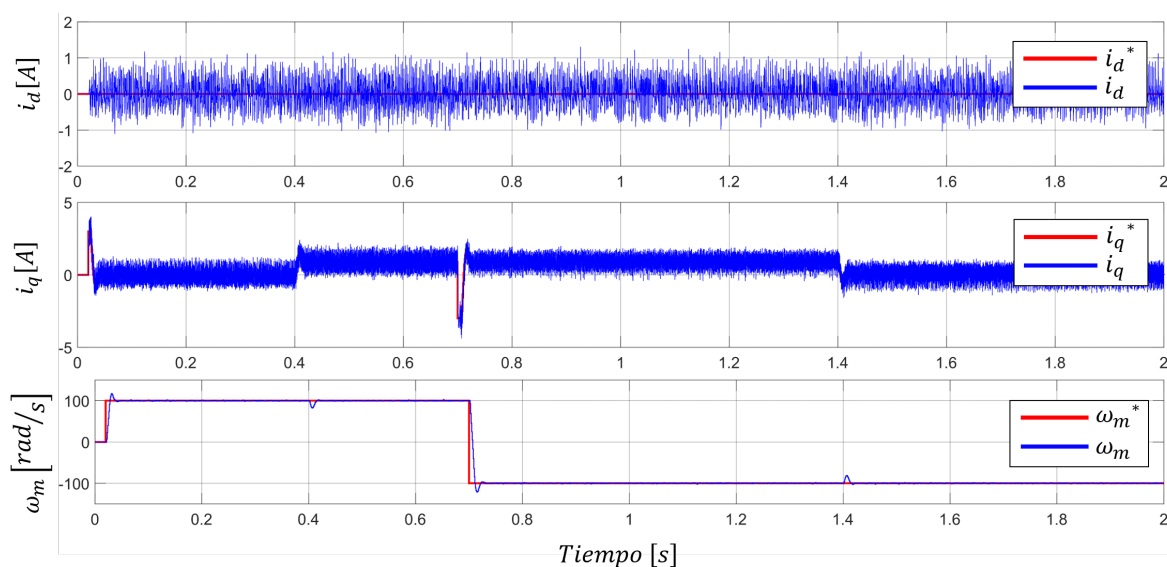


Figura 4.2: Respuesta de las corrientes i_d e i_q en régimen transitorio ante la entrada de perturbación en el par de carga. Desde arriba: corriente i_d , corriente i_q , velocidad mecánica ω_m .

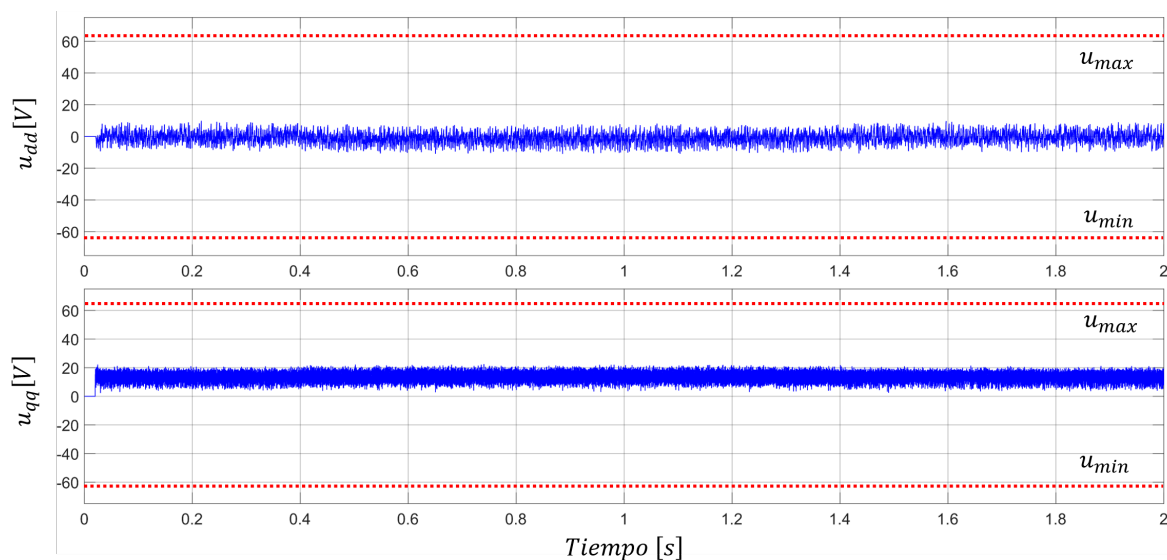


Figura 4.3: Señales de control u_{dd} y u_{qq} en régimen estacionario restringidas en los límites de operación de la SVM. De arriba: entrada de control u_{dd} , entrada de control u_{qq}

dichas señales están comprendidas dentro de los límites de operación del modulador y, a diferencia del desempeño sin ponderación exponencial, las señales de control presentan una menor magnitud.

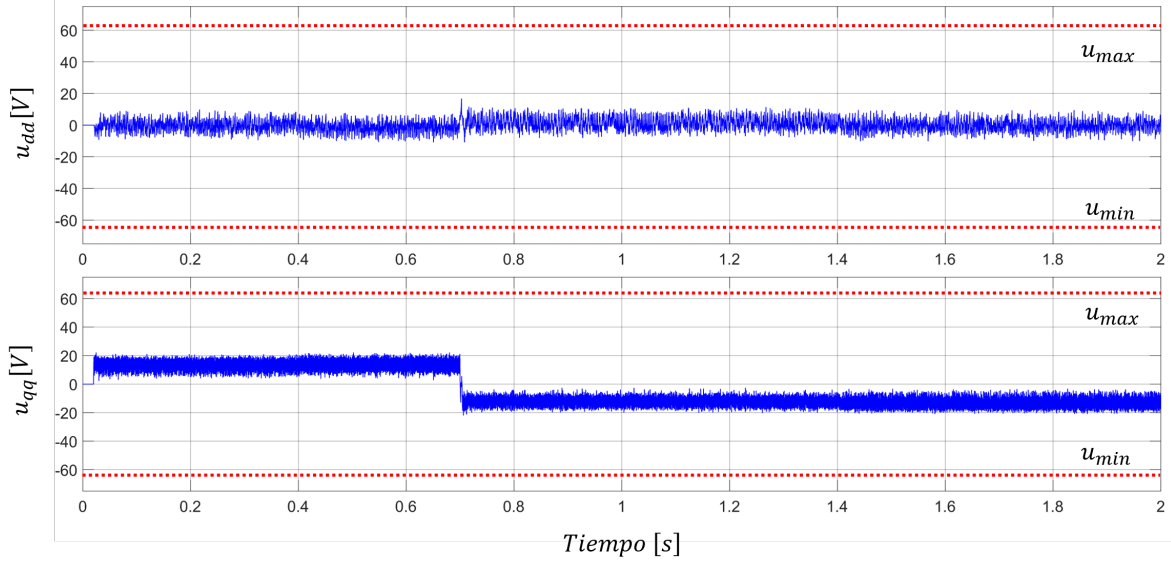


Figura 4.4: Señales de control u_{dd} y u_{qq} en régimen transitorio restringidas en los límites de operación de la SVM. De arriba: entrada de control u_{dd} , entrada de control u_{qq}

Cabe mencionar que los parámetros de sintonización utilizados en la simulación del desempeño de la PMSM sin función costo ponderada exponencialmente fueron modificados a: $N_p = 1$, $N_c = 1$, $a = 0.8$, $N = 5$, $\alpha = 1.2$, las matrices Q y R se mantienen iguales a sus valores establecidos anteriormente. Esto, con el fin de dar a conocer que el enfoque con ponderación exponencial, permite reducir significativamente el horizonte de predicción y de control, asimismo es posible reducir el número de funciones de Laguerre que capturan la trayectoria de control a fin de reducir la cantidad de cálculos que se llevan dentro del dispositivo de procesamiento digital.

En la Figura 4.9 se presenta el comportamiento de las corrientes y de la velocidad mecánica para la PMSM en régimen estacionario para los parámetros $N_p = 1$, $N_c = 1$, $a = 0.8$, $N = 5$, $\alpha = 1.2$, $Q = C^T C$ $R = 0.5$, bajo el esquema sin ponderación exponencial, con el motivo de destacar la importancia de dicha ponderación, ya que para valores pequeños de N_p y N_c el control no proporciona un desempeño aceptable.

La ventaja del desarrollo e implementación del enfoque de la función costo ponderada exponencialmente radica en el hecho de que, mediante la modificación de las matrices de ponderación Q y R se asegura la estabilidad numérica de los algoritmos de control lo

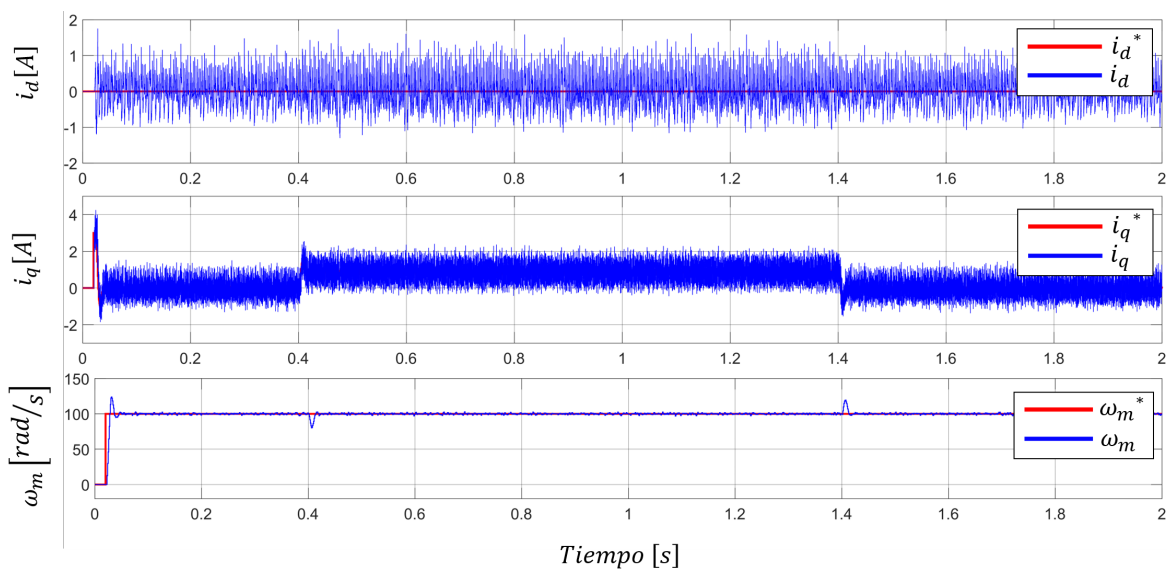


Figura 4.5: Respuesta de las corrientes i_d e i_q en régimen estacionario ante la entrada de perturbación en el par de carga. Desde arriba: corriente i_d , corriente i_q , velocidad mecánica ω_m .

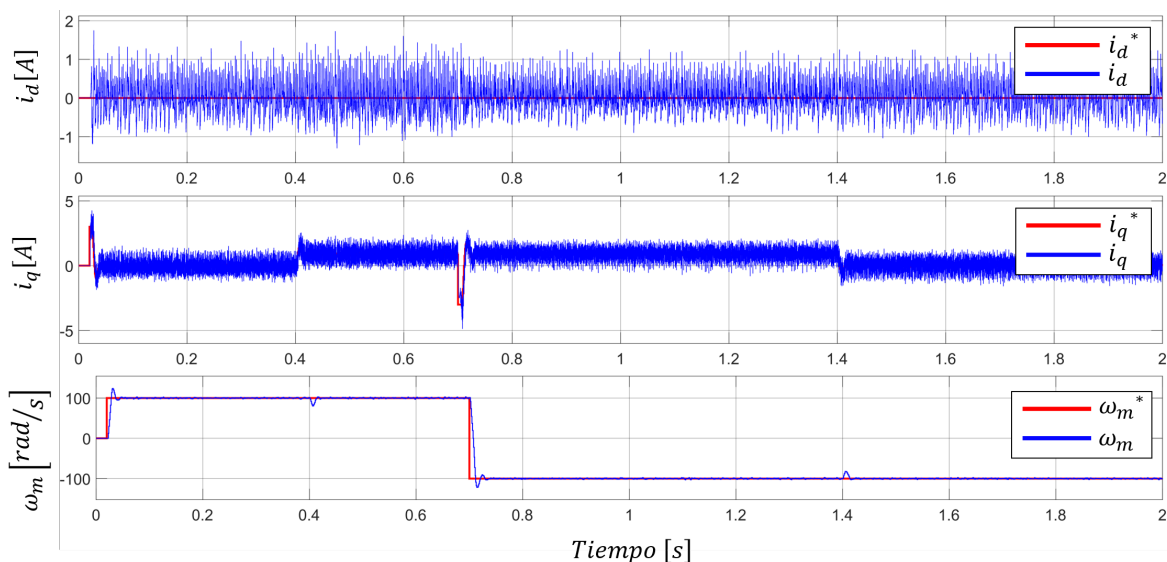


Figura 4.6: Respuesta de las corrientes i_d e i_q en régimen transitorio ante la entrada de perturbación en el par de carga. Desde arriba: corriente i_d , corriente i_q , velocidad mecánica ω_m .

cual, para desarrollo de esta tesis, es de suma importancia ya que la implementación se realizará en un sistema digital y se desea no tener un costo computacional elevado que ponga en riesgo el desempeño de la PMSM.

