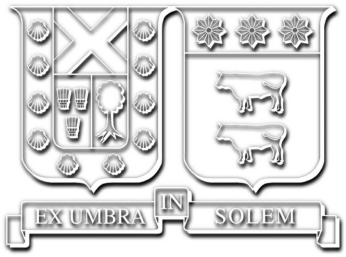
Universidad Técnica Federico Santa María
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Valparaíso, Chile



Propuesta de un Control Híbrido basado en Control No Lineal y Predictivo de Largo Horizonte y su Implementación en Simulación en Tiempo Real para una Máquina de Inducción con Estator Dual.

Joaquín Ignacio Palominos Rodríguez

2026

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesor Guía:
Dr. Johnny W. Rengifo Santana (UTFSM)

Comisión:
Dra. Margarita A. Normabuena Valdivia (UTFSM)

Santiago, 30 de octubre de 2026.

CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): ☒ Memoria o trabajo de título ☐ Tesis de Postgrado

Título del trabajo: Propuesta de Control Híbrido Basado en Control No Lineal y Predictivo de Largo Horizonte y su implementación en simulación en tiempo real para una máquina de inducción de entotar actual

Nombre del candidato(a): Joaquín Ignacio Palominos Rodríguez

Carrera / Grado: Ingeniería Civil Eléctrica

Campus: San Joaquín **Departamento:** Ingeniería Eléctrica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Johnny Reugifo, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

☒ El trabajo **NO contiene** información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

☐ El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (**embargo**) por **(marcar una opción)**:

☐ 6 meses ☐ 12 meses ☐ 2 años ☐ 3 años ☐ 5 años ☐ 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

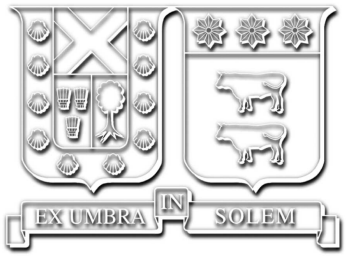
Fecha: 29-10-26 **Firma:**

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 29-10-26 **Firma:**

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

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



Propuesta de un Control Híbrido basado en Control No Lineal y Predictivo de Largo Horizonte y su Implementación en Simulación en Tiempo Real para una Máquina de Inducción con Estator Dual

Joaquín Ignacio Palominos Rodríguez

2026

"¿Cómo lo hizo?"
"Nadie le dijo que no podría."

Como me gustan las causas perdidas, aquí me tienen.
— Valentina Cruz

Agradecimientos

Al finalizar una etapa importante, como lo son los estudios universitarios, resulta inevitable mirar hacia adelante y, al mismo tiempo, recordar con gratitud aquellas experiencias que contribuyeron a la culminación de esta meta.

En primera instancia, quisiera agradecer a mi familia por brindarme las herramientas necesarias para enfrentar cualquier tipo de dificultad o problema en la vida, y por la paciencia constante para hacerme ver tanto mis debilidades como mis fortalezas. A mi madre, por haberme dado todo lo que un hijo pueda necesitar para desarrollarse como individuo. A mi hermana y a mi hermano, por estar presentes en mi vida y darle emoción a cada uno de mis días, incluso cuando el mayor panorama del día era simplemente compartir el tiempo en casa. A mis abuelos: a mi abuela, por cuidarme y quererme a su manera tan dulce y pura; a mi abuelo, por mostrarme el valor de ser una persona esforzada, respetuosa y agradecida de la vida hasta el final de la suya. A mi padre, por preocuparse siempre por brindarme sabios consejos y por haberme acompañado de manera incondicional a lo largo de los años.

Por otro lado, quisiera agradecer a mis compañeros más cercanos de la carrera —Christopher V., Sebastián E., Esteban O., Richard B., Pablo V. y Víctor R.— por llenar mis días de momentos de risa y estupidez en medio de la alta exigencia intelectual de esta carrera, así como por haber sido mis principales compañeros de estrés, de malos y buenos ratos. Asimismo, agradezco a los amigos que pude hacer en distintas carreras, especialmente a los de Minería, entre quienes destaco a Antonia C. y Josefa T., quienes siempre me regalaron buenos momentos y lindos recuerdos.

Asimismo, quisiera agradecer a mi jefatura en el Coordinador Eléctrico Nacional por haberme brindado la oportunidad y las facilidades para compatibilizar el trabajo con el término de mis estudios. De igual forma, agradezco a los integrantes del Departamento de Estudios Eléctricos, quienes me hicieron sentir cómodo y valorado desde el primer día.

Finalmente, y no por ello menos importante, agradezco a todas las personas que fueron una parte de mi camino. Pues lo llenaron de recuerdos y experiencias muy valiosas que contribuyeron para formar la persona que soy actualmente; con especial cariño hacia quienes me prestaron su cariño y su incondicional apoyo a lo largo de su estadía.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos **I**

Índice de Figuras **IV**

Índice de Tablas **VI**

Nomenclatura **VII**

Resumen **1**

1. Fundamentos de Máquinas de Inducción de Doble Estator **2**
- 1.1. Máquina de inducción de doble estator. . . . 3
  - 1.1.1. Topologías de máquinas de doble estator . . . 3
    - 1.1.1.a. Configuración simétrica . . . 3
    - 1.1.1.b. Configuración asimétrica . . . 4
    - 1.1.1.c. Comparación entre configuraciones . . . 4
  - 1.1.2. Modelo de la Máquina de Doble Estator Asimétrica . . . 5
  - 1.1.3. Transformación VSD . . . 5
  - 1.1.4. Modelo de los subespacios . . . 8
- 1.2. Control Aplicado a máquina de doble estator . . . 9
  - 1.2.1. Topologías de Inversor . . . 9
  - 1.2.2. Tipo de Modulación . . . 11
- 1.3. Simulación de arranque directo de la DSIM . . . 12

2. Control no lineal **14**
- 2.1. Modelo . . . 16
- 2.2. Cálculo del Grado Relativo . . . 16
  - 2.2.1. Dinámicas controladas y evaluación del grado relativo . . . 18
  - 2.2.2. Dinámicas Internas . . . 19
- 2.3. Ley de Control . . . 21
- 2.4. Difeomorfismo y Forma Normal . . . 22
- 2.5. Modelo Linealizado en el Espacio de Estados . . . 23
- 2.6. Discretización del modelo lineal . . . 24
  - 2.6.1. Discretización del Subsistema Linealizado . . . 24
  - 2.6.2. Implementación Digital de los Controladores Auxiliares . . . 25
  - 2.6.3. Estimador de Flujo . . . 27
  - 2.6.4. Esquema de control . . . 28
- 2.7. Simulación del Control No Lineal . . . 29

2.7.1. Variables controladas . . . 30
2.7.2. Subespacio $x - y$ . . . 31
2.7.3. Corrientes . . . 33

3. Control Predictivo **35**
3.1. Control Predictivo basado en Modelo . . . 36
3.1.1. Horizonte de Predicción . . . 36
3.1.2. Función de Costos . . . 38
3.1.2.a. Función de costos para la velocidad mecánica . . . 39
3.1.2.b. Función de costos para el par electromagnético . . . 39
3.1.2.c. Función de costos para el enlance flujo estatórico . . . 40
3.1.3. Planteamiento Cuadrático de la Función de Costos . . . 40
3.1.3.a. Formulación Matricial . . . 40
3.1.3.b. Formulación para los Tres Estados del Accionamiento . . . 41
3.1.3.c. Modelo Dinámico Global del Accionamiento . . . 42
3.1.3.d. Expansión del Modelo Predictivo . . . 43
3.1.3.e. Matrices H y f del Problema QP Global . . . 43
3.1.3.f. Matrices H y f del Problema QP Global . . . 44
3.1.4. Restricciones . . . 44
3.1.5. Esquema General de Control . . . 45
3.2. Resultados del Control . . . 46
3.2.1. Variables Controladas . . . 47
3.2.2. Subespacio x-y . . . 48
3.2.3. Corrientes . . . 49
3.3. Variación de Parámetros . . . 50
3.3.1. Métricas de Error . . . 50
3.3.2. Resultados . . . 51
3.3.2.a. Variación de resistencia de estator . . . 52
3.3.2.b. Variación de resistencia de rotor . . . 56
3.3.2.c. Variación de inductancia mutua . . . 58

4. Simulación en tiempo real **60**
4.1. Plataforma de Trabajo . . . 61
4.1.1. Opal - RT . . . 62
4.1.2. RT Lab . . . 63
4.1.3. Adaptación de Simulink para RT Lab . . . 65
4.2. Resultados de la simulación en tiempo real . . . 66
4.2.1. Análisis de sensibilidad ante la extensión del horizonte de predicción para $F_{sw} = 10\ kHz$ . . . 66
4.2.2. Análisis de sensibilidad ante la extensión del horizonte de predicción para $F_{sw} = 5\ kHz$ . . . 67
4.2.3. Análisis del THD de corrientes ante la extensión del horizonte . . . 70
4.2.3.a. Resultados y Análisis . . . 70

5. Conclusiones **74**
5.1. Trabajos Futuros . . . 75

Apéndices **76**

A. Información de la DSIM **76**
A.1. Datos y parámetros del sistema 76
A.2. Conversión de parámetros a base común 76
A.3. Código Máquina 77

B. FeedBack Linealization **78**
B.1. Datos y parámetros del sistema 78

C. Control predictivo **80**

D. Tablas de Errores **84**

Bibliografía **87**

Índice de Figuras

1.1. (a) Esquema de vectores de tensión (b) Inversor de dos niveles basado en IGBT . . . 9
1.2. Inversores de dos niveles con IBGT y diodo en paralelo al bus DC para alimentar cada devanado de una DSIM de manera independiente. . . . 10
1.3. Velocidad mecánica y par electromagnético durante el arranque directo de la DSIM. . . . 12
1.4. Corrientes de las seis fases del estator durante el arranque directo de la DSIM. . . . 13

2.1. Taxonomía general de las estrategias de control no lineal. . . . 14
2.2. Esquema simplificado del lazo de control. . . . 28
2.3. Prueba seguimiento de referencia y rechazo de perturbaciones para las variables controladas de (a) Par electromagnético y (b) Velocidad angular de la DSIM. . . . 30
2.4. Enlace de flujo del estator. . . . 31
2.5. Seguimiento de referencia de corrientes del subespacio xy. . . . 31
2.6. Enlace de flujo del subespacio xy . . . 32
2.7. Corrientes de linea de la DSIM. . . . 33
2.8. Corrientes durante el proceso de arranque bajo control FBL. . . . 33
2.9. Corrientes ante escalón de velocidad. . . . 34

3.1. Horizonte de predicción en el instante k. . . . 37
3.2. Horizonte de predicción en el instante $k+1$. . . . 38
3.3. Esquema simplificado del lazo de control MPC-FBL. . . . 46
3.4. Prueba de seguimiento de referencia y rechazo de perturbaciones para (a) par electromagnético y (b) velocidad angular de la DSIM bajo control MPC-FBL. . . . 47
3.5. Enlace de flujo del estator bajo control MPC-FBL. . . . 48
3.6. Seguimiento de referencia de corrientes del subespacio x-y bajo control MPC-FBL. . . . 48
3.7. Corrientes de línea de la DSIM bajo control MPC-FBL. . . . 49
3.8. Ejemplo de variación del 5 % en el parámetro de resistencia del estator en en segundo 4. . . . 51
3.9. Matriz de simulaciones temporales $\omega(t)$ para distintos valores de variación paramétrica en R_s. . . . 52
3.10. Matriz de simulaciones temporales $T_e(t)$ para distintos valores de variación paramétrica en R_s. . . . 53
3.11. RMSE. . . . 54
3.12. MAE. . . . 54

