



**Universidad Autónoma de San Luis Potosí**  
**Facultad de Ingeniería**  
**Centro de Investigación y Estudios de Posgrado**

**ESTUDIO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE CONTROL NO  
LINEAL EN MOTORES SÍNCRONOS DE IMANES  
PERMANENTES**

**TESIS**

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA  
OPCIÓN: CIBERNÉTICA, CONTROL Y ROBÓTICA  
PRESENTA:

ING. EDUARDO ANTONIO GUZMÁN ORTIZ

ASESOR:

DR. RICARDO ÁLVAREZ SALAS

San Luis Potosí, S. L. P.

Septiembre de 2022





Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción: Control Automático



Estudio comparativo de técnicas de control lineal en motores síncronos de imanes permanentes

Presenta:

---

Ing. Eduardo Antonio Guzmán Ortiz

Sinodales:

---

Dr. Ricardo Álvarez Salas  
Asesor

---

Dr. Mario Arturo González García  
Revisor

---

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo  
Revisor

---

Dr. Rafael Peña Gallardo  
Revisor

---

San Luis Potosí, S.L.P., septiembre de 2022





**UASLP**  
Universidad Autónoma  
de San Luis Potosí



FACULTAD DE  
**INGENIERÍA**

17 de septiembre de 2021

**ING. EDUARDO ANTONIO GUZMÁN ORTIZ  
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por los **Dr. Ricardo Álvarez Salas**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Maestro en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 17 de septiembre del presente, fue aprobado el Temario propuesto:

**TEMARIO:**

**"Estudio comparativo de técnicas de control no lineal para motores síncronos de imanes permanentes"**

Introducción.

1. Modelado del motor síncrono de imanes permanentes.
2. Técnicas de control no lineal para motores síncronos de imanes permanentes.
3. Resultados.  
Conclusiones.  
Referencias.

**"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"**

**A T E N T A M E N T E**

  
**DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN**  
**DIRECTOR**

UNIVERSIDAD AUTONOMA  
DE SAN LUIS POTOSI  
FACULTAD DE INGENIERIA  
DIRECCION

[www.uaslp.mx](http://www.uaslp.mx)

Copia. Archivo.  
\*etn.

Av. Manuel Nava 8  
Zona Universitaria • CP 78290  
San Luis Potosí, S.L.P.  
tel. (444) 826 2330 al39  
fax (444) 826 2336





El que suscribe Eduardo Antonio Guzmán Ortiz, con domicilio en Priv. Pino Suarez #24 Colonia/Fraccionamiento Centro C.P. 37600 Tel. 4286850289 Ciudad San Felipe Guanajuato y en mi carácter de autor y titular de la tesis que lleva como nombre: “Estudio comparativo de técnicas de control no lineal en motores síncronos de imanes permanentes”, en lo sucesivo “LA OBRA” y por ende, cedo y autorizo a la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, para que lleve a cabo la divulgación, publicación, reproducción, así como la digitalización de la obra, en formato electrónico y sin fines de lucro.

La Universidad Autónoma de San Luis Potosí, se compromete a respetar en todo momento mi autoría y a otorgarme el crédito correspondiente.

San Luis Potosí, S.L.P., a 15 de agosto de 2022.

Atentamente,

---

Eduardo Antonio Guzmán Ortiz





# Agradecimientos

*A mis padres Raquel y Oscar por el apoyo incondicional que me han brindado a lo largo de mi vida. A mis hermanos Enrique y Daniel, por estar conmigo cuando más lo necesitaba, gracias por todo.*

*A mi asesor Dr. Ricardo Álvarez por la disposición y la ayuda brindada a lo largo de este proyecto de tesis.*

*A todo el personal del laboratorio de Calidad de la energía Eléctrica y Control de Motores (LABCEEM), por sus recomendaciones realizadas durante la realización del proyecto de tesis.*

*A todo el personal que conforma el Centro de Investigación y Estudios de Posgrado (CIEP) de la Facultad de Ingeniería.*

*Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por el apoyo brindado durante mis estudios de posgrado.*





# Simbología y acrónimos

Símbolo	Descripción
PMSM	Motor síncrono de imanes permanentes.
IDA-PBC	Control basado en pasividad por interconexión y asignación de amortiguamiento.
FOC	Control por campo orientado.
PCH	Sistemas Hamiltonianos controlados por puerto.
CST-PCH	Control de seguimiento de trayectorias basado en sistemas Hamiltonianos controlados por puerto
$i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}$	Corrientes de fase del estator.
$i_\alpha, i_\beta$	Corrientes de estator en el marco de referencia $\alpha\beta$ .
$i_d, i_q$	Corrientes de estator en el marco de referencia dq.
$u_{s1}, u_{s2}, u_{s3}$	Tensiones de fase del estator.
$u_\alpha, u_\beta$	Tensiones de estator en el marco de referencia $\alpha\beta$ .
$u_d, u_q$	Tensiones de estator en el marco de referencia dq.
$\theta$	Posición angular del rotor.
$\omega$	Velocidad angular del rotor.
$\tau_L$	Par de carga.
$\tau$	Par electromagnético.
$n_p$	Número de pares de polos.
$R_s$	Resistencia de fase de estator.
$L_s$	Inductancia de fase de estator.
$K_m$	Constante contraelectromotriz.
$J$	Momento de inercia.
$\omega^*$	Referencia de velocidad angular.
$i_d^*, i_q^*$	Referencia de corrientes del estator en el marco de referencia dq.
$B_s$	Campo magnético del estator.
$B_r$	Campo magnético del rotor.
$\psi_1, \psi_2, \psi_3$	Enlaces de flujo en el estator.
$x_d(t)$	Trayectoria deseada.
$\bar{x}(t)$	Error de seguimiento.
$x^*(t)$	Punto de equilibrio.
$\mathbb{R}$	Conjunto de los números reales.
$\mathbb{R}^n$	Espacio de todos los vectores columna de dimensión $n$ con componentes en $\mathbb{R}$ .
$\mathbb{R}^{n \times m}$	Espacio de matrices reales de tamaño $n \times m$ .
$\text{sen}(\alpha)$	Función seno de $\alpha$ .
$\text{cos}(\alpha)$	Función coseno de $\alpha$ .
$G^T$	Transpuesta de la matriz $G$ .
$G^\perp$	Aniquilador de la matriz $G$ .
$\ x\ $	Norma euclídeana del vector $x \in \mathbb{C}^n$ .
$\dot{x}(t)$	Derivada de $x(t)$ con respecto al tiempo $t$ $\left(\frac{dx}{dt}\right)$ .
$:=$	Por definición.
$\triangleq$	Es igual.
$\Rightarrow$	Implicación (si... entonces...).

# Índice general

<b>Introducción</b>	<b>1</b>
<b>1. Modelado del motor síncrono de imanes permanentes</b>	<b>5</b>
1.1. Enlaces de flujo del estator . . . . .	6
1.2. Modelo bifásico del PMSM . . . . .	11
1.3. Modelo en el marco de referencia $dq$ del PMSM . . . . .	12
<b>2. Técnicas de control no lineal para motores síncronos de imanes permanentes</b>	<b>15</b>
2.1. FOC . . . . .	15
2.2. IDA-PBC . . . . .	16
2.3. CST-PCH . . . . .	21
<b>3. Resultados</b>	<b>25</b>
3.1. Protocolo de simulación - <i>benchmark</i> . . . . .	25
3.1.1. Descripción de las pruebas del <i>benchmark</i> . . . . .	26
3.2. Resultados de simulación . . . . .	27
3.2.1. Resultados de simulación - Caso 1 . . . . .	28
3.2.2. Resultados de simulación - Caso 2 . . . . .	32
3.3. Desempeño general de los controladores . . . . .	35
3.3.1. Integral del error cuadrático de velocidad . . . . .	35
3.3.2. Integral del valor absoluto del error . . . . .	38
3.3.3. Integral del valor absoluto de la señal de control . . . . .	40
3.3.4. Integral del valor absoluto de la variación de la señal de control . . . . .	42
3.4. Análisis de resultados . . . . .	44
3.5. Análisis de robustez . . . . .	45
3.5.1. Resultados - Caso 1 . . . . .	46
3.5.2. Resultados - Caso 2 . . . . .	49
3.5.3. Análisis de resultados . . . . .	52
<b>Conclusiones</b>	<b>55</b>
<b>Referencias</b>	<b>57</b>



# Índice de figuras

1. Disposición de los imanes permanentes PMSM: (A) Superficiales, (B) Montados. . . . .	2
1.1. Sección transversal de una máquina trifásica síncrona con rotor de imanes permanentes. . . . .	6
2.1. Diagrama de bloques del FOC. . . . .	17
2.2. Diagrama de bloques del IDA-PBC. . . . .	21
2.3. Diagrama de bloques del CST-PCH. . . . .	23
3.1. Referencia de velocidad. . . . .	26
3.2. Esquema de conexión del PMSM. . . . .	27
3.3. Seguimiento de velocidad - Caso 1. . . . .	28
3.4. Error de velocidad - Caso 1. . . . .	29
3.5. Normas de corriente - Caso 1. . . . .	30
3.6. Normas de tensión - Caso 1. . . . .	31
3.7. Seguimiento de velocidad - Caso 2. . . . .	32
3.8. Error de velocidad - Caso 2. . . . .	33
3.9. Normas de corriente - Caso 2. . . . .	34
3.10. Normas de tensión - Caso 2. . . . .	35
3.11. Integral del error cuadrático de velocidad - Caso 1. . . . .	36
3.12. Integral del error cuadrático de velocidad - Caso 2. . . . .	37
3.13. Integral del valor absoluto del error - Caso 1. . . . .	38
3.14. Integral del valor absoluto del error - Caso 2. . . . .	39
3.15. Integral del valor absoluto de la señal de control - Caso 1. . . . .	40
3.16. Integral del valor absoluto de la señal de control - Caso 2. . . . .	41
3.17. Integral del valor absoluto de la variación de la señal de control - Caso 1. . . . .	42
3.18. Integral del valor absoluto de la variación de la señal de control - Caso 2. . . . .	43
3.19. Seguimiento de velocidad con variación de $R_S$ - Caso 1. . . . .	46
3.19. Error de velocidad con variación de $R_S$ - Caso 1. . . . .	47
3.20. Normas de corriente con variación de $R_S$ - Caso 1. . . . .	48
3.21. Normas de tensión con variación de $R_S$ - Caso 1. . . . .	49
3.22. Seguimiento de velocidad con variación de $R_S$ - Caso 2. . . . .	49
3.23. Error de velocidad con variación de $R_S$ - Caso 2. . . . .	50
3.24. Normas de corriente con variación de $R_S$ - Caso 1. . . . .	51
3.25. Normas de tensión con variación de $R_S$ - Caso 2. . . . .	52





# Índice de tablas

3.1. Parámetros del motor PMSM. . . . .	25
3.2. Ganancias para el controlador FOC. . . . .	27
3.3. Ganancias para el controlador CST-PCH. . . . .	27
3.4. Integral del error cuadrático de velocidad. . . . .	37
3.5. Integral del valor absoluto del error. . . . .	39
3.6. Integral del valor absoluto de la señal de control. . . . .	41
3.7. Integral del valor absoluto de la variación de la señal de control. . . . .	44
3.8. Valor máximo de la norma de la corriente y tensión. . . . .	44
3.9. Tabla comparativa entre las leyes de control. . . . .	45
3.10. Valor máximo de la norma de la corriente y tensión con variación de $R_S$ . . . . .	53
3.11. Valor máximo de los índices de desempeño con variación de $R_S$ . . . . .	53



# Introducción

Los avances recientes en la electrónica de potencia y en materiales para imanes permanentes conocidos como tierras raras, han abierto nuevas perspectivas en el diseño, construcción y aplicación de motores síncronos de imanes permanentes (PMSM, por sus siglas en inglés). Su uso es relacionado en aplicaciones de robótica, industria automotriz, herramientas de maquinado, entre otros. Este tipo de motores tienen ventajas sobre los motores CD convencionales (con escobillas) y los motores de inducción, los cuales son:

- Respuesta dinámica más rápida.
- Alta eficiencia y confiabilidad.
- Larga vida de operación (no existe erosión por escobillas).
- Reducción en la interferencia electromagnética.

Adicionalmente, la relación par generado con el tamaño del motor es mayor, haciendo útil en aplicaciones donde el espacio y peso son factores críticos, como en aplicaciones aeroespaciales.

La base para la construcción de un PMSM es la misma que la de un motor síncrono, la única diferencia se encuentra con el rotor. A diferencia del motor síncrono, no hay devanados en el rotor del PMSM, los polos de campo se crean mediante el uso de imanes permanentes y se encuentran montados en el rotor. Según el montaje del imán permanente en el núcleo del rotor, los PMSMs se pueden clasificar en dos tipos:

- Imanes montados en superficie del rotor (Surface-mounted magnets). Este tipo de PMSM no es robusto y por lo tanto no está pensado para ser usado en aplicaciones de alta velocidad. Dado que la permeabilidad del imán y el entrehierro es casi la misma, este tipo de construcción asegura que un entrehierro uniforme. Por lo que no hay par de reluctancia presente, permitiendo obtener un rendimiento dinámico superior, entre sus principales aplicaciones se encuentran: máquinas herramienta de alto rendimiento y robótica.
- Imanes insertos en el rotor (Buried Magnets). En este tipo de PMSM los imanes permanentes se encuentran incrustados dentro del rotor en lugar de montarse dentro de la superficie. Esto proporciona robustez y, por lo tanto, puede ser utilizado en aplicaciones de alta velocidad, debido a la presencia de resiliencia, el par de reluctancia se encuentra presente en este tipo de PMSM.

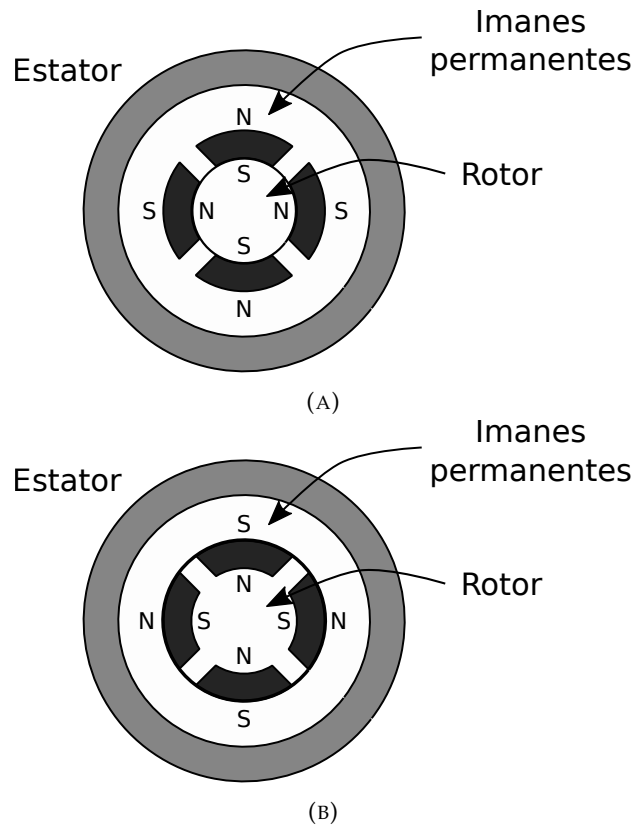


FIGURA 1: Disposición de los imanes permanentes PMSM: (A) Superficiales, (B) Montados.

El control basado en pasividad por interconexión y asignación de amortiguamiento (IDA-PBC, por sus siglas en inglés) fue introducido en 2002 por R. Ortega y sus colaboradores para combinar las propiedades de los sistemas Hamiltonianos controlados por puerto (PCH, por sus siglas en inglés) con el control por interconexión basado en energía. Se ha logrado implementar en sistemas mecánicos [1] [2], máquinas eléctricas [3] [4], convertidores de potencia [5], entre otros. Y en años recientes sea logrado implementar sobre actuadores en un sistema robótico para seguir una trayectoria previamente establecida [6]. La idea principal es utilizar la estructura Hamiltoniana para resolver la ecuación diferencial parcial (EDP) asociada a una ecuación de balance de energía requerida por el PBC, considerando una selección apropiada de una matriz de interconexión, de una matriz de disipación y de una función de energía del sistema en lazo cerrado. Debido al número de variables que intervienen en la EDP existen diversos métodos para resolver el problema:

- IDA no parametrizado.
- IDA algebraico.
- IDA parametrizado.

Por otra parte, una técnica ampliamente utilizada para controlar los PMSMs en los variadores de frecuencia comerciales es el control por campo orientado (FOC, por sus siglas en inglés), sin embargo, ésta es una técnica que no tiene una prueba de estabilidad en lazo cerrado; aunque en la práctica exhibe un desempeño elevado. Los trabajos reportados en la literatura se encuentran estudios comparativos entre la técnica de FOC y distintas técnicas de control como el Control Proporcional Integral Generalizado [7] y Control Predictivo Basado en Modelo [8], así como el uso de una estrategia basada en redes neuronales artificiales [9].

## Motivación

Existen distintas técnicas de control que permiten obtener un desempeño adecuado en el seguimiento de trayectorias, en este sentido se han reportado una gran cantidad de controladores para el seguimiento de velocidad, par y posición, por ejemplo:

- Control adaptable [10]. Permiten ajustar en tiempo real el valor de los parámetros de control aunque se desconozcan los parámetros de la planta o sean variantes en el tiempo. Entre los trabajos aplicados en el PMSM se encuentran un controlador de velocidad basado en un observador de perturbaciones [11] y la identificación de los parámetros del PMSM [12].
- Control por modos deslizantes [13]. Es una metodología de control que hace uso de una señal de control conmutada a altas frecuencias que consigue llevar el estado del sistema a una superficie  $\sigma = 0$  denominada superficie de deslizamiento y lograr mantenerlo ante posibles perturbaciones futuras. Se ha logrado implementar en un controlador de velocidad en conjunto de un observador de perturbaciones no lineales [14] y la sincronización de un PMSM caótico [15].
- Control predictivo [16]. Es una metodología de control que permite predecir las salidas futuras de la planta a partir del uso de un modelo de proceso y con ello poder optimizar las acciones de control futuras. Para el PMSM se han reportado la implementación de distintos controladores de velocidad [17] [18].
- Backstepping [19]. Es una metodología de diseño recursivo que vincula la elección de una función de Lyapunov con el diseño de un controlador de retroalimentación asintótica global. En años recientes se ha conseguido implementar un controlador de velocidad para el PMSM con incertidumbres paramétricas [20] y una técnica de control robusta para el seguimiento de trayectorias [21].
- Control directo de par [22]. Este controlador selecciona directamente la conectividad de los interruptores del inversor para controlar el flujo del estator y el par desarrollado, con el fin de obtener una respuesta rápida del par. Se ha logrado implementar en conjunto con un control con rechazo a perturbaciones [23] y en un control PID fraccionario [24].