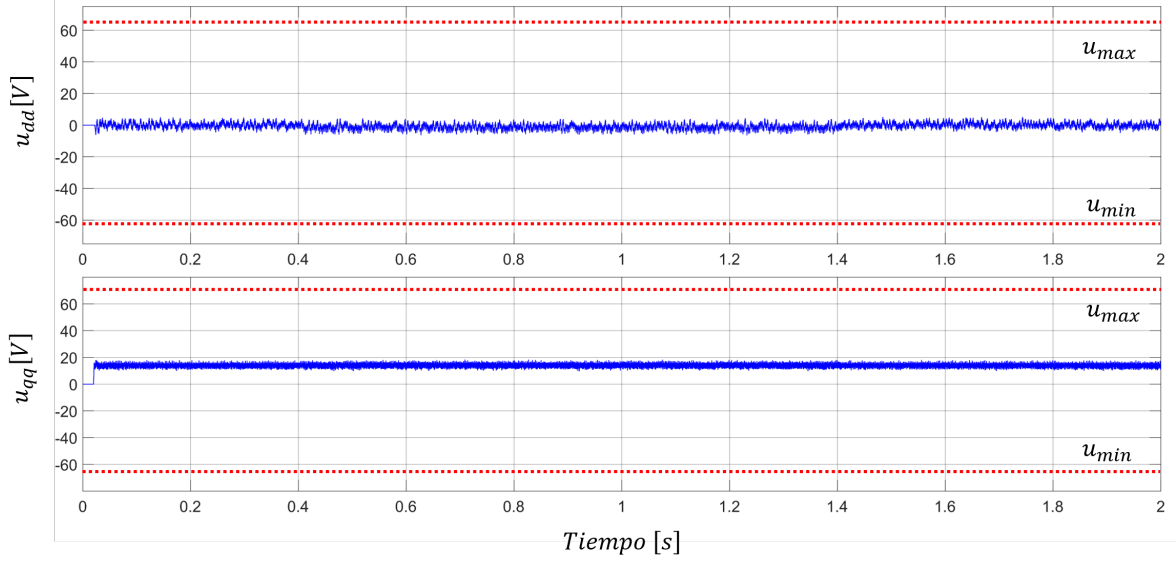


Figura 4.7: Señales de control u_{dd} y u_{qq} en régimen estacionario restringidas en los límites de operación de la SVM. De arriba: entrada de control u_{dd} , entrada de control u_{qq}

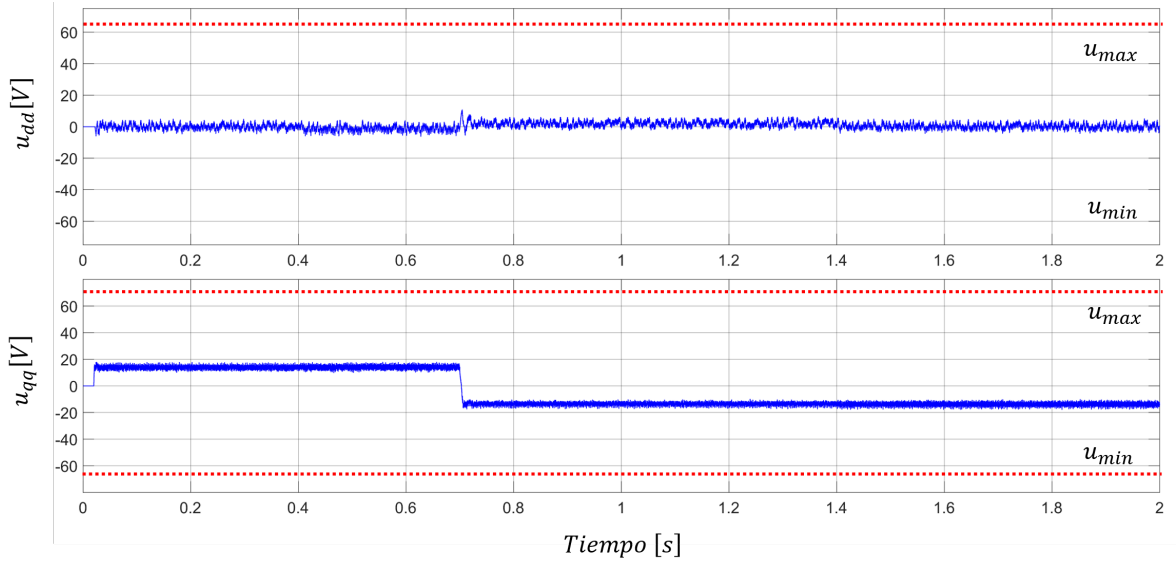


Figura 4.8: Señales de control u_{dd} y u_{qq} en régimen transitorio restringidas en los límites de operación de la SVM. De arriba: entrada de control u_{dd} , entrada de control u_{qq}

Para evaluar el efecto del costo computacional del CCS-MPC se calcula el número de condición de la matriz Ω definida en la ecuación (3.88). Si el número de condición \mathcal{K} es

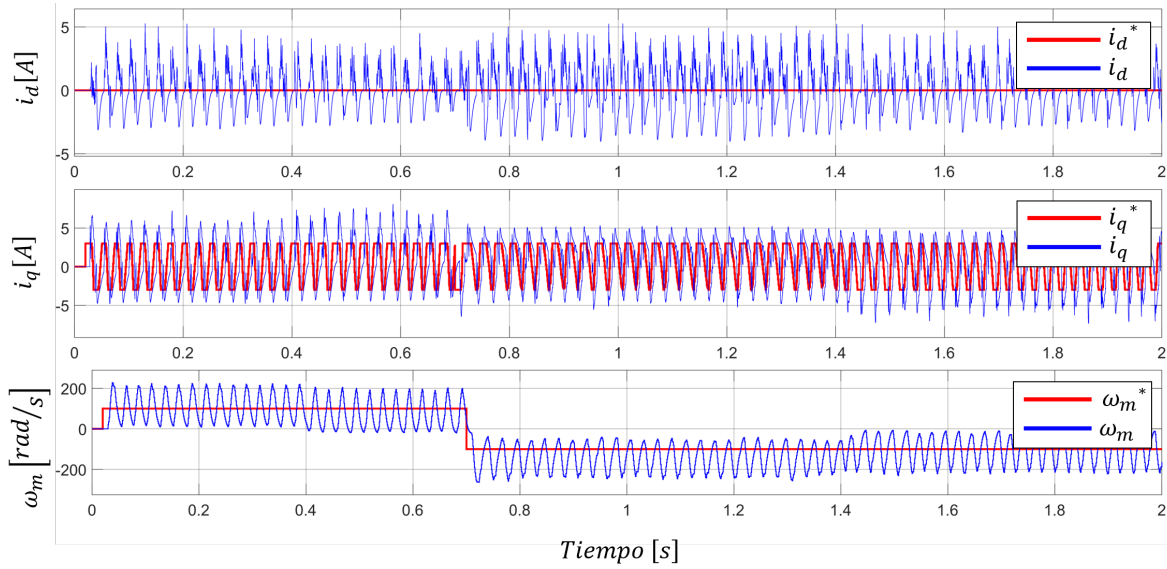


Figura 4.9: Desempeño del sistema sin ponderación exponencial con horizontes de predicción y de control pequeños.

Valores propios				
N_p	No ponderado		Ponderado	
	$\lambda_{min}(\Omega)$	$\lambda_{max}(\Omega)$	$\lambda_{min}\Omega$	$\lambda_{max}\Omega$
10	3	3.0190	2.0833	2.7655
30	3	4.0758	2.0833	3.5501
150	3	324.4526	2.1039	3.9467
Número de condición $\mathcal{K}(\Omega)$				
10	1.0063		1.3275	
30	1.3586		1.7041	
150	108.1506		1.8758	

Tabla 4.2: Valores propios y número de condición para el sistema ponderado y no ponderado exponencialmente respectivamente.

grande entonces se dice que la solución numérica está mal condicionada, provocando así, inestabilidad en el sistema de control. El número de condición se define como:

$$\mathcal{K}(A) = \|A\| \cdot \|A^{-1}\| \quad (4.2)$$

El horizonte de predicción se evalúa para $N_p = 10; 30; 150$, y los resultados se muestran

en la Tabla 4.2 para el número de condición y los valores propios, respectivamente. Se observa que el número de condición \mathcal{K} se reduce significativamente para las predicciones de horizonte lejano, esto se debe principalmente a que el problema de optimización se realiza utilizando la función de costo ponderada exponencialmente. Del mismo modo, con la modificación de la función de costo original, los valores propios se reducen significativamente para las predicciones a largo plazo. Al hacerlo, se puede utilizar de forma segura un horizonte de predicción largo.

Capítulo 5

Conclusiones

Durante el desarrollo de esta tesis se ha presentado la formulación de un control predictivo basado en modelo de conjunto continuo para una PMSM. El enfoque de control propuesto está formulado para controlar las corrientes del estator de la PMSM, para lo cual, la simulación de la metodología propuesta resultó en un control robusto ante perturbaciones en el par de carga. También fue posible observar que las corrientes de la PMSM siguen la referencia tanto en estado estacionario como en estado transitorio.

La función costo con factor de ponderación exponencial fue formulada para reducir el costo computacional para horizontes de predicción lejanos. Esto se pudo verificar mediante el cálculo del número de condición y de los valores propios de la matriz requerida para la predicción del estado. De la misma forma, con la función costo exponencial propuesta se resolvió el problema numéricamente mal condicionado. Los resultados obtenidos en simulación han demostrado que la metodología propuesta es una alternativa para implementar horizontes de predicción lejanos en accionamientos eléctricos.

Bibliografía

- [1] B. Bates, *Electric Vehicles: A Decade of Transition: Selected Papers Through 1990*. Society of Automotive Engineers, 1992.
- [2] C. Chan, “An overview of electric vehicle technology,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 9, pp. 1202–1213, 1993.
- [3] J. Riveros, B. Bogado, J. Prieto, F. Barrero, S. Toral, and M. Jones, “Multiphase machines in propulsion drives of electric vehicles,” in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, pp. T5–201, IEEE, 2010.
- [4] S. Onoda and A. Emadi, “Psim-based modeling of automotive power systems: conventional, electric, and hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 2, pp. 390–400, 2004.
- [5] I. Alcala, A. Claudio, and G. Guerrero, “Analysis of propulsion systems in electric vehicles,” in *2005 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, pp. 309–313, IEEE, 2005.
- [6] J. W. Finch and D. Giaouris, “Controlled ac electrical drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 481–491, 2008.
- [7] A. Khlaief, M. Boussak, M. Jemli, and M. Gossa, “Field-oriented control of interior permanent magnet synchronous motor with a space vector modulation,” in *Conference international STA’2008*, 2008.
- [8] A. Khlaief, M. Abassi, M. Boussak, and M. Gossa, “Dsp based svpwm technique for field oriented speed control of permanent magnet synchronous motor drive,” in *10 th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA’2009, CDROM*, 2009.

-
- [9] M. Abassi, A. Khlaief, O. Saadaoui, A. Chaari, and M. Boussak, "Performance analysis of foc and dtc for pmsm drives using svpwm technique," in *2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, pp. 228–233, IEEE, 2015.
- [10] L. Tang, L. Zhong, M. Rahman, and Y. Hu, "A novel direct torque control for interior permanent magnet synchronous machine drive system with low ripple in torque and flux—a speed sensorless approach," in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)*, vol. 1, pp. 104–111, IEEE, 2002.
- [11] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors—a survey," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, 2004.
- [12] F. Blaschke, J. Van der Burgt, and A. Vandenput, "Sensorless direct field orientation at zero flux frequency," in *IAS'96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, vol. 1, pp. 189–196, IEEE, 1996.
- [13] S. Mariéthoz, M. Herceg, and M. Kvasnica, "Model predictive control of buck dc-dc converter with nonlinear inductor," in *2008 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, pp. 1–8, IEEE, 2008.
- [14] S. Mariéthoz and M. Morari, "Explicit model-predictive control of a pwm inverter with an lcl filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 389–399, 2008.
- [15] S. Mariéthoz, U. Mäder, and M. Morari, "High-speed fpga implementation of observers and explicit model predictive controllers," in *35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON-2009)*, IEEE Industrial Electronics Society, 2009.
- [16] K.-S. Low and H. Zhuang, "Robust model predictive control and observer for direct drive applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 6, pp. 1018–1028, 2000.

-
- [17] D. Zámečník and L. Veselý, “Model predictive speed controller of permanent magnet synchronous machine,” in *2011 IEEE 12th International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI)*, pp. 379–383, IEEE, 2011.
- [18] S. J. Qin and T. A. Badgwell, “A survey of industrial model predictive control technology,” *Control engineering practice*, vol. 11, no. 7, pp. 733–764, 2003.
- [19] J. Richalet, A. Rault, J. Testud, and J. Papon, “Model predictive heuristic control,” *Automatica (journal of IFAC)*, vol. 14, no. 5, pp. 413–428, 1978.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] S.-C. Carpiuc and C. Lazar, “Modeling of synchronous electric machines for real-time simulation and automotive applications,” *Journal of the Franklin Institute*, vol. 354, no. 14, pp. 6258–6281, 2017.
- [26] R. Krishnan, *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC press, 2017.

- [27] 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.
- [28] 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.
- [29] D. Fodorean, M. M. Sarrazin, C. S. Martiş, J. Anthonis, and H. Van der Auweraer, “Electromagnetic and structural analysis for a surface-mounted pmsm used for light-ev,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 2892–2899, 2016.
- [30] 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.
- [31] 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.
- [32] 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.
- [33] 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.
- [34] C. Xia, J. Zhao, Y. Yan, and T. Shi, “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.
- [35] K. Gulez, A. A. Adam, and H. Pastaci, “A 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.

- [36] Y. Zhang and J. Zhu, "A 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.
- [37] 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.
- [38] B. Adhavan, A. Kuppaswamy, 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.
- [39] 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.
- [40] 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*, vol. 62, no. 9, pp. 5402–5410, 2015.
- [41] H. Li, S. Chen, X. Wu, and G. Tan, "Model predictive control method with constant switching frequency to reduce common-mode voltage for pmsm drives," *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2018, 2018.
- [42] F. Barrero, J. Prieto, E. Levi, R. Gregor, S. Toral, M. J. Duran, and M. Jones, "An enhanced predictive current control method for asymmetrical six-phase motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3242–3252, 2010.
- [43] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari, "Model predictive direct torque control—part i: Concept, algorithm, and analysis," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1894–1905, 2008.
- [44] A. Linder, R. Kanchan, P. Stolze, and R. Kennel, *Model-based predictive control of electric drives*. Cuvillier Verlag, 2010.