3.13. Errores ante distintos porcentajes de incertidumbres de la resistencia del estator.(a) Error en la velocidad. (b) Error en el torque. (c) Error en el flujo. . . . 54
3.14. Variación del -30 % en R_s. . . . 55
3.15. Variación del +5 % en R_s. . . . 55
3.16. Error entre $\psi_{s\alpha}$ y $\hat{\psi}_{s\alpha}$ en función del tiempo ante una variación del parámetro R_s en el segundo 4. . . . 55
3.17. Gráfica de $\omega(t)$ para variaciones entre [-20 % y 20 %] en el parámetro R_r. 56
3.18. Gráfica de $T_e(t)$ para variaciones entre [-20 % y 20 %] en el parámetro R_r. 56
3.19. RMSE. . . . 57
3.20. MAE. . . . 57
3.21. Errores ante distintos porcentajes de incertidumbres de la resistencia del rotor.(a) Error en la velocidad. (b) Error en el torque. (c) Error en el flujo. 57
3.22. Gráfica de $\omega(t)$ para variaciones entre [-20 % y 20 %] en el parámetro L_m. 58
3.23. Gráfica de $T_e(t)$ para variaciones entre [-20 % y 20 %] en el parámetro L_m. 58
3.24. RMSE. . . . 59
3.25. MAE. . . . 59
3.26. Errores ante distintos porcentajes de incertidumbres de la inductancia mutua.(a) Error en la velocidad. (b) Error en el torque. (c) Error en el flujo. 59

4.1. Imagen referencial OPAL 4512. . . . 62
4.2. Arquitectura del simulador. . . . 62
4.3. Interfaz gráfica de RT LAB. . . . 64
4.4. Esquema de subsistemas para simulacioó en RT-LAB. . . . 65
4.5. Sensibilidad de los errores MAE y RMSE frente a la variación del horizonte de predicción N_p para una F_{sw} de 10 kHz. . . . 66
4.6. Sensibilidad de los errores MAE y RMSE frente a la variación del horizonte de predicción N_p para una F_{sw} de 5 kHz. . . . 68
4.7. Evolución del THD (%) de la corriente de la fase A en función de la extensión del horizonte de predicción N_p para una frecuencia de conmutación de 10 kHz. . . . 71
4.8. Evolución del THD de la corriente de la fase A en función de la extensión del horizonte de predicción N_p para una frecuencia de conmutación de 5 kHz. . . . 72

D.1. RMSE y MAE de $\omega(t)$ ante variaciones paramétricas. . . . 84
D.2. RMSE y MAE de $T_e(t)$ ante variaciones paramétricas. . . . 85
D.3. RMSE y MAE de $\psi(t)$ ante variaciones paramétricas. . . . 86

Índice de Tablas

1.1. Estados de conmutación y vectores de tensión para un inversor de dos niveles 11

2.1. Ventajas y desventajas del control por realimentación linealizante. 15

4.1. Especificaciones técnicas del simulador OPAL-RT OP4512 [1]. 63

A.1. Valores nominales de la DSIM. 76
A.2. Parámetros de la DSIM. 76

Nomenclatura

Acrónimos y Nomenclatura de Sistemas

DSIM	Dual Stator Induction Machine (Máquina de Inducción Doble Estator)
VSD	Vector Space Decomposition (Descomposición de Espacios Vectoriales)
FBL	Feedback Linearization (Linealización por Retroalimentación)
MPC	Model Predictive Control (Control Predictivo basado en Modelo)
LH-MPC	Long Horizon MPC (Control Predictivo de Horizonte Largo)
PI	Proporcional Integral
PWM	Pulse Width Modulation (Modulación por Ancho de Pulso)
SVM	Space Vector Modulation (Modulación por Vectores Espaciales)
THD	Total Harmonic Distortion (Distorsión Armónica Total)
RMSE	Root Mean Square Error (Error Cuadrático Medio Normalizado)
MAE	Mean Absolute Error (Error Absoluto Medio Normalizado)
SIL	Software-in-the-Loop
HIL	Hardware-in-the-Loop
RCP	Rapid Control Prototyping (Prototipado Rápido de Controladores)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
FPGA	Field-Programmable Gate Array
DSP	Digital Signal Processor
QP	Quadratic Programming (Programación Cuadrática)
NPC	Neutral Point Clamped
RHC	Receding Horizon Control

Variables de Estado del Sistema

$\mathbf{x}$	Vector de variables de estado
$\mathbf{u}$	Vector de variables de entrada de control
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Componentes de corriente de estator en marco $\alpha\beta$
i_{sx}, i_{sy}	Componentes de corriente de estator en subespacio x-y
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	Componentes de corriente de rotor en marco $\alpha\beta$
$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$	Componentes de flujo de estator en marco $\alpha\beta$
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$	Componentes de flujo de rotor en marco $\alpha\beta$
ψ_{sx}, ψ_{sy}	Componentes de flujo en subespacio x-y
$\|\psi_s\|$	Módulo del vector de flujo de estator
$\|\psi_s\|^2$	Cuadrado del módulo del vector de flujo de estator
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Componentes de tensión de estator en marco $\alpha\beta$
v_{sx}, v_{sy}	Componentes de tensión de estator en subespacio x-y
ω_m	Velocidad angular mecánica del rotor
ω_r	Velocidad angular eléctrica del rotor
θ	Posición angular del rotor
T_e	Par electromagnético
T_L	Par de carga mecánica

Parámetros de la Máquina

R_s	Resistencia óhmica del estator por fase
R_r	Resistencia óhmica del rotor referida al estator
L_s	Inductancia propia del estator
L_r	Inductancia propia del rotor referida al estator
L_m	Inductancia mutua de magnetización
L_σ	Inductancia de dispersión del estator
p	Número de pares de polos
J	Momento de inercia del rotor
B	Coeficiente de fricción viscosa del rotor
K_d	Coeficiente de amortiguamiento rotórico
S_n	Potencia aparente nominal
V_n	Tensión nominal
f_n	Frecuencia nominal

Variables de Control No Lineal

$f(\mathbf{x})$	Campo vectorial de deriva (dinámica libre)
$\mathbf{g}(\mathbf{x})$	Campo(s) vectorial(es) de control
$\nabla h(\mathbf{x})$	Gradiente de la función escalar $h(\mathbf{x})$
$L_f h(\mathbf{x})$	Derivada de Lie de función escalar h a lo largo de f
$L_g L_f h(\mathbf{x})$	Derivada de Lie de segundo orden
$[f, g](\mathbf{x})$	Corchete de Lie (conmutador) de f y g
$\text{ad}_f^k g(\mathbf{x})$	Representación adjunta de $(k - esimo)$orden de g
r_i	Grado relativo para salida i
r	Grado relativo total del sistema
$\mathbf{D}(\mathbf{x})$	Matriz de desacople
$\Phi(\mathbf{x})$	Difeomorfismo (transformación de coordenadas)
$\mathbf{z} = \Phi(\mathbf{x})$	Vector de estado transformado
$\boldsymbol{\xi}$	Subsistema lineal observable
$\boldsymbol{\eta}$	Dinámica de ceros (inobservable)

Variables de Control Predictivo

N_p	Horizonte de predicción (número de pasos futuros)
T_s	Período de muestreo
$\mathbf{U}(k)$	Vector de acciones de control futuras sobre horizonte
$\mathbf{Y}(k)$	Vector de salidas predichas sobre horizonte
$\mathbf{Y}^*(k)$	Vector de referencias de salida sobre horizonte
J	Función de costo de optimización
q_i	Peso de penalización para variable controlada i
q_ω	Peso de penalización para velocidad mecánica
q_{T_e}	Peso de penalización para par electromagnético
q_ψ	Peso de penalización para flujo estatórico
ρ_T	Factor de peso terminal
$\mathbf{R}$	Matriz de penalización de esfuerzo de control
$\mathbf{Q}$	Matriz de penalización de error de seguimiento
$\mathbf{H}$	Matriz Hessiana del problema cuadrático
$\mathbf{f}$	Vector de gradiente lineal del problema cuadrático
$\mathbf{G}$	Matriz de restricciones de desigualdad
$\mathbf{b}$	Vector de límites de restricciones
$T_e^{\text{máx}}, T_e^{\text{mín}}$	Límites de par electromagnético
$\psi^2_{\text{máx}}, \psi^2_{\text{mín}}$	Límites de cuadrado de flujo
$v_1(k), v_2(k)$	Entradas virtuales (derivadas de par y flujo)

Matrices y Transformaciones

$\mathbf{T}_{VSD}, \mathbf{T}_6$	Matriz de transformación VSD (6 fases)
$\mathbf{A}_c, \mathbf{B}_c$	Matrices de estado (tiempo continuo)
$\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_d$	Matrices de estado (tiempo discreto)
$\mathbf{C}, \mathbf{D}$	Matrices de salida del sistema
$\mathbf{E}$	Matriz de disturbios medibles
$\mathbf{\Gamma}$	Matriz de predicción del estado libre
$\mathbf{\Upsilon}$	Matriz de predicción de respuesta forzada
$\mathbf{A}_w, \mathbf{B}_w$	Matrices subsistema mecánico
$\mathbf{A}_\psi, \mathbf{B}_\psi$	Matrices subsistema magnético

Métricas de Desempeño

RMSE_i	Raíz Error Cuadrático Medio normalizado para variable i
MAE_i	Error Absoluto Medio normalizado para variable i
THD	Distorsión Armónica Total de corriente (%)
$e_i(k)$	Error de seguimiento en instante discreto k
Overrun	Condición de sobrepaso de tiempo de cómputo

Constantes y Bases Normalizadas

V_b	Voltaje base
S_b	Potencia base
I_b	Corriente base
Z_b	Impedancia base
ω_b	Frecuencia base
T_b	Torque base
p.u.	Por unidad (valor normalizado a base)

Resumen

La Máquina de Inducción con Estator Dual (DSIM) ofrece redundancia y menor rizado de par frente a los accionamientos trifásicos convencionales, pero su modelo multivariable, acoplado y no lineal dificulta su control. Las técnicas clásicas no gestionan adecuadamente estas no linealidades, mientras que el Control Predictivo (MPC) estándar, al extender su horizonte de predicción para mejorar el desempeño, incurre en una carga computacional que compromete su ejecución en tiempo real.

Este trabajo propone una arquitectura de control híbrida que combina Linealización por Realimentación (FBL) con Control Predictivo de Largo Horizonte (LH-MPC). La FBL transforma el modelo no lineal de la DSIM en un sistema lineal desacoplado, reduciendo drásticamente la complejidad del problema de optimización cuadrática resuelto por el LH-MPC en cada instante de muestreo. La estrategia se valida mediante simulación Software-in-the-Loop sobre el simulador de tiempo real OPAL-RT OP4512, con un paso de integración de 4 μs.

Los resultados demuestran que el esquema propuesto logra ejecutarse en tiempo real sin condiciones de sobrepaso, extendiendo el horizonte de predicción hasta 32 pasos/128 μs de ventana predictiva, sin comprometer la determinística del sistema. Esta extensión reduce significativamente la distorsión armónica de corriente y mejora el seguimiento de referencia respecto a horizontes cortos, los cuales resultan inestables por su incapacidad de anticipar la dinámica del accionamiento. Asimismo, se identifica una sensibilidad del esquema ante la sobreestimación de la resistencia de estator, atribuible al estimador de flujo empleado más que a la estrategia de control en sí, abriendo una línea concreta de mejora futura.

Los hallazgos posicionan al esquema híbrido FBL-MPC como una alternativa técnicamente viable para extender los horizontes de predicción en accionamientos polifásicos complejos, estableciendo una base para su futura implementación en hardware embebido de control en tiempo real.

Capítulo 1

Fundamentos de Máquinas de Inducción de Doble Estator

Históricamente, los accionamientos eléctricos industriales se han basado principalmente en máquinas de inducción trifásicas, debido a su probada robustez mecánica, bajo costo de mantenimiento y alta confiabilidad en entornos exigentes. Sin embargo, para aplicaciones de alta potencia y confiabilidad operacional como la propulsión naval, la tracción ferroviaria y la minería. Esta configuración presenta limitaciones físicas inherentes [2,3]. La necesidad de incrementar la densidad de potencia y la tolerancia a fallos ha impulsado significativamente el desarrollo de máquinas con un número de fases, denominadas máquinas polifásicas. Estas máquinas ofrecen ventajas sustanciales al fraccionar la potencia total en un mayor número de fases, lo que reduce la corriente por fase y disminuye los requerimientos térmicos y de diseño en los convertidores de potencia. Además, su principal atractivo radica en su capacidad para continuar operando bajo condiciones de falla, lo que las hace indispensables en sistemas donde la continuidad del servicio es un factor crítico.