Hay pocos trabajos que abordan una comparación del desempeño entre distintas técnicas de control, haciendo uso de distintos parámetros para su evaluación. Para este

trabajo se busca realizar una comparación entre al algoritmo de control FOC, técnica ampliamente utilizada en la industria y como principal desventaja es la de no tener una prueba de estabilidad, en contra de los algoritmos de control IDA-PBC y control por seguimiento de trayectorias basados en PCH (CST-PCH).

## **Objetivo general de la tesis**

Realizar un estudio comparativo del desempeño de los algoritmos de control IDA-PBC, FOC y CST-PCH para motores de síncronos de imanes permanentes para el seguimiento de trayectorias de velocidad, posición y par.

## **Objetivos específicos**

- Sintetizar tres controladores para el seguimiento de trayectorias de velocidad, posición y par aplicado al PMSM utilizando la técnica FOC, IDA-PBC y CST-PCH.
- Validar por simulación los controladores obtenidos con el uso de un inversor y el modelo del PMSM.
- Evaluar el desempeño de los controladores obtenidos con la ayuda de distintos índices de desempeño.

## **Organización de la tesis**

El presente trabajo está organizado de la siguiente manera:

- En el capítulo 1 se introduce el modelado matemático del PMSM, a partir de las ecuaciones que describen el campo magnético y los enlaces de flujo. Se presentan las transformaciones de Clarke y Park para finalmente obtener el modelo dinámico del PMSM en el marco de referencia fijo con respecto al estator y posteriormente se obtiene el modelo en un marco de referencia rotatorio.
- En el capítulo 2 se presentan los distintos tipos de control a utilizar en el motor PMSM.
- En el capítulo 3 se presentan los resultados obtenidos y el desempeño general de los controladores, haciendo uso de distintos índices de desempeño, así como el valor máximo de las normas de la corriente de la tensión y corriente.

## Capítulo 1

# Modelado del motor síncrono de imanes permanentes

Se toma como base el modelo del motor PMSM presentado en [25], referencia ampliamente usada en el estudio y control de motores de imanes permanentes. El campo magnético del estator está descrito por la ecuación:

$$\mathbf{B}_s(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r, \theta) = \frac{\mu_0 N_s r_R}{2g} \frac{r}{r} (i_{S1} \cos(\theta) + i_{S2} \cos(\theta - 2\pi/3) + i_{S3} \cos(\theta - 4\pi/3)) \hat{\mathbf{r}} \quad (1.1)$$

donde  $i_{S1}$ ,  $i_{S2}$  y  $i_{S3}$  son las corrientes en las fases del estator,  $N_s$  es el número de vueltas del devanado del estator,  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío,  $g$  es la longitud radial del entrehierro,  $r$  es la distancia radial en el entrehierro,  $r_R$  es el radio del rotor,  $\theta$  es la posición del rotor y  $\hat{\mathbf{r}}$  es un vector unitario. Además, el campo magnético debido a los imanes permanentes está dado por:

$$\mathbf{B}_S(r, \theta - \theta_R) = B_m \frac{r_R}{r} \cos(\theta - \theta_R) \hat{\mathbf{r}} \quad (1.2)$$

cuando  $r = r_S$ , se obtiene como resultado

$$\mathbf{B}_S(r, \theta - \theta_R) = kB_m \frac{r_R}{r_S} \cos(\theta - \theta_R) \hat{\mathbf{r}} \quad (1.3)$$

donde el factor de acoplamiento  $k$  se incluye para considerar las pérdidas. Las cantidades por calcular son los enlaces de flujo del estator y par del rotor. Debido a que el rotor no tiene devanados, el par es calculado mediante el par ejercido en los devanados del estator y considerando  $\tau_R = -\tau_S$ . Consecuentemente, todos los cálculos se pueden hacer con el valor del campo magnético total en el interior de la superficie del estator.

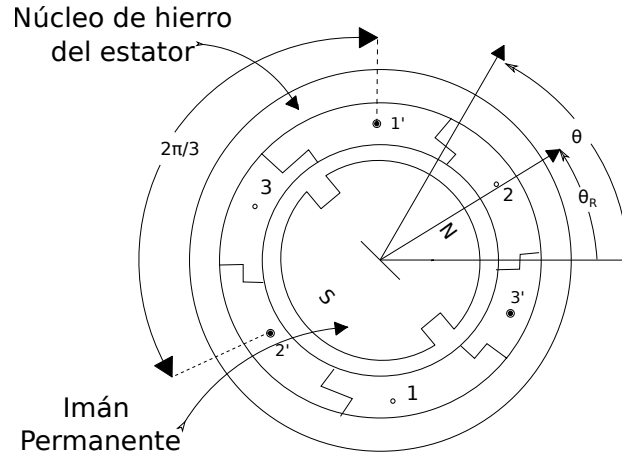


FIGURA 1.1: Sección transversal de una máquina trifásica síncrona con rotor de imanes permanentes.

Con  $B_s$  y  $B_R$  dados por (1.3) y (1.1), el campo magnético radial total de  $B$  del entrehierro en el lado del estator es:

$$\mathbf{B}(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r_S, \theta, \theta_R) \triangleq \mathbf{B}_S(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r_S, \theta) + \mathbf{B}_S(r_S, \theta - \theta_R) \quad (1.4)$$

## 1.1. Enlaces de flujo del estator

Usando (1.4), el enlace de flujo del estator en una de las fases se puede calcular como:

$$\begin{aligned} \Psi_{S1} &= \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \text{sen}(\theta) \times \\ &\quad \left( \int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r, \theta', \theta_R) d\theta' \right) d\theta \\ &= \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \text{sen}(\theta) \times \\ &\quad \left( \int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r, \theta') d\theta' \right) d\theta \\ &\quad + \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \text{sen}(\theta) \times \\ &\quad \left( \int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(r_S, \theta' - \theta_R) d\theta' \right) d\theta \end{aligned} \quad (1.5)$$



La primer integral tiene como resultado:

$$\begin{aligned}\Psi_{S1} &= \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \text{sen}(\theta) \times \\ &\quad \left( \int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r, \theta') d\theta' \right) d\theta \\ &= \frac{2}{3} L_s (i_{S1} + i_{S2} \cos(2\pi/3) + i_{S3} \cos(4\pi/3))\end{aligned}\quad (1.6)$$

donde:

$$L_s = \frac{2}{3} \frac{\pi \mu_0 l_1 l_2 N_S^2}{8g} \quad (1.7)$$

La segunda integral se evalúa como:

$$\begin{aligned}&\int_0^\pi \frac{N_S}{2} \text{sen}(\theta) \times \\ &\quad \left( \int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(r_S, \theta' - \theta_R) d\theta' \right) d\theta \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \cos(\theta_R)\end{aligned}\quad (1.8)$$

donde:

$$K_m \triangleq \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{k\pi l_1 l_2 B_m N_S}{4} \quad (1.9)$$

Por lo tanto:

$$\begin{aligned}\Psi_{S1}(t) &= \frac{2}{3} L_s (i_{S1} + i_{S2} \cos(2\pi/3) + i_{S3} \cos(4\pi/3)) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \cos(\theta_R)\end{aligned}\quad (1.10)$$

De forma similar se tiene:

$$\begin{aligned}\Psi_{S2}(t) &= \int_{2\pi/3}^{2\pi/3+\pi} \frac{N_S}{2} \text{sen}(\theta - 2\pi/3) \times \\ &\quad \left( \int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r, \theta', \theta_R) d\theta' \right) d\theta \\ &= \frac{2}{3} L_s (i_{S1} \cos(2\pi/3) + i_{S2} + i_{S3} \cos(2\pi/3)) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \cos(\theta_R - 2\pi/3)\end{aligned}\quad (1.11)$$

$$\begin{aligned}
\Psi_{S3}(t) &= \int_{4\pi/3}^{4\pi/3+\pi} \frac{N_S}{2} \text{sen}(\theta - 4\pi/3) \times \\
&\quad \left( \int_{\theta-\pi}^{\theta} l_1 r_s B(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r, \theta', \theta_R) d\theta' \right) d\theta \\
&= \frac{2}{3} L_s (i_{S1} \cos(4\pi/3) + i_{S2} \cos(\pi/3) + i_{S3}) \\
&\quad + \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \cos(\theta_R - 4\pi/3)
\end{aligned} \tag{1.12}$$

El factor  $2/3$  frente a  $L_s$  y el factor  $\sqrt{2/3}$  frente a  $K_m$  en las ecuaciones (1.10), (1.11) y (1.12) están dados de modo que las expresiones para  $L_s$  y  $K_m$  son el coeficientes de inductancia y la constante de la fuerza contraelectromotriz, respectivamente, en el modelo equivalente bifásico.

En la forma matricial, los enlaces de flujo pueden ser escritos como:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \Psi_{S1}(t) \\ \Psi_{S2}(t) \\ \Psi_{S3}(t) \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} L_s \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & 1 & \cos(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \cos(-2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \\
&\quad \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_R) \\ \cos(\theta_R - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_R - 4\pi/3) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{1.13}$$

Asumiendo que las tensiones del estator  $u_{S1}(t)$ ,  $u_{S2}(t)$  y  $u_{S3}(t)$  están balanceadas y de acuerdo con la ley de Faraday se tiene:

$$\begin{aligned}
u_{S1} &= R_s i_{S1} + \frac{d\Psi_{S1}(t)}{dt} \\
u_{S2} &= R_s i_{S2} + \frac{d\Psi_{S2}(t)}{dt} \\
u_{S3} &= R_s i_{S3} + \frac{d\Psi_{S3}(t)}{dt}
\end{aligned} \tag{1.14}$$

Además, se asume que el estator de la máquina tiene una conexión en estrella, de modo que las corrientes también están balanceadas. La transformación de Clarke se utiliza para llevar el sistema de tres fases a un sistema de dos fases ortogonal  $(\alpha, \beta)$ , y se hace uso de esta transformación para simplificar las ecuaciones de flujo. Se tiene la matriz  $\mathbf{Q}$  que define la transformación de Clarke y está dada por:

$$\mathbf{Q} \triangleq \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3} \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{1.15}$$

entonces se define:

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha}(t) \\ i_{S\beta}(t) \\ i_{S0}(t) \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{Q} \begin{bmatrix} i_{S1}(t) \\ i_{S2}(t) \\ i_{S3}(t) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \lambda_{S\alpha}(t) \\ \lambda_{S\beta}(t) \\ \lambda_{S0}(t) \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \Psi_{S1}(t) \\ \Psi_{S2}(t) \\ \Psi_{S3}(t) \end{bmatrix} \tag{1.16}$$

donde:

$$\lambda_{S0}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}}(\Psi_{S1}(t) + \Psi_{S2}(t) + \Psi_{S3}(t)) \equiv 0 \quad (1.17)$$

$$i_{S0}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{S1}(t) + i_{S2}(t) + i_{S3}(t)) \equiv 0 \quad (1.18)$$

Las ecuaciones dinámicas para los enlaces del flujo del estator (1.14) se transforman en:

$$\begin{aligned} u_{S\alpha} &= R_s i_{S\alpha} + \frac{d\lambda_{S\alpha}(t)}{dt} \\ u_{S\beta} &= R_s i_{S\beta} + \frac{d\lambda_{S\beta}(t)}{dt} \\ u_{S0} &= R_s i_{S0} + \frac{d\lambda_{S0}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (1.19)$$

A partir de (1.13) se pueden encontrar las expresiones equivalentes en dos fases de los enlaces de flujo en términos de las corrientes del estator. Entonces:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \lambda_{S\alpha}(t) \\ \lambda_{S\beta}(t) \\ \lambda_{S0}(t) \end{bmatrix} &\triangleq \mathbf{C} \mathbf{C} \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} i_{S\alpha}(t) \\ i_{S\beta}(t) \\ i_{S0}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{C} \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_R) \\ \cos(\theta_R - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_R - 4\pi/3) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha}(t) \\ i_{S\beta}(t) \\ i_{S0}(t) \end{bmatrix} + K_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_R) \\ \text{sen}(\theta_R) \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.20)$$

con:

$$\mathbf{C} = \frac{2}{3} L_s \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & 1 & \cos(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \cos(-2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Sustituyendo los valores de  $\lambda_{S\alpha}(t)$ ,  $\lambda_{S\beta}(t)$  y  $\lambda_{S0}(t)$  de (1.20) y (1.19), las ecuaciones equivalentes en dos fases para las corrientes del rotor y estator de un motor trifásico son:

$$\begin{aligned} u_{S\alpha} &= L_s \frac{d}{dt} i_{S\alpha} + K_m \frac{d}{dt} \cos(\theta_R) + R_s i_{S\alpha} \\ u_{S\beta} &= L_s \frac{d}{dt} i_{S\beta} + K_m \frac{d}{dt} \text{sen}(\theta_R) + R_s i_{S\beta} \\ u_{S0} &= 0 \end{aligned} \quad (1.22)$$

donde  $i_{S0} \equiv 0$

## Par

La metodología para calcular el par en el rotor  $\tau_R$  a partir de haber determinado el par  $\tau_S$  que produce el campo magnético de los imanes permanentes del rotor sobre los devanados del estator, y después usar  $\tau_R = -\tau_S$ . Considerando el campo magnético del

rotor de la superficie del estator, el par en la fase 1 del estator se puede calcular como:

$$\begin{aligned}
\tau_{S1} &= \int_{\theta=0}^{2\pi} r_s \hat{r} \times \left[ i_{s1}(t) \frac{N_s}{2} \text{sen}(\theta) d\theta (+l_1 \hat{z}) \times (B_R|_{r=r_R} \hat{r}) \right] \\
&= \int_{\theta=0}^{2\pi} r_s i_{s1}(t) \frac{l_1 N_s}{2} \text{sen}(\theta) \left( k B_m \frac{r_R}{r_S} \right) \cos(\theta - \theta_R) d\theta \hat{z} \\
&= i_{s1}(t) \frac{k B_m l_1 r_R N_s}{2} \int_{\theta=0}^{2\pi} \text{sen}(\theta) \cos(\theta - \theta_R) d\theta \hat{z} \\
&= k B_m l_1 r_R N_s \frac{\pi}{2} i_{s1}(t) \text{sen}(\theta_R) \hat{z} \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} K_m i_{s1}(t) \text{sen}(\theta_R) \hat{z}
\end{aligned} \tag{1.23}$$

De la misma manera para el par del rotor en la fase 2 y 3 del estator:

$$\tau_{S2} = \sqrt{\frac{2}{3}} K_m i_{s2}(t) \text{sen}(\theta_R - 2\pi/3) \hat{z} \tag{1.24}$$

$$\tau_{S3} = \sqrt{\frac{2}{3}} K_m i_{s3}(t) \text{sen}(\theta_R - 4\pi/3) \hat{z} \tag{1.25}$$

El par total es entonces:

$$\tau_s = \tau_{S1} + \tau_{S2} + \tau_{S3} \tag{1.26}$$

$$\begin{aligned}
\tau_s &= \sqrt{\frac{2}{3}} K_m (i_{s1}(t) \text{sen}(\theta_R) + i_{s2}(t) \text{sen}(\theta_R - 2\pi/3) + i_{s3}(t) \\
&\quad \text{sen}(\theta_R - 4\pi/3))
\end{aligned} \tag{1.27}$$

Se sustituye:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{s1}(t) \\ i_{s2}(t) \\ i_{s3}(t) \end{bmatrix} &\triangleq \mathbf{Q}^{-1} \begin{bmatrix} i_{S\alpha}(t) \\ i_{S\beta}(t) \\ i_{S0}(t) \end{bmatrix} \\
&= \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 2/3 & 0 & \sqrt{2}/3 \\ -1/3 & 1/\sqrt{3} & \sqrt{2}/3 \\ -1/3 & -1/\sqrt{3} & \sqrt{2}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha}(t) \\ i_{S\beta}(t) \\ i_{S0}(t) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{1.28}$$

en (1.27) para obtener  $i_{S0} \equiv 0$ .

$$\tau_s = K_m (i_{S\alpha} \text{sen}(\theta_R) - i_{S\beta} \text{cos}(\theta_R)) \tag{1.29}$$

Por lo tanto, el par en el rotor es:

$$\tau_R = -K_m (i_{S\alpha} \text{sen}(\theta_R) - i_{S\beta} \text{cos}(\theta_R)) \tag{1.30}$$

## 1.2. Modelo bifásico del PMSM

Al sustituir el equivalente de dos fases de los enlaces de flujo del estator en (1.19) y (1.20) se obtiene:

$$\begin{aligned} u_{S\alpha}(t) &= L_s \frac{di_{S\alpha}}{dt} + K_m \frac{d}{dt} \cos(\theta_R) + R_S i_{S\alpha} \\ u_{S\beta}(t) &= L_s \frac{di_{S\beta}}{dt} + K_m \frac{d}{dt} \text{sen}(\theta_R) + R_S i_{S\beta} \end{aligned} \quad (1.31)$$

Lo cual se puede simplificar como:

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_{S\alpha}}{dt} &= -R_S i_{S\alpha} - K_m \omega_R \text{sen}(\theta_R) + u_{S\alpha} \\ L_s \frac{di_{S\beta}}{dt} &= -R_S i_{S\beta} + K_m \omega_R \cos(\theta_R) + u_{S\beta} \end{aligned} \quad (1.32)$$

Las ecuaciones mecánicas del motor son:

$$\begin{aligned} J \frac{d\omega_R}{dt} &= \tau_R - \tau_L \\ \frac{\theta_R}{dt} &= \omega_R \end{aligned} \quad (1.33)$$

Sustituyendo la ecuación (1.30) del par del rotor en (1.33), las ecuaciones mecánicas para el motor síncrono de imanes permanentes quedan como:

$$\begin{aligned} J \frac{d\omega_R}{dt} &= K_m (i_{S\beta} \cos(\theta_R) - i_{S\alpha} \text{sen}(\theta_R)) - \tau_L \\ \frac{\theta_R}{dt} &= \omega_R \end{aligned} \quad (1.34)$$

donde  $\tau_L$  representa el par de carga aplicado en el motor. Al juntar las expresiones (1.32) y (1.34) se obtiene el modelo matemático bifásico de un motor síncrono de imanes permanentes trifásico y conectado en estrella:

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_{S\alpha}}{dt} &= -R_S i_{S\alpha} - K_m \omega_R \text{sen}(\theta_R) + u_{S\alpha} \\ L_s \frac{di_{S\beta}}{dt} &= -R_S i_{S\beta} + K_m \omega_R \cos(\theta_R) + u_{S\beta} \\ J \frac{d\omega_R}{dt} &= K_m (i_{S\beta} \cos(\theta_R) - i_{S\alpha} \text{sen}(\theta_R)) - \tau_L \\ \frac{\theta_R}{dt} &= \omega_R \end{aligned} \quad (1.35)$$

El modelo anterior es válido para una máquina con un solo par de polos ( $n_p = 1$ ), entonces. El modelo bifásico de la máquina síncrona de imanes permanentes con  $n_p$

pares de polos, está dado por:

$$\begin{aligned}
L_s \frac{di_{S\alpha}}{dt} &= -R_S i_{S\alpha} - K_m \omega_R \sin(n_p \theta_R) + u_{S\alpha} \\
L_s \frac{di_{S\beta}}{dt} &= -R_S i_{S\beta} + K_m \omega_R \cos(n_p \theta_R) + u_{S\beta} \\
J \frac{d\omega_R}{dt} &= K_m (i_{S\beta} \cos(n_p \theta_R) - i_{S\alpha} \sin(n_p \theta_R)) - \tau_L \\
\frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R
\end{aligned} \tag{1.36}$$

### 1.3. Modelo en el marco de referencia $dq$ del PMSM

La transformación de Park ( $dq$ ) permite pasar las componentes eléctricas de un sistema trifásico (a,b,c) que se encuentran en un marco de referencia fijo, al marco de referencia bifásico rotativo ' $dq0$ '. El objetivo de la transformación consiste en convertir los valores trifásicos a, b y c (variables senoidales en el tiempo), a valores constantes en el marco de referencia ' $dq0$ ', en régimen permanente. De manera general se puede representar como:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{P}(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{1.37}$$

donde  $x$  representa la variable que se desea analizar y además:

$$\mathbf{P}(\theta) = \eta \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \lambda & \lambda & \lambda \end{bmatrix} \tag{1.38}$$

con  $\theta$  como el ángulo entre el eje  $\alpha$  del marco de referencia estacionario y el eje real  $d$  del marco de referencia rotatorio. Considerando  $\eta$  como la relación de amplitud de las variables del sistema trifásico (tension o corriente) con respecto a la amplitud a las variables del sistema bifásico y  $\lambda$  es un término constante. Existen dos variantes de la transformación de Park:

1. Transformación de Park preservando amplitud ( $\eta = 2/3, \lambda = 1/2$ ):

$$\mathbf{P}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \tag{1.39}$$

donde la inversa  $\mathbf{P}^{-1}(\theta)$  está dada por:

$$\mathbf{P}^{-1}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \tag{1.40}$$

2. Transformación de Park preservando potencia instantánea ( $\eta = \sqrt{2/3}, \lambda = 1/\sqrt{2}$ ):

$$\mathbf{P}_o(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - 2\pi/3) & \text{sen}(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

donde la inversa  $\mathbf{P}_o^{-1}(\theta)$  es:

$$\mathbf{P}_o^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \text{sen}(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \text{sen}(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

Se aplica la transformación de Park al sistema bifásico (1.36) con el propósito de facilitar la síntesis de los controladores a estudiar. Para máquinas síncronas la transformación de Park de las fases de la tensión corriente están dadas por:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \cos(n_p\theta) & \text{sen}(n_p\theta) \\ -\text{sen}(n_p\theta) & \cos(n_p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Sa} \\ u_{Sb} \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \cos(n_p\theta) & \text{sen}(n_p\theta) \\ -\text{sen}(n_p\theta) & \cos(n_p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

siendo la corriente directa  $i_d$  correspondiente al componente del campo magnético del estator a lo largo del eje del campo magnético del rotor, mientras que la corriente de cuadratura  $i_q$  correspondiente a la componente ortogonal. Aplicando la transformada dq al sistema original (1.36) dan como resultado el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_d}{dt} &= -R_S i_d + n_p \omega_R L_s i_q + u_d \\ L_s \frac{di_q}{dt} &= -R_S i_q - n_p \omega_R L_s i_d - K_m \omega_R + u_q \\ J \frac{d\omega_R}{dt} &= K_m i_q - \tau_L \\ \frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R \end{aligned} \quad (1.45)$$

donde  $u_d$  es el tensión directa,  $u_q$  es el tensión de cuadratura,  $\omega_R$  es la velocidad angular y  $\theta_R$  es la posición angular. Siendo el modelo en (1.45) el utilizado a lo largo de este trabajo de tesis.





## Capítulo 2

# Técnicas de control no lineal para motores síncronos de imanes permanentes

### 2.1. Control por campo orientado

El modelo resultante  $dq$  (1.45) sigue siendo no lineal y acoplado, sin embargo, los términos no lineales ahora pueden ser cancelados por retroalimentación de estado, específicamente, escogiendo  $u_d$  y  $u_q$  de la siguiente forma:

$$u_d = R_S i_d - n_p \omega_R L_s i_q + L_s v_d \quad (2.1)$$

$$u_q = R_S i_q + n_p \omega_R L_s i_d + K_m \omega_R + L_s v_q \quad (2.2)$$

dando como resultado el siguiente sistema linealizado:

$$\frac{di_d}{dt} = v_d \quad (2.3)$$

$$\frac{di_q}{dt} = v_q \quad (2.4)$$

$$\frac{d\omega_R}{dt} = \left( \frac{K_m}{J} \right) i_q - \frac{\tau_L}{J} \quad (2.5)$$

$$\frac{d\theta_R}{dt} = \omega_R \quad (2.6)$$

se puede observar que el sistema original de cuarto orden ha sido transformado en un sistema lineal de primer orden (2.3) y un sistema lineal de tercer orden (2.3)-(2.6), cuyas ecuaciones se encuentran desacopladas unas de otras. Como consecuencia, las técnicas de control lineal pueden ser aplicadas para el sistema (2.3)-(2.6) en esas nuevas variables.

Se hace uso de un control proporcional-integral (PI) para las corrientes  $i_d$  e  $i_q$  de la forma:

$$\begin{aligned} v_d &= k_p(i_d^* - i_d) + k_i \int_0^t (i_d^* - i_d) dt \\ v_q &= k_p(i_q^* - i_q) + k_i \int_0^t (i_q^* - i_q) dt \end{aligned} \quad (2.7)$$

y ajustando las ganancias de tal manera que,  $i_d \rightarrow i_d^*$ ,  $i_q \rightarrow i_q^*$ , lo suficientemente rápido de manera que  $i_d \approx i_d^*$ ,  $i_q \approx i_q^*$ . De forma similar para el control en velocidad:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_R}{dt} &= \frac{K_m}{J} i_q^* - \frac{\tau_L}{J} \\ \frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R \end{aligned} \quad (2.8)$$

donde  $i_q^*$  es considerado como la entrada, permitiendo escoger un controlador seguidor de trayectoria de la forma:

$$i_q^* = k_p(\omega_R^* - \omega_R) + k_i \int_0^t (\omega_R^* - \omega_R) dt \quad (2.9)$$

se seleccionan las ganancias del controlador de tal forma que,  $\omega_R \rightarrow \omega_R^*$  a pesar de que una carga  $\tau_L$  actué sobre el motor. De acuerdo a la metodología de FOC se hace uso  $i_d^* \equiv 0$  en (2.7) solo si las velocidades no son muy altas. En la figura 2.1 muestra el diagrama de bloques del controlador por velocidad y controlador por corriente para el FOC.

## 2.2. Control por Interconexión y Asignación de Amortiguamiento Basado en Pasividad

La metodología del IDA – PBC como se describe en [26], consiste en que los sistemas PCH el intercambio de energía es capturado por las matrices de interconexión y amortiguamiento, por lo que se obtiene una ecuación diferencial parcial (EDP) de energía parametrizada por dichas matrices, cuyas soluciones caracterizan todas las funciones de energía que pueden ser asignadas. Finalmente, de esta familia de soluciones se escoge aquella que satisfaga el requisito del punto mínimo de energía y así poder calcular la ley de control del sistema. De manera precisa, el objetivo final del IDA – PBC es encontrar un control por retroalimentación tal que la dinámica de lazo cerrado sea un sistema que mantenga la estructura PCH de la forma:

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d}{\partial x}(x) \quad (2.10)$$

donde la nueva función de energía  $H_d(x)$  tiene un mínimo estrictamente local en el punto de equilibrio deseado  $x^*$  y  $J_d(x) = -J_d^T(x)$  y  $R_d(x) = R_d^T(x) \geq 0$  son las matrices de interconexión y amortiguamiento deseados, respectivamente. Para resolver esta ecuación al menos existen tres formas:

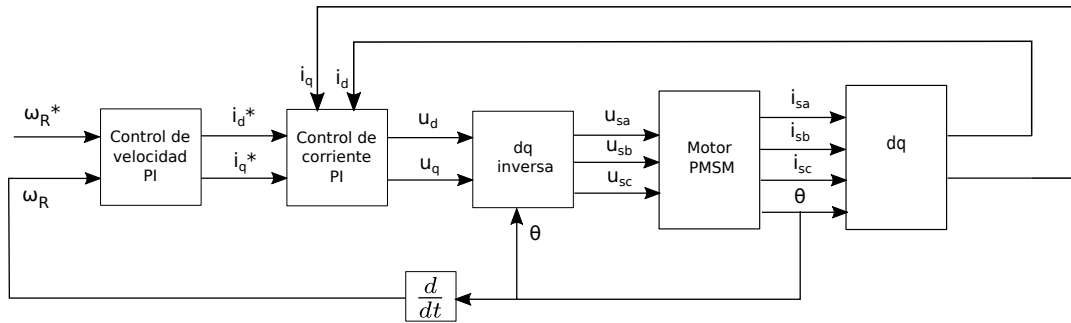


FIGURA 2.1: Diagrama de bloques del FOC.

- IDA no parametrizado: en caso extremo, se fijan las matrices de interconexión  $J_d(\mathbf{x})$  y de disipación  $R_d(\mathbf{x})$ , así como el aniquilador  $g^\perp$ .
- IDA algebraico: en el otro extremo, se fija la función de energía deseada  $H_d(\mathbf{x})$ , entonces se resuelve una ecuación algebraica para  $J_d(\mathbf{x})$  y  $R_d(\mathbf{x})$ .
- IDA parametrizado: para algunos sistemas físicos, es deseable restringir la función de energía deseada hacia una cierta clase. Fijando la estructura de la función de energía se obtiene una nueva EDP que impone restricciones sobre las matrices de interconexión y amortiguamiento.

Usando el modelo en dq del motor síncrono de imanes permanentes presentado en (1.45). La dinámica del PMSM en forma Hamiltoniana se define de la siguiente manera:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s i_d \\ L_s i_q \\ J\omega \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

y la función de energía del sistema (1.45) tiene la estructura:

$$H(x) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x}, \quad (2.12)$$

con

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Entonces el gradiente de la función de energía total está dado por:

$$\nabla H(x) = \frac{\partial H}{\partial x} = \left[ \frac{1}{L_s} x_1 \quad \frac{1}{L_s} x_2 \quad \frac{1}{J} x_3 \right]^T \quad (2.14)$$

A partir de lo anterior, el sistema (1.45) se puede reescribir en forma Hamiltoniana como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s & 0 & n_p x_2 \\ 0 & -R_s & -(n_p x_1 - K_m) \\ 0 & K_m & 0 \end{bmatrix} \nabla H(x) \\ &+ \mathbf{G} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tau_L \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.15)$$

donde la matriz de disipación es:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}^T = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

la matriz de amortiguamiento es:

$$\mathbf{J}(x) = -\mathbf{J}^T(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -n_p x_2 \\ 0 & 0 & -K_m + n_p x_1 \\ n_p x_2 & K_m - n_p x_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

y

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Para diseñar un controlador que asegure el seguimiento de trayectorias se requiere obtener la dinámica del error en lazo abierto. Describiendo la dinámica de las trayectorias

de referencia del sistema en (2.19), de tal forma que respete las restricciones del motor.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_{1d} \\ \dot{x}_{2d} \\ \dot{x}_{3d} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s & 0 & n_p x_{2d} \\ 0 & -R_s & -(n_p x_{1d} - K_m) \\ 0 & K_m & 0 \end{bmatrix} \nabla H(x) \\ &+ \mathbf{G} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tau_L \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Ahora considerando el error de seguimiento

$$\bar{x}(t) = x(t) - x_d(t) \quad (2.20)$$

utilizando un cambio de variable, se obtiene la dinámica del error de seguimiento en lazo abierto dada por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s & 0 & n_p \bar{x}_2 \\ 0 & -R_s & -(n_p \bar{x}_1 - K_m) \\ 0 & K_m & 0 \end{bmatrix} \nabla H(x) \\ &+ \mathbf{G} \begin{bmatrix} \bar{u}_d \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tau_L \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.21)$$

de acuerdo a la metodología de diseño IDA-PBC [27], se desea que la dinámica del error en lazo cerrado tenga la forma:

$$\dot{\bar{x}} = F_d \nabla_{\bar{x}} H_d(\bar{x}) \quad (2.22)$$

con:

$$F_d = \begin{bmatrix} F_{11d} & F_{12d} & F_{13d} \\ F_{21d} & F_{22d} & F_{23d} \\ F_{31d} & F_{32d} & F_{33d} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

en cuya matriz está contenida la estructura de interconexión y amortiguamiento deseada. Para el caso del PMSM es posible elegir una función de energía con la siguiente estructura:

$$H_d = \frac{1}{2} \bar{x}^T \mathbf{Q}_d \bar{x} \quad (2.24)$$

donde

$$\mathbf{Q}_d = \mathbf{Q}_d^T = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

el controlador debe satisfacer la siguiente igualdad.

$$F(x) \mathbf{Q} \bar{x} + \mathbf{G} \bar{u} = F_d \mathbf{Q}_d \bar{x}$$

Por lo tanto, si se premultiplica por  $G^\perp$  se obtiene la ecuación de emparejamiento dada por:

$$G^\perp F_d \mathbf{Q}_d \bar{x} - F(x) \mathbf{Q} \bar{x} = 0$$

el controlador que permite lograr el objetivo de control Para el controlador con un punto de equilibrio  $\bar{x}^* = [0 \ 0 \ 0]^T$ , siendo  $\bar{x}(t) = x(t) - x_d(t)$  es:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s(K_d-1)\bar{x}_1}{L_s} + \frac{np}{J}\lambda_1 + \frac{npK_c}{J}\bar{x}_2\bar{x}_3 \\ -\frac{R_s(K_d-1)\bar{x}_2}{L_s} + \frac{np}{J}\lambda_2 - \frac{npK_c}{J}\bar{x}_1\bar{x}_3 + K_m\bar{x}_3 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

en donde  $\lambda_1 = x_2x_3 - x_{2d}x_{3d}$ ,  $\lambda_2 = x_1x_3 - x_{1d}x_{3d}$  y las ganancias del controlador están representadas por  $K_c$  y  $K_d$ .

Para poder realizar el seguimiento de velocidad, es imperativo conocer las trayectorias  $i_d^*$  e  $i_q^*$ . Para obtener las trayectorias de referencia, se considera  $\omega^*$  un parámetro a elegir por el usuario. La dinámica que describe las trayectorias de referencia es:

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_d^*}{dt} &= -R_s i_d^* + n_p \omega_R^* L_s i_q^* \\ L_s \frac{di_q^*}{dt} &= -R_s i_q^* - n_p \omega_R^* L_s i_d^* - K_m \omega_R^* \\ J \frac{d\omega_R^*}{dt} &= K_m i_q^* - \tau_L \end{aligned} \quad (2.27)$$

La idea es obtener una expresión que describa las trayectorias  $i_d^*$  e  $i_q^*$  en términos de  $\omega_R^*$ . Para la primer condición se tiene la siguiente ecuación:

$$J \frac{d\omega_R^*}{dt} = K_m i_q^* - \tau_L \quad (2.28)$$

de donde se puede deducir que la trayectoria  $i_q^*$  es la siguiente igualdad.

$$i_q^* = \frac{J}{K_m} \frac{d\omega_R^*}{dt} + \frac{1}{K_m} \tau_L \quad (2.29)$$

Para la trayectoria  $i_d^*$ , se considera la primer ecuación de (2.27)

$$L_s \frac{di_d^*}{dt} = -R_s i_d^* + n_p \omega_R^* L_s i_q^* \quad (2.30)$$

y haciendo un cambio de variable  $\beta = \omega_R^* i_q^*$  se obtiene:

$$L_s \frac{di_d^*}{dt} = -R_s i_d^* + n_p L_s \beta \quad (2.31)$$

al resolver la ecuación diferencial (2.31) es posible calcular el valor de  $i_d^*$ . Sin embargo, resulta de mayor utilidad la relación entrada-salida del sistema representada por su función de transferencia la cual esta dada por:

$$\frac{I_d(s)}{B(s)} = \frac{n_p}{s + \zeta} \quad (2.32)$$

donde  $\zeta = R_s/L_s$ .