- [45] J. Rodríguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés, and U. Ammann, “Predictive current control of a voltage source inverter,” *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, 2007.
- [46] R. Kennel, A. Linder, and M. Linke, “Generalized predictive control (gpc)-ready for use in drive applications?,” in *2001 IEEE 32nd annual power electronics specialists conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)*, vol. 4, pp. 1839–1844, IEEE, 2001.
- [47] M. Morari and J. H. Lee, “Model predictive control: past, present and future,” *Computers & Chemical Engineering*, vol. 23, no. 4-5, pp. 667–682, 1999.
- [48] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodríguez, “Predictive control in power electronics and drives,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [49] T. Geyer and D. E. Quevedo, “Multistep finite control set model predictive control for power electronics,” *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6836–6846, 2014.
- [50] T. Geyer and D. E. Quevedo, “Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics,” *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1633–1644, 2014.
- [51] B. Stellato, T. Geyer, and P. J. Goulart, “High-speed finite control set model predictive control for power electronics,” *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 4007–4020, 2016.
- [52] B. Hassibi and H. Vikalo, “On the sphere-decoding algorithm i. expected complexity,” *IEEE transactions on signal processing*, vol. 53, no. 8, pp. 2806–2818, 2005.
- [53] P. Karamanakos, T. Geyer, and R. Kennel, “Reformulation of the long-horizon direct model predictive control problem to reduce the computational effort,” in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3512–3519, IEEE, 2014.
- [54] B. D. Anderson and J. B. Moore, *Linear Optimal Control [by] Brian DO Anderson [and] John B. Moore*. Prentice-hall, 1971.
- [55] P. Sarhadi, K. Salahshoor, and A. Khaki-Sedigh, “Robustness analysis and tuning of generalized predictive control using frequency domain approaches,” *Applied Mathematical Modelling*, vol. 36, no. 12, pp. 6167–6185, 2012.

-
- [56] L. Wang, "Use of exponential data weighting in model predictive control design," in *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No. 01CH37228)*, vol. 5, pp. 4857–4862, IEEE, 2001.
- [57] S. C. Chapra and R. P. Canale, *Numerical methods for engineers*, vol. 1221. Mcgraw-hill New York, 2011.
- [58] F. Niu, B. Wang, A. S. Babel, K. Li, and E. G. Strangas, "Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1408–1424, 2015.
- [59] Z. Chen, J. Qiu, and M. Jin, "Adaptive finite-control-set model predictive current control for ipmsm drives with inductance variation," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 5, pp. 874–884, 2017.
- [60] Y. Zhang, D. Xu, J. Liu, S. Gao, and W. Xu, "Performance improvement of model-predictive current control of permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3683–3695, 2017.
- [61] P. Vaclavek and P. Blaha, "Pmsm model discretization for model predictive control algorithms," in *Proceedings of the 2013 IEEE/SICE International Symposium on System Integration*, pp. 13–18, IEEE, 2013.
- [62] B. M. Joshi and M. Chandorkar, "Time discretization issues in induction machine model solving for real-time applications," in *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 675–680, IEEE, 2011.
- [63] S. Nalakath, M. Preindl, and A. Emadi, "Online multi-parameter estimation of interior permanent magnet motor drives with finite control set model predictive control," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 5, pp. 944–951, 2017.
- [64] C.-K. Lin, T.-H. Liu, L.-C. Fu, C.-F. Hsiao, *et al.*, "Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 61, no. 2, pp. 667–681, 2013.
- [65] C.-K. Lin, Y.-S. Lai, H.-C. Yu, *et al.*, "Improved model-free predictive current control for synchronous reluctance motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3942–3953, 2016.

- [66] J. Sawma, F. Khatounian, E. Monmasson, L. Idkhajine, and R. Ghosn, “Analysis of the impact of online identification on model predictive current control applied to permanent magnet synchronous motors,” *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 5, pp. 864–873, 2017.
- [67] W. Weihua and X. Xi, “Research on predictive control for pmsm based on online parameter identification,” in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1982–1986, IEEE, 2012.
- [68] C. Xia, M. Wang, Z. Song, and T. Liu, “Robust model predictive current control of three-phase voltage source pwm rectifier with online disturbance observation,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 459–471, 2012.
- [69] M. Preindl and S. Bolognani, “Model predictive direct speed control with finite control set of pmsm drive systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 1007–1015, 2012.
- [70] M. Yang, X. Lang, J. Long, and D. Xu, “Flux immunity robust predictive current control with incremental model and extended state observer for pmsm drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9267–9279, 2017.
- [71] B. Bogado, F. Barrero, M. R. Arahall, S. Toral, and E. Levi, “Sensitivity to electrical parameter variations of predictive current control in multiphase drives,” in *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5215–5220, IEEE, 2013.
- [72] J. Li, X. Huang, F. Niu, C. You, L. Wu, and Y. Fang, “Prediction error analysis of finite-control-set model predictive current control for ipmsms,” *Energies*, vol. 11, no. 8, p. 2051, 2018.
- [73] M. Stender, O. Wallscheid, and J. Böcker, “Development of a black-box two-level igt three-phase inverter compensation scheme for electrical drives,” in *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 296–301, IEEE, 2019.
- [74] M. Seilmeier, C. Wolz, and B. Piepenbreier, “Modelling and model based compensation of non-ideal characteristics of two-level voltage source inverters for drive control application,” in *2011 1st International Electric Drives Production Conference*, pp. 17–22, IEEE, 2011.

- [75] A. A. Ahmed, B. K. Koh, and Y. I. Lee, “A comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 4, pp. 1334–1346, 2017.
- [76] S. A. Davari, D. A. Khaburi, F. Wang, and R. M. Kennel, “Using full order and reduced order observers for robust sensorless predictive torque control of induction motors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3424–3433, 2011.
- [77] P. Szczupak, *Rapid prototyping system for control of inverters and electrical drives*. PhD thesis, Universität Wuppertal, Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik und \AA , 2008.
- [78] P. L. Timár, I. Schmidt, and G. J. Retter, “Space vector theory,” in *Modern Electrical Drives*, pp. 359–392, Springer, 2000.
- [79] 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.
- [80] 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, no. 3, pp. 213–219, 1993.
- [81] O. S. HERNANDEZ, “Evaluación comparativa de estrategias de control predictivo del par para máquinas síncronas de imanes permanentes usando un fpga,” 2017.
- [82] 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.
- [83] 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.
- [84] P. Pillay and R. Krishnan, “Modeling of permanent magnet motor drives,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 537–541, 1988.

- [85] 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.
- [86] 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.
- [87] K. Zhou and D. Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based pwm: a comprehensive analysis [three-phase inverters]," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186–196, 2002.
- [88] 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.
- [89] 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.
- [90] 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.
- [91] T. Instruments, "Instaspín-foc and instaspín-motion user's guide," *Texas Instruments: Dallas, TX, USA*, 2017.
- [92] M. Lelić and M. Zarrop, "Generalized pole-placement self-tuning controller part 1, basic algorithm," *International Journal of Control*, vol. 46, no. 2, pp. 547–568, 1987.
- [93] E. Fernandez-Camacho and C. Bordons-Alba, *Model predictive control in the process industry*. Springer, 1995.
- [94] L. Wang, *Model predictive control system design and implementation using MATLAB®*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [95] B. Zhang, C. Zong, G. Chen, and B. Zhang, "Electrical vehicle path tracking based model predictive control with a laguerre function and exponential weight," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 17082–17097, 2019.

- [96] L. Wang, “Discrete model predictive controller design using laguerre functions,” *Journal of process control*, vol. 14, no. 2, pp. 131–142, 2004.
- [97] L. M. Grzesiak and T. Tarczewski, “Pmsm servo-drive control system with a state feedback and a load torque feedforward compensation,” *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2013.
- [98] J. M. Beltran, O. S. Hernandez, R. M. Caporal, P. Ordaz-Oliver, and C. Cuvas-Castillo, “Model predictive torque control of an induction motor with discrete space vector modulation,” in *2020 17th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, pp. 1–6, IEEE, 2020.
- [99] A. N. Iusem and A. R. De Pierro, “On the convergence properties of hildreth’s quadratic programming algorithm,” *Mathematical programming*, vol. 47, no. 1, pp. 37–51, 1990.
- [100] “High-performance advanced line, arm cortex-m4 core with dsp and fpu, 2 mbytes of flash memory, 180 mhz cpu, art accelerator, chrom-artaccelerator, fmc with sdram, tft,” <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f429zi.html>.
- [101] VACUUMSCHMELZE, “25 a current sensor for 5v- supply voltage,” <https://www.mouser.mx/ProductDetail/Vacuumschmelze/T60404-N4646-X661?qs=ePbE9GiMmvWrqXXafe6MXg>.
- [102] “Current transducer les series,” <https://www.lem.com/en/les-25np>.
- [103] A. M. Products, “J0100-301-3-000 - 40mm servo motor, 100w,” <https://www.applied-motion.com/products/servo-motors/j0100-301-3-000>.
- [104] “Std101 demonstration board for three-phase brushless motors,” <https://www.st.com/en/evaluation-tools/evalstd101.html>.
- [105] “Skiip 613 gd123-3dul v3,” <https://www.semikron.com/products/product-classes/ipm/detail/skiip-613-gd123-3dul-v3-20452211.html>.

Apéndice A

Instrumentación del prototipo experimental

A.1. Descripción del prototipo.

A continuación se describen las especificaciones técnicas de los elementos mecánicos y electrónicos que constituyen la plataforma experimental sobre la cual será aplicada la estrategia de control presentada en secciones pasadas. La plataforma esta construida mediante dos motores acoplados a través de sus ejes, posee sensores de corriente, un microcontrolador, un inversor trifásico de voltaje y unidades de control aisladas. De igual forma, se hace uso de esta plataforma para la adquisición de señales necesarias para lograr la implementación del control.

A.1.1. Plataforma.

La plataforma experimental mostrada en la Figura [A.1](#) consiste en un banco metálico sobre el cual se encuentran acoplados dos motores. Por un lado se encuentra un motor FlipSky 6384 y por el otro lado se tiene un motor J0100-301-3-000 de la marca AMP. La finalidad del acoplamiento de ambos motores se debe a la baja resolución del encoder del motor a ser controlado (FlipSky 6384) y dado que se requiere una lectura precisa de la posición angular de rotor, se opta por este acoplamiento para así, hacer uso del encoder el motor AMP, el cual es un encoder incremental de alta resolución.

Mediante esta plataforma es posible la adquisición de datos como los voltajes, corrientes



Figura A.1: Motores acoplados.

de fase, y la posición angular del rotor, todo esto a través de las etapas digitales que se describen en los siguientes apartados.

A.1.2. Microcontrolador.

El microcontrolador usado para llevar a cabo el control de la PMSM es una tarjeta STM32F429ZI [100] de la marca STMicroelectronics, la cual cuenta con un núcleo de alto desempeño ARM Cortex M4 de 32 bits operando a una frecuencia de 180 MHz. Asimismo, cuenta con módulos de procesamiento digital de señales, memorias integradas de alta velocidad, unidad de punto flotante, y unidad de protección de memoria, la Fig A.2 muestra los periféricos del microcontrolador. Las características mencionadas proveen una herramienta adecuada para la programación del control presentado en este trabajo. La Tabla A.1 muestra las especificaciones técnicas del microcontrolador.

La herramienta de programación que se utiliza para la elaboración del código del control predictivo basado en modelo es el entorno de desarrollo integrado (IDE, del inglés, *integrated development environment*) de STM, es decir, STM32CUBE IDE. Para el desarrollo de la programación se hace uso de las librerías de capa de abstracción de hardware (HAL, del

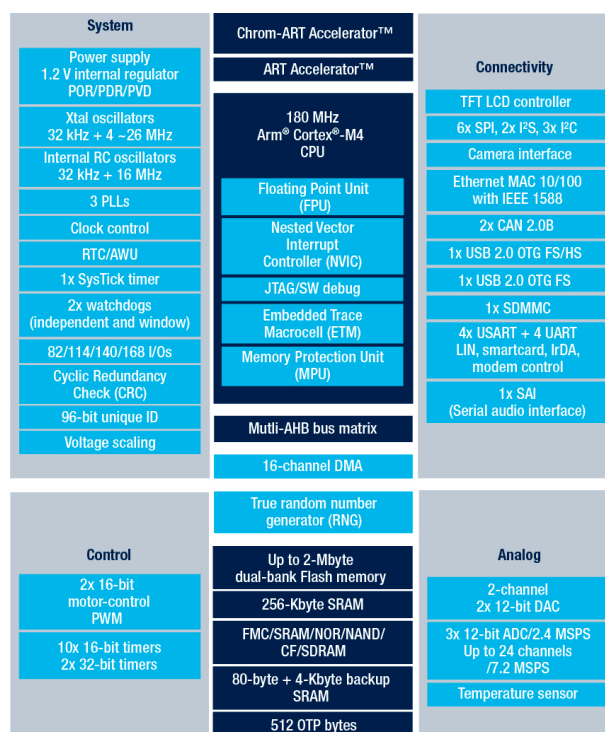


Figura A.2: Diagrama general de los periféricos de la tarjeta STM32F429ZI.

inglés, *hardware abstraction layer*) que proporciona un conjunto de instrucciones simples para manejar los periféricos del microcontrolador, por lo que se ve reducido el esfuerzo y tiempo de desarrollo de cualquier aplicación.

A.1.3. Sensores y actuadores.

Sensores de corriente

Ampliamente utilizado en aplicaciones electrónicas e industriales, los sensores de corriente son utilizados para determinar la corriente eléctrica, ya sea alterna o directa, mediante una señal proporcional a la misma corriente para su posterior monitoreo y control.

Un sensor de corriente se basa en un sensor de efecto Hall, generando un voltaje proporcional a la corriente que circula a través del conductor existiendo dos configuraciones posibles, lazo abierto y lazo cerrado. La estructura en lazo cerrado suele ser de mayor precisión, por lo que se hace uso de este tipo de sensores para el desarrollo de este trabajo.

Frecuencia	180 <i>MHz</i>
Memoria Flash	2 <i>MB</i>
RAM	64 <i>kB</i>
SRAM	246 <i>kB</i>
Suministro	1.7-3.6 <i>v</i>
Resolución ADC	12 <i>Bits</i>
Resolución DAC	12 <i>Bits</i>
Conectividad	USART/SPI/I2C
Entradas y salidas	168 puertos

Tabla A.1: Especificaciones técnicas del microcontrolador STM32F429ZI.