En este capítulo se presenta, de forma detallada, una descripción de los principales componentes de las máquinas de inducción de doble estator. En primer lugar, se analizará la configuración constructiva y se definirá su topología. A partir de esta estructura, se desarrollará su formulación matemática transformando las variables de fase a sus componentes espaciales. Este procedimiento permitirá reducir la complejidad del sistema y expresarlo mediante un conjunto de ecuaciones diferenciales, obteniendo finalmente un modelo matemático no lineal y dinámico de la máquina. La obtención y comprensión de este modelo es un paso fundamental, ya que sobre él se diseñará y aplicará la estrategia de control propuesta en el desarrollo de esta memoria, permitiendo evaluar su desempeño y garantizar el funcionamiento del sistema bajo distintas condiciones de operación.

1.1. Máquina de inducción de doble estator.

Las máquinas de inducción de doble estator representan una atractiva alternativa frente a las máquinas de inducción trifásicas convencionales. Esta preferencia se sustenta en su mayor densidad de potencia, lo que permite lograr una construcción estructuralmente más compacta para un mismo nivel de potencia. Además, destacan por su elevada tolerancia a fallos, cualidad que les otorga la capacidad de arrancar y mantener la operación incluso ante la pérdida de una o más fases de su estator . En la actualidad, su uso se concentra principalmente en sectores industriales que demandan altos estándares de continuidad de servicio, así como un control preciso de la velocidad.

Su conexión a la red eléctrica se realiza a través de inversores de potencia, los cuales son responsables de ejecutar la estrategia de control que se desarrollará en el presente trabajo de título. La aplicación de dicho control se materializa mediante técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) [4,5], lo que permite conmutar los semiconductores del inversor y gestionar de manera eficiente el comportamiento dinámico de la máquina.

1.1.1. Topologías de máquinas de doble estator

Dentro de las configuraciones multifásicas, una de las más utilizadas es la máquina de seis fases. Esta puede implementarse mediante dos conjuntos de devanados trifásicos en el estator, lo que da origen a las denominadas configuraciones *dual three-phase* o *dual stator* [6,7]. Alternativamente, también puede construirse mediante un único devanado hexafásico distribuido en el estator. Dependiendo del desplazamiento angular entre los conjuntos de devanados trifásicos, estas máquinas se clasifican principalmente en dos tipos: configuraciones simétricas y configuraciones asimétricas [8,9].

1.1.1.a. Configuración simétrica

En la configuración simétrica de seis fases, los devanados del estator se distribuyen de manera uniforme a lo largo del perímetro del estator. Esto implica que las seis fases se encuentran separadas por un ángulo eléctrico de 60° eléctricos entre sí. Desde el punto de vista electromagnético, esta disposición produce un sistema de corrientes equilibrado que genera un campo magnético giratorio similar al de una máquina trifásica, pero con un mayor número de componentes espaciales [8,10].

Una característica importante de las máquinas multifásicas simétricas es que el control vectorial puede extenderse de forma directa desde el caso trifásico. En estas máquinas, la transformación de coordenadas permite separar las componentes fundamentales responsables de la producción de torque de otras componentes armónicas que no contribuyen directamente a la producción de potencia mecánica [8,9].

Sin embargo, en configuraciones simétricas con número par de fases, como el caso de seis fases, existen limitaciones para aprovechar ciertas estrategias de control basadas en la inyección de armónicos de corriente. En particular, la inyección de armónicos de tercer orden no puede utilizarse para incrementar el torque en una máquina de seis fases simétrica, debido a las características de acoplamiento entre los devanados del estator y el rotor [8,9]. Como consecuencia, el potencial de explotación de armónicos para mejorar el desempeño

electromagnético es menor en comparación con otras configuraciones multifásicas.

1.1.1.b. Configuración asimétrica

La configuración asimétrica de seis fases es una de las topologías más estudiadas en la literatura para aplicaciones de alta potencia. En este caso, el estator está formado por dos conjuntos de devanados trifásicos desplazados espacialmente entre sí por un ángulo eléctrico de 30° eléctricos [8]. Cada conjunto de devanados puede considerarse como un sistema trifásico independiente, normalmente con neutros aislados, y puede ser alimentado por un inversor trifásico independiente.

Este desplazamiento angular introduce propiedades adicionales en la máquina. Desde el punto de vista del control, el sistema puede interpretarse como dos máquinas trifásicas acopladas magnéticamente. Esto permite distribuir la potencia total del sistema entre dos convertidores electrónicos, reduciendo la corriente nominal de cada uno de ellos. En consecuencia, el dimensionamiento de los dispositivos de potencia se simplifica y se incrementa la confiabilidad del sistema [8, 11].

Otra ventaja importante de la configuración asimétrica está relacionada con el comportamiento armónico. El desfase de 30° entre los dos conjuntos trifásicos provoca que ciertos armónicos espaciales y temporales se cancelen parcialmente cuando se combinan los campos magnéticos producidos por ambos devanados. Este fenómeno contribuye a reducir las pulsaciones de torque y el contenido armónico en el flujo del entrehierro. Además, el uso de dos inversores trifásicos permite aplicar estrategias de modulación independientes, lo que facilita la supresión de armónicos de bajo orden mediante técnicas de control adecuadas [10].

Adicionalmente, la configuración asimétrica permite la utilización de ciertas estrategias de control basadas en la inyección de armónicos de corriente que no están disponibles en la configuración simétrica. En particular, bajo determinadas condiciones de conexión del neutro, es posible utilizar la inyección de armónicos de tercer orden para mejorar la producción de torque o modificar la distribución del flujo en la máquina [8].

1.1.1.c. Comparación entre configuraciones

Desde el punto de vista constructivo, la principal diferencia entre ambas topologías radica en la disposición espacial de los devanados. En la máquina simétrica, las seis fases se distribuyen uniformemente, mientras que en la máquina asimétrica se agrupan en dos sistemas trifásicos desplazados angularmente.

En términos de desempeño electromagnético, la configuración asimétrica presenta varias ventajas. Entre ellas se destacan una mayor flexibilidad en las estrategias de control, una mejor gestión de los armónicos [8, 12].

Por otro lado, la configuración simétrica presenta una estructura más uniforme desde el punto de vista electromagnético y puede simplificar ciertos aspectos del modelado matemático y del control. No obstante, su menor flexibilidad para la explotación de armónicos y para la operación en condiciones de falla ha motivado que la configuración asimétrica sea una de las más utilizadas en aplicaciones industriales de alta potencia, tales como sistemas de propulsión eléctrica y accionamientos de gran potencia [13].

En resumen, en el presente trabajo de título se adoptará la topología de devanados asimétricos para la máquina de inducción de doble estator. La elección de esta configuración tiene como propósito fundamental dejar habilitada la estructura para que, como trabajo futuro, se pueda explorar la inyección de corrientes armónicas de tercer y quinto orden orientadas a mejorar la densidad de torque y el desempeño electromagnético. Sin embargo, el alcance de esta memoria se centrará en la regulación de dichas componentes, utilizando las estrategias de control para forzar y mantener estas corrientes armónicas en un valor nulo, garantizando así un funcionamiento estable, eficiente y con mínimas pulsaciones de torque.

1.1.2. Modelo de la Máquina de Doble Estator Asimétrica

El modelado de la DSIM presenta un desafío debido al fuerte acoplamiento magnético mutuo entre los dos sistemas trifásicos, ya que el enfoque de modelar la máquina como dos motores trifásicos acoplados resulta en ecuaciones con inductancias mutuas complejas que varían con con la posición del rotor, dificultando el análisis dinámico [7]. Para resolver esto, la literatura utiliza la teoría de Descomposición de Espacios Vectoriales (VSD), técnica que emplea una matriz de transformación lineal de 6×6 para proyectar las variables eléctricas de la máquina en tres subespacios ortogonales desacoplados en el marco estacionario [8], permitiendo así la obtención de un modelo dinámico de inductancias constantes y que permita analizar cada subespacio según su utilidad a la hora de implentar el control.

- Subespacio $\alpha - \beta$:
  Contiene la componente fundamental y los armónicos de orden $12k \pm 1$ $(1, 11, 13, \dots)$. Es el único subespacio responsable de la producción de flujo y par electromagnético útil mediante la interacción con el campo del rotor [2].

- Subespacio $x - y$:
  En este plano se proyectan los armónicos de orden $6k \pm 1$ $(5, 7, 17, 19, \dots)$. Las variables en este subespacio no se acoplan con el rotor y, por tanto, no generan par útil. Sin embargo, dado que la impedancia de la máquina en este subespacio solo incluye la resistencia y la inductancia de dispersión del estator la presencia de armónicos de tensión en este plano puede generar grandes corrientes de circulación que aumentan las pérdidas de cobre y hierro [6, 7].

- Subespacio $z_1 - z_2$:
  Contiene los armónicos de secuencia 0 o de tercer orden y sus múltiplos. Al mantener los neutros de los dos devanados aislados, las corrientes en este subespacio son nulas por definición física, reduciendo el orden del sistema dinámico a controlar [8].

1.1.3. Transformación VSD

La transformación de variables físicas como tensiones y corrientes a los subespacios descritos anteriormente se realiza por medio de la matriz de transformación VSD [8], denotada frecuentemente en la literatura como $\boldsymbol{T}_{VSD}$ o $\boldsymbol{T}_6$. Esta matriz se construye proyectando las variables de fase sobre los vectores base de cada subespacio armónico. Considerando una máquina de seis fases donde la posición espacial de la k-ésima fase está dada por el ángulo

eléctrico θ_k, la estructura general invariante en amplitud para una máquina de N fases se define como:

$$\boldsymbol{T}_{VSD} = \frac{2}{N}\begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_3) & \cos(\theta_4) & \cos(\theta_5) & \cos(\theta_6) \\ \sin(\theta_1) & \sin(\theta_2) & \sin(\theta_3) & \sin(\theta_4) & \sin(\theta_5) & \sin(\theta_6) \\ \cos(5\theta_1) & \cos(5\theta_2) & \cos(5\theta_3) & \cos(5\theta_4) & \cos(5\theta_5) & \cos(5\theta_6) \\ \sin(5\theta_1) & \sin(5\theta_2) & \sin(5\theta_3) & \sin(5\theta_4) & \sin(5\theta_5) & \sin(5\theta_6) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{1.1}$$

donde el ángulo espacial θ_k correspondiente a la k-ésima fase se define agrupando los dos conjuntos trifásicos mediante la siguiente ecuación:

$$\theta_k = \begin{cases} (k-1)\frac{2\pi}{3} & \text{para } k \in \{1,2,3\} \\ \delta + (k-4)\frac{2\pi}{3} & \text{para } k \in \{4,5,6\} \end{cases} \tag{1.2}$$

siendo δ el ángulo de desplazamiento espacial entre ambos estatores. Para el caso típico de esta máquina de seis fases asimétrica, el desplazamiento corresponde a $\delta = \pi/6$ rad electricos

Donde el conjunto de las dos primeras filas y las primeras tres columnas corresponden a la Transformación de Clark del primer sistema trifásico para un sistema de fasores espaciales, el cual determina las componentes α y β las cuales son el único responsable de la transferencia de energía electromecánica y del establecimiento del flujo fundamental en el entrehierro, asumiendo una distribución sinusoidal de los devanados. Por otro lado, las filas tercera y cuarta de la matriz definen el subespacio secundario, denominado comúnmente como plano $x - y$. Las variables proyectadas en este plano están asociadas a los armónicos temporales múltiplos de 5 y 7, en la literatura se suele analizar el 5^{to} con el fin de simplificar el análisis. Desde el punto de vista del control, la excitación en este subespacio no contribuye al par medio útil, sino que únicamente genera pérdidas por efecto Joule en el estator. Finalmente, las dos últimas filas corresponden a las componentes de secuencia cero, denotadas como z_1 y z_2. La estructura particular presentada en (1.1), con bloques de unos y ceros, implica una separación de las componentes homopolares para cada conjunto trifásico independiente. Estas componentes son nulas en máquinas con neutros aislados, pero se vuelven relevantes si los puntos neutros de las estrellas están interconectados o conectados a tierra, permitiendo la circulación de corrientes de tercer armónico.