Para estimar el par de carga  $\tau_L$ , necesario para obtener la corriente  $i_q^*$ , de acuerdo a lo

reportado en [28], se hace uso de la siguiente estimación:

$$\hat{\tau}_L = \gamma_{\tau_L} e \quad (2.33)$$

siendo  $e = e_{\omega_R} = \omega_R^* - \omega_R$  para el error en velocidad,  $e = e_{\theta_R} = \theta_R^* - \theta_R$  para el error en posición, con  $\gamma_{\tau_L} > 0$ . Para las pruebas de simulación se escogió con un valor  $\gamma_{\tau_L} = 1$ . En la figura 2.2 muestra el diagrama de bloques del IDA-PBC.

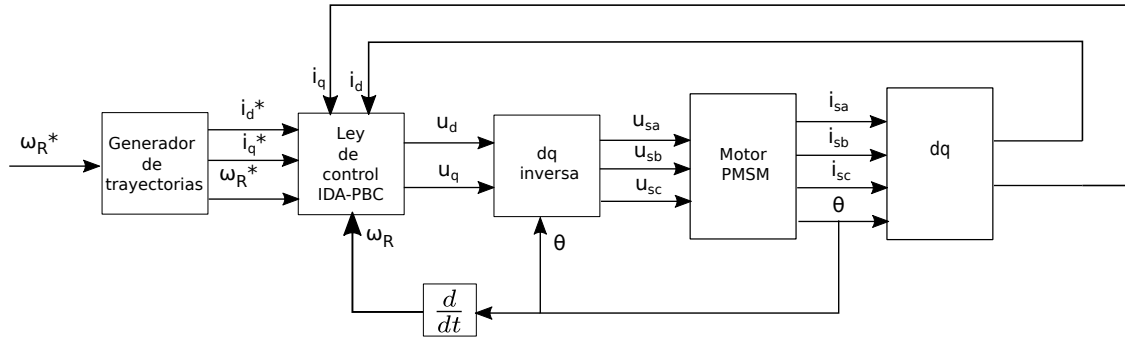


FIGURA 2.2: Diagrama de bloques del IDA-PBC.

### 2.3. Control por seguimiento de trayectorias en sistemas Hamiltonianos controlados por puerto

El Control por seguimiento de trayectorias en sistemas Hamiltonianos controlados por puerto (CST-PCH), toma como base el modelo del motor PMSM en su forma Hamiltoniana (2.15) y lo reportado en [29]. Las trayectorias admisibles del sistema están dadas por:

$$\dot{x}^* = [J(x^*) - R] Qx^* + gu^* + \tau_L^* \quad (2.34)$$

por lo tanto la regulación del error dinámico es:

$$\dot{\tilde{x}}^* = [J(x) - R] Q\tilde{x} + B(x^*) Q\tilde{x} + g\tilde{u} + \tau_L \quad (2.35)$$

donde:  $\tilde{x} = x - x^*$ ,  $\tilde{u} = u - u^*$  y el termino  $B(x^*) Q\tilde{x}$  se abordara como una perturbación de fuga. Para el sistema nominal:

$$\dot{\tilde{x}} = [J(x) - R] Q\tilde{x} + g\tilde{u} \quad (2.36)$$

definiendo la ley de control como:

$$\tilde{u} = -Ky = \begin{bmatrix} -k_1 \frac{\tilde{x}_1}{L_s} \\ -k_2 \frac{\tilde{x}_2}{L_s} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

se define el sistema en lazo cerrado junto la ley de control como:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= \begin{bmatrix} -R_1 & 0 & n_p x_2 \\ 0 & -R_2 & -n_p(x_1 + K_m) \\ -n_p x_2 & n_p(x_1 + K_m) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\tilde{x}_1}{L_s} \\ \frac{\tilde{x}_2}{L_s} \\ \frac{\tilde{x}_3}{J_m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_1 \frac{\tilde{x}_1}{L_s} \\ -k_2 \frac{\tilde{x}_2}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \underbrace{\begin{bmatrix} -R_1 - k_1 & 0 & n_p x_2 \\ 0 & -R_2 - k_2 & -n_p(x_1 + K_m) \\ -n_p x_2 & n_p(x_1 + K_m) & 0 \end{bmatrix}}_{C(x)} \begin{bmatrix} \frac{\tilde{x}_1}{L_s} \\ \frac{\tilde{x}_2}{L_s} \\ \frac{\tilde{x}_3}{J} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.38)$$

En donde la ley de control aplicada en el sistema original (2.15) es:

$$u = \begin{bmatrix} -k_1 \frac{\tilde{x}_1}{L_s} + u_1^* \\ -k_2 \frac{\tilde{x}_2}{L_s} + u_2^* \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

donde:

$$u^* = \begin{bmatrix} \dot{x}_1^* + \frac{R_1}{L_s} x_1^* - \frac{n_p}{J} x_2^* x_3^* \\ \dot{x}_2^* + \frac{R_2}{L_s} x_2^* + \frac{n_p}{J} x_1^* x_3^* + \frac{n_p K_m}{J} x_3^* \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Para un control con rechazo a perturbaciones, usando los resultados aplicados en [30] y [31]. La ley de control aplicada al sistema (2.15) es:

$$\begin{aligned} v &= [R_{aa} + J_{c1}(\tilde{x}) - R_{c1}(\tilde{x}) - R_{c2}(\tilde{x})] \begin{bmatrix} \frac{\tilde{x}_1}{L_s} \\ \frac{\tilde{x}_2}{L_s} \end{bmatrix} \\ &\quad + [J_{c1}(\tilde{x}) - R_{c1}] K_i \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 - x_{c1} \\ \tilde{x}_2 - x_{c2} \end{bmatrix} \\ \dot{\tilde{x}}_c &= -R_{c2}(\tilde{x}) \begin{bmatrix} \frac{\tilde{x}_1}{L_s} \\ \frac{\tilde{x}_2}{L_s} \end{bmatrix} + [J_{au}(x)] \begin{bmatrix} \tilde{x}_3 \\ J \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.41)$$

donde:

$$\begin{aligned} R_{aa} &= \begin{bmatrix} R_1 + k_1 & 0 \\ 0 & R_2 + k_2 \end{bmatrix} \\ J_{au} &= \begin{bmatrix} n_p x_2 \\ -n_p(x_1 + \phi) \end{bmatrix} \\ J_{c1} &= \begin{bmatrix} 0 & j_{c1} \\ -j_{c1} & 0 \end{bmatrix} = 0 \\ R_{c1} &= \begin{bmatrix} r_{1c11} & r_{1c12} \\ r_{1c21} & r_{1c22} \end{bmatrix} > 0 = R_{aa} \\ R_{c2} &= \begin{bmatrix} r_{2c11} & r_{2c12} \\ r_{2c21} & r_{2c22} \end{bmatrix} \geq 0 \\ K_i &= k_i R_{aa}^{-1}, \quad k_i > 0. \end{aligned} \quad (2.42)$$



las coordenadas son:

$$w = \begin{bmatrix} w_a \\ x_u \\ w_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_u \\ x_a - x_c \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

El sistema en lazo cerrado que preserva la estructura PCH es:

$$\dot{w} = [J_{cl}(w) - R_{cl}(w)] \nabla H_{cl}(w) - \begin{bmatrix} 0 \\ \tau_L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

donde:

$$J_{cl} = \begin{bmatrix} J_{c1} & J_{au} & J_{c1} \\ -J_{au}^T & 0 & 0 \\ J_{c1} & 0 & J_{c1} \end{bmatrix}$$

$$R_{cl} = \begin{bmatrix} R_{c1} + R_{c2} & 0 & R_{c1} \\ 0 & R_{uu} & 0 \\ R_{c1} & 0 & R_{c1} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$H_{cl}(w) = H(w_a, w_u) + \frac{1}{2} \|w_c\|_{k_i}^2$$

$$\nabla H_{cl}(w) = \begin{bmatrix} \nabla_{x_a} H(x) \\ \nabla_{x_u} H(x) \\ K_i (x_a - x_c) \end{bmatrix}$$

Dando como resultado la siguiente ley de control para el sistema (2.15):

$$v = \begin{bmatrix} -K_p \frac{\tilde{x}_1}{L_s} - K_i (\tilde{x}_1 - x_{c1}) \\ -K_p \frac{\tilde{x}_2}{L_s} - K_i (\tilde{x}_2 - x_{c2}) \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\dot{x}_c = \begin{bmatrix} -K_p \frac{\tilde{x}_1}{L_s} + n_p x_2 \frac{\tilde{x}_3}{J} \\ -K_p \frac{\tilde{x}_2}{L_s} + n_p (x_1 + K_m) \frac{\tilde{x}_3}{J} \end{bmatrix}$$

Para las corrientes  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , se emplea la misma analogía presentada en la sección 2.2. Por lo que la corriente  $i_q^*$  puede tomarse como en (2.29), lo que respecta a la corriente  $i_d^*$  se toma un valor igual a cero, de la misma forma que en la sección 2.1.

En la figura 2.3 muestra el diagrama de bloques del CST-PCH.

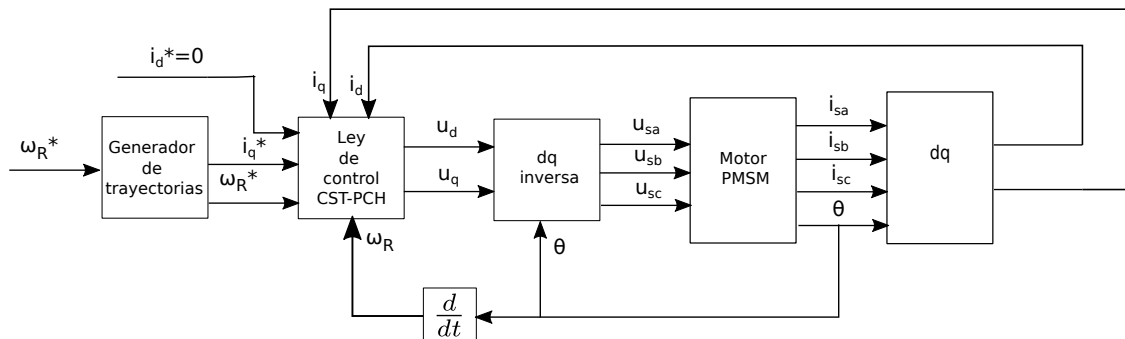


FIGURA 2.3: Diagrama de bloques del CST-PCH.



## Capítulo 3

# Resultados

Con el fin de validar las estrategias de control presentadas en el capítulo anterior, ahora se presentan los resultados de simulación obtenidos. Se hizo uso del software PSIM, con ayuda del bloque del motor PMSM, la construcción de un inversor simulado y con los bloques predeterminados del software, es posible realizar una simulación lo suficientemente realista con los controladores estudiados.

### 3.1. Protocolo de simulación - *benchmark*

En esta sección se presenta el *benchmark* creado para el control del motor PMSM. Los parámetros del motor PMSM utilizados en las simulaciones se presentan en la tabla 3.1, dichos parámetros son tomados de un motor comercial (BLYD172D-24V-4000).

Tensión nominal	24[V]
Velocidad nominal	4000[rpm]
Potencia nominal	55[W]
Corriente pico	11[A]
Resistencia de fase ( $R_s$ )	0.7[ $\Omega$ ]
Inductancia de fase ( $L_s$ )	6 [mH]
Constante de voltaje ( $K_m$ )	0.0355[V/(rad/s)]
Momento de inercia del rotor (J)	$4,8035 \times 10^{-6}$ [N-m-s <sup>2</sup> ]
Número de pares de polos ( $n_p$ )	4 pares de polos

TABLA 3.1: Parámetros del motor PMSM.

Este *benchmark* permite demostrar las capacidades de los algoritmos de control en el seguimiento de velocidad en diferentes regímenes de operación. Los criterios a considerar para la comparación de las leyes de control son:

1. Para medir y comparar el desempeño de los algoritmos de control, se emplean los siguientes índices de desempeño [32]: la integral del error cuadrático (IEC), la integral del valor absoluto del error (IVAE), la integral del valor absoluto de la señal de Control (IVAC) y la integral del valor absoluto de la variación de la señal de Control (IVAVC).
2. Valores de la norma del vector de corriente y del vector de tensión. Con estos valores es posible determinar las cantidades de corriente y tensión que son suministradas al motor PMSM en un instante determinado.

Se utiliza el siguiente perfil de velocidad en la figura 3.1, partiendo con un valor de  $\omega = 70$  rad/s en 1 segundo, se mantiene por 2 segundos y, posteriormente, el motor alcanza, de manera gradual, la velocidad de  $\omega = 420$  rad/s en 5 segundos, la cual se mantiene por 3 segundos, después de manera gradual, el motor se detiene durante 2 segundos y seguido cambia el sentido de giro para llegar a la velocidad de  $\omega = 70$  rad/s para finalmente detenerse.

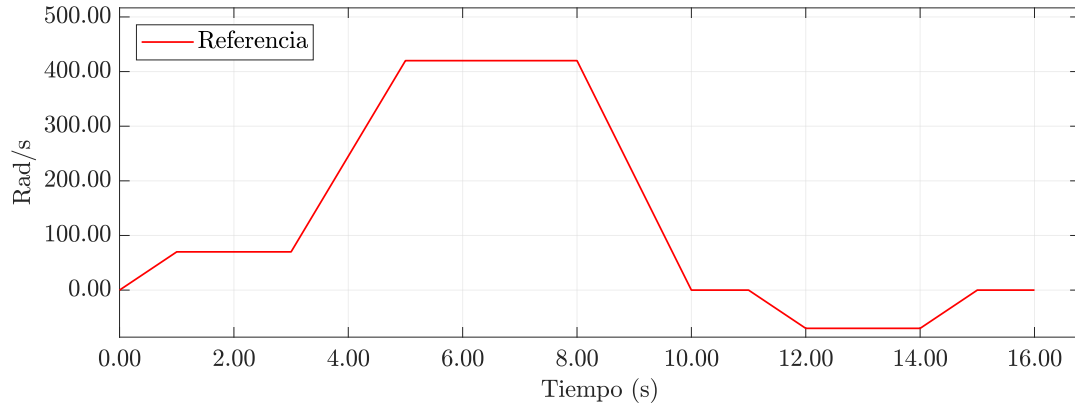


FIGURA 3.1: Referencia de velocidad.

### 3.1.1. Descripción de las pruebas del *benchmark*

Para la evaluación de las técnicas de control presentadas en el Capítulo 2, bajo las diferentes consignas impuestas por el *benchmark*, derivándose dos tipos de pruebas que se describen a continuación:

- Caso 1. Cuando no se presenta un par de carga en el motor
- Caso 2. Cuando se presenta un par de carga constante en el motor, esto en el inicio de las pruebas con valor de  $\tau_L = 0.131$  N-m.

Las ganancias para el controlador FOC han sido seleccionadas para que el polinomio característico del error de seguimiento en lazo cerrado tenga la siguiente forma:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2 = 0 \quad (3.1)$$

donde  $\zeta$  es el factor de amortiguamiento relativo y  $\omega_n$  es la frecuencia natural no amortiguada. Para el control en velocidad se escogen  $\zeta = 5$  y  $\omega_n = 3000$ . Para el control en corriente con el mismo polinomio característico mostrado en (3.1) se escoge  $\zeta = 4$  y  $\omega_n = 1500$ . Las ganancias obtenidas se muestran en la siguiente tabla:

Control de velocidad	
Ganancia proporcional ( $k_p$ )	40.593
Ganancia integral ( $k_i$ )	1217.79
Control de corriente	
Ganancia proporcional ( $k_p$ )	$10 \times 10^3$
Ganancia integral ( $k_i$ )	$2,25 \times 10^6$

TABLA 3.2: Ganancias para el controlador FOC.

Para el caso del controlador IDA-PBC de acuerdo a [33], para asegurar estabilidad en el sistema se debe cumplir con la siguiente restricción  $K_d = K_c$  para este caso las ganancias escogidas fueron  $K_c = K_d = 200$ .

Para el caso del control CST-PCH y de acuerdo a [35], se obtienen las ganancias que se muestran en la tabla ??:

Ganancia proporcional ( $k_p$ )	20
Ganancia integral ( $k_i$ )	$1/5 J$

TABLA 3.3: Ganancias para el controlador CST-PCH.

donde  $J$  es el momento de inercia del motor.

### 3.2. Resultados de simulación

En esta sección se presentan los resultados de simulación obtenidos para cada una de las dos pruebas del *benchmark* aplicadas a las tres estrategias de control estudiadas. Como se había establecido antes, las pruebas fueron realizadas en el simulador PSIM, con un paso de integración de  $1 [\mu s]$ . En la figura 3.2, se muestra el esquema de conexión para el PMSM, por parte del inversor trifásico se emplea un bus de CD de 24 V y una frecuencia de conmutación de 20 kHz por interruptor.

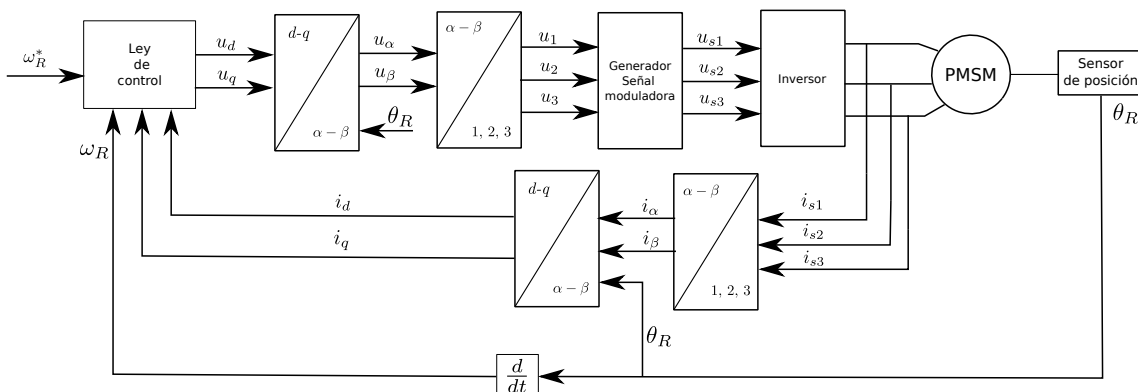


FIGURA 3.2: Esquema de conexión del PMSM.