El sensor de corriente VAC N4646 es seleccionado para medir las corrientes de fase de la PMSM debido a su alta precisión, bajo tiempo de respuesta y diseño compacto. El voltaje de alimentación es de 5 *v* siendo capaz de medir una corriente máxima de 25 *A* (acorde a la corriente del inversor trifásico de voltaje) otorgando un voltaje de salida que corresponde a [101]:

$$V_{out} = V_{ref} \pm \frac{0.625(I_P)}{I_{PN}} \quad (\text{A.1})$$

donde, según las características del sensor $V_{ref} = 2.5 \text{ v}$, I_P es la corriente medida y I_{PN} es la corriente nominal del sensor (25 *A*).

El sensor cuenta con 10 pines, de los cuales 6 están dedicados al paso de la corriente de 1 sola fase, mientras que los 4 restantes corresponden a la alimentación del sensor (V_c), tierra (GND), voltaje de referencia (V_{ref}) y voltaje de salida (V_{out}).

La instrumentación de los sensores de corriente VAC N4646 anteriormente mencionada se realizó con el fin de obtener las mediciones de las corrientes de fase del motor FlipSky 6384. Debido a los inconvenientes que se mencionan más adelante en el Apéndice B, se optó por utilizar los sensores LES 25 NP para medir las corrientes de un motor J0100-301-3-000 de la marca AMP los cuales, mediante una conexión sugerida por el fabricante, son capaces de medir una corriente menor sin perder la resolución del mismo.

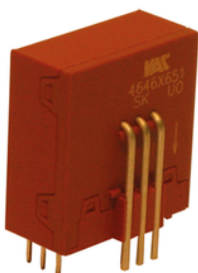


Figura A.3: Sensor de corriente VAC N4646.



Figura A.4: Sensor de corriente LES 25 NP.

En la Figura A.4 se muestra el sensor de corriente LES 25 NP el cual posee las mismas características de medición que el sensor VAC N4646, con la ventaja de obtener corrientes de entre 0 y 8 amperes de acuerdo con el arreglo de conexión sugerido en [102]. El voltaje de salida, según la corriente medida para este sensor es:

$$V_{out} = V_{ref} \pm \frac{0.625(I_P)}{I_{PN}} \quad (\text{A.2})$$

siendo $I_{PN} = 8 \text{ A}$.

Motor AMP J0100-301-3-000

El motor J0100-301-3-000 de la marca AMP mostrado en la Fig. A.5, es un motor síncrono de imanes permanentes de corriente alterna, sin escobillas y de alto rendimiento, el cual cuenta con un encoder incremental de alta resolución. Sus características de alta densidad de par, baja inercia del rotor y tamaño compacto lo hacen ideal para efectuar trabajos de transportación y control de movimiento. Asimismo, cuenta con la clasificación de protección IP65, que permite un sello hermético contra polvo y agua a presión [103]. Las especificaciones técnicas de la PMSM se encuentran en la Tabla A.2.

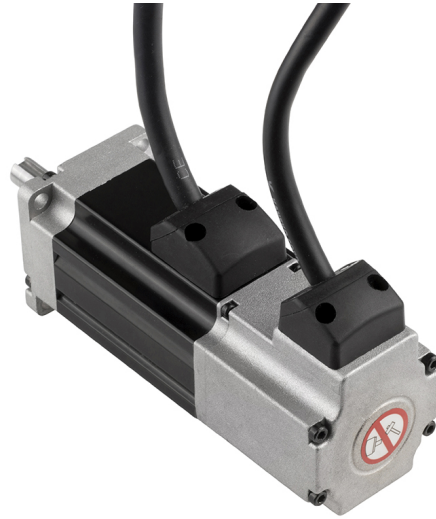


Figura A.5: Motor AMP J0100-301-3-000.

Potencia	100 <i>Watts</i>
Corriente máxima	4.95 <i>A</i>
Voltaje máximo	120 <i>VAC</i>
Par máximo	0.3165 <i>Nm</i>
Resistencia	2.45 Ω
Peso	545 <i>g</i>
Inductancia	2.95 <i>mH</i>
Pares de polos	4

Tabla A.2: Especificaciones técnicas del motor AMP.

A.1.4. Unidad de control aislada

Con el fin de proteger la etapa de control proporcionada por el microcontrolador STM32F429ZI, se diseña una unidad de control aislada la cual consiste en una tarjeta de circuito impreso que separa la etapa digital de la etapa de potencia. Dicha unidad de control aislada recibe los pulsos PWM generados por el microcontrolador los cuales son aislados mediante optoacopladores 6N137, siendo estos dispositivos de alta velocidad apropiados para la aplicación que se desarrolla. Una vez separados los pulsos de control, a la salida de la unidad de control aislada se obtienen los pulsos PWM provenientes de una fuente externa listos para ser aplicados al inversor trifásico de voltaje. Cabe señalar que la salida de los

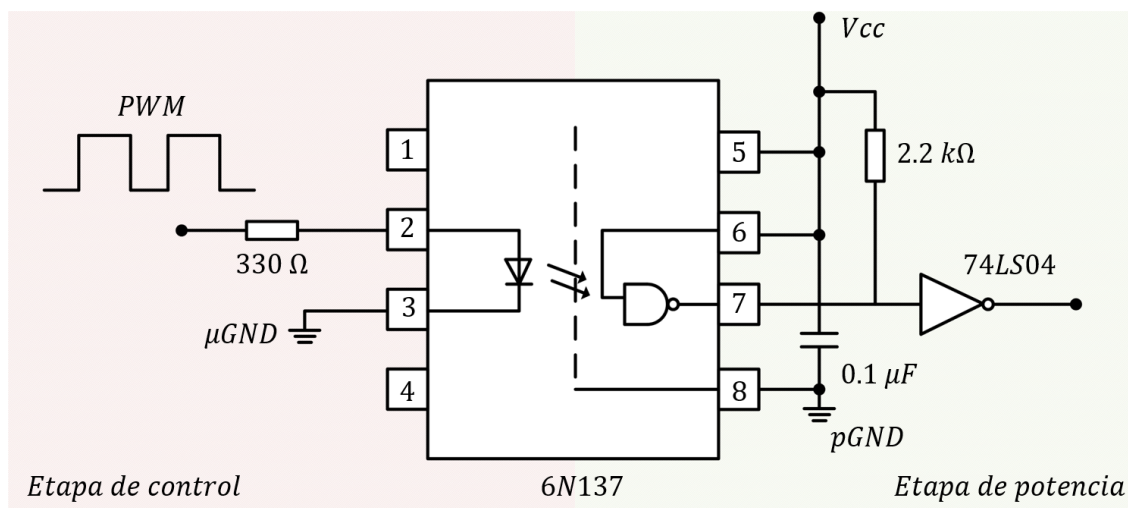


Figura A.6: Acondicionamiento de las señales PWM.

optoacopladores 6n137 están negadas, por lo que se incluye en el diseño de la tarjeta una compuerta NOT que devuelva los pulsos a su estado original. En la Figura A.6 se muestra el circuito para el acondicionamiento de las señales PWM, el circuito mostrado es para una sola señal, cabe destacar que son necesarios seis circuitos similares para el control del inversor.

A.1.5. Inversor Evalstdrive101

La tarjeta Evalstdrive101 es un inversor trifásico de voltaje construido con transistores MOSFET de potencia y esta diseñada para accionar y controlar motores trifásicos, ya sean PMSM o motores de corriente directa sin escobillas (BLDC, del inglés, *brushless dc motor*). Es posible conectar interconectar el Evalstdrive101 con diferentes microcontroladores pertenecientes a la familia STM32 a través de un conector incluido en el inversor ideado para el control de motores [104].

El inversor es capaz de admitir algoritmos de control como el FOC y algoritmos de modulación de seis pasos y SVM. Asimismo incluye sensores tipo Hall y una red de detección de fase lo que hace posible soportar técnicas de control con y sin sensores para el control de movimiento. Por último, el Evalstdrive101 cuenta con protección ante sobre corriente, detección de voltaje y temperatura. Las características del inversor se encuentran en la

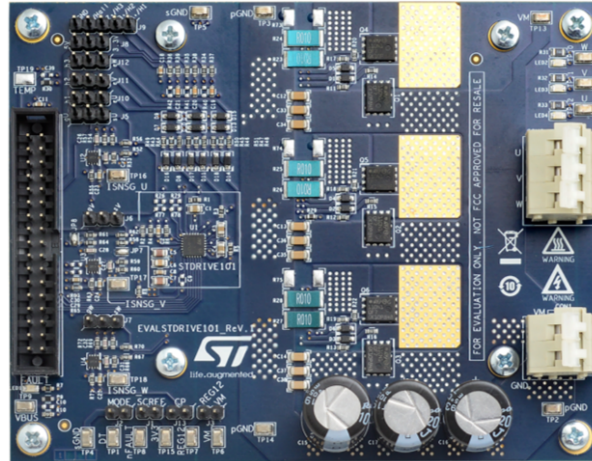


Figura A.7: Inversor trifásico de voltaje Evalstdrive101.

Tabla A.3.

Voltaje de suministro	Nominal	6-75 VDC
Corriente máxima	Continua	20 A_{rms}

Tabla A.3: Especificaciones técnicas del inversor Evalstdrive101

A.1.6. Inversor SKiiP3 V3

Esta etapa de potencia consta de 3 módulos en configuración de medio puente los cuales son controlados por separado. Cuenta con un disipador de calor de aluminio refrigerado por aire que aumenta el rendimiento de los módulos de potencia. En la Figura A.8 se muestra una imagen del inversor.

La tarea del inversor es transferir las señales de entrada (control) a señales de salida de potencia mediante el control de los transistores. Asimismo, debe garantizar el aislamiento de las señales entre la baja y alta tensión. También cuenta con una tarjeta de control que detecta y procesa las posibles condiciones de fallo y así proteger la etapa de control. En la Tabla A.4 se muestran las especificaciones técnicas del inversor.

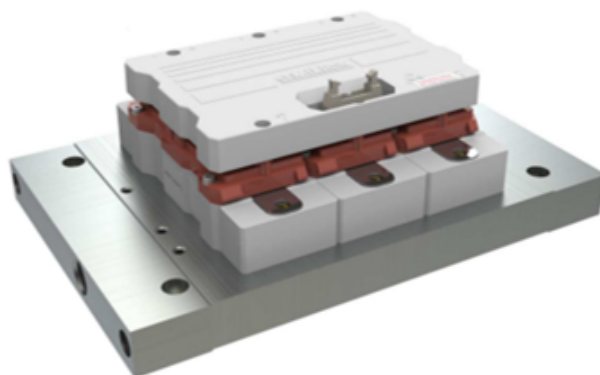


Figura A.8: Inversor SKiiP3 V3.

Voltaje de suministro	Nominal	1200 V_{AC}
Corriente máxima	Nominal	600 A_{rms}

Tabla A.4: Especificaciones técnicas del inversor SKiiP

La alimentación del inversor es independiente para cada módulo, por lo que para realizar el control de un motor trifásico los tres módulos deben tener el mismo voltaje de corriente directa. La alimentación de la tarjeta de control del inversor se alimenta a 24 v mientras que las señales de control PWM deben ser acondicionadas a 15 v según las características del inversor [105].

A.1.7. Elevador de voltaje

Como se mencionó anteriormente, las entradas de control que admite el inversor de voltaje son de 15 v por lo que las señales PWM proporcionadas por el microcontrolador, después de pasar por la unidad de control aislada, deben ser elevadas de 3.3 v a 15 v . Para este fin, se utiliza el circuito integrado MC14504B el cual es un conmutador de nivel no inversor con la capacidad de cambiar un voltaje de entrada a cualquier voltaje de alimentación entre 5 v y 15 v .

La conmutación de niveles hacia arriba o hacia abajo se realiza mediante la selección de los niveles de alimentación V_{DD} y V_{CC} . El nivel V_{CC} establece los niveles de señal de entrada mientras que V_{DD} selecciona los niveles de tensión de salida. En la Figura A.9 se muestran las conexiones necesarias para elevar la tensión de las señales de control PWM.

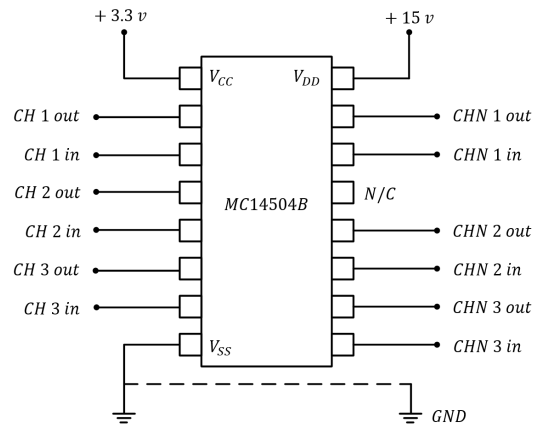


Figura A.9: Conmutador de nivel de voltaje.

GND es la tierra de la fuente de voltaje de 15 v, la cual, esta conectada junto a V_{SS} , *CH 1 in* es la entrada del canal 1 del PWM proveniente de la unidad de control aislada mientras que *CH 1 out* corresponde a la salida del mismo canal a un voltaje de 15 v, y así para cada canal de las señales de control incluyendo las señales complementarias.

A.1.8. Instrumentación del encoder incremental

El encoder incremental es un transductor que transforma el movimiento angular en pulsos eléctricos, estos pulsos pueden ser utilizados para el control y monitoreo de aplicaciones de desplazamiento angular o lineal. El encoder cuenta con disco reticulado radial formado por líneas opacas y transparentes, la lectura se lleva a cabo por sensores infrarrojos que emiten un estado lógico según la línea detectada sea opaca o transparente.

Como se mencionó anteriormente, el motor FlipSky 6384 cuenta con sensores de efecto Hall, es por esto que se acopla a través de su eje con el motor AMP el cual posee un encoder con una resolución de 2500 pulsos por revolución. El encoder tiene disponibles 3 canales que son de utilidad para la aplicación a desarrollar, el canal A y B son utilizados para el conteo de los pulsos, mientras que el canal Z es utilizado para reiniciar el contador cuando el motor haya completado una vuelta. El voltaje de suministro del encoder es de 5 v y las señales de los canales anteriormente descritos también se encuentran caracterizadas a 5 v.