Para el desarrollo del modelo matemático de la máquina se emplea la transformación conservativa en magnitud. Esta opera en el dominio de los fasores espaciales a partir de las magnitudes instantáneas, lo que permite trabajar con un modelo basado en números reales.

A continuación se presenta de manera secuencial la obtención de la matriz T6 para el caso de un conjunto de dos devanados trifásico abc y def espaciados por 30 grados eléctricos.

Para representar el comportamiento en el subespacio fundamental ($\alpha\beta$), se definen los siguientes vectores de tensión para cada estrella:

$$\boldsymbol{x}_1 = \frac{2}{6}\left(x_a \ + x_b \ e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c \ e^{j\frac{4\pi}{3}}\right) \tag{1.3}$$

$$\boldsymbol{x}_2 = \boldsymbol{x}_1 e^{j\frac{\pi}{6}} \tag{1.4}$$

De modo que, la expresión del subespacio fundamental que definen las primeras dos filas de las matriz T6 son las siguientes:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{6}\begin{bmatrix} \mathrm{Re}(\boldsymbol{x}_1 + \boldsymbol{x}_2) \\ \mathrm{Im}(\boldsymbol{x}_1 + \boldsymbol{x}_2) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{x}_{abc}(t) \\ \boldsymbol{x}_{def}(t) \end{bmatrix} \tag{1.5}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{6}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \\ x_d \\ x_e \\ x_f \end{bmatrix} \tag{1.6}$$

Para la caracterización del subespacio secundario ($x - y$), se adopta el enfoque descrito en la literatura [14], el cual centra el análisis en la dinámica del quinto armónico. Esta simplificación asume que dicho armónico es la componente dominante en este plano, permitiendo definir el siguiente conjunto de expresiones vectoriales:

$$\boldsymbol{x}_{1xy} = \frac{2}{6}\left(x_a \ + x_b \ e^{j5\frac{2\pi}{3}} + x_c \ e^{j5\frac{4\pi}{3}}\right) \tag{1.7}$$

$$\boldsymbol{x}_{2xy} = \boldsymbol{x}_{1xy} e^{j\frac{\pi}{6}} \tag{1.8}$$

Repitiendo la misma logica de proyeccion de planos e obtiene la matriz que sigue

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_x \\ x_y \end{bmatrix} = \frac{2}{6}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \\ x_d \\ x_e \\ x_f \end{bmatrix} \tag{1.9}$$

Para definir las filas encargadas de modelar la secuencia 0 debemos basarnos en la matriz de Fosforesce para una DSIM asimétrica en donde conservamos las filas asociadas las componentes de secuencia 0 de cada devanado.

$$\begin{bmatrix} V_P \\ V_N \\ V_0 \\ V'_P \\ V'_N \\ V'_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix} \tag{1.10}$$

La cual señala que la componente homopolar del k-esimo devanado trifásico, esta dada por la ponderación de las 3 señales temporales, de modo que, incorporando esto a las ultimas dos filas de la matriz T6, se termina de definir la matriz de transformacioón VSD.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_x \\ x_y \\ x_{z1} \\ x_{z2} \end{bmatrix} = \frac{2}{6} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{a_1} \\ x_{b_1} \\ x_{c_1} \\ x_{a_2} \\ x_{b_2} \\ x_{c_2} \end{bmatrix} \tag{1.11}$$

1.1.4. Modelo de los subespacios

Por tanto, para el desglose de las ecuaciones se emplea la referencia solidaria al estator para representar las ecuaciones que modelan el comportamiento dinámico del subespacio fundamental de la DSIM. Los valores de los parámetros estan presentes en el Anexo A.

$$\boldsymbol{v}_{s\alpha\beta} = R_s \boldsymbol{i}_{s\alpha\beta} + \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_{s\alpha\beta}}{\mathrm{d}t} \tag{1.12}$$

$$0 = R_r \boldsymbol{i}_{r\alpha\beta} + \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_{r\alpha\beta}}{\mathrm{d}t} - j\omega_r \boldsymbol{\psi}_{r\alpha\beta} \tag{1.13}$$

$$\boldsymbol{\psi}_{s\alpha\beta} = L_s \boldsymbol{i}_{s\alpha\beta} + L_m \boldsymbol{i}_{r\alpha\beta} \tag{1.14}$$

$$\boldsymbol{\psi}_{r\alpha\beta} = L_m \boldsymbol{i}_{s\alpha\beta} + L_r \boldsymbol{i}_{r\alpha\beta} \tag{1.15}$$

$$T_e = 3p\left(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}\right) \tag{1.16}$$

en tanto la dinámica del subespacio xy está dada por la impedancia del estator, la cual modela las pérdidas por corrientes armónicas y dispersión. El conjunto completo de ecuaciones se presenta a continuación:

$$\boldsymbol{v}_{sxy} = R_s \boldsymbol{i}_{sxy} + \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_{sxy}}{\mathrm{d}t} \tag{1.17}$$

$$\boldsymbol{\psi}_{sxy} = L_\sigma \boldsymbol{i}_{sxy} \tag{1.18}$$

Donde los parámetros constitutivos de los modelos se definen como:

R_s**:** Resistencia óhmica del estator por fase.

R_r**:** Resistencia óhmica del rotor referida al estator.

L_s**:** Inductancia propia del estator en el plano fundamental .

L_r**:** Inductancia propia del rotor referida al estator.

L_σ**:** Inductancia de dispersión del estator.

L_m**:** Inductancia mutua de magnetización.

p**:** Número de pares de polos de la máquina.

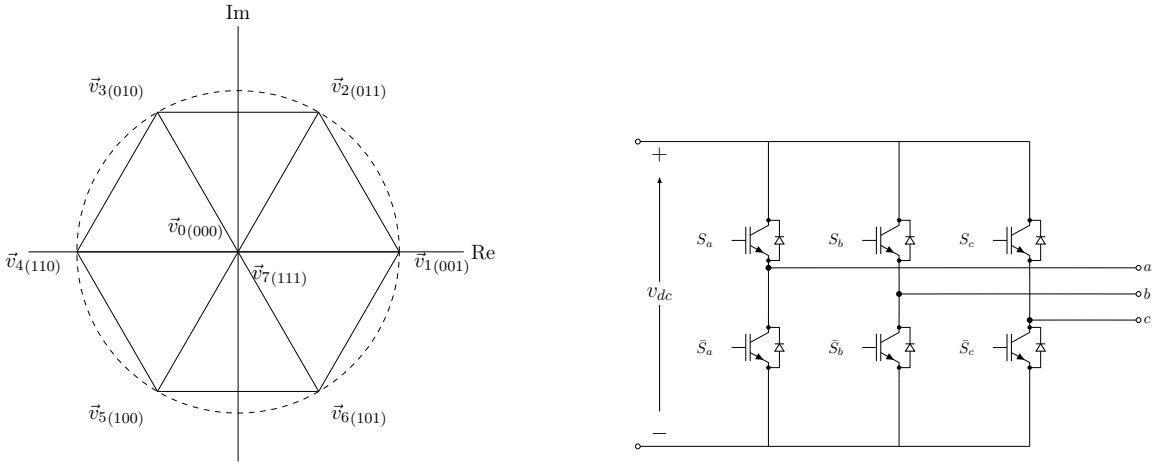
1.2. Control Aplicado a máquina de doble estator

La arquitectura de los convertidores de potencia empleados en máquinas polifásicas está condicionada por la aplicación final. Por ejemplo, en la industria minera es común la implementación de configuraciones regenerativas tipo *back-to-back*, mientras que en electromovilidad predomina el uso exclusivo de la etapa inversora (DC/AC) alimentada desde un bus de continua. Respecto a las estrategias de control para la máquina de doble estator, existe una amplia variedad de enfoques reportados en la literatura [15–17]. La elección de una técnica particular depende de los objetivos de control específicos y de los criterios de desempeño requeridos por el sistema.

1.2.1. Topologías de Inversor

Los inversores de fuente de tensión (VSI) se clasifican fundamentalmente en dos categorías según la estructura de su etapa de potencia: inversores de dos niveles e inversores multinivel.

La topología convencional de dos niveles, presentada en la Figura 1.1b, es la más extendida en la industria debido a su simplicidad constructiva y facilidad de control [4]. Estos convertidores operan conmutando entre dos niveles de tensión de bus DC para sintetizar la señal de salida. Sin embargo, debido a las transiciones bruscas de tensión, esta configuración tiende a generar un contenido armónico significativo, requiriendo filtros de salida más robustos.



a Vectores de tensión. b Inversor de dos niveles.

Figura 1.1: (a) Esquema de vectores de tensión (b) Inversor de dos niveles basado en IGBT

Por otro lado, la tecnología multinivel ha ganado relevancia en aplicaciones de media y alta potencia. Un ejemplo representativo es el inversor de enclavamiento por diodo o *Neutral Point Clamped* (NPC) [5]. A diferencia del caso anterior, el inversor NPC utiliza una red de diodos y condensadores divididos para generar tres o más niveles de tensión en la salida.

Esta capacidad de sintetizar una señal escalonada con mayor resolución permite generar una forma de onda mucho más cercana a una senoidal pura, reduciendo drásticamente la

distorsión armónica total (THD) y el estrés eléctrico en los devanados de la máquina [4]. No obstante, estas ventajas conllevan un compromiso: la complejidad del hardware y del algoritmo de control aumenta considerablemente, dado que es necesario gestionar múltiples estados de conmutación y asegurar el balance de tensiones en los condensadores del bus DC.

Para el desarrollo de este documento se utiliza un inversor de dos niveles basado en interruptores IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor, por sus siglas en inglés), debido a su madurez tecnológica y amplia disponibilidad. Dada la naturaleza de la máquina de seis fases, la etapa de potencia se conforma mediante dos inversores trifásicos con un bus de corriente continua compartido, totalizando 12 interruptores de potencia, tal como se observa en la siguiente Figura 1.2.

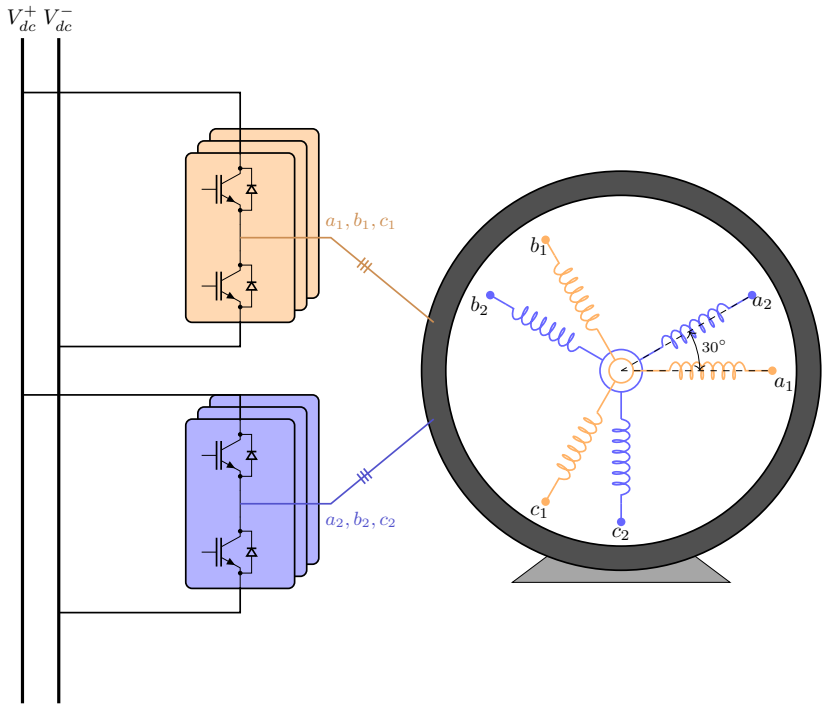


Figura 1.2: Inversores de dos niveles con IBGT y diodo en paralelo al bus DC para alimentar cada devanado de una DSIM de manera independiente.