La ley de control se implementa por medio de bloques con código en lenguaje C que permite obtener las tensiones de control necesarios para realizar el seguimiento de trayectorias, las tensiones de control van hacia los bloques de conversión en donde serán tratados por el generador de señal moduladora, la cual se conecta a una serie de comparadores por medio de la técnica de modulación por portadora PWM, que generan las señales de control necesarias para accionar el inversor trifásico, el cual ira conectado directamente hacia el bloque PMSM, en donde se tomara mediciones de la corriente del estator y posición del eje del motor y por último las corrientes medidas pasan por los bloques de conversión, en donde se retroalimentan junto con la velocidad del motor de nuevamente en la ley de control.

### 3.2.1. Resultados de simulación - Caso 1

Ahora se presentan los resultados obtenidos para cada uno de los algoritmos de control, que corresponden al seguimiento de velocidad cuando no se presenta un par de carga en el motor PMSM. En la figura 3.3 se observa el seguimiento de velocidad de cada uno de la las técnicas de control.

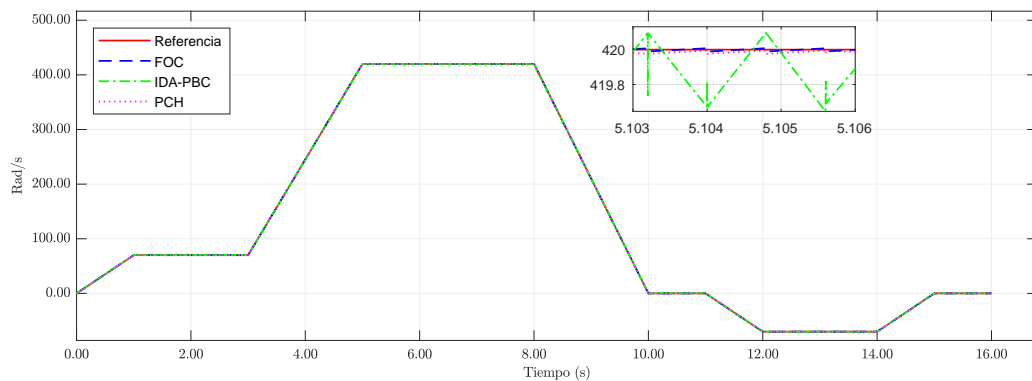
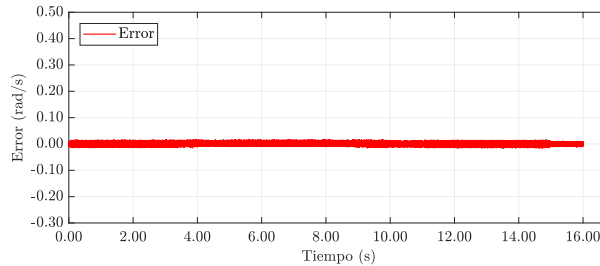


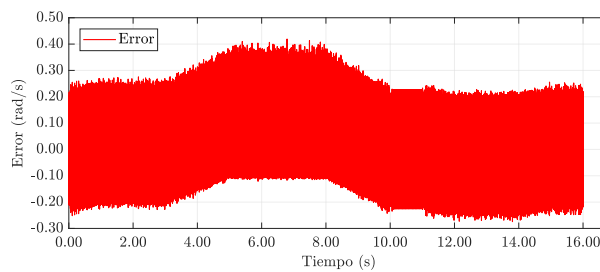
FIGURA 3.3: Seguimiento de velocidad - Caso 1.

Para cada una de las técnicas de control estudiadas, se puede observar que logran seguir la trayectoria de velocidad con éxito, sin embargo, en el caso del IDA-PBC no lo logra del todo mantener una velocidad estable durante toda la prueba.

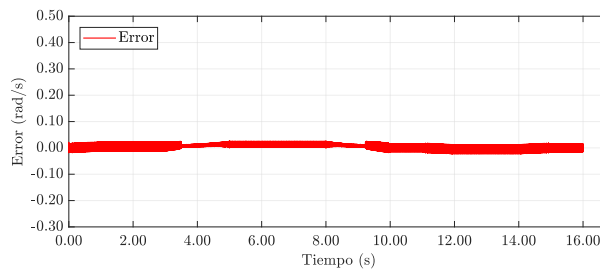
En la figura 3.4 se muestra el error en velocidad para cada uno de los controladores:



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.



(C) CST-PCH.

FIGURA 3.4: Error de velocidad - Caso 1.

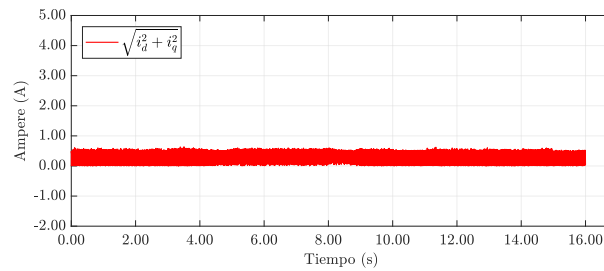
En el caso del controlador FOC es el que presenta un menor error de velocidad de  $e_{\omega_R} = \pm 0.01$ , respecto al controlador IDA-PBC y CST-PCH se logra apreciar que les supone un mayor trabajo mantener la trayectoria de referencia, sobretodo en el controlador IDA-PBC que es el que presenta una mayor oscilación en el error de velocidad.

Para poder continuar con el análisis de resultados es necesario tomar en cuenta los vectores de la norma de corriente y tensión que son de ayuda para analizar el desempeño de los controladores. La norma del vector de corriente es un indicativo del calentamiento al que pueden ser sometidos los devanados del estator del motor. La norma del vector de tensión permite determinar si las tensiones en la señal de control que alimentan al inversor de la máquina se pueden llegar a saturar. Las normas de los vectores de corriente

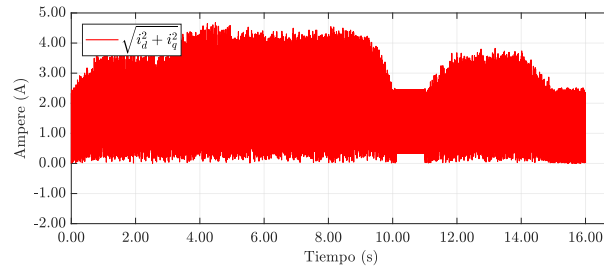
y tensión se determinan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\|I\| &= \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \\ \|U\| &= \sqrt{u_d^2 + u_q^2}\end{aligned}\quad (3.2)$$

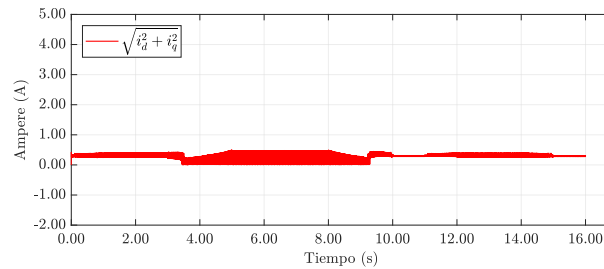
En la figura 3.5 se muestra la norma de la corriente del estator, para el caso del controlador FOC es que el que presenta un menor consumo en corriente, seguido por el CST-PCH y por último se encuentra el IDA-PBC, para este caso los rizados de corriente que se presentan son bastante altos a comparación del controlador FOC y CST-PCH, es un indicador de que el controlador IDA-PBC se cuesta trabajo en lograr el seguimiento de trayectorias.



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.

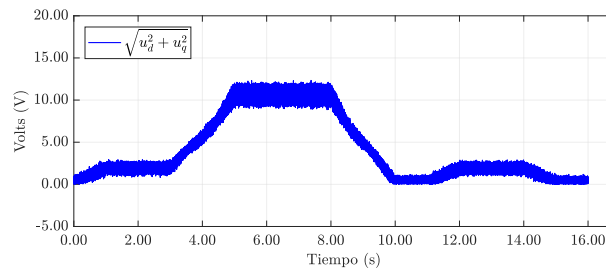


(C) CST-PCH.

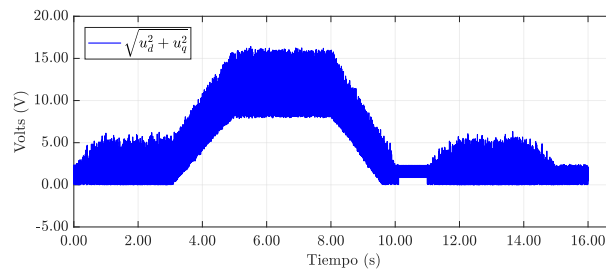
FIGURA 3.5: Normas de corriente - Caso 1.



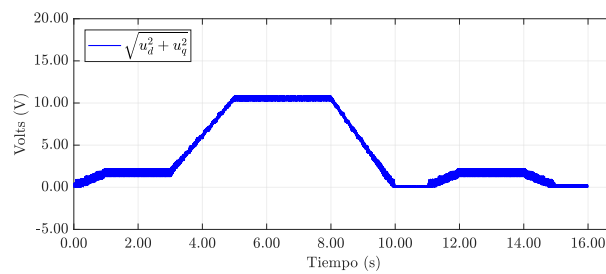
En la figura 3.6 se muestra la norma de la tensión del estator, lo que es el controlador FOC y CST-PCH presentan valores de tensión bastante similares, respecto al controlador IDA-PBC es el que presenta un mayor consumo en tensión, este fenómeno es ocasionado debido que el control IDA-PBC no presenta una acción integral en comparación del control FOC y CST-PCH.



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.



(C) CST-PCH.

FIGURA 3.6: Normas de tensión - Caso 1.

### 3.2.2. Resultados de simulación - Caso 2

Ahora se presentan los resultados obtenidos para cada uno de los algoritmos de control, que corresponden al seguimiento de velocidad cuando se presenta un par de carga en el motor PMSM ( $\tau_L = 0.131$  N-m). En la figura 3.7 se muestra el seguimiento de velocidad de cada uno de las técnicas de control:

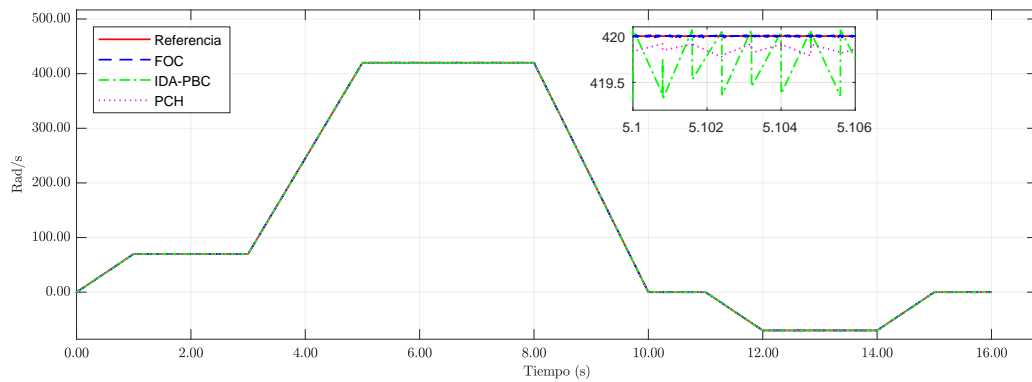
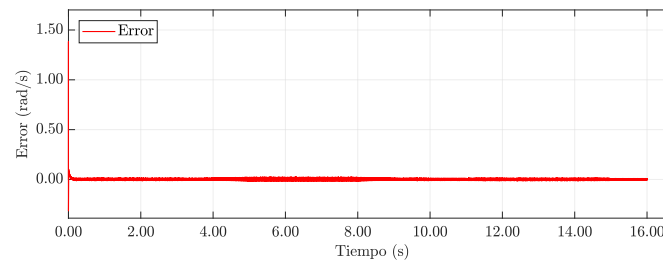


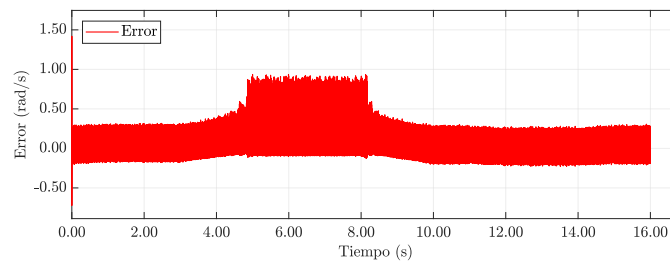
FIGURA 3.7: Seguimiento de velocidad - Caso 2.

El seguimiento de trayectorias se mantiene para esta prueba con diferencias prácticamente inapreciables, se observa que el control IDA-PBC no logra mantener estable el seguimiento en la trayectoria.

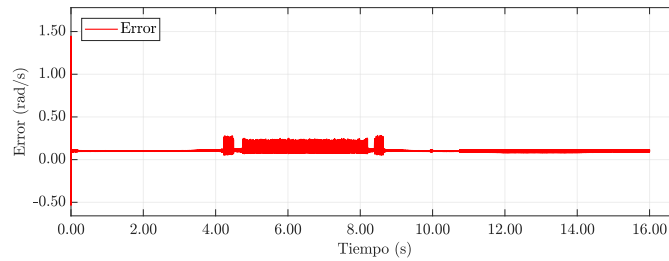
En la figura 3.8 se muestra el error en velocidad para cada uno de los controladores:



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.

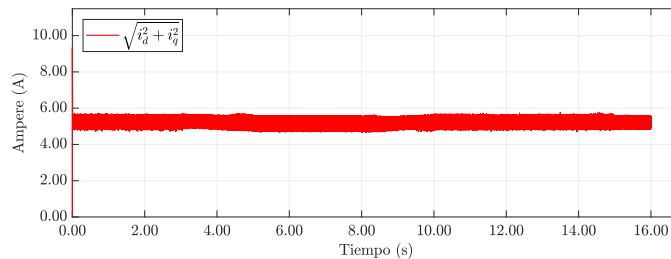


(c) CST-PCH.

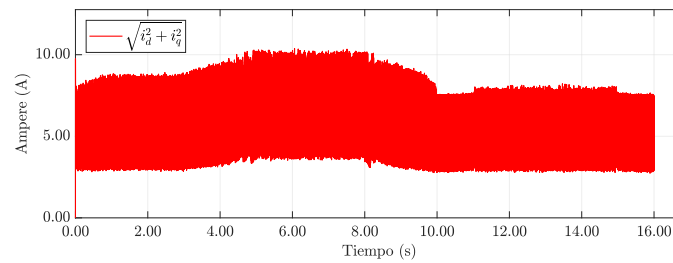
FIGURA 3.8: Error de velocidad - Caso 2.

Como es de esperar hay un aumento en el error de seguimiento de velocidad, se puede observar un error grande durante el transitorio, siendo una situación normal debido a que el motor tiene un mayor esfuerzo durante el arranque debido al par de carga, el control FOC presenta un mejor desempeño a comparación del control IDA-PBC y CST-PCH, se presenta el mismo fenómeno en el control IDA-PBC, sigue presentando problemas en mantener la trayectoria de velocidad, en cambio el control CST-PCH tiene un mejor control de velocidad, sin embargo, presenta oscilaciones cuando llega a la velocidad nominal de 420 rad/s.

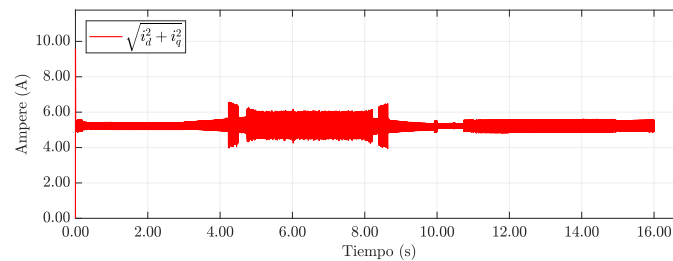
En la figura 3.9 se muestra la norma de la corriente del estator, hay un aumento en la corriente en el transitorio, esto debido a la presencia del par de carga durante la prueba, el control FOC y CST-PCH presenta un comportamiento similar, a excepción de los picos presentados en CST-PCH cuando se llega a la velocidad de 420 rad/s, el control IDA-PBC presenta unos picos de corriente bastante altos a comparación de los otros controladores, como se menciona antes, esto nos indica que el controlador presenta un esfuerzo al tratar de seguir la trayectoria de velocidad.



(A) FOC.



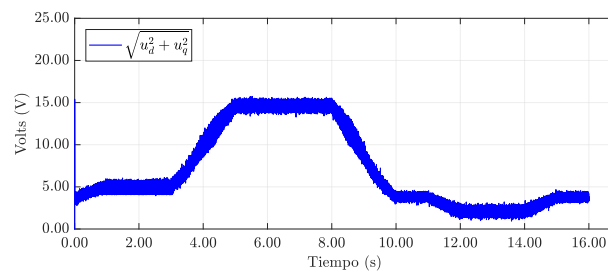
(B) IDA-PBC.



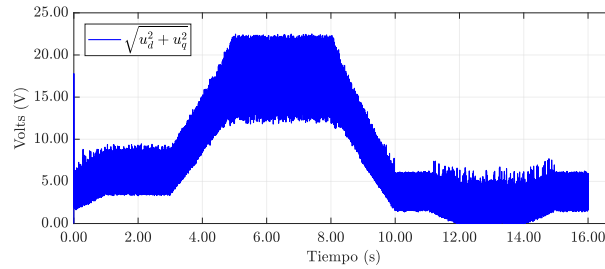
(C) CST-PCH.