Los puertos de entrada del microcontrolador admiten pulsos entre 0 y 3.3 v, por lo que

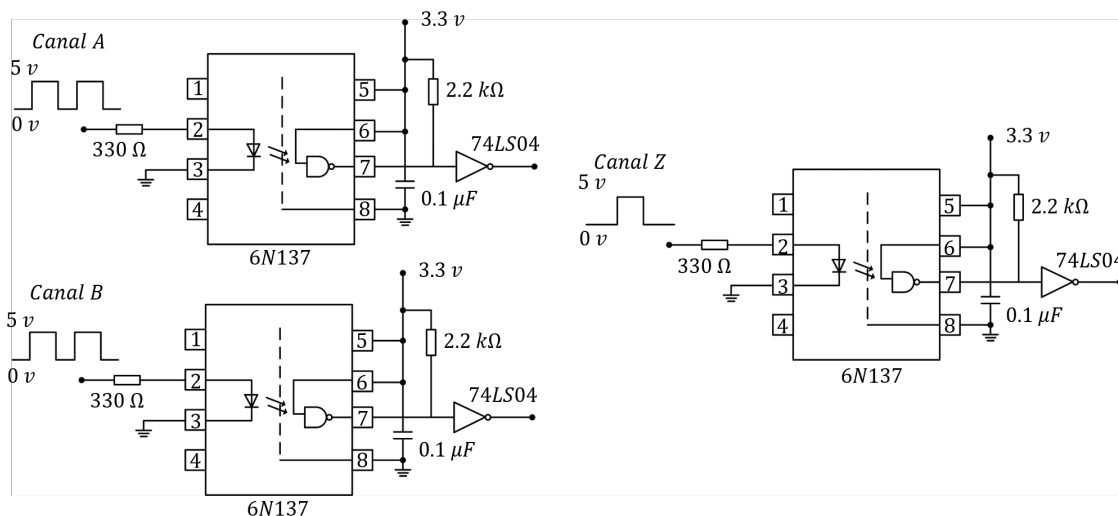


Figura A.10: Acondicionamiento de señales del encoder.

es necesario reducir el voltaje de las señales provenientes del encoder. Para este fin, se diseña una tarjeta de circuito impreso que lleve a cabo la instrumentación de los pulsos de los canales A, B y Z (véase la Figura A.10), y así ser leídos por el microcontrolador. En esta etapa se hace uso de los optoacopladores 6N137 los cuales a la entrada reciben los pulsos generados por el encoder con un voltaje de 5 v y a la salida se obtienen los mismos pulsos pero a un voltaje de 3.3 v .

A.1.9. Generación de señales SVM-PWM

La implementación de los algoritmos para la generación de las señales PWM se llevan a cabo dentro del microcontrolador tomando en cuenta la topología del inversor trifásico de voltaje. Se generan 3 señales PWM para el control del nivel superior del inversor y 3 señales para el control del nivel inferior, las cuales corresponden a las señales negadas del primer nivel. En la Figura A.11 es posible observar los ciclos de trabajo característicos de una modulación SVM-PWM. Mientras que en la Figura A.12 se observan los pulsos generados por el microcontrolador correspondientes al nivel superior.

Con el objetivo de proteger al inversor es necesario contemplar un tiempo muerto entre las señales PWM aplicadas al primer y segundo nivel. Esto es, debido a la derivación de medio puente de los transistores MOSFET, estos podrían entrar en corto circuito, por lo que es implementado un tiempo muerto correspondiente a 400 ns entre las señales del

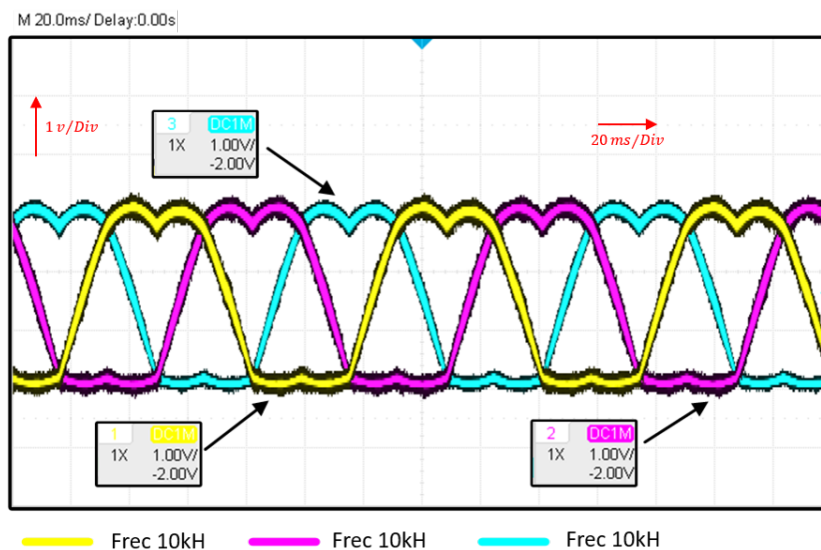


Figura A.11: Ciclos de trabajo para la modulación SVM-PWM.

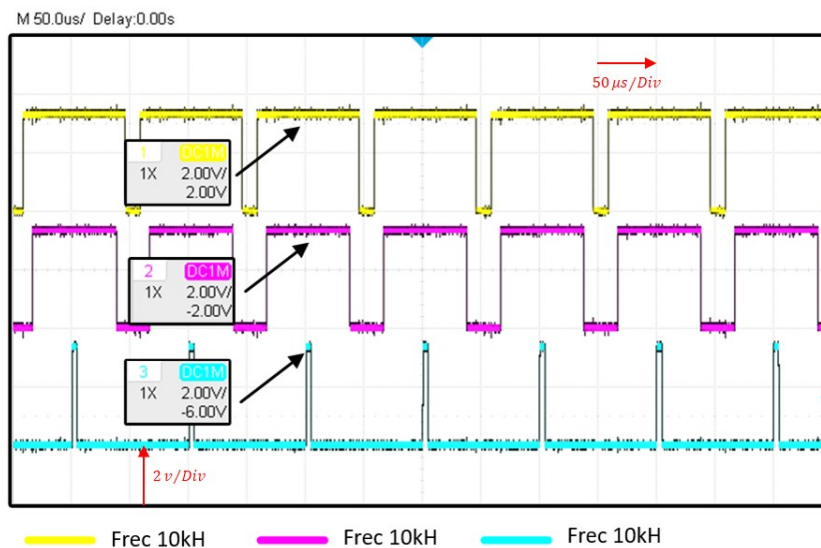


Figura A.12: Señales SVM-PWM.

primer nivel y sus respectivas señales complementarias. La Figura A.13 muestra el retraso en la aplicación de las señales PWM.

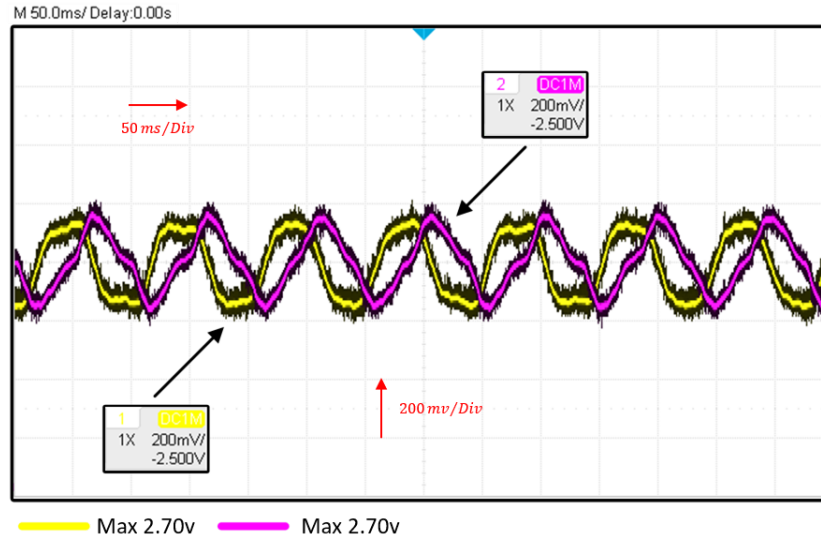


Figura A.14: Señales correspondientes a las corrientes de fase.

del encoder y mediante una instrucción obtener el número de pulsos recorridos por el eje del rotor. Asimismo, es posible modificar la resolución del encoder multiplicando el número de pulsos ya sea por x1, x2, x4. Con la finalidad de obtener una mayor precisión en la lectura del encoder, se hace uso de la resolución x4 obteniendo así 10000 pulsos por revolución.

Para reiniciar el contador que lleva el conteo de los pulsos, se hace uso de la señal proporcionada por el canal Z, una vez que esta señal se activa, el contador se establece en cero, indicando que el rotor ha completado una vuelta. Una vez obtenido el conteo de pulsos, dentro del microcontrolador se realizan las operaciones necesarias para convertir la posición leída en pulsos a radianes, llevando a cabo una normalización para obtener la posición angular del rotor entre π y $-\pi$. En la Figura A.15 se observa la posición mecánica.

A.2.3. Estimación de la velocidad angular.

La dinámica de la posición se asemeja a una rampa y a partir de ella es posible estimar la velocidad angular del rotor mediante su derivada, cabe señalar que existe una discontinuidad cuando la posición se acerca a π , esto conduce a tener ruido en las regiones donde se hace presente la discontinuidad, por lo que es posible aproximar la derivada de

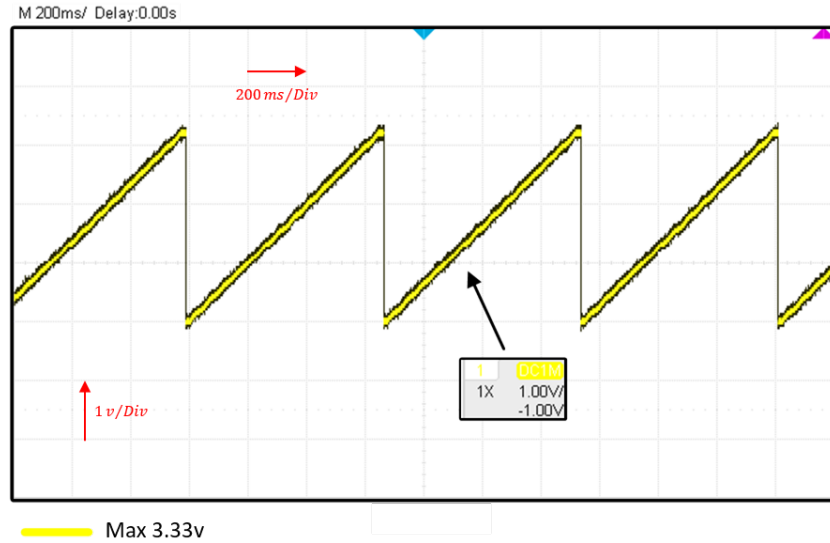


Figura A.15: Posición mecánica de la PMSM.

la posición mediante un filtro pasa bajas de primer orden como:

$$\frac{d}{dt}\hat{w}_m = \frac{1}{\tau_c}(w_m - \hat{w}_m) \quad (\text{A.3})$$

donde \hat{w}_m es la velocidad filtrada, $\tau_c = \frac{1}{2\pi f_c}$ es la constante de tiempo del filtro pasa bajas y f_c es la frecuencia de corte, haciendo uso del método de Euler se obtiene:

$$\hat{w}_m = \frac{T_s}{T_s + \tau_c}w_m(k) + \frac{\tau_c}{\tau_c + T_s}\hat{w}_m(k-1) \quad (\text{A.4})$$

A.3. Rutina de alineación

Una vez realizada la instrumentación y acondicionamiento de señales, así como la caracterización de los dispositivos a utilizar para la puesta en marcha, es necesario diseñar una rutina que nos permita conocer de manera precisa la posición del rotor tomando como referencia uno de los devanados del motor.

La aplicación de las señales de control a través de la modulación SVM PWM es dependiente de la posición angular del rotor, con la cual, es posible determinar la posición eléctrica y de esta forma, se aplique la secuencia de conmutación adecuada.

Un método simple para determinar una posición predefinida del rotor es aplicar un AVSV durante varios tiempos de muestreo con un ciclo de trabajo corto sobre una de las fases, mientras que las dos restantes permaneces sin energía. Esto provoca un campo magnético estacionario que permite la alineación del rotor con la fase elegida. A partir de este momento el contador del encoder se establece en 0 y se da paso a las rutinas de control.

Apéndice B

Control en lazo abierto y lazo cerrado

B.1. Prototipo instrumentado para el motor FlipSky 6384

Para la puesta en marcha del motor FlipSky 8364 se hace uso del microcontrolador mencionado con anterioridad, en el cual, se encuentra el programa que permite generar los pulsos PWM. Por motivos de protección, se utiliza la unidad de control aislada, que permite separar la etapa digital de la etapa de potencia. Una vez aisladas las señales de control, estas pasan directo al inversor Evalstdrive101 y a su vez, este es conectado al motor. Para la medición de las corrientes, se utiliza el sensor VAC N4646, las señales proporcionales a la corriente medida, son leídas por el microcontrolador para posteriormente ser utilizadas en el control. En la Figura [B.1](#) se observa la instrumentación correspondiente.

B.2. Descripción del control en lazo abierto

Una vez instrumentado el motor, se creó un programa en Matlab que consiste en un generador trifásico, el cual modifica la amplitud y a frecuencia del voltaje aplicado al motor y de esta forma permite el arranque libre del motor. Mediante una comunicación serial, son enviadas las consignas generadas en Matlab hacia el microcontrolador, el cual al recibirlas, genera los pulsos PWM según la frecuencia establecida por el usuario.

El motivo del arranque libre, a través de la variación de la frecuencia, es debido a las altas corrientes que puede desarrollar el motor, las cuales pueden alcanzar hasta 90 A.