Resultando en un total de 8 combinaciones posibles para los estados de conmutación de cada inversor trifásico, donde 6 corresponden a vectores activos y 2 a vectores nulos. En la Tabla 1.1 y Figura 1.1a se presentan cada uno de los estados de los interruptores junto al vector de tensión equivalente, donde los activos permiten transferir energía al sistema, mientras que los nulos mantienen la tensión de salida en cero. Estos estados influyen directamente en la generación de los vectores de tensión dentro del inversor, lo que a su vez impacta en la técnica de control que se utilice, ya que a través del encendido y apagado de los IGBTs, se logra regular las variables de interés del sistema.

Tabla 1.1: Estados de conmutación y vectores de tensión para un inversor de dos niveles

Estado de los interruptores		Vectores de tensión	
S_i	$[S_a\ S_b\ S_c]$	$\vec{v}_i$	$[v_\alpha \quad v_\beta]$
S_0	[0 0 0]	$\vec{v}_0$	$\left[0 \quad 0\right]$
S_1	[1 0 0]	$\vec{v}_1$	$\left[\frac{2v_{dc}}{3} \quad 0\right]$
S_2	[1 1 0]	$\vec{v}_2$	$\left[\frac{v_{dc}}{3} \quad \frac{\sqrt{3}v_{dc}}{3}\right]$
S_3	[0 1 0]	$\vec{v}_3$	$\left[-\frac{v_{dc}}{3} \quad \frac{\sqrt{3}v_{dc}}{3}\right]$
S_4	[0 1 1]	$\vec{v}_4$	$\left[-\frac{2v_{dc}}{3} \quad 0\right]$
S_5	[0 0 1]	$\vec{v}_5$	$\left[-\frac{v_{dc}}{3} \quad -\frac{\sqrt{3}v_{dc}}{3}\right]$
S_6	[1 0 1]	$\vec{v}_6$	$\left[\frac{v_{dc}}{3} \quad -\frac{\sqrt{3}v_{dc}}{3}\right]$
S_7	[1 1 1]	$\vec{v}_7$	$\left[0 \quad 0\right]$

1.2.2. Tipo de Modulación

Las principales técnicas de modulación descritas en la literatura son la modulación por ancho de pulso (PWM) y la modulación por vectores espaciales (SVM). La PWM genera pulsos de distinta duración para aproximar un valor promedio de tensión; es simple de implementar y ampliamente utilizada, aunque introduce armónicos en la señal [18]. En contraste, la SVM utiliza un enfoque más avanzado basado en el espacio vectorial para seleccionar los vectores de tensión óptimos y calcular los tiempos de aplicación, logrando una menor distorsión armónica y una mejor calidad de señal [18].

Por otro lado, existe una relación directa entre la potencia de los inversores del sistema y la frecuencia de conmutación que se les asigna, lo que influye significativamente en su rendimiento. A altas frecuencias de conmutación, los interruptores IGBT cambian rápidamente entre los estados de encendido y apagado, lo que incrementa las pérdidas por conmutación debido a la energía disipada durante las transiciones de los interruptores [19]. Este fenómeno ocurre porque en cada ciclo de conmutación parte de la energía se pierde en forma de calor, aumentando así las pérdidas totales del sistema. Sin embargo, al aumentar la frecuencia de conmutación se mejora la calidad de la señal de salida, ya que la forma de onda se aproxima más a una señal continua, reduciendo el contenido armónico y mejorando el desempeño del control del inversor [18, 19].

Normalmente, en inversores de alta potencia, la frecuencia de conmutación suele ser más baja, típicamente en el rango de 3 - 10 kHz, con el objetivo de minimizar las pérdidas por conmutación y mejorar la eficiencia global del sistema [19]. La elección de una frecuencia más baja también está influenciada por la capacidad de los dispositivos semiconductores de manejar altas corrientes y tensiones, así como por los requisitos térmicos [19]. En cambio, en inversores de baja potencia o en sistemas con menores exigencias de eficiencia, se pueden emplear frecuencias de conmutación más altas para obtener una mejor calidad de la señal. Sin embargo, esto conlleva un aumento en las pérdidas, lo que puede ser aceptable en sistemas de menor potencia o donde la eficiencia no sea la principal prioridad [19].

En base a lo descrito, se define una frecuencia de conmutación de 10 kHz para los inversores, considerando la potencia de la máquina y las recomendaciones típicas en la literatura para el balance entre pérdidas de conmutación y rizado de corriente [20–22].

1.3. Simulación de arranque directo de la DSIM

Con el objetivo de validar el modelo dinámico desarrollado en las secciones anteriores, se realiza una simulación del arranque directo de la DSIM. Este ensayo permite analizar el comportamiento transitorio del sistema desde el reposo hasta alcanzar el régimen permanente, evaluando variables relevantes como la velocidad mecánica, el torque electromagnético y las corrientes del estator.

La simulación se realiza considerando alimentación y frecuencia nominal, con la máquina partiendo desde reposo. En esta condición el deslizamiento inicial es máximo, por lo que la máquina debe vencer la inercia natural de la máquina. Como consecuencia, aparecen corrientes elevadas durante los primeros instantes y un torque transitorio asociado al proceso de aceleración del rotor.

En la Figura 1.3 se muestra la evolución de la velocidad mecánica y del torque electromagnético durante el proceso de arranque. La velocidad aumenta progresivamente desde cero hasta aproximarse a su valor en régimen permanente. Se observa, como es esperable, un transitorio eléctrico durante los primeros instantes de la simulación (del orden de los primeros decimales de segundo), seguido por un transitorio mecánico de mayor duración, asociado a la amortiguación mecánica de la máquina y que se extiende hasta aproximadamente la cuarta décima de segundo. Por su parte, el torque electromagnético presenta oscilaciones transitorias características del proceso dinámico de aceleración de la máquina.

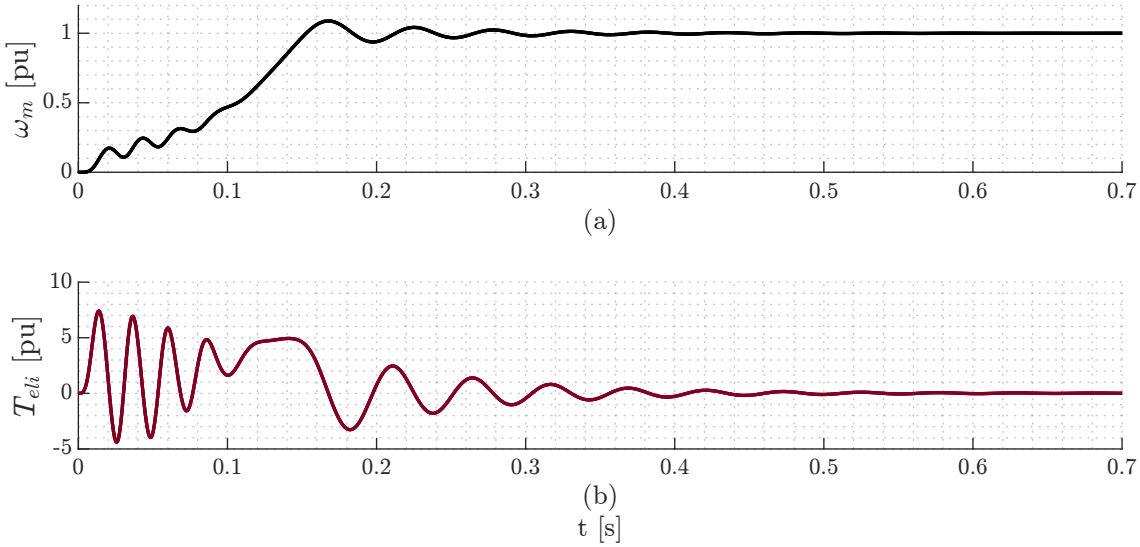


Figura 1.3: Velocidad mecánica y par electromagnético durante el arranque directo de la DSIM.

Por otra parte, en la Figura 1.4 se presentan las corrientes correspondientes a los dos pares de devanados trifasicos. Durante los primeros instantes se observan corrientes de elevada magnitud debido al alto deslizamiento inicial y a la baja fuerza electromotriz inducida en el rotor. A medida que la máquina acelera, las corrientes disminuyen progresivamente hasta alcanzar su régimen permanente.

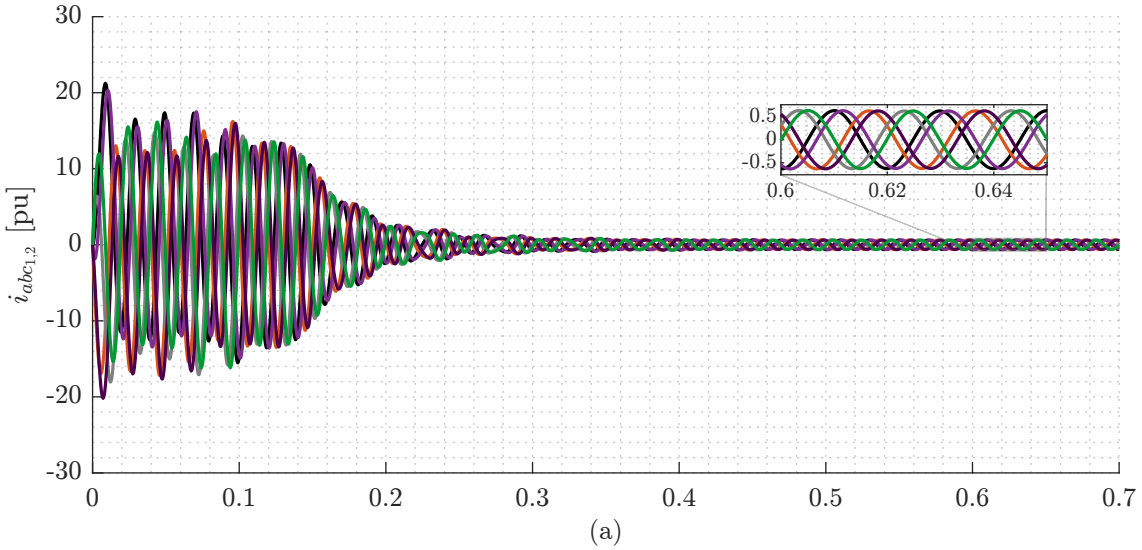


Figura 1.4: Corrientes de las seis fases del estator durante el arranque directo de la DSIM.

Los resultados obtenidos muestran un comportamiento coherente con la dinámica esperada de una máquina de inducción durante el arranque, lo que permite validar el modelo implementado y su capacidad para representar adecuadamente el fenómeno electromecánico del sistema.

Capítulo 2

Control no lineal

Históricamente las técnicas de control lineal han dominado históricamente la industria debido a su simplicidad, sin embargo, la mayoría de los sistemas físicos poseen una naturaleza inherentemente no lineal que limita la validez de las aproximaciones lineales a un punto de operación reducido [23, 24]. La necesidad de garantizar estabilidad global y robustez ante incertidumbres paramétricas o perturbaciones no estructuradas ha impulsado el desarrollo de una vasta gama de estrategias de control no lineal [25]. A diferencia del control lineal, estas estrategias no constituyen una teoría unificada, sino que se diversifican en múltiples enfoques metodológicos que van desde el rigor geométrico y algebraico, hasta técnicas constructivas, adaptativas e inteligentes [26, 27]. A continuación, en la Figura 2.1 se presenta una clasificación taxonómica de estas estrategias, organizadas según sus principios de diseño y propiedades de convergencia.