FIGURA 3.9: Normas de corriente - Caso 2.

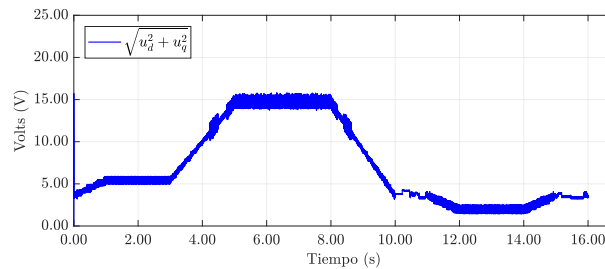
En la figura 3.10 se muestra la norma de la tensión del estator, se presenta un pico de voltaje durante el transitorio provocado por el par de carga presente en el motor PMSM durante la prueba, el control FOC y CST-PCH presentan unos resultados muy similares, el controlador IDA-PBC sigue presentando un mayor consumo en tensión, también se observa el esfuerzo que presenta al tratar de seguir la trayectoria de velocidad.



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.



(C) CST-PCH.

FIGURA 3.10: Normas de tensión - Caso 2.

### 3.3. Desempeño general de los controladores

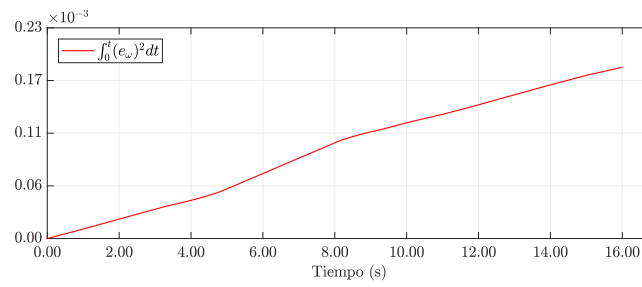
En esta sección se presenta la forma en que los controladores fueron evaluados, bajo los criterios presentados en la sección 3.1.

#### 3.3.1. Integral del error cuadrático de velocidad

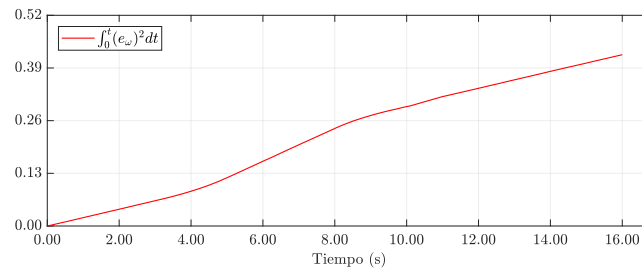
El índice de desempeño IEC una función que solo toma en cuenta el cuadrado de velocidad, esta función aumenta su valor siempre que se presente un error, puede ser obtenida a partir de:

$$IEC = \int_0^t e_{\omega}^2(t) dt \quad (3.3)$$

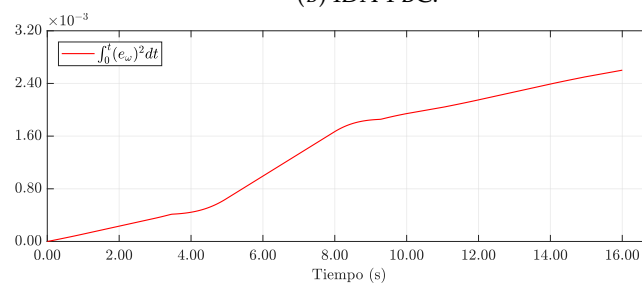
A continuación, se presentan los resultados:



(A) FOC.

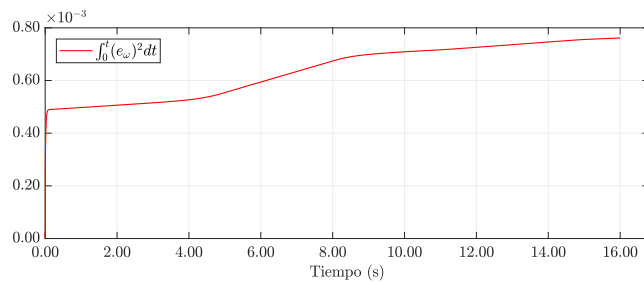


(B) IDA-PBC.

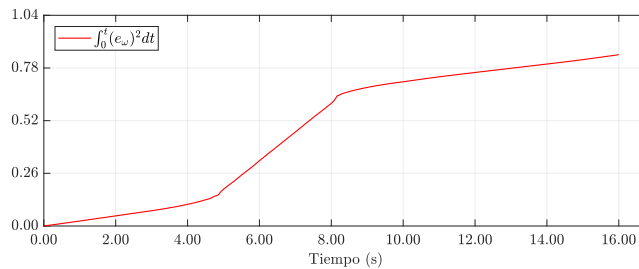


(C) CST-PCH.

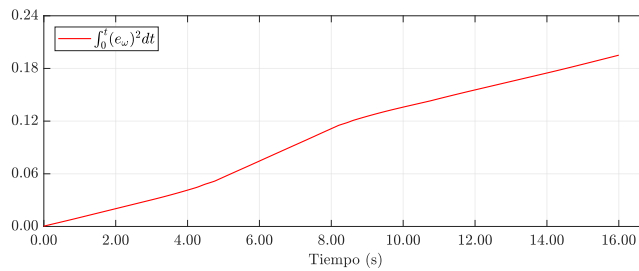
FIGURA 3.11: Integral del error cuadrático de velocidad - Caso 1.



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.



(C) CST-PCH.

FIGURA 3.12: Integral del error cuadrático de velocidad - Caso 2.

Para la evaluación del desempeño en el seguimiento de la velocidad, se toma el máximo valor presente en la función de la integral cuadrático de velocidad, como se puede observar en la tabla 3.4.

IEC	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
Caso 1	$0.183 \times 10^{-3}$	0.347	0.0026
Caso 2	$0.761 \times 10^{-3}$	0.845	0.194

TABLA 3.4: Integral del error cuadrático de velocidad.

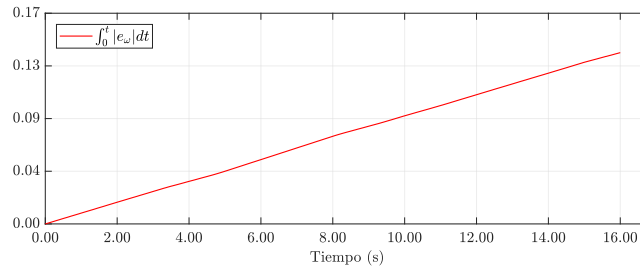
El que presenta un menor IEC es el control FOC, seguido por el control CST-PCH y último el control IDA-PBC, para ambos casos de simulación.

### 3.3.2. Integral del valor absoluto del error

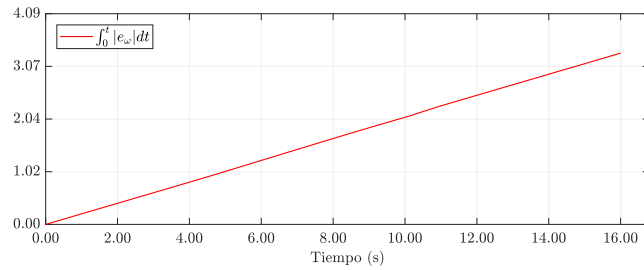
El índice de desempeño IVAE permite evaluar el error de posición en estado estacionario, se puede obtener a partir de:

$$IVAE = \int_0^t |e_\omega(t)| dt \quad (3.4)$$

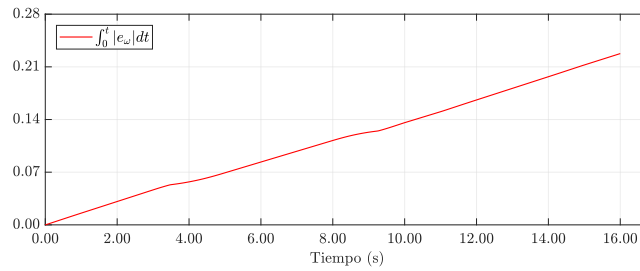
los resultados obtenidos se muestran a continuación:



(A) FOC.



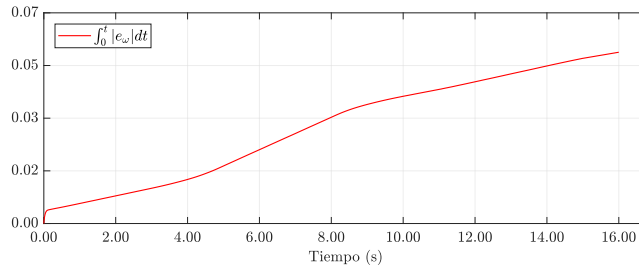
(B) IDA-PBC.



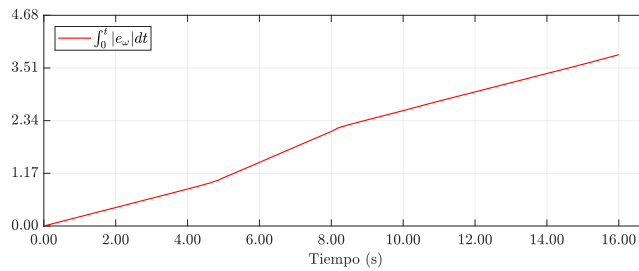
(C) CST-PCH.

FIGURA 3.13: Integral del valor absoluto del error - Caso 1.

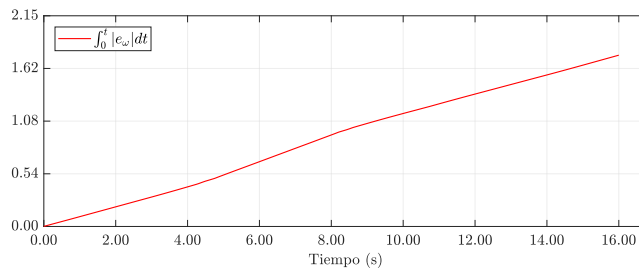




(A) FOC.



(B) IDA-PBC.



(C) CST-PCH.

FIGURA 3.14: Integral del valor absoluto del error - Caso 2.

Se toma el máximo valor presente en la función de la integral del valor absoluto del error, como se puede observar en la tabla 3.5.

IVAE	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
Caso 1	0.14	3.32	0.23
Caso 2	0.05	3.38	1.75

TABLA 3.5: Integral del valor absoluto del error.

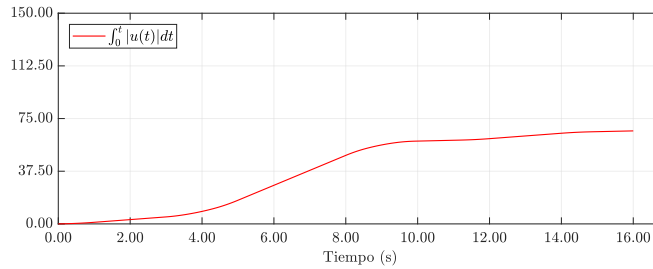
El que presenta un menor valor en el índice IVAE obtenido es para el control FOC, seguido por el control CST-PCH y por último IDA-PBC para ambos casos de simulación.

### 3.3.3. Integral del valor absoluto de la señal de control

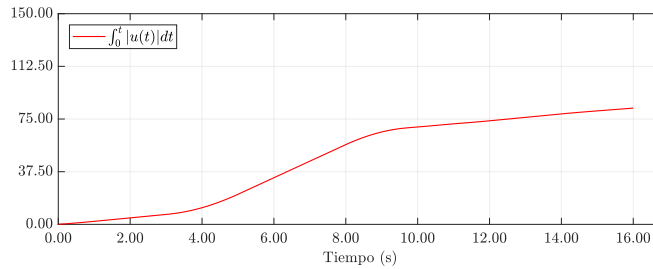
El índice de desempeño IVAC permite evaluar el esfuerzo de control total en un periodo de tiempo, este puede ser obtenido a partir de:

$$IVAC = \int_0^t |u(t)| dt \quad (3.5)$$

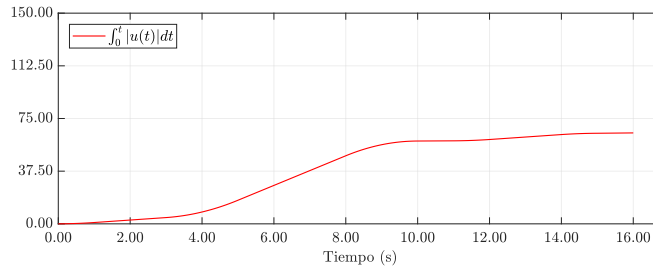
siendo  $|u(t)|$ , el valor absoluto de la norma del vector de tensión del estator. A continuación se muestra los resultados obtenidos:



(A) FOC.

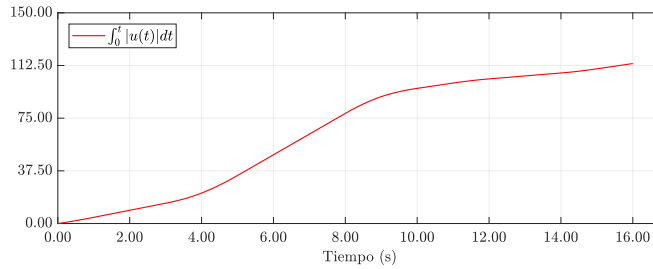


(B) IDA-PBC.

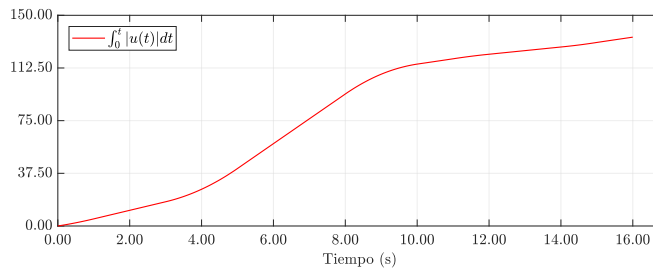


(C) CST-PCH.

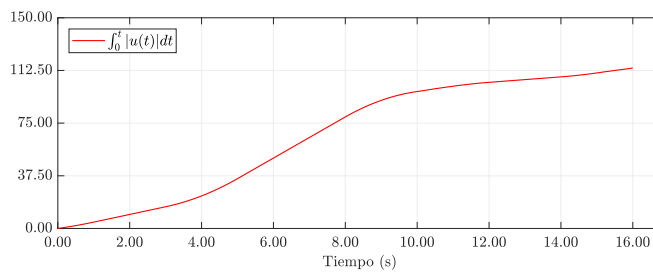
FIGURA 3.15: Integral del valor absoluto de la señal de control - Caso 1.



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.



(C) CST-PCH.

FIGURA 3.16: Integral del valor absoluto de la señal de control - Caso 2.

Se toma el máximo valor presente en la función de la integral del valor absoluto de la señal de control, como se puede observar en la tabla 3.6.

IVAC	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
Caso 1	62.21	82.77	64.74
Caso 2	113.89	134.45	114.23

TABLA 3.6: Integral del valor absoluto de la señal de control.

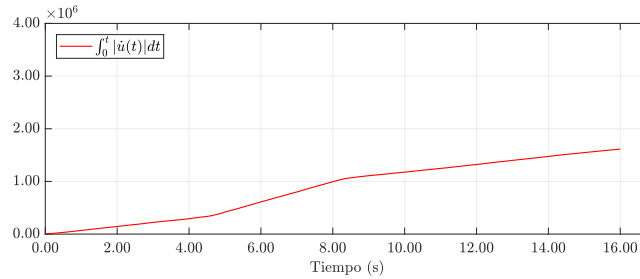
El valor mínimo de IVAC obtenido para el control FOC, seguido por CST-PCH, con resultados muy similares y por último el control IDA-PBC, para ambos casos de simulación.

### 3.3.4. Integral del valor absoluto de la variación de la señal de control

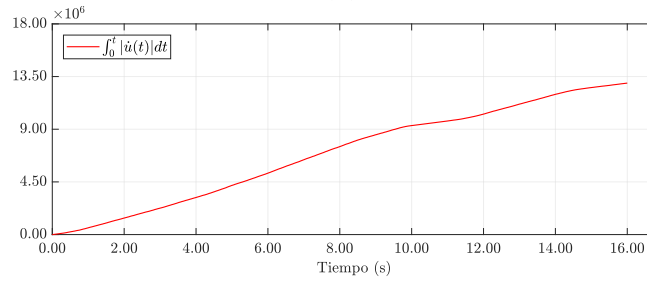
El índice de desempeño IVAVC permite medir la variación de la señal de control en un determinado periodo de tiempo, se puede obtener a partir de:

$$IVAVC = \int_0^t |\dot{u}(t)| dt \quad (3.6)$$

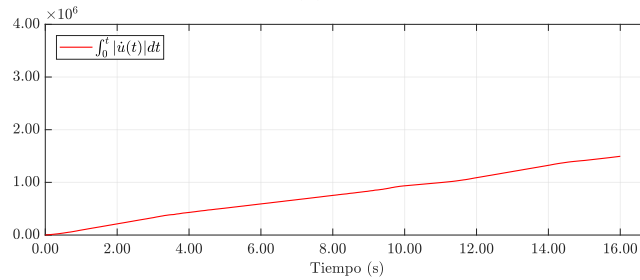
a continuación se muestran los resultados obtenidos:



(A) FOC.

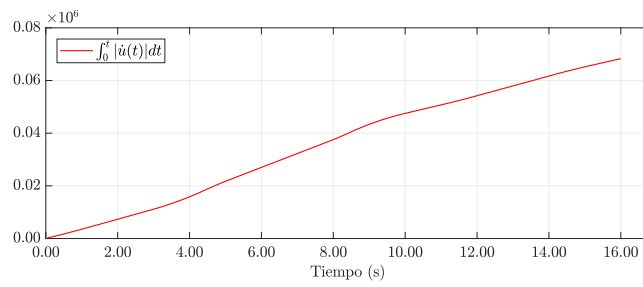


(B) IDA-PBC.