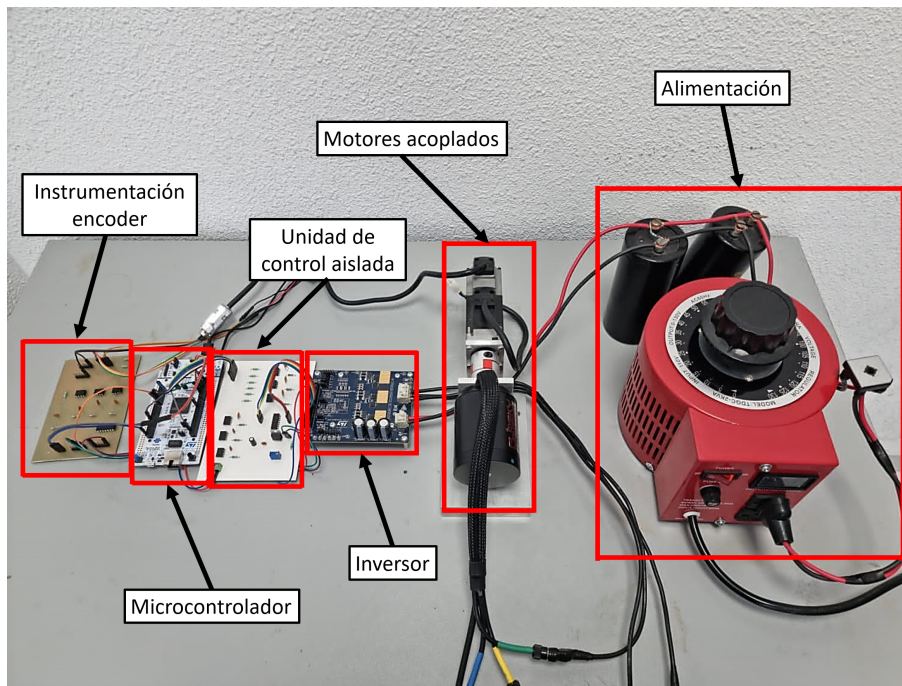


Figura B.1: Prototipo motor FlipSky 6384.

Por esto es necesario realizar un arranque paulatino y del mismo modo, proteger la etapa de potencia, ya que la corriente máxima de operación son 20 A. Una alternativa es, mediante programación, detectar la sobre corriente y realizar un paro de emergencia, donde las señales del PWM tomen el valor de un cero lógico.

En la Figura B.2 se muestra un diagrama de flujo a modo de explicar la metodología de arranque libre. El paro de emergencia es un *push botton*, el cual, hace que los registros correspondientes a las salidas PWM (CRR1, CRR2, CRR3) tengan un valor de cero, con el fin de detener el motor. Las señales V_x generan los voltajes de referencia utilizadas por la modulación SVM-PWM para así, calcular los ciclos de trabajo correspondientes a cada fase. ref es el voltaje de alimentación de la SVM, mientras que mi corresponde al índice de modulación cuyo objetivo es operar dentro de la región lineal.

B.3. Simulaciones en lazo cerrado

Debido a que parámetros como la inductancia y el flujo magnético del motor FlipSky 6384 no son proporcionados por el fabricante, fue necesario realizar una identificación pa-

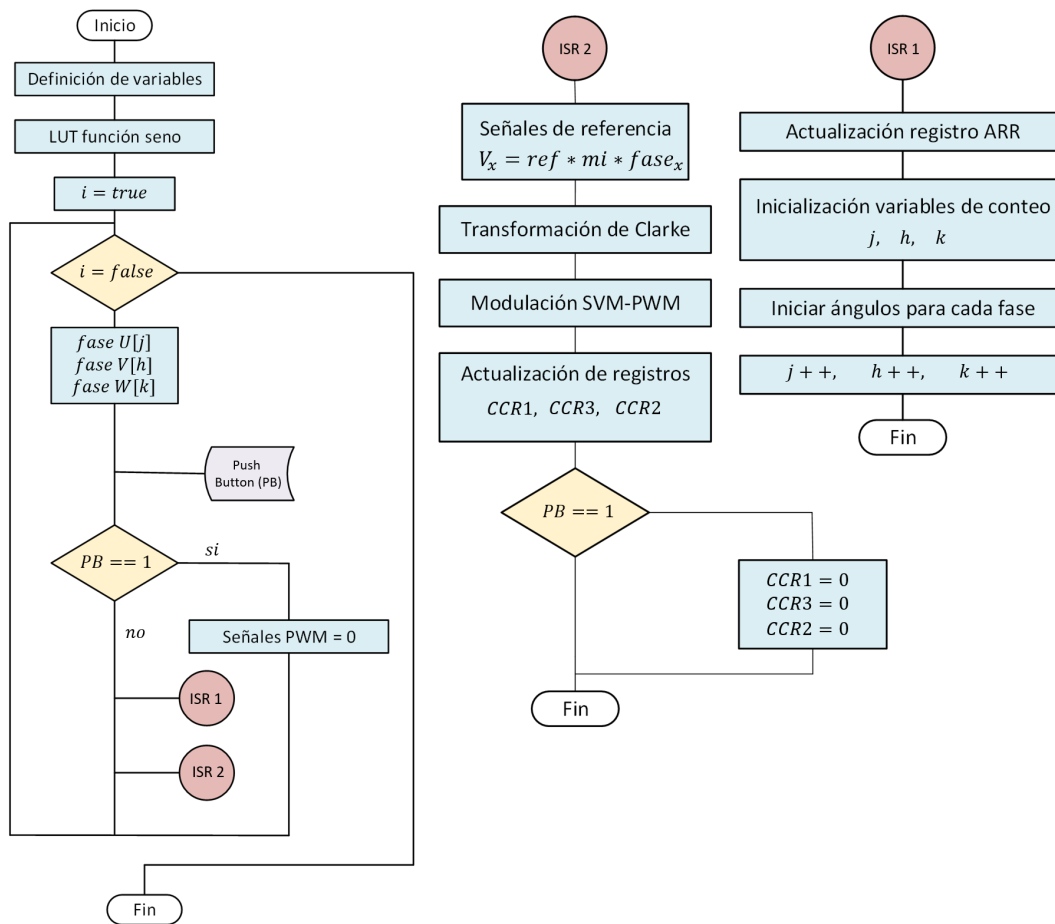


Figura B.2: Diagrama de flujo del control en lazo abierto.

ramétrica mediante un controlador eléctrico de velocidad (ESC, del inglés, *electric speed controller*) obteniendo los resultados que se observan en la Tabla B.1

Al comenzar las simulaciones del control por campo orientado con el motor en cuestión, fue posible observar que las corrientes trifásicas se elevan por encima de los valores nominales de la etapa de potencia que se explica en el apartado A1.4. Incluso, las simulaciones demostraron que, ante la presencia de una perturbación externa en el par de carga del motor, las corrientes exceden en por lo menos 4 veces la corriente nominal del inversor como se muestra en la Figura B.3. Esto puede ser explicado debido a que los valores de inductancia y resistencia de armadura son demasiado pequeños, permitiendo así, que con un voltaje de excitación relativamente pequeño, se permita el paso a través de los devanados de valores de corriente eléctrica significativa.

Potencia	4000 <i>Watts</i>
Corriente máxima	96 <i>A</i>
Voltaje máximo	4-13S
Par máximo	9 <i>Nm</i>
Resistencia	23.9 <i>mΩ</i>
Peso	1100 <i>g</i>
Inductancia	3.74 <i>μH</i>
Pares de polos	7
Flujo magnético	3.8 <i>mWb</i>

Tabla B.1: Especificaciones técnicas del motor FlipSky 6384.

Bajo lo mencionado anteriormente, se decide optar por el motor de la marca AMP, el cual se encuentra parametrizado completamente. Asimismo, cuenta con una corriente nominal más baja respecto al motor FlipSky 6384. Este motor es controlado mediante la etapa de potencia descrita en el apartado A1.6, ya que requiere de un voltaje de operación mayor.

Al realizar las simulaciones correspondientes al motor AMP se obtuvieron resultados que se encuentran dentro de los parámetros de operación como se muestra en la Figura B.4, por lo que esto fue motivo del cambio de motor. Cabe señalar que para la puesta en marcha, se realizó el acondicionamiento de señales descrito en el apartado A1.7 y a su vez, se utilizaron los sensores presentados en el apartado A1.3.

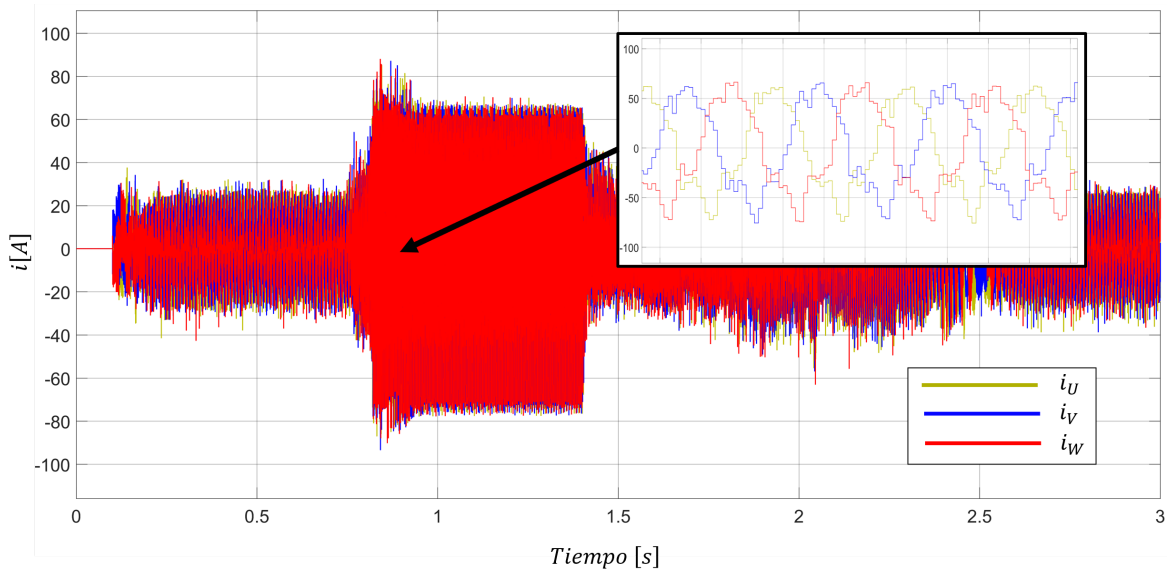


Figura B.3: Corrientes trifásicas del motor FlipSky 6384.

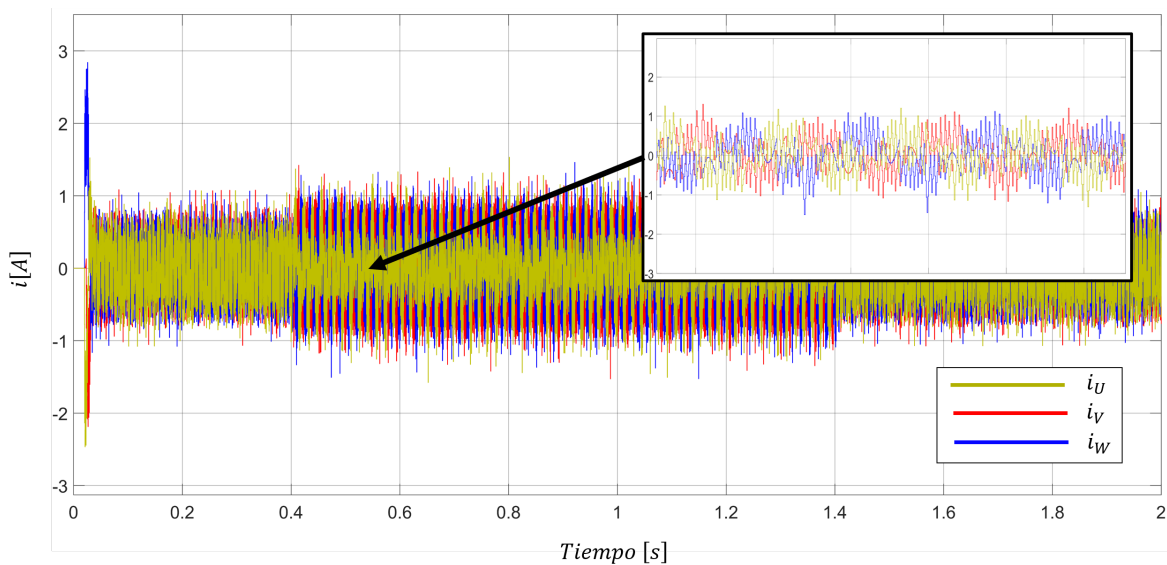


Figura B.4: Corrientes trifásicas del motor AMP.

Apéndice C

Problemas en lazo cerrado

C.1. Prototipo instrumentado para el motor AMP

Similar a lo descrito en el apartado B1, la instrumentación para el motor AMP utiliza el mismo microcontrolador. Aunque, debido a sus características, este utiliza el inversor SKiiP3, la unidad de control aislada se utiliza también, como medida de protección de la etapa de control. El inversor utilizado, emplea señales de control de 15 *v* por lo que es necesario utilizar el elevador de voltaje MC14504B el cual toma las señales que provienen de la unidad de control aislada de 3.3 *v* y las eleva hasta 15 *v*. Para realizar la medición de las corrientes se utilizan los sensores LES 25 NP. En la Figura C.1 se observa la construcción del prototipo.

C.2. Diagrama de flujo en lazo cerrado

El diagrama de flujo mostrado en la Figura C.2 muestra de forma general la implementación del control por campo orientado FOC en un sistema embebido, la cual se encuentra dentro de una rutina de interrupción equivalente al tiempo de muestreo. Es posible dividir la programación en etapas, la primera etapa consiste en la declaración de todas las variables e inicialización de periféricos a utilizar (convertidores analógicos digitales, salidas PWM, entradas digitales externas, etc.).