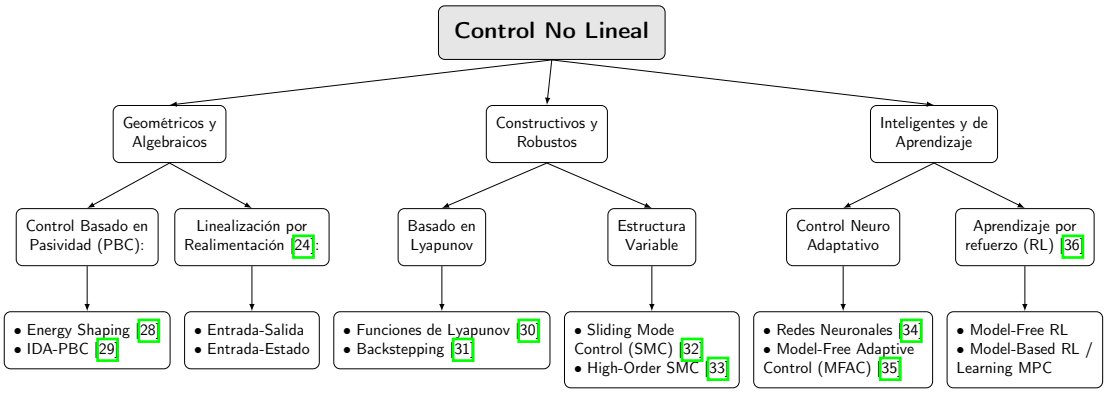


Figura 2.1: Taxonomía general de las estrategias de control no lineal.

De las ramas taxonómicas presentadas anteriormente, el presente trabajo de título se fundamenta en la técnica de Linealización por Realimentación (*Feedback Linearization* - FBL). Esta estrategia, perteneciente a la familia de métodos geométricos, fue seleccionada por su capacidad para transformar la dinámica no lineal del sistema original en un modelo lineal equivalente mediante una transformación de coordenadas y una realimentación de estados adecuada.

Si bien la Linealización por Realimentación permite un tratamiento riguroso de la dinámica no lineal, su implementación práctica conlleva ciertos compromisos de diseño.

Para contextualizar la elección de esta estrategia en el presente trabajo, la Tabla 2.1 resume sus principales ventajas operativas y las limitaciones inherentes que deben ser consideradas durante la etapa de diseño.

Tabla 2.1: Ventajas y desventajas del control por realimentación linealizante.

Ventajas	**Desventajas**
▪ Diseño flexible. ▪ Cancelación exacta de términos no lineales. ▪ Permite aplicar técnicas de diseño lineal tras la transformación.	▪ Requiere conocer todos los estados del sistema. ▪ Sensible a errores paramétricos. ▪ Requiere modelo matemático exacto. ▪ Puede cancelar no linealidades útiles.

Fuente: Adaptado de [26].

La Linealización por Realimentación es un enfoque de control geométrico que se diferencia de la linealización aproximada por series de Taylor. En lugar de aproximar la dinámica en torno a un punto de operación específico, la FBL busca transformar algebraicamente el sistema no lineal original en un modelo lineal equivalente mediante una transformación de coordenadas del espacio de estados y una ley de control no lineal [23]. Esta estrategia permite cancelar las no linealidades inherentes del modelo matemático, imponiendo una dinámica lineal en lazo cerrado que facilita el desacople de variables complejas, como el par y el flujo en máquinas eléctricas, garantizando un desempeño dinámico superior en un rango de operación más amplio [24, 37].

Como se observa en la clasificación de la Figura 2.1, la literatura distingue dos topologías fundamentales dentro de esta teoría: la Linealización Entrada-Estado y la Linealización Entrada-Salida [23]. El primer enfoque tiene como objetivo la linealización completa de la ecuación diferencial de estado, transformando el sistema en una cadena de integradores lineales, lo cual requiere cumplir condiciones geométricas estrictas de controlabilidad e involutividad [38]. En contraste, la Linealización Entrada-Salida se enfoca exclusivamente en linealizar la relación entre la entrada de control y la salida seleccionada (por ejemplo, velocidad o par electromagnético), logrando desacoplar la salida de las no linealidades y perturbaciones del sistema sin necesariamente linealizar todos los estados internos [39, 40].

Para el control de la máquina de doble estator, este trabajo adopta el esquema de Linealización Entrada-Salida. Dado que el grado relativo total (r) del sistema suele ser menor que el orden del sistema (n), esta implementación genera una dinámica interna no observable conocida como dinámica de ceros (*zero dynamics*) [24]. El diseño es viable únicamente si el sistema es de fase mínima, lo que implica que esta dinámica de ceros debe ser asintóticamente estable por sí misma [37]. Esto asegura que, mientras se controlan las salidas principales, los estados internos restantes permanezcan acotados y estables, condición que ha sido validada en aplicaciones similares para accionamientos eléctricos de alto rendimiento [38, 40].

2.1. Modelo

Considerando los antecedentes del Capítulo 1 y aplicando la transformación T_6 (1.11) a las ecuaciones de la Sección 1.1.4, es posible expresar la dinámica de la máquina en su forma afín a la entrada de control. El desarrollo algebraico detallado de este modelo se encuentra disponible en el Anexo A.

Dado que la producción de par electromagnético y el enlace de flujo en la DSIM residen exclusivamente en el subespacio fundamental $(\alpha - \beta)$ [8], el diseño del control principal se focaliza en dicha dinámica, desestimando para esta formulación las componentes del subespacio armónico $(x - y)$ al no contribuir a la conversión de energía. Bajo esta consideración, el modelo dinámico reducido del sistema puede formularse como un sistema no lineal en su forma afín, descrito por 2.3.

Para este sistema reducido, el vector de estados $\boldsymbol{x}$ $(n = 6)$ y el vector de entradas $\boldsymbol{u}$ $(m = 2)$ se definen en función de las variables estatóricas y mecánicas como:

$$\boldsymbol{x} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \psi_{s\alpha} & \psi_{s\beta} & \omega_m & \theta \end{bmatrix}^\top \tag{2.1}$$

$$\boldsymbol{u} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \end{bmatrix}^\top \tag{2.2}$$

Sea el sistema descrito en su forma afín a la entrada:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) + \sum_{j=1}^{m} \boldsymbol{g}_j(\boldsymbol{x})\, u_j, \tag{2.3}$$

asociado a un vector de salidas $\boldsymbol{y} \in \mathbb{R}^2$. Para el diseño del controlador, se seleccionan como variables a controlar el par electromagnético y el cuadrado del módulo enlace de flujo del estator. Para la DSIM, aplicando la transformación T6 conservativa en magnitud, el vector de salidas se define explícitamente como:

$$\boldsymbol{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(\boldsymbol{x}) \\ h_2(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3p\left(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}\right) \\ \psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2 \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

A partir de la formulación anterior, es posible observar que la elección de las variables de salida responde directamente a los objetivos de control clásicos en máquinas eléctricas, donde el par electromagnético y el nivel de flujo constituyen magnitudes fundamentales para la operación del sistema. En este contexto, la representación en forma afín permite establecer una estructura adecuada para la aplicación de técnicas de control no lineal, facilitando el análisis de la influencia de las entradas sobre las salidas seleccionadas.

Adicionalmente, la restricción del modelo al subespacio fundamental no solo simplifica la descripción dinámica del sistema, sino que también concentra el estudio en aquellas componentes que efectivamente participan en la conversión de energía, lo que resulta consistente con los criterios adoptados en la literatura. De este modo, el modelo obtenido constituye una base apropiada para avanzar hacia el diseño del controlador, siendo necesario, como paso previo, caracterizar formalmente la relación entre entradas y salidas a través del cálculo del grado relativo del sistema.

2.2. Cálculo del Grado Relativo

Establecido el modelo afín del sistema en (2.3) y definidas las salidas de interés en (2.4), el siguiente paso en la formulación del control por linealización entrada-salida consiste

en determinar de qué manera explícita las acciones de control $\boldsymbol{u}$ afectan a las variables controladas $\boldsymbol{y}$. Esta relación se establece formalmente a través del concepto matemático de derivada de Lie y el cálculo del grado relativo [24].

La derivada de Lie direccional proporciona una medida de cómo varía una función escalar $h_i(\boldsymbol{x})$ a lo largo de las trayectorias de un campo vectorial. En el contexto de los sistemas de control afines, la derivada de Lie $L_{\boldsymbol{f}}h_i(\boldsymbol{x})$ representa la tasa de cambio temporal de la salida y_i debida exclusivamente a la dinámica interna del sistema (dictada por el campo vectorial $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})$). En este caso, describe la evolución natural del par o el flujo de la máquina cuando no se aplica tensión en los terminales del estator [23]. Matemáticamente, se define como el producto escalar entre el gradiente de la función de salida y el campo vectorial:

$$L_{\boldsymbol{f}}h_i(\boldsymbol{x}) = \frac{\partial h_i(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}}\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) \tag{2.5}$$

Por otro lado, la derivada $L_{\boldsymbol{g}_j}h_i(\boldsymbol{x})$ cuantifica el impacto directo e instantáneo que tiene la entrada de control u_j sobre la dinámica de la salida y_i. Las derivadas de orden superior se calculan de manera recursiva, denotándose como $L^k_{\boldsymbol{f}}h_i(\boldsymbol{x}) = L_{\boldsymbol{f}}\left(L^{k-1}_{\boldsymbol{f}}h_i(\boldsymbol{x})\right)$, lo que físicamente corresponde a derivar la salida repetidas veces en el tiempo a lo largo de las trayectorias no forzadas del sistema [27].

Con esta herramienta algebraica, se define el grado relativo r_i para cada salida y_i como el número mínimo de derivadas temporales necesarias para que al menos una de las entradas de control aparezca de forma explícita en la dinámica de dicha salida. Formalmente, para un sistema multivariable con m entradas, el grado relativo r_i es el entero más pequeño tal que:

$$r_i \;=\; \text{mín}\left\{k \geq 1 :\; \exists j \in \{1,\ldots,m\} \text{ tal que } L_{\boldsymbol{g}_j}L^{k-1}_{\boldsymbol{f}}h_i(\boldsymbol{x}) \neq 0\right\}, \quad \forall \boldsymbol{x} \in \Omega \tag{2.6}$$

donde Ω es un subconjunto del espacio de estados que define la región de operación nominal de la máquina [24].

Desde la perspectiva de la ingeniería de control, el grado relativo posee un significado físico fundamental: indica la cantidad de integradores puros que separan la variable de control de la variable medida [23]. En el caso particular del accionamiento eléctrico en estudio, las tensiones de estator ($\boldsymbol{u}$) dictan la derivada de los flujos y las corrientes según la ley de Faraday y la dinámica eléctrica del circuito. Por ende, es esperable que las variables electromagnéticas, como el flujo y el par electromagnético, respondan con un grado relativo bajo, reflejando un acoplamiento estrecho y rápido entre la tensión aplicada y la tasa de variación de estas magnitudes [37].

Para que la linealización entrada-salida sea aplicable en un sistema multivariable (MIMO) de dimensiones $m \times m$, se debe evaluar el grado relativo total $r = r_1 + r_2$ y construir la denominada matriz de desacople $\boldsymbol{D}(\boldsymbol{x})$. Esta matriz agrupa los términos donde el control aparece por primera vez en las derivadas de las salidas:

$$\boldsymbol{D}(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} L_{\boldsymbol{g}_1}L^{r_1-1}_{\boldsymbol{f}}h_1(\boldsymbol{x}) & L_{\boldsymbol{g}_2}L^{r_1-1}_{\boldsymbol{f}}h_1(\boldsymbol{x}) \\ L_{\boldsymbol{g}_1}L^{r_2-1}_{\boldsymbol{f}}h_2(\boldsymbol{x}) & L_{\boldsymbol{g}_2}L^{r_2-1}_{\boldsymbol{f}}h_2(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

La condición estructural fundamental para que la transformación linealizante sea global o localmente válida es que la matriz de desacople $\boldsymbol{D}(\boldsymbol{x})$ sea no singular en todo el dominio

de operación Ω [24]. Si esta condición se satisface, el sistema es matemáticamente invertible respecto a sus entradas, permitiendo formular una ley de control algebraica que cancele las no linealidades y establezca una relación lineal y desacoplada entre nuevas entradas virtuales y las salidas reales de la máquina.

A continuación, se procede con la evaluación analítica de las derivadas de Lie para el par electromagnético (y_1) y el cuadrado del flujo estatórico (y_2), con el objetivo de hallar sus respectivos grados relativos r_1 y r_2, y posteriormente corroborar la invertibilidad de la matriz de desacople $\boldsymbol{D}(\boldsymbol{x})$ para la DSIM.