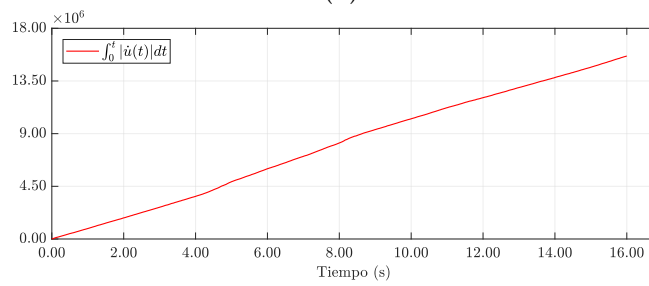


(C) CST-PCH.

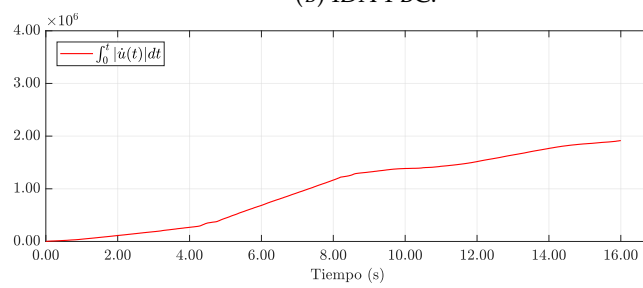
FIGURA 3.17: Integral del valor absoluto de la variación de la señal de control - Caso 1.



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.



(C) CST-PCH.

FIGURA 3.18: Integral del valor absoluto de la variación de la señal de control - Caso 2.

Se toma el máximo valor presente en la función de la integral del valor de absoluto de la variación de la señal de control, como se puede observar en la tabla 3.7.

IVAC	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
Caso 1	$1.61 \times 10^6$	$12.94 \times 10^6$	$1.52 \times 10^6$
Caso 2	$6.83 \times 10^4$	$15.63 \times 10^6$	$1.92 \times 10^6$

TABLA 3.7: Integral del valor absoluto de la variación de la señal de control.

El que presenta el valor mínimo de IVAVC es para el CST-PCH, seguido por el control FOC y por último el control IDA-PBC, para ambos casos de simulación.

### 3.4. Análisis de resultados

En general, los resultados obtenidos para el seguimiento de velocidad son correctos para todos los controladores, sin embargo, se recuerda que, para las pruebas realizadas, se considero que todos los parámetros del PMSM se conocen exactamente y son invariantes.

Con la finalidad de mostrar el desempeño de los controladores se efectuar una comparación de los resultados obtenidos de las técnicas de control analizadas, se presentan las tablas 3.8 y 3.9, en donde se muestran diferentes criterios.

Como medida del criterio de evaluación, un signo “+” corresponde a un mejor desempeño y un signo “-” indica un desempeño deficiente.

Caso 1			
Norma	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
$\ I\ _{max}$	0.71 A	4.67 A	0.49 A
$\ U\ _{max}$	13.03 V	16.41 V	10.89 V
Caso 2			
Norma	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
$\ I\ _{max}$	9.38 A	10.37 A	9.56 A
$\ U\ _{max}$	15.42 V	22.49 V	15.81 V

TABLA 3.8: Valor máximo de la norma de la corriente y tensión.

Para el caso 1, el control CST-PCH presenta un mejor consumo de corriente y tensión en comparación del control FOC, al menos para este caso el control CST-PCH puede resultar una buena alternativa en comparación del control FOC, sin embargo, en el caso 2 el control FOC es el que presenta un menor consumo de corriente y tensión en comparación del control CST-PCH, esto puede ser ocasionado por el uso del estimador de par de carga para el cálculo de la corriente  $i_q^*$ , el par de carga estimado no es lo suficientemente

exacto, la acción integral presente para  $i_q$  en el control FOC es una ventaja a comparación del control CST-PCH.

El control IDA-PBC presenta un consumo más alto a comparación del control FOC y CST-PCH, además de los picos altos presentes en las figuras 3.9 y 3.10, es un indicativo de la ausencia de la acción integral, siendo la principal ventaja de los controladores FOC y CST-PCH.

Criterios de comparación	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
IEC	++	-	+
IVAE	++	-	+
IVAC	++	-	+
IVAVC	+	-	++
Dificultad de sintonización	baja	media	media
Dificultad de implementación	baja	alta	media

TABLA 3.9: Tabla comparativa entre las leyes de control.

Para cada uno de los índices de desempeño se observa que el FOC muestra mejores resultados en la mayoría de las categorías. Sin embargo, en el índice IVAVC, el cual representa la respuesta transitoria, quien domina es el CST-PCH. Los resultados obtenidos para FOC y CST-PCH son similares, sobretodo en la parte de los índices IVAC e IVAVC, aunque la ley de control FOC haya dominado gran parte de los criterios, la ley de control CST-PCH resulta ser un buen candidato para hacer frente al FOC, por lo que vale la pena tratar de mejorar el desempeño en IEC e IVAE para que se encuentre a la par del FOC.

Respecto a la ley de control IDA-PBC, fue el que presentó un peor desempeño a comparación del FOC y CST-PCH, la dificultad en la implementación puede resultar crítica si se trata de obtener un resultado satisfactorio, sobretodo en la parte del generador de funciones de trayectorias y el uso de un estimador de par de carga para  $i_q^*$ . Y por último el hecho que el IDA-PBC no presente una acción integral le genera una desventaja a comparación del FOC y CST-PCH.

### 3.5. Análisis de robustez

En esta sección se presentan los resultados obtenidos para cada una de las pruebas del *benchmark*, haciendo una variación de un parámetro del PMSM, siendo en concreto la resistencia del estator ( $R_S$ ), aumentando su valor a un 50% del valor nominal presentado en la tabla 3.1, para las pruebas se empleó  $R_S=1.05 \Omega$ .

### 3.5.1. Resultados - Caso 1

En la figura 3.19, se muestra el seguimiento de velocidad para cada una de las técnicas de control:

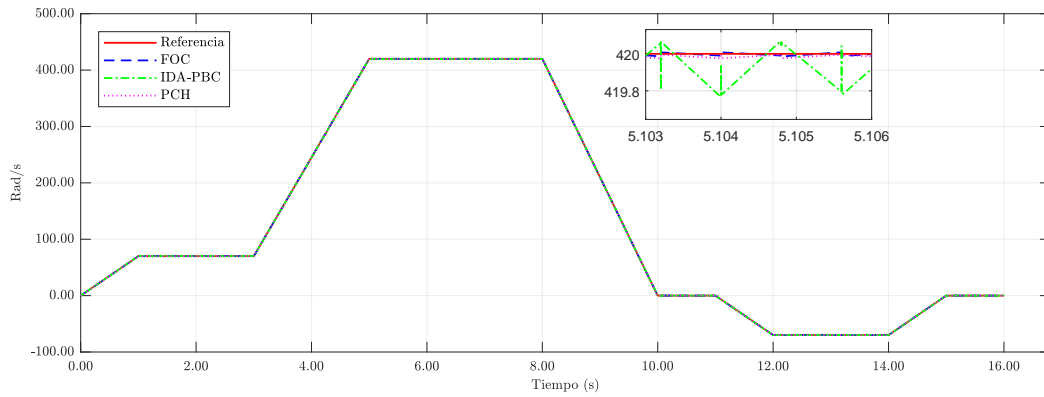
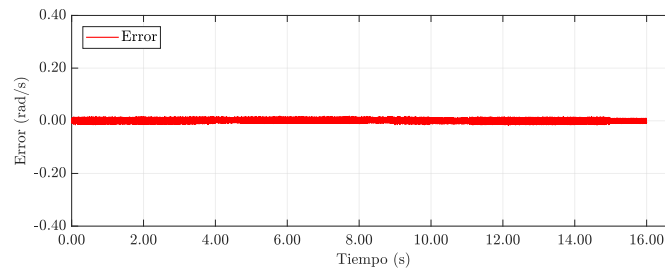


FIGURA 3.19: Seguimiento de velocidad con variación de  $R_S$  - Caso 1.

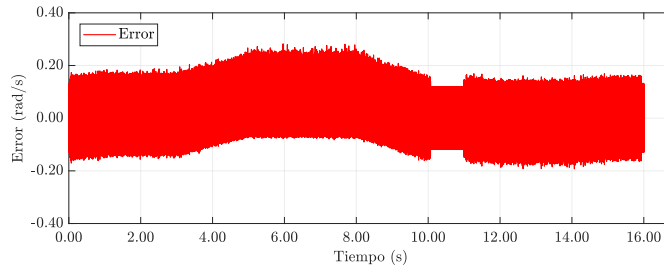
Para cada una de las técnicas de control estudiadas aún con la variación paramétrica en  $R_S$ , se puede observar que logran seguir la trayectoria de velocidad con éxito, con ligeras diferencias, incluso para la técnica de control IDA-PBC.

En la figura 3.19 se muestra el error en velocidad para cada uno de los controladores. La variación en el parámetro  $R_S$ , el error en velocidad de cada una de las técnicas de control es bastante similar comparándolo con la figura 3.4, sobretodo en el controlador IDA-PBC que se esperaba un variación más significativa debido a la ausencia de una acción integral.

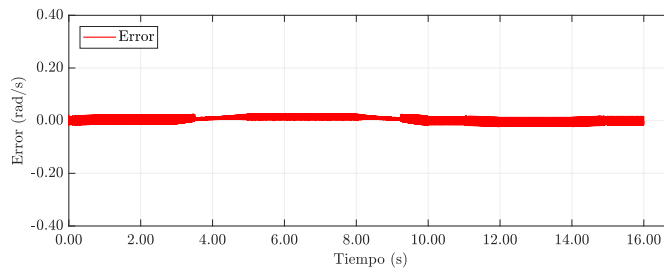


(A) FOC.





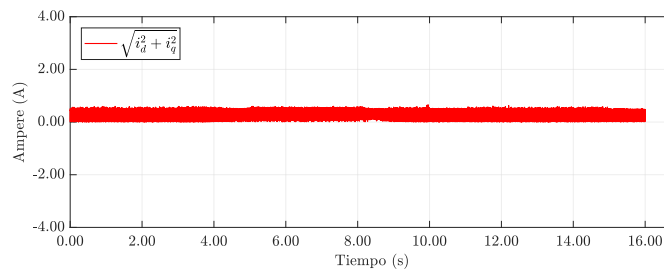
(B) IDA-PBC.



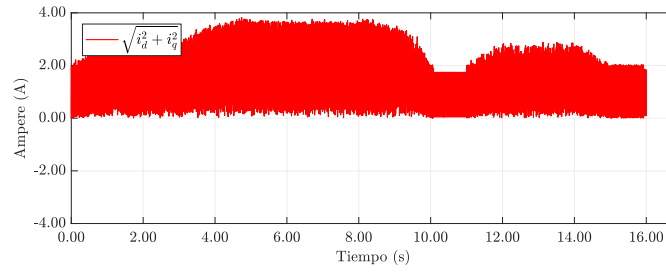
(c) CST-PCH.

FIGURA 3.19: Error de velocidad con variación de  $R_S$  - Caso 1.

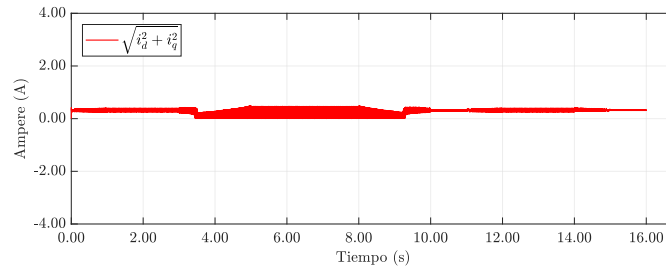
En la figura 3.20 se muestra la norma de la corriente, los resultados obtenidos comparándolos con la figura 3.5, son bastante similares, se siguen presentando una corriente alta en el controlador IDA-PBC siendo una prueba en vacío.



(A) FOC.



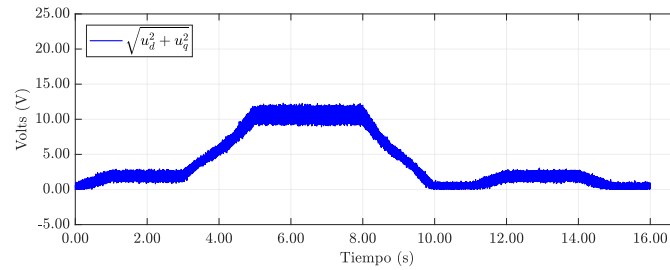
(B) IDA-PBC.



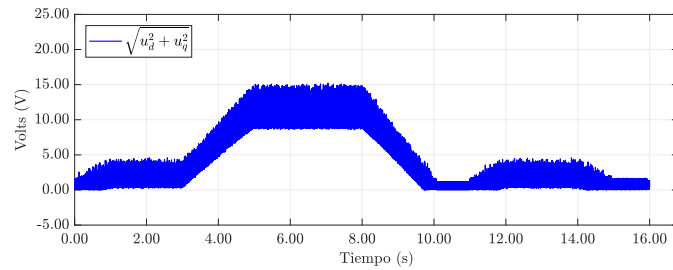
(C) CST-PCH.

FIGURA 3.20: Normas de corriente con variación de  $R_S$  - Caso 1.

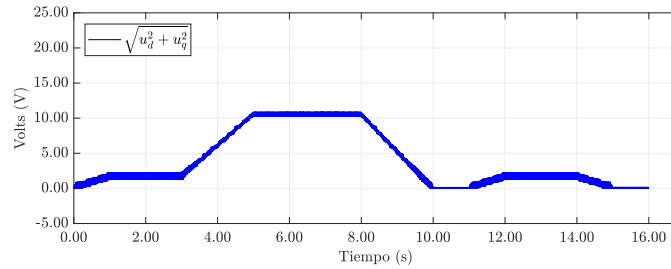
En la figura 3.21 se muestra la norma de la tensión, se obtuvieron resultados muy similares a comparación de la figura 3.6.



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.

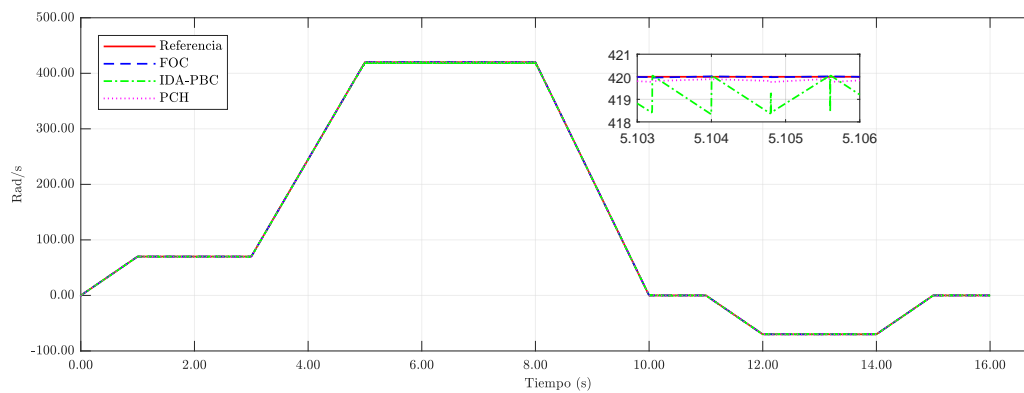


(c) CST-PCH.

FIGURA 3.21: Normas de tensión con variación de  $R_S$  - Caso 1.

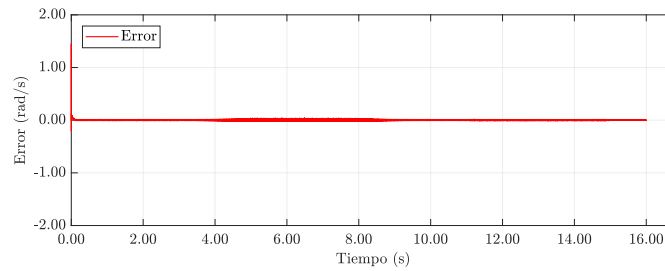
### 3.5.2. Resultados - Caso 2

En la figura 3.22 se muestra el seguimiento de velocidad con un par de carga en el motor PMSM ( $\tau_L = 0.131$  N-m) y con una variación en el parámetro  $R_S$ :

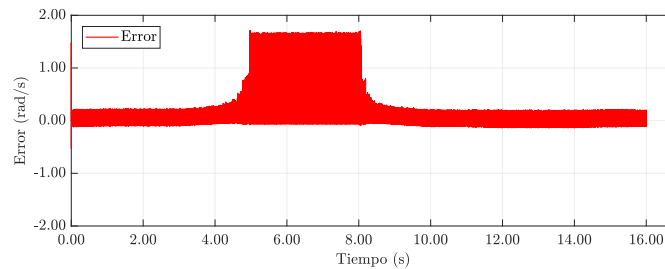
FIGURA 3.22: Seguimiento de velocidad con variación de  $R_S$  - Caso 2.

Aún con la variación de  $R_S$ , el seguimiento de velocidad se mantiene, se observa que el control IDA-PBC sin poseer una acción integral logra seguir la trayectoria, sin embargo, no es lo suficientemente precisa a comparación del controlador FOC y CST-PCH.

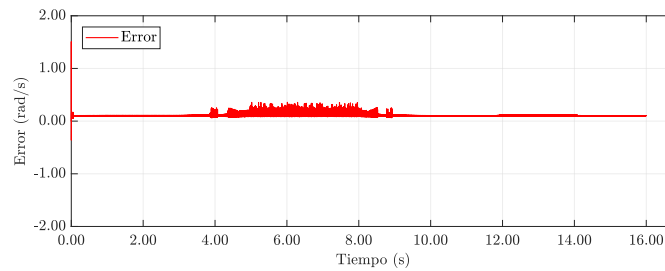
En la figura 3.8 se muestra el error en velocidad para cada uno de los controladores:



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.