Una segunda etapa consiste en adquirir y estimar datos necesarios para el control. Para esto, se comienza con la lectura del encoder, esta rutina cuenta con su propio servicio

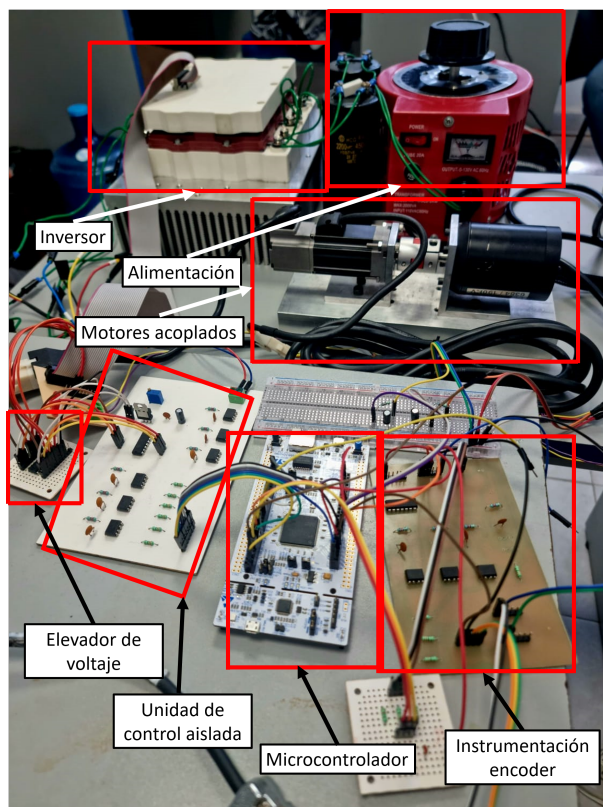


Figura C.1: Prototipo motor AMP.

de interrupción cuya tarea es captar ambos canales del encoder, además de contar con opciones anti-jitter para obtener una lectura correcta de la posición. Mediante la lectura de la posición mecánica se estima la posición eléctrica tomando en cuenta el número de polos con los que cuenta el motor. Asimismo, se estima la velocidad y finalmente, se da paso a la lectura de las corrientes de fase mediante los convertidores analógico digitales con los que cuenta la tarjeta STM.

La tercera etapa contiene la parte de los controladores tanto de corriente como de velocidad, estos se encuentran contenidos dentro de una condicional, la cual evalúa el valor de la corriente en cada tiempo de muestreo a modo de protección para el motor. Para implementar los controles, las corrientes adquiridas deben de pasar por las transformaciones de Clarke y Park, ya que, los controles se encuentran diseñados en el marco de referencia $d - q$. Debido a que se realizó un desacople dinámico con el fin de obtener una representación lineal del sistema, estas dinámicas deben ser introducidas nuevamente una

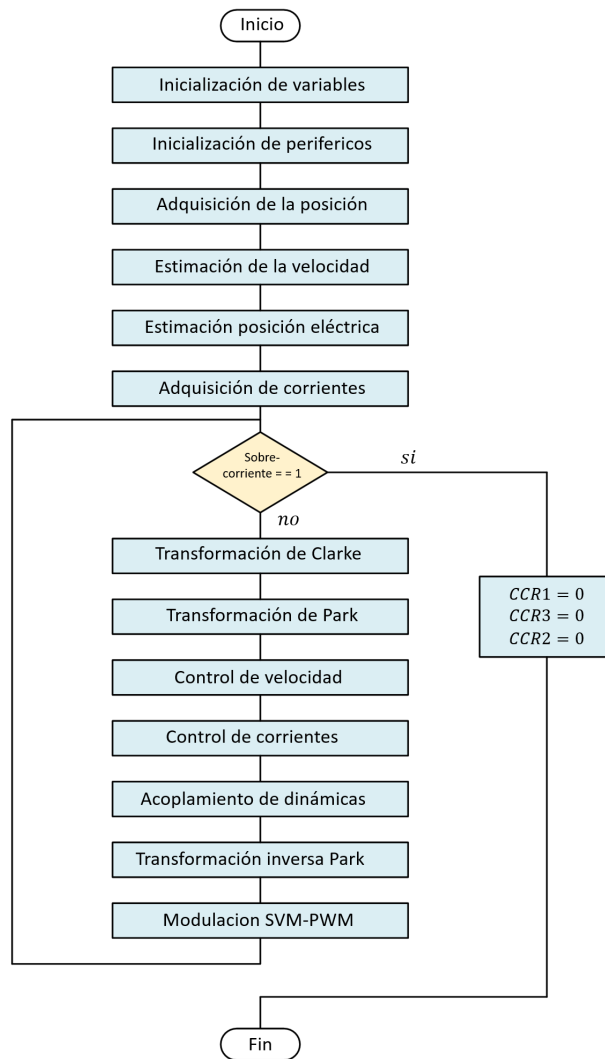


Figura C.2: Diagrama de flujo del control en lazo cerrado.

vez calculadas las variables de control.

Finalmente, las señales de control calculadas deben pasar la transformación inversa de Park, esto es debido a que la modulación SVM-PWM está formulada en el marco de referencia $\alpha - \beta$.

C.3. Desbalance del motor

Una vez obtenidas las simulaciones pertinentes para el motor AMP, es necesario implementar el esquema de control clásico del FOC en el sistema embebido descrito en la sección A1.2, el cual sigue el diagrama de flujo presentado en la sección anterior del presente apéndice. En primera instancia, mediante un osciloscopio, se verificaron las señales de posición mecánica y posición eléctrica, esta última es esencial para un adecuado desempeño del control, por lo que su estimación debe ser precisa. Asimismo, la sintonización del filtro de velocidad angular, referido en la sección A2.3, debe ser adecuada con el fin de obtener una estimación acertada. Cabe señalar que estas pruebas y obtención de datos se realizan en lazo abierto.

Posteriormente, se procede a cerrar el lazo estableciendo una velocidad de referencia arbitraria. Los valores de las ganancias proporcional y derivativa para los controles de corriente se calcularon mediante el método de respuesta en frecuencia, mientras que las ganancias relacionadas al control de velocidad, se eligieron arbitrariamente, ya que el desarrollo de este se encuentra basado en Lyapunov. Una vez fijadas las ganancias, se sigue a realizar la prueba del control, en donde se identifican los siguientes problemas:

- El motor no realiza ningún giro o bien, lo realiza durante un tiempo muy corto y aparenta no tener alimentación eléctrica.
- Se activa el paro de emergencia.

El primer punto se debe a la pérdida de la posición eléctrica causada por un alineamiento erróneo del eje d con la fase U , lo que conduce a un error en la medición del ángulo. El segundo se refiere a un pico de corriente superior al nominal en alguna de las fases. Si la corriente eléctrica supera el valor nominal durante un periodo de tiempo suficiente, el motor aumentará su temperatura e incluso será capaz de dañar los devanados haciéndolos entrar en cortocircuito.

Una vez solucionado el problema relacionado con la pérdida de la posición eléctrica, el motor presenta revoluciones hasta que nuevamente entra en paro, ya que se observa que alguna de las fases aún sigue presentando valores altos de corriente, lo suficiente como para que el paro de emergencia detenga la operación del control, asimismo la temperatura del motor comienza a elevarse. Con el fin de conocer la causa del fallo, mediante el

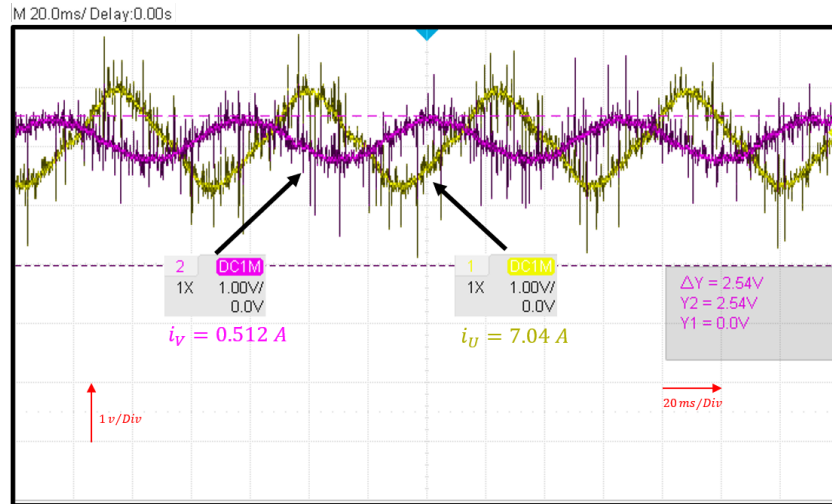


Figura C.3: Desbalance de las corrientes de fase.

osciloscopio se observan las señales provenientes de los sensores de corriente y comprobar los valores de las corrientes. La Figura C.3 muestra dos señales, relacionadas a las fases U y V de color amarillo y magenta respectivamente.

La señal relacionada con la corriente de la fase V (magenta) se encuentra dentro de los límites de operación al contar con una amplitud de 2.54 v equivalentes a 0.512 A mientras que la corriente de la fase U (amarillo) cuenta con una amplitud de 3.05 v proporcionales a 7.04 A lo cual supera la corriente nominal. Este desbalance tiene causa en las múltiples pruebas que se realizaron con el motor y que lo llevaron a sobrecalentamiento o bien, a un defecto de fabricación que se agravó con cada prueba. Por consiguiente, las pruebas se detienen en este punto, ya que debido al tiempo de realización de la presente tesis, no es posible seguir adelante.

C.4. Programación del control predictivo

Con el fin de ocupar el menor espacio posible en la memoria del microcontrolador, se crea un programa en Matlab que permita el cálculo del producto de las matrices Ω^{-1} y Φ , ya que durante el proceso de control, estas matrices no cambian de valores. El resultado de esta matriz constante, según la ecuación (3.42), es multiplicada por el estado aumentado del sistema para dar lugar al vector de trayectoria de control η . No obstante, las operaciones entre matrices y vectores, es una tarea que consume tiempo de ejecución, por lo

que se opta por utilizar la librería CMSIS DSP, la cual contiene instrucciones para llevar a cabo operaciones matemáticas de forma optimizada, reduciendo considerablemente el tiempo de ejecución. Cabe mencionar que estas operaciones se ejecutan en cada tiempo de muestreo, por lo que la librería CMSIS DSP constituye una solución viable ante el problema del costo computacional, asegurando que el resto de instrucciones se lleven a cabo en el tiempo de muestreo establecido.

El problema de optimización que se aborda en este trabajo se encuentra sujeto a restricciones, para ello, se elige el algoritmo de Hildret como método de solución. Este algoritmo contiene más operaciones matemáticas entre matrices y vectores, las cuales solo se ejecutan en dado caso de operar en las restricciones y de igual forma se debe ejecutar en cada tiempo de muestreo.

En la Figura C.4 se muestra el diagrama de flujo correspondiente a la programación del control predictivo. Una vez que se han definido las variables y se han calculado todos los datos necesarios para el control, es necesario pasar por las transformaciones de marco de referencia para posteriormente, dar solución al problema de optimización sin restricciones. En dado caso que sea requerida la solución sujeta a restricciones, se aplica el algoritmo de Hildret y así es como se obtiene el vector de control η . Por último, el principio de horizonte en retroceso es aplicado para determinar el vector de control que será modulado a través de la SVM y aplicado al motor. La verificación experimental del control no se llevo a cabo debido a los problemas descritos anteriormente.

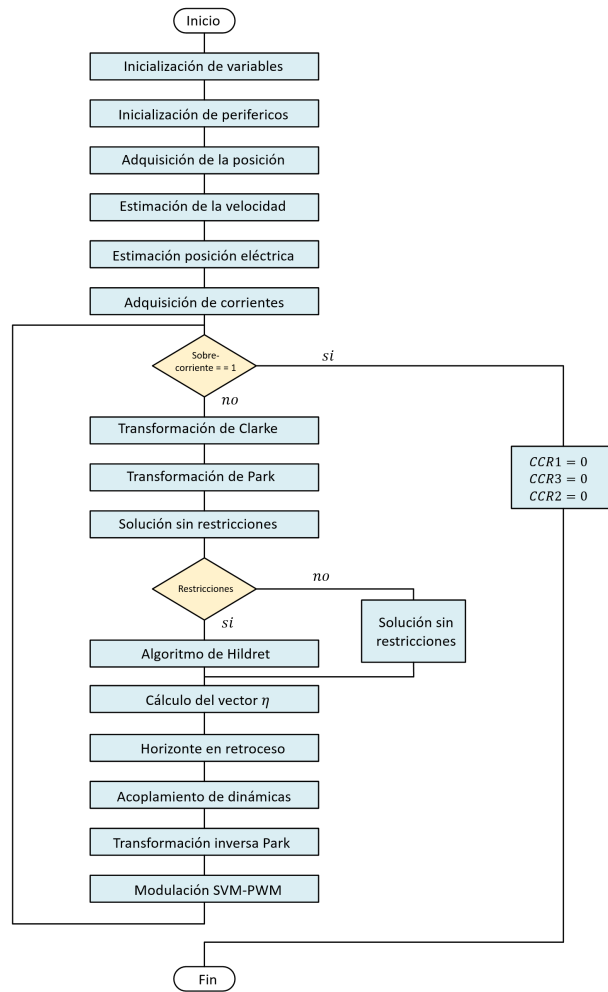


Figura C.4: Diagrama de flujo del control predictivo basado en modelo.