2.2.1. Dinámicas controladas y evaluación del grado relativo

Para determinar la estructura de la ley de control y la viabilidad de la linealización, se procede a derivar analíticamente cada una de las variables de salida seleccionadas con respecto al tiempo, evaluando en qué momento la entrada de control $\boldsymbol{u} = [v_{s\alpha}, v_{s\beta}]^\top$ interviene de manera explícita en las ecuaciones.

Iniciando con la salida de par electromagnético, $y_1 = h_1(\boldsymbol{x}) = 3p(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha})$, su primera derivada temporal se obtiene aplicando la regla de la cadena sobre el campo vectorial afín del sistema:

$$\frac{\mathrm{d}y_1}{\mathrm{d}t} = \frac{\partial h_1(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}} \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t} = \frac{\partial h_1(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}} \big(\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{u}\big) \tag{2.8}$$

Expresado en términos de derivadas de Lie, la dinámica de esta salida adopta la forma:

$$\frac{\mathrm{d}y_1}{\mathrm{d}t} = L_{\boldsymbol{f}} h_1(\boldsymbol{x}) + L_{\boldsymbol{g}} h_1(\boldsymbol{x})\boldsymbol{u} \tag{2.9}$$

Al expandir el término $\frac{\mathrm{d}y_1}{\mathrm{d}t} = 3p\left(\frac{\mathrm{d}\psi_{s\alpha}}{\mathrm{d}t} i_{s\beta} + \psi_{s\alpha}\frac{\mathrm{d}i_{s\beta}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}\psi_{s\beta}}{\mathrm{d}t} i_{s\alpha} - \psi_{s\beta}\frac{\mathrm{d}i_{s\alpha}}{\mathrm{d}t}\right)$, se evidencia que la derivada del par depende simultáneamente de las tasas de cambio de las corrientes y los flujos estatóricos. Dado que las ecuaciones de estado de ambas magnitudes ($\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_s}{\mathrm{d}t}$ y $\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_s}{\mathrm{d}t}$) contienen de forma afín a las tensiones de entrada $v_{s\alpha}$ y $v_{s\beta}$, el vector fila resultante $L_{\boldsymbol{g}} h_1(\boldsymbol{x}) = [L_{\boldsymbol{g}_1} h_1(\boldsymbol{x}) \;\; L_{\boldsymbol{g}_2} h_1(\boldsymbol{x})]$ contiene términos no nulos. Físicamente, esto indica que la aplicación de voltaje en los terminales de la máquina induce una respuesta instantánea en la derivada del par electromagnético, estableciendo formalmente que el grado relativo para esta primera salida es $r_1 = 1$.

De manera análoga, se analiza la dinámica del cuadrado del módulo de flujo estatórico, definido como $y_2 = h_2(\boldsymbol{x}) = \psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2$. Su primera derivada temporal es:

$$\frac{\mathrm{d}y_2}{\mathrm{d}t} = 2\psi_{s\alpha}\frac{\mathrm{d}\psi_{s\alpha}}{\mathrm{d}t} + 2\psi_{s\beta}\frac{\mathrm{d}\psi_{s\beta}}{\mathrm{d}t} \tag{2.10}$$

Sustituyendo la dinámica propia del flujo estatórico en el marco de referencia estacionario, dada por $\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_s}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{v}_s - R_s \boldsymbol{i}_s$, la expresión se expande y se reorganiza separando la dinámica autónoma de la dinámica forzada:

$$\frac{\mathrm{d}y_2}{\mathrm{d}t} = \underbrace{-2R_s(\psi_{s\alpha} i_{s\alpha} + \psi_{s\beta} i_{s\beta})}_{L_{\boldsymbol{f}} h_2(\boldsymbol{x})} + \underbrace{2\psi_{s\alpha} v_{s\alpha} + 2\psi_{s\beta} v_{s\beta}}_{L_{\boldsymbol{g}} h_2(\boldsymbol{x})\boldsymbol{u}} \tag{2.11}$$

Al igual que en el caso anterior, se observa que la entrada de control $\boldsymbol{u}$ emerge explícitamente en la primera derivación. El término asociado a la acción forzada, dado por el vector

fila $L_{\boldsymbol{g}}h_2(\boldsymbol{x}) = [2\psi_{s\alpha} \;\; 2\psi_{s\beta}]$, evidencia que las tensiones de estator inciden de forma directa sobre la dinámica del módulo del flujo. Por consiguiente, de acuerdo con la definición formal del operador de Lie, se establece que el grado relativo asociado a esta segunda salida es $r_2 = 1$.

Agrupando los resultados de (2.9) y (2.11), el sistema multivariable puede representarse matricialmente como:

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}y_1}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}y_2}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\boldsymbol{f}}h_1(\boldsymbol{x}) \\ L_{\boldsymbol{f}}h_2(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} L_{\boldsymbol{g}_1}h_1(\boldsymbol{x}) & L_{\boldsymbol{g}_2}h_1(\boldsymbol{x}) \\ 2\psi_{s\alpha} & 2\psi_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{D}(\boldsymbol{x})} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

En conclusión, el grado relativo total del sistema respecto al vector de salidas seleccionado es $r = r_1 + r_2 = 2$. Dado que el orden del modelo dinámico reducido en el subespacio fundamental es $n = 6$, y el grado relativo total satisface la condición estricta $r < n$, se comprueba que la linealización entrada-salida no linealiza la totalidad del espacio de estados. Como consecuencia de este desbalance ($n - r = 4$), la transformación inducirá una dinámica interna inobservable de cuarto orden, cuya estabilidad asintótica (dinámica de ceros) deberá ser garantizada para asegurar la viabilidad del esquema de control propuesto.

2.2.2. Dinámicas Internas

Dado que el grado relativo total $r = 2$ es estrictamente menor que el orden del modelo dinámico reducido $n = 6$, la transformación de coordenadas impuesta por la linealización aislará una dinámica interna inobservable de orden $n - r = 4$. Esta dinámica interna se denomina matemáticamente dinámica de ceros y describe el comportamiento residual de los estados del sistema cuando las salidas controladas se mantienen idénticamente en sus valores de referencia (o en cero) mediante la acción de control ideal [24].

Para las Máquinas de Inducción, estos cuatro estados internos están intrínsecamente asociados a la dinámica mecánica del rotor y a la evolución de los flujos o corrientes rotóricas que no son forzados directamente por las salidas. Para que el esquema de control sea viable, el sistema debe ser de *fase mínima*, lo que exige que esta dinámica de ceros sea asintóticamente estable por sí misma [23].

Físicamente, si asumimos que el controlador ideal logra mantener el par electromagnético constante ($y_1 = T_e^*$) y el módulo del flujo estatórico constante ($y_2 = \|\boldsymbol{\psi}_s\|^{*2}$), la dinámica autónoma restante se puede descomponer y analizar en dos subsistemas fundamentales:

1. **Subsistema Mecánico:**
   La dinámica mecánica de la máquina está regida por la ecuación del Swing Eléctrico y la dinámica del rotor. Bajo la condición de linealización exacta, se asume que el controlador impone un par electromagnético igual a su referencia constante ($T_e = T_e^*$). En consecuencia, el comportamiento autónomo de la velocidad mecánica ω_m y la posición angular θ queda descrito por el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales:

$$\frac{\mathrm{d}\omega_m}{\mathrm{d}t} = -\frac{B}{J}\omega_m + \frac{1}{J}\left(T_e^* - T_L\right) \tag{2.13}$$

$$\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} = p\omega_m \tag{2.14}$$

donde J representa la inercia del sistema, B es el coeficiente de fricción viscosa y T_L es el par de carga aplicado.

Para evaluar la estabilidad de esta dinámica interna, se analiza secuencialmente cada estado. Primero, la ecuación (2.13) describe un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI) de primer orden para la velocidad. Su estabilidad intrínseca depende de la ubicación de su único polo, dado por la ecuación característica $s + B/J = 0$. Puesto que los parámetros físicos de inercia y fricción son magnitudes estrictamente positivas ($J > 0$, $B > 0$), el polo se ubica forzosamente en el semiplano izquierdo del plano complejo ($s = -B/J$). Esta condición matemática demuestra que el estado ω_m es estable por sí mismo, convergiendo a un valor estacionario finito frente a cualquier entrada de carga T_L acotada.

Por otro lado, la ecuación (2.14) define la posición angular como un integrador puro de la velocidad. Si bien estructuralmente esto introduce un polo en el origen, la derivada del estado ($\dot{\theta}$) corresponde exactamente a la velocidad ω_m. Dado que previamente se demostró mediante (2.13) que la velocidad está acotada y es estable, la tasa de cambio de la posición también lo está. Físicamente, esto se traduce en una evolución dínamica donde el rotor gira a velocidad controlada, lo que garantiza que este subestado es admisible y no desestabiliza la dinámica inobservable de la máquina.

2. **Subsistema Eléctrico Rotórico:**
La dinámica electromagnética no observable se manifiesta en el comportamiento de las variables rotóricas. Si bien el modelo de estados (2.3) se expresó en función de corrientes y flujos estatóricos, la dinámica interna puede evaluarse mediante la ecuación de tensión del rotor cortocircuitado (en un marco de referencia solidario al rotor o estacionario). La ecuación diferencial que rige al flujo rotórico $\boldsymbol{\psi}_r$ está dada por:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi_r}}{\mathrm{d}t} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega_r\right)\boldsymbol{\psi}_r + \frac{R_r L_m}{L_r}\boldsymbol{i}_s \tag{2.15}$$

Bajo el colector de la dinámica de ceros, las variables estatóricas (y_1 e y_2) y la velocidad están acotadas. Analizando la matriz del sistema autónomo para el rotor, el valor propio que rige la evolución de $\boldsymbol{\psi}_r$ es $\lambda = -R_r/L_r + j\omega_r$. Dado que los parámetros físicos de la máquina son estrictamente positivos ($R_r > 0$, $L_r > 0$), la parte real del valor propio es siempre negativa:

$$\mathrm{Re}\{\lambda\} = -\frac{R_r}{L_r} < 0 \tag{2.16}$$

Este decaimiento exponencial representa físicamente la disipación de energía activa en la resistencia del rotor. Por lo tanto, la dinámica electromagnética inobservable converge asintóticamente a un estado estacionario acotado.

En conclusión, dado que tanto el subsistema mecánico como el subsistema eléctrico rotórico poseen polos estrictamente estables o acotados frente a perturbaciones, se demuestra analíticamente que la dinámica de ceros de la DSIM es globalmente asintóticamente estable. Esto clasifica a la máquina como un sistema no lineal de fase mínima, cumpliendo la condición necesaria y suficiente para aplicar exitosamente el control por linealización entrada-salida.

2.3. Ley de Control

Como se demostró en la sección anterior, el sistema multivariable de $m = 2$ salidas posee un grado relativo total $r = 2$. Dado que este valor es estrictamente menor que el orden del sistema reducido ($r < n$), la aplicación de la Linealización por Realimentación resulta en una linealización exacta de entrada-salida [24]. Este procedimiento busca establecer algebraicamente una ley de control que, mediante una transformación de coordenadas o difeomorfismo, cancele las no-linealidades inherentes de la máquina. El resultado es un sistema en lazo cerrado lineal y completamente desacoplado, donde cada salida y_i es gobernada de forma independiente por una nueva entrada virtual v_i a través de un integrador simple ($\frac{\mathrm{d}y_i}{\mathrm{d}t} = v_i$) [23].