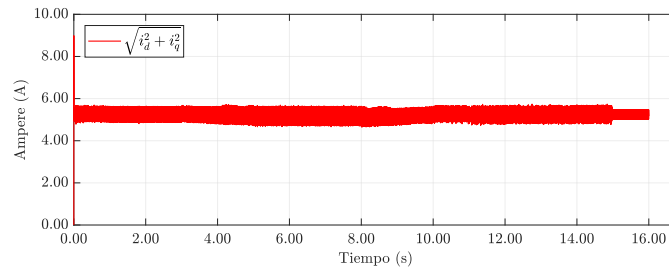
(C) CST-PCH.

FIGURA 3.23: Error de velocidad con variación de  $R_S$  - Caso 2.

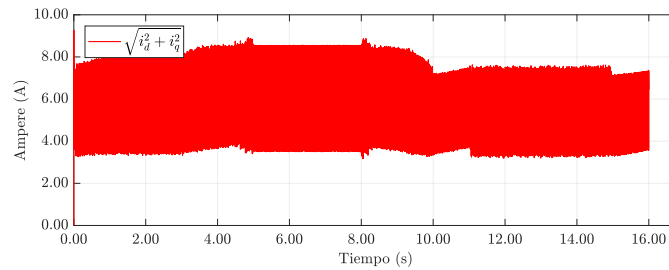
Hay un ligero aumento en el error de velocidad comparándolo con la figura 3.8, sobre todo en el controlador IDA-PBC, que presenta un error en velocidad mayor a comparación de la prueba sin variación de parámetros.

En la figura 3.24 se muestra la norma de la corriente, hay un aumento en la corriente en el transitorio, esto debido a la presencia del par de carga durante la prueba, El control

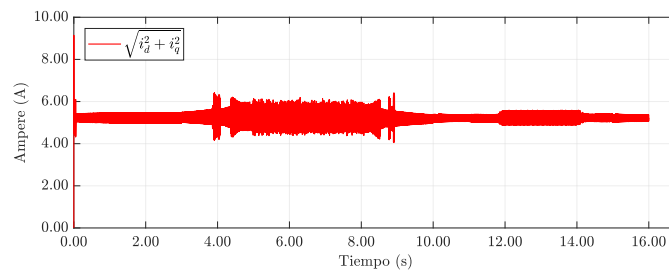
FOC y CST-PCH presenta un comportamiento muy similar, a excepción de los picos presentados en CST-PCH cuando se llega a la velocidad de 420 rad/s, el control IDA-PBC presenta unos picos de corriente bastante altos a comparación de los otros controladores, como se menciona antes, esto nos indica que el controlador presenta un esfuerzo al tratar de seguir la trayectoria de velocidad.



(A) FOC.



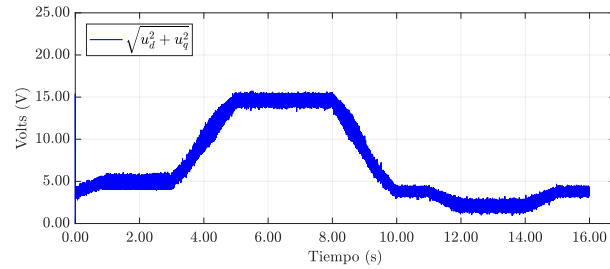
(B) IDA-PBC.



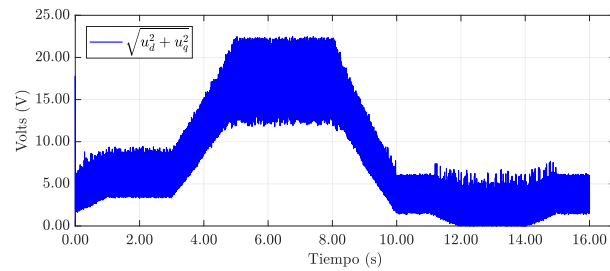
(C) CST-PCH.

FIGURA 3.24: Normas de corriente con variación de  $R_S$  - Caso 1.

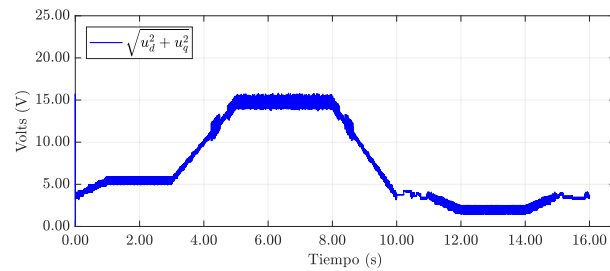
En la figura 3.25 se muestra la norma de la tensión, a comparación de la figura 3.10, se observan resultados similares a comparación para los controladores FOC y CST-PCH, para el caso del controlador IDA-PBC se observa un aumento en la tensión.



(A) FOC.



(B) IDA-PBC.



(C) CST-PCH.

FIGURA 3.25: Normas de tensión con variación de  $R_S$  - Caso 2.

### 3.5.3. Análisis de resultados

Los resultados obtenidos para cada uno de los controladores son satisfactorios, aún con la variación del parámetro  $R_S$ , ya que aún pesar de la variación paramétrica a todos los controladores les es posible seguir el perfil de velocidad, con un deterioro mínimo respecto a la condición sin variación paramétrica.

Para efectuar el análisis de cada uno de los controladores con una variación en uno de los parámetros del PMSM, se presentan las tablas 3.10 y 3.11, en donde se muestran diferentes criterios.

Caso 1			
Norma	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
$\ I\ _{max}$	0.65 A	3.8 A	0.48 A
$\ U\ _{max}$	12.28 V	15.2 V	10.88 V
Caso 2			
Norma	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
$\ I\ _{max}$	8.98 A	9.26 A	9.14 A
$\ U\ _{max}$	17.36 V	22.42 V	18.25 V

TABLA 3.10: Valor máximo de la norma de la corriente y tensión con variación de  $R_S$ .

Para cada uno de los resultados obtenidos y comparándolo con la tabla 3.8, la norma de la corriente se logra apreciar resultados muy similares para ambos casos del *benchmark*, para el caso de la norma de la tensión se observa un aumento en esta, sobretodo en el caso 2, debido principalmente al cambio en el parámetro  $R_S$ , a la ley de control se le exige un mayor esfuerzo para compensar la variación de los parámetros en el modelo.

Caso 1			
Índice	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
IEC	$1.8 \times 10^{-3}$	0.17	$2.6 \times 10^{-3}$
IVAE	0.13	2.2	0.22
IVAC	66.19	76.47	64.62
IVAVC	$1.6 \times 10^6$	$9.37 \times 10^6$	$1.47 \times 10^6$
Caso 2			
Índice	FOC	IDA-PBC	CST-PCH
IEC	$9.3 \times 10^{-3}$	3.95	0.22
IVAE	0.16	4.48	1.83
IVAC	139.29	154.94	143.45
IVAVC	$1.17 \times 10^6$	$15.81 \times 10^6$	$1.78 \times 10^6$

TABLA 3.11: Valor máximo de los índices de desempeño con variación de  $R_S$ .

Comparando los resultados de los índices de desempeño sin variación paramétrica en las tablas 3.4 a 3.7 con los que se tiene la variación paramétrica en  $R_S$  en la tabla 3.11, se logra apreciar un ligero incremento en los índices de desempeño para las pruebas con variación del parámetro  $R_S$ , para los casos de los controladores FOC y CST-PCH, como

se esperaba el cambio es mínimo, debido a la presencia de una acción integral que permite cumplir con las especificaciones necesarias a pesar de la incertidumbre propuesta en los parámetros del PMSM, en el caso del controlador IDA-PBC a pesar de no poseer una acción integral, los resultados obtenidos muestran un seguimiento apropiado del perfil de velocidad, aún con los problemas presentados durante las pruebas en donde no hay variación de parámetros.



# Conclusiones

En la presente tesis se realizó una comparación entre tres tipos de controladores, el control FOC, IDA-PBC y CST-PCH para trayectorias de velocidad, par y posición en un PMSM. Se verificó el desempeño de los controladores a estudiar por medio de simulación, los índices de desempeño general y la norma del vector de corriente y tensión. A partir de lo anterior, se llega a las siguientes conclusiones:

- Se consigue el seguimiento de trayectorias de velocidad, par y posición con el controlador FOC, usando la metodología presentada en [25], como ventajas se tiene una fácil sintonización e implementación y como desventaja de este tipo de controlador es el uso de ganancias muy altas para lograr un buen desempeño, ocasionando un sobretiro alto, que resultarían en fallas por parte de la máquina y por último esta técnica de control no tiene una prueba de estabilidad en lazo cerrado.
- Se consigue el seguimiento de trayectorias de velocidad, par y posición con el controlador IDA-PBC, usando la metodología presentada en [27], el desempeño general no se encuentra a la par del control FOC y CST-PCH, entre las principales desventajas que presenta este tipo de control, se encuentra su complejidad en lograr implementar la ley de control en conjunto con el motor PMSM, por ejemplo, el uso de trayectorias de referencia, el cual puede resultar algo complejo de implementar.
- Se consigue el seguimiento de trayectorias de velocidad, par y posición con el controlador CST-PCH, usando la metodología descrita en [34], [29] y [35], los resultados obtenidos se encuentran a la par de la ley de control FOC, como principal ventaja es el uso de una acción integral con rechazo a perturbaciones, la que carece el IDA-PBC, presenta una prueba de estabilidad en lazo cerrado y tiene una sintonización e implementación más simple a comparación del IDA-PBC.

Aunque la ley de control FOC muestra que tiene un desempeño superior con el uso de los índices de desempeño a comparación del IDA-PBC y CST-PCH, la ley de control CST-PCH se presenta como una candidata a considerar, debido a la similitud de los resultados obtenidos en términos de la norma del vector de corriente y tensión, así como en los índices de desempeño generales, mejorar los índices IEC e IVAE, pero sin lograr reducir los demás criterios, sería la prioridad si se quiere obtener un desempeño lo suficientemente similar al FOC.

## Aportaciones

Como parte del desarrollo de este trabajo, se obtuvieron las siguientes aportaciones:

1. Validación por simulación del seguimiento de trayectorias lo suficientemente realistas en un PMSM de distintos tipos de control no lineal, haciendo uso de distintos parámetros para evaluar su desempeño.
2. Publicación del artículo **A comparison of nonlinear controllers for three-phase permanent-magnet synchronous motor drives** en el Congreso Nacional de Control Automático 2021 [36]

## Trabajo a futuro

Como trabajo a futuro se propone:

1. Evaluar experimentalmente cada uno de los controladores, haciendo uso de una plataforma digital basada en un DSP, con la finalidad de comparar los resultados obtenidos en simulación.
2. Mejorar el desempeño general de los controladores IDA-PBC y CST-PCH, con el objetivo de acercarse lo más posible al desempeño que se obtiene con el uso de la técnica de control FOC.
3. Realizar un estudio de robustez más detallado por medio de simulación para cada una de las técnicas de control estudiadas, variando al menos dos parámetros críticos, por ejemplo, la resistencia e inductancia del estator, con el propósito de verificar que se cumple el seguimiento de trayectorias.

# Referencias

- [1] F. Gómez-Estern y A. Van der Schaft, «Physical Damping in IDA-PBC Controlled Underactuated Mechanical Systems,» *European Journal of Control*, vol. 10, n.º 5, págs. 451-468, 2004.
- [2] D. E. Chang, «Generalization of the IDA-PBC method for stabilization of mechanical systems,» *Control Automation (MED)*, págs. 226-230, 2010.
- [3] C. Batlle, A. Dòria-Cerezo y R. Ortega, «Power Flow Control of a Doubly-Fed Induction Machine Coupled to a Flywheel,» *European Journal of Control*, vol. 11, n.º 3, págs. 209-221, 2005.
- [4] V. Petrovic, R. Ortega y A. Stankovic, «Interconnection and damping assignment approach to control of PM synchronous motors,» *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 9, n.º 6, págs. 811-820, 2001.
- [5] H. Rodriguez, R. Ortega y G. Escobar, «A robustly stable output feedback saturated controller for the Boost DC-to-DC converter,» en *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.99CH36304)*, vol. 3, 1999, 2100-2105 vol.3.
- [6] Y. Wang, H. Yu, H. Wu y X. Liu, «IDA-PBC of the robot manipulator including actuator dynamics,» *2019 Chinese Automation Congress (CAC)*, Hangzhou, China, págs. 5111-5114, 2019.
- [7] C. N. Huerta-Saucedo, «Estudio comparativo de técnicas de control para motores síncronos de imanes permanentes,» Tesis de maestría., Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2012.
- [8] G. X. N. Li Y. Ming y X. Dianguo, «A comparative study of model predictive current control and FOC for PMSM,» *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Hangzhou, págs. 3143-3147, 2014.
- [9] C. N. M. Nicola y M. Duță, «Sensorless Control of PMSM using FOC Strategy Based on Multiple ANN and Load Torque Observer,» *2020 International Conference on Development and Application Systems (DAS)*, Suceava, Romania, págs. 3143-3147, 2020.
- [10] S. Li y Z. Liu, «Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, 3050–3059, 2009.
- [11] J. Liu, S. Cao, Y. Yi e Y. Fang, «Adaptive control for permanent magnet synchronous motor based on disturbance observer,» en *2017 36th Chinese Control Conference (CCC)*, 2017, págs. 3533-3537.

- [12] Y. Yu, Y. Chen, Y. Bi y F. Chai, «Adaptive control of negative-saliency PMSM based on online parameter identification,» en *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, págs. 2660-2665.
- [13] I.-C. Baik, K.-H. Kim y M.-J. Youn, «Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique,» *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 8, págs. 47-54, 2000.
- [14] Y. Zhao y X. Liu, «Speed Control for PMSM Based on Sliding Mode Control With a Nonlinear Disturbance Observer,» en *2019 Chinese Automation Congress (CAC)*, 2019, págs. 634-639.
- [15] X. F. Li y D. Qu Wei, «Synchronization of chaotic permanent magnet synchronous motor system via sliding mode control,» en *2018 26th International Conference on Systems Engineering (ICSEng)*, 2018, págs. 1-4. DOI: [10.1109/ICSENG.2018.8638168](https://doi.org/10.1109/ICSENG.2018.8638168).
- [16] S. Mariethoz, A. Domahidi y M. Morari, «A model predictive control scheme with torque ripple mitigation for permanent magnet motors,» *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, págs. 985-990, 2009.
- [17] J. Chen, Y. Zhang, X. Hu e Y. Zhang, «Improved Efficiency of a PMSM Drive with Model Predictive Control,» en *2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, 2019, págs. 1-5.
- [18] B. Bossoufi, H. A. Aroussi, M. El Ghamrasni e Y. Ihedrane, «Speed control for PMSM drive system using predictive control,» en *2016 8th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, 2016, págs. 1-6.
- [19] J. Zhou e Y. Wang, «Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor,» *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 149, págs. 165-172, 2002.
- [20] H.-W. Kim, S.-M. Park, S.-J. Kim y J. Y. Choi, «Adaptive backstepping speed control for PMSM with mechanical parametric uncertainties,» en *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2016, págs. 427-430.
- [21] J. Linares-Flores, C. García-Rodríguez, H. Sira-Ramírez y O. D. Ramírez-Cárdenas, «Robust Backstepping Tracking Controller for Low-Speed PMSM Positioning System: Design, Analysis, and Implementation,» *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, n.º 5, págs. 1130-1141, 2015.
- [22] G. S. Buja y M. P. Kazmierkowski, «Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, págs. 744-757, 2004.
- [23] N. Bo-Wen, L. Shao-Wu, Y. Bao-Kang, D. Feng, H. Yi y M. Ya-Jie, «Direct Torque Control for PMSM Using Active Disturbance Rejection Control Method,» en *2018 Chinese Automation Congress (CAC)*, 2018, págs. 2798-2802.
- [24] Y. Yue, R. Zhang, B. Wu y W. Shao, «Direct torque control method of PMSM based on fractional order PID controller,» en *2017 6th Data Driven Control and Learning Systems (DDCLS)*, 2017, págs. 411-415.
- [25] J. Chiasson, *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*. Wiley, 2005.

- [26] B. M. R. Ortega A. van der Schaft y G. Escobar, «Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled hamiltonian systems,» *Automatica*, vol. 38, págs. 585-596, 2002.
- [27] P. Borja y G. Espinosa, «Seguimiento de trayectorias para sistemas mecánicos subactuados via IDA-PBC,» *Congreso Nacional de Control Automático*, 2013.
- [28] R. Álvarez Salas, «Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone,» Tesis doct., Insitut National Polytechnique de Grenoble, 2002.
- [29] F. Ramos-García, «Tracking Control for PMSM with unknown constant torque,» Universidad Nacional Autónoma de México, inf. téc., 2021.
- [30] J. Ferguson, A. Donaire y R. H. Middleton, «Integral control of port-hamiltonian systems: Nonpassive outputs without coordinate transformation,» *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 62, págs. 5947-5953, 2017.
- [31] J. Ferguson, A. Donaire, R. Ortega y R. H. Middleton, *New results on disturbance rejection for energy-shaping controlled port-Hamiltonian systems*, 2017.
- [32] A. Rivera, L. Luna y R. Garrido, «Identificación paramétrica de un servomecanismo mediante un algoritmo de mínimos cuadrados modificado,» *Congreso Nacional de Control Automático*, 2021.
- [33] D. S. Martínez-Padrón, «Control IDA-PBC para seguimiento de trayectorias en motores síncronos de imanes permanentes,» Tesis de mtría., Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2018.
- [34] F. Ramos-García, «Control para Seguimiento de Trayectorias de una Clase de Sistemas Hamiltonianos,» Tesis de mtría., Universidad Nacional Autónoma de México, 2021.
- [35] F. Ramos-García, «PMSM: Vanishing Perturbation System Analisis,» Universidad Nacional Autónoma de México, inf. téc., 2021.
- [36] E. Guzman-Ortiz, R. Alvarez-Salas, D. Martínez, H. Miranda-Vidales, H. Mendez-Azua y A. Rivera-Rivera, «A comparison of nonlinear controllers for three-phase permanent-magnet synchronous motor drives,» *Congreso Nacional de Control Automático*, 2021.