15.6%

Fecha: 22/11/2022, 16:27

* Todas las fuentes 100 | Fuentes de internet 100

- [0] [1library.co/document/zp2m81vy-evaluacion-comparativa-estrategias-control-predictivo-maquinas-sincronas-permanentes.html](#)
3.0% 86 resultados

- [1] [rinacional.tecnm.mx/jspui/bitstream/TecNM/2922/1/Tesis.pdf](#)
1.5% 52 resultados

- [2] [www.cartagena99.com/recursos/alumnos/apuntes/Tratamiento.de.senales.en.tiempo.discreto.3ed_Oppenheim.PDF](#)
1.3% 44 resultados

- [3] [docplayer.es/208685381-Benemerita-universidad-autonoma-de-puebla.html](#)
1.4% 43 resultados

- [4] [www.defensa.gob.es/portaldelcultura/Galerias/actividades/fichero/2015/Febrero/TESIS_01A10_2014.pdf](#)
1.2% 31 resultados

- [5] [idus.us.es/bitstream/handle/11441/126508/TFG-3618-NIETO ROMERO.pdf?sequence=1&isAllowed=y](#)
1.3% 26 resultados

- [6] [pirhua.udep.edu.pe/bitstream/123456789/2515/3/MAS_IME_AUT_003.pdf.txt](#)
1.1% 33 resultados

- [7] [core.ac.uk/download/pdf/143455819.pdf](#)
1.1% 28 resultados

- [8] [docplayer.es/90282182-Analisis-de-la-energia-de-la-senal-de-control-y-el-error-a-sistemas-linealizados-implementando-gpc-y-dmc.html](#)
1.0% 23 resultados

- [9] [docplayer.es/150449461-Departamento-de-electrica-electronica-y-telecomunicaciones.html](#)
1.0% 35 resultados

- [10] [riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/68512/Hernández - CONTROL PREDICTIVO BASADO EN ESCENARIOS PARA SISTEMAS LINEALES](#)
1.0% 27 resultados

- [11] [fdocuments.es/document/pontificia-universidad-cattica-del-per-2019-5-3-disear-un-controlador.html](#)
0.8% 25 resultados

- [12] [biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/71060/fichero/1060-DIAZ DE MAYORGA.pdf](#)
0.8% 32 resultados

- [13] [core.ac.uk/download/pdf/71394321.pdf](#)
0.7% 27 resultados

- [14] [docplayer.es/158212956-Instituto-tecnologico-y-de-estudios-superiores-de-monterrey-campus-monterrey-programa-de-graduados-en-mecatr](#)
0.8% 28 resultados

- [15] [www.scielo.org.co/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0121-750X2019000200143](#)
0.9% 27 resultados

- [16] [www.redalyc.org/journal/4988/498864121004/html/](#)
0.8% 26 resultados

- [17] [repositorio.unal.edu.co/bitstream/handle/unal/69631/1014231399.2019.pdf?sequence=1&isAllowed=y](#)
0.8% 25 resultados

- [18] [e-spacio.uned.es/fez/eserv/tesisuned:IngInf-Jjoglar/JOGLAR_ALCUBILLA_Javier_Tesis.pdf](#)
0.5% 21 resultados

- [19] [1library.co/article/estrategia-mpc-modelado-control-robots-paralelos.zx591owq](#)
0.6% 17 resultados

- [20] [1library.co/document/yevod14z-control-predictivo-basado-modelo-columna-destilacion-binaria-produccion.html](#)
0.6% 21 resultados

- [21] dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/12789/1/UPS-CT006653.pdf
0.5% 21 resultados
-
- [22] riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/15618/Documento_Tesina.pdf?sequence=1
0.5% 19 resultados
-
- [23] ebuah.uah.es/dspace/bitstream/handle/10017/49511/TFG_Martinez_Gomez_2021.pdf?sequence=1&isAllowed=y
0.5% 15 resultados
-
- [24] core.ac.uk/download/pdf/71398336.pdf
0.5% 15 resultados
-
- [25] repositorio.unal.edu.co/bitstream/handle/unal/69986/Juanebasiensolischaves.2009.pdf?sequence=1&isAllowed=y
0.5% 19 resultados
-
- [26] oa.upm.es/32854/1/VICTOR_RODRIGUEZ_DE_LA_CRUZ.pdf
0.3% 16 resultados
-
- [27] biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/70451/fichero/CAPITULO_5.pdf
0.5% 11 resultados
-
- [28] 1library.co/document/ky60e95y-control-directo-par-motor-sincrono-iman-permanentes.html
0.5% 14 resultados
-
- [29] repositorio.ipicyt.edu.mx/bitstream/handle/11627/5835/Versión_Final_de_Tesis_-_Brandon_Moncada_Beltrán.pdf?sequence=2
0.4% 11 resultados
-
- [30] oa.upm.es/578/1/01200103.pdf
0.3% 13 resultados
-
- [31] core.ac.uk/download/pdf/79176618.pdf
0.3% 13 resultados
-
- [32] oaji.net/articles/2017/5082-1501183303.pdf
0.4% 15 resultados
-
- [33] biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/91169/fichero/76443249N.pdf
0.3% 11 resultados
-
- [34] docplayer.es/186327727-Autor-francisco-jose-galvez-palomo-tutores-francisco-salas-gomez-pablo-montero-robina.html
0.3% 12 resultados
-
- [35] rinacional.tecnm.mx/bitstream/TecNM/4248/1/G13071379_donacion_tesis_bib.pdf
0.3% 12 resultados
-
- [36] www.passeidireto.com/arquivo/114412493/853719t/22
0.4% 9 resultados
-
- [37] repositorio.uam.es/bitstream/handle/10486/4037/27842_martin_guzman_maria_del_pilar.pdf?sequence=1
0.3% 10 resultados
-
- [38] repositorio.uchile.cl/bitstream/handle/2250/178520/Desarrollo-de-un-prototipo-de-modelo-predictor-de-tiempos-de-llegada-de-buses-para-una
0.3% 11 resultados
-
- [39] repositorio.utp.edu.co/bitstreams/07cae616-c4d6-41bd-b1d3-058288fbfca5/download
0.3% 12 resultados
-
- [40] biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/12320/fichero/Proyecto_fin_de_carrera_TARIK.pdf
0.2% 12 resultados
-
- [41] 1library.co/document/qmjrrpwq-implementacion-modulador-vector-espacial-inversor-multinivel-niveles-fijacion.html
0.3% 9 resultados
-
- [42] repositorio.utp.edu.co/bitstreams/b43674f3-83b1-4b50-ad92-db469266a1aa/download
0.3% 13 resultados
-
- [43] www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061522005117#!
0.4% 9 resultados
-
- [44] 1library.co/subject/control-predictivo-basado-en-modelos-mpc
0.3% 11 resultados

- [45] [repositorio.utp.edu.co/bitstreams/579ccdbe-8ffd-42d1-83ec-3bd87ffb0760/download](#)
0.2% 11 resultados
-
- [46] [docplayer.es/52289020-Tesis-de-grado-sistema-de-control-de-flujos-a-lazo-cerrado-mediante-controlador-lineal-basado-en-imagenes.html](#)
0.3% 10 resultados
-
- [47] [biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/70192/fichero/06 cap4 - Control de Par y Flujo.pdf](#)
0.3% 6 resultados
-
- [48] [docplayer.es/71330968-Control-de-campo-orientado-en-simnon-de-un-motor-de-iman-es-permanentes.html](#)
0.2% 10 resultados
-
- [49] [docplayer.es/35547620-Implementacion-de-un-modulador-por-vector-espacial-svm-2d-para-un-inversor-multinivel-de-tres-niveles-con-fijacion](#)
0.3% 9 resultados
-
- [50] [www.redalyc.org/pdf/707/70748810003.pdf](#)
0.2% 12 resultados
-
- [51] [core.ac.uk/download/pdf/196539419.pdf](#)
0.2% 10 resultados
-
- [52] [docplayer.es/218012911-Programacion-lineal-metodos-cuantitativos-para-la-toma-de-decisiones.html](#)
0.2% 8 resultados
-
- [53] [docplayer.es/55175893-Control-de-voltaje-y-frecuencia-de-la-maquina-sincrona-mediante-control-difuso-desacoplado.html](#)
0.2% 10 resultados
-
- [54] [repositorio.unal.edu.co/bitstream/handle/unal/81411/30237456.2021.pdf?sequence=1&isAllowed=y](#)
0.2% 6 resultados
-
- [55] [hrudnick.sitios.ing.uc.cl/paperspdf/ablanco.pdf](#)
0.2% 7 resultados
-
- [56] [www.semanticscholar.org/paper/Constant-torque-angle-controlled-permanent-magnet-Dutta-Puthra/efc2a42ea23b4ec1e96de96577ef8779d8f](#)
0.3% 5 resultados
-
- [57] [1library.co/document/zk3104my-diseno-observador-backstepping-para-robot-articulacion-rotaria-flexible.html](#)
0.2% 8 resultados
-
- [58] [vbook.pub/documents/muest-reo-lon7vkgd4623](#)
0.2% 8 resultados
-
- [59] [upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/9215/ProyectoFinalDeCarrera_Mikel de Prada.pdf?sequence=1&isAllowed=y](#)
0.2% 6 resultados
-
- [60] [www.semanticscholar.org/paper/Online-multi-parameter-estimation-of-interior-motor-Nalakath-Preindl/fa96feda99607fb7abd26431a6a96fcc6c](#)
0.3% 6 resultados
-
- [61] [www.semanticscholar.org/paper/TORQUE-RIPPLE-MINIMIZATION-OF-MATRIX-CONVERTER-FED-Kannan-Chinnaiya/0eaa078132bf77ebff](#)
0.3% 7 resultados
-
- [62] [www.usfx.bo/nueva/vicerrectorado/citas/TECNOLOGICAS_20/Electronica/9.pdf](#)
0.1% 6 resultados
-
- [63] [www.semanticscholar.org/paper/Modelling-and-model-based-compensation-of-non-ideal-Seilmeier-Wolz/5d9a187d2510e0777c246440e4f8af](#)
0.3% 6 resultados
-
- [64] [www.academia.edu/47583011/Sensor_Fault_Detection_Localization_and_System_Reconfiguration_with_a_Sliding_Mode_Observer_and_Ad](#)
0.3% 7 resultados
-
- [65] [www.academia.edu/32009491/Control_Predictivo](#)
0.2% 6 resultados
-
- [66] [docplayer.es/67572091-Centro-de-investigacion-y-de-estudios-avanzados-del-ipn.html](#)
0.1% 8 resultados
-
- [67] [repositorio.espe.edu.ec/bitstream/21000/13082/1/T-ESPEL-MEC-0092.pdf](#)
0.2% 6 resultados
-
- [68] [www.cartagena99.com/recursos/alumnos/apuntes/lyME_biblio1_31.pdf](#)
0.1% 7 resultados

- [69] www.semanticscholar.org/paper/Improved-Model-Free-Predictive-Current-Control-for-Lin-Yu/80341d66589cf87ed491daf895329b19cbceee0b
0.3% 6 resultados
-
- [70] eprints.ucm.es/38504/1/MemoriaTFGJuanRamosDiaz.pdf
0.1% 6 resultados
-
- [71] 1library.co/document/y6x98o4y-indice-general-agradecimientos-resumen-acronimos-simbolos-introduccion.html
0.2% 7 resultados
-
- [72] bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/10729/1/T1294.pdf
0.1% 5 resultados
-
- [73] www.comrob.org/2016/openconf/modules/request.php?module=oc_proceedings&action=view.php&id=19&file=1/19.pdf&a=Accept
0.2% 7 resultados
-
- [74] www.koreascience.or.kr/article/JAKO201709641401497.page
0.2% 4 resultados
-
- [75] controlautomaticoeducacion.com/control-predictivo/
0.1% 6 resultados
-
- [76] ruc.udc.es/dspace/bitstream/handle/2183/25946/2017_Manzano_Control_predictivo_basado_en_datos.pdf
0.1% 7 resultados
-
- [77] [dspace.unl.edu.ec/jspui/bitstream/123456789/16954/1/Ortega_Cueva, Bladimir Gustavo, Tenecela González, Franklin José.pdf](http://dspace.unl.edu.ec/jspui/bitstream/123456789/16954/1/Ortega_Cueva,_Bladimir_Gustavo,_Tenecela_González,_Franklin_José.pdf)
0.1% 4 resultados
-
- [78] docplayer.es/23016125-Seccion-1-3-control-en-lazo-cerrado-en-comparacion-con-el-control-en-lazo-abierto-7.html
0.1% 6 resultados
-
- [79] inaoe.repositorioinstitucional.mx/jspui/bitstream/1009/640/1/OrtizMW.pdf
0.1% 4 resultados
-
- [80] 1library.co/document/qv1p920q-cenidet-centro-nacional-de-investigacion-y-desarrollo-tecnologico-departamento-de-ingenieria-electronica-tes
0.1% 6 resultados
-
- [81] www.cartagena99.com/recursos/alumnos/apuntes/PROBLEMAS_modificado.pdf
0.1% 4 resultados
-
- [82] core.ac.uk/download/pdf/62905529.pdf
0.1% 4 resultados
-
- [83] www.academia.edu/31391825/A_Hybrid_Type_Variable_Structure_Instantaneous_Torque_Control_With_a_Robust_Adaptive_Torque_Obsen
0.2% 5 resultados
-
- [84] idus.us.es/handle/11441/89688?show=full
0.1% 5 resultados
-
- [85] biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/70686/fichero/Nuveva Versión del TFM de Shi,Zekun.pdf
0.1% 4 resultados
-
- [86] www.passeidireto.com/arquivo/110955803/prototipo-de-control-a-traves-de-una-app-para-una-casa-inteligente/9
0.1% 5 resultados
-
- [87] docplayer.es/129634952-Metodologi-a-de-programacio-n-dina-mica-aproximada-para-control-o-ptimo-basada-en-datos.html
0.1% 6 resultados
-
- [88] docplayer.es/128612973-Manual-de-operaciones-version-1-10-del-software.html
0.1% 4 resultados
-
- [89] selectividad.intergranada.com/Bach/mate2ccnn/Anaya_16/TEMA 4.pdf
0.0% 1 resultados
-
- [90] upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/20283/TFG_Anselmo_Ruiz.pdf
0.1% 4 resultados
-
- [91] laboratoriomatematicas.uniandes.edu.co/bioing/Principal.pdf
0.0% 3 resultados
-
- [92] core.ac.uk/download/pdf/20482662.pdf
0.1% 5 resultados

- [93] bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/5038/4/T2446.pdf
0.1% 4 resultados

- [94] biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/70224/fichero/PFM_María Cristina Martín Macareno.pdf
0.1% 6 resultados

- [95] es.slideshare.net/JesusJimenez144/simulacion-digital-variables-de-estado-por-jesus-jimenez
0.1% 5 resultados

- [96] core.ac.uk/download/pdf/71047929.pdf
0.1% 4 resultados

- [97] www.semanticscholar.org/paper/Robust-Model-Predictive-Current-Control-of-Voltage-Xia-Wang/169b9e33536975adce465a48a76e8a19acfe9
0.2% 3 resultados

- [98] www.monografias.com/trabajos36/maquinas-electricas/maquinas-electricas2
0.1% 5 resultados

- [99] docplayer.es/17516577-Principios-generales-de-las-maquinas-electricas.html
0.1% 5 resultados

126 páginas, 27499 palabras

Nivel del plagio: 15.6% seleccionado / 15.8% en total

437 resultados de 100 fuentes, de ellos 100 fuentes son en línea.

Configuración

Directiva de data: *Comparar con fuentes de internet, Comparar con documentos propios*

Sensibilidad: *Media*

Bibliografía: *Considerar Texto*

Detección de citas: *Reducir PlagLevel*

Lista blanca: --