A partir de las derivadas de Lie calculadas, la dinámica de las salidas puede expresarse en forma matricial compacta, relacionando la derivada temporal del vector $\boldsymbol{y}$ con la entrada de control real $\boldsymbol{u}$ mediante la siguiente estructura afín:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{y}}{\mathrm{d}t} = \begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}y_1}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}y_2}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_{\boldsymbol{f}} h_1(\boldsymbol{x}) \\ L_{\boldsymbol{f}} h_2(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{A}(\boldsymbol{x})} + \underbrace{\begin{bmatrix} L_{\boldsymbol{g}_1} h_1(\boldsymbol{x}) & L_{\boldsymbol{g}_2} h_1(\boldsymbol{x}) \\ L_{\boldsymbol{g}_1} h_2(\boldsymbol{x}) & L_{\boldsymbol{g}_2} h_2(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{u}} \tag{2.17}$$

donde el vector $\boldsymbol{A}(\boldsymbol{x}) \in \mathbb{R}^2$ contiene los términos de la dínamica propia del sistema y $\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}) \in \mathbb{R}^{2\times 2}$ constituye la matriz de desacople. Sustituyendo los términos analíticos correspondientes a la DSIM, la matriz $\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})$ queda definida como:

$$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} 3i_{s\beta}p + \dfrac{3L_r p\psi_{s\beta}}{L_m^2 - L_r L_s} & -3i_{s\alpha}p - \dfrac{3L_r p\psi_{s\alpha}}{L_m^2 - L_r L_s} \\ 2\psi_{s\alpha} & 2\psi_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{2.18}$$

El objetivo del diseño es imponer una dinámica lineal deseada especificada por $\dot{\boldsymbol{y}} = \boldsymbol{v}$, donde $\boldsymbol{v} = [v_1 \;\; v_2]^\top$ es el vector de las nuevas entradas de control virtuales. Para lograr esta imposición, se asume que la matriz $\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})$ es no singular y se despeja la acción de control física $\boldsymbol{u}$ de la ecuación dinámica, obteniendo la ley de control por linealización por realimentación:

$$\boldsymbol{u} = \boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})^{-1} \left(\boldsymbol{v} - \boldsymbol{A}(\boldsymbol{x})\right) \tag{2.19}$$

La viabilidad e implementación de esta ley de control (2.19) dependen de una única y estricta restricción matemática: "La matriz de desacoplamiento debe ser global o localmente invertible" [24]. Para evaluar esta condición de regularidad, se analiza el determinante de $\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})$:

$$\det(\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})) = 6p\left(i_{s\alpha}\psi_{s\alpha} + i_{s\beta}\psi_{s\beta}\right) + \frac{6L_r p\left(\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2\right)}{L_m^2 - L_r L_s} \tag{2.20}$$

Analizando 2.20, se observa que la invertibilidad se pierde únicamente si todas las variables de estado electromagnéticas son nulas, es decir, cuando $\|\boldsymbol{\psi}_s\| = 0$ y $\|\boldsymbol{i}_s\| = 0$. Físicamente, este escenario representa una singularidad estructural que ocurre cuando la máquina se encuentra en un estado de desmagnetización absoluta y reposo eléctrico [40].

Esta singularidad es un fenómeno documentado en la aplicación de técnicas geométricas a motores de corriente alterna [37]. En la práctica, esto implica que la ley de control (2.19) no puede inicializarse desde el reposo absoluto. Para sortear esta limitación y asegurar que el sistema opere siempre en una región donde el difeomorfismo sea válido, el protocolo

de arranque de la máquina debe incluir una etapa de pre-magnetización en lazo abierto, mediante un controlador auxiliar o en este caso que se tiene el flujo como variable de estado, indicar una condición inicial mayor a 0 para el enlace de flujo del estator. Una vez que el estator ha establecido un enlace de flujo inicial no nulo, la matriz de desacoplamiento se vuelve robustamente invertible, permitiendo la activación segura del controlador no lineal [40].

2.4. Difeomorfismo y Forma Normal

Recapitulando los resultados del análisis de grado relativo, se determinó que la suma de los grados relativos individuales ($r_1 + r_2 = 2$) es estrictamente menor que el orden del modelo dinámico reducido de la máquina ($n = 6$). Este hecho estructural implica que la aplicación de la ley de control FBL (2.19) no linealiza el estado completo del sistema, sino que resulta en una linealización exacta de entrada-salida [24].

Desde una perspectiva de la geometría diferencial, esta condición garantiza la existencia de un cambio de coordenadas, definido formalmente como un difeomorfismo $\boldsymbol{z} = \Phi(\boldsymbol{x})$. Esta transformación bidireccional continua mapea el vector de estados original $\boldsymbol{x} \in \mathbb{R}^6$ hacia un nuevo espacio de estados $\boldsymbol{z} \in \mathbb{R}^6$, permitiendo particionar la dinámica del sistema en dos subsistemas algebraicamente desacoplados.

Para el caso específico de la máquina de doble estator, el difeomorfismo se construye seleccionando las variables de salida como la primera parte del nuevo estado, y completando el resto con variables internas que garanticen que la matriz jacobiana de la transformación $\nabla\Phi(\boldsymbol{x})$ sea de rango completo. Matemáticamente, el nuevo vector de estados se estructura en su Forma Normal explicitando cada uno de sus componentes [23]:

$$\boldsymbol{z} = \Phi(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi}(\boldsymbol{x}) \\ \boldsymbol{\eta}(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(\boldsymbol{x}) \\ h_2(\boldsymbol{x}) \\ \omega_m \\ \theta \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{em} \\ \|\boldsymbol{\psi}_s\|^2 \\ \omega_m \\ \theta \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

Esta partición divide el sistema en dos dominios con propiedades diametralmente distintas:

1. **Subsistema Lineal $\boldsymbol{\xi} \in \mathbb{R}^2$:**
   Corresponden a la dinámica directamente controlable y observable del sistema. Su dimensión coincide exactamente con el grado relativo total. Al aplicar la ley de control por realimentación de estados $\boldsymbol{u} = \boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})^{-1}(\boldsymbol{v} - \boldsymbol{A}(\boldsymbol{x}))$, las no linealidades de este subespacio se cancelan de manera exacta. El resultado es un subsistema gobernado por una dinámica de integradores puros, dictada exclusivamente por el nuevo vector de entradas virtuales $\boldsymbol{v} = [v_1 \;\; v_2]^\top$:

$$\frac{\mathrm{d}\xi_1}{\mathrm{d}t} = v_1 \quad \rightarrow \quad \text{Dinámica impuesta del par electromagnético} \tag{2.22}$$

$$\frac{\mathrm{d}\xi_2}{\mathrm{d}t} = v_2 \quad \rightarrow \quad \text{Dinámica impuesta del enlace de flujo del estator} \tag{2.23}$$

2. **Dinámica Cero $\boldsymbol{\eta} \in \mathbb{R}^4$:**
   Representan la porción del sistema inobservable desde las salidas. Su dimensión es $n - r = 4$. Como se observa en (2.21), este vector $\boldsymbol{\eta}$ agrupa la dinámica mecánica de la máquina ,velocidad ω_m y posición θ, junto con las componentes individuales del enlace de flujo del estator, las cuales son necesarias para definir el estado interno del campo magnético más allá de su magnitud al cuadrado [37]. La evolución temporal de estos estados conserva una naturaleza fuertemente no lineal:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\eta}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{q}(\boldsymbol{\xi}, \boldsymbol{\eta}) \tag{2.24}$$

La ecuación (2.24) representa la *dinámica interna* del sistema bajo el esquema de control propuesto. Como se demostró rigurosamente en el análisis de la dinámica de ceros, al imponer mediante el control que las variables externas $\boldsymbol{\xi}$ sigan trayectorias acotadas y estables, el campo vectorial residual $\boldsymbol{q}(\boldsymbol{\xi}, \boldsymbol{\eta})$ converge de manera asintótica. Esto ocurre gracias a los mecanismos inherentes de disipación de energía del motor, como la resistencia del rotor y la fricción viscosa mecánica [27].

2.5. Modelo Linealizado en el Espacio de Estados

El propósito fundamental de la linealización por realimentación no es únicamente aislar la dinámica mediante el difeomorfismo, sino cancelar algebraicamente las no linealidades del sistema original para imponer una dinámica lineal deseada. Para comprender matemáticamente cómo se logra esta transición desde el modelo afín no lineal hacia un modelo Lineal e Invariante en el Tiempo, es necesario analizar la sustitución directa de la ley de control FBL en la dinámica de las salidas.

Retomando la ecuación diferencial vectorial de las salidas controladas, su evolución temporal depende de los operadores de Lie previamente calculados:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{y}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{A}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{u} \tag{2.25}$$

Al sustituir la ley de control por realimentación de estados $\boldsymbol{u} = \boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})^{-1}\left(\boldsymbol{v} - \boldsymbol{A}(\boldsymbol{x})\right)$ en la ecuación anterior, suponiendo que la matriz de desacoplamiento $\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})$ es invertible en la región de operación, se produce la siguiente cancelación algebraica exacta:

$$\begin{aligned}
\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{y}}{\mathrm{d}t} &= \boldsymbol{A}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})\Big[\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})^{-1}\left(\boldsymbol{v} - \boldsymbol{A}(\boldsymbol{x})\right)\Big] \\
\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{y}}{\mathrm{d}t} &= \boldsymbol{A}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{v} - \boldsymbol{A}(\boldsymbol{x}) \\
\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{y}}{\mathrm{d}t} &= \boldsymbol{v}
\end{aligned} \tag{2.26}$$

El resultado de (2.26) demuestra rigurosamente por qué el sistema se linealiza: la acción de control física $\boldsymbol{u}(\boldsymbol{x})$ ha sido diseñada específicamente para contrarrestar de forma instantánea cualquier deriva no lineal $\boldsymbol{A}(\boldsymbol{x})$ y compensar las ganancias acopladas de la matriz $\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x})$. El sistema aparente que resulta de esta transformación es un conjunto de

integradores puros totalmente desacoplados:

$$\frac{\mathrm{d}y_1}{\mathrm{d}t} = v_1 \tag{2.27}$$

$$\frac{\mathrm{d}y_2}{\mathrm{d}t} = v_2 \tag{2.28}$$

Físicamente, esto implica que la nueva entrada virtual v_1 gobierna en exclusiva la tasa de cambio del par electromagnético, mientras que v_2 hace lo propio con la magnitud del flujo estatórico, sin que exista interacción cruzada alguna entre ambos lazos.

Para formalizar este resultado en el marco de la teoría de control moderno, se define el vector de estado del subsistema linealizado $\boldsymbol{z}_c \in \mathbb{R}^2$ y el vector de entradas virtuales $\boldsymbol{v}_c \in \mathbb{R}^2$ como:

$$\boldsymbol{z}_c = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad , \quad \boldsymbol{v}_c = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{2.29}$$

De este modo, la dinámica controlable se reescribe en la notación estándar de espacio de estados en tiempo continuo, $\dot{\boldsymbol{z}}_c = \boldsymbol{A}_c \boldsymbol{z}_c + \boldsymbol{B}_c \boldsymbol{v}_c$:

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}z_1}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}z_2}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{A}_c} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{B}_c} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

Esta representación constituye la denominada Forma Canónica de Brunovsky para el subsistema observable [24]. Las matrices resultantes $\boldsymbol{A}_c = \mathbf{0}_{2\times 2}$ y $\boldsymbol{B}_c = \mathbf{I}_{2\times 2}$ son constantes, evidenciando que la dinámica aparente del sistema no solo es estrictamente lineal, sino que también es globalmente invariante en el tiempo respecto a las nuevas coordenadas. Este modelo analítico exacto y simplificado constituye la base teórica sobre la cual se pueden aplicar técnicas de diseño de control lineal superior para garantizar el seguimiento de trayectorias.

2.6. Discretización del modelo lineal

Aunque el análisis teórico y el diseño del esquema de Linealización por Realimentación se formularon en el dominio del tiempo continuo, la implementación física de estas estrategias en accionamientos eléctricos modernos recae invariablemente sobre plataformas de procesamiento digital [?]. En consecuencia, las señales físicas del sistema son adquiridas y procesadas a intervalos regulares definidos por un periodo de muestreo finito T_s. Para garantizar que el desempeño dinámico diseñado en tiempo continuo se preserve en la implementación digital, resulta imperativo formular una representación discreta tanto del modelo equivalente linealizado como de los controladores auxiliares [41].

2.6.1. Discretización del Subsistema Linealizado

Retomando la Forma Canónica de Brunovsky obtenida en la (2.30), el subsistema directamente controlable se describe mediante la siguiente ecuación de estado en tiempo continuo:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{z}_c(t)}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{A}_c \boldsymbol{z}_c(t) + \boldsymbol{B}_c \boldsymbol{v}_c(t) \tag{2.31}$$

donde la matriz de estado es $\boldsymbol{A}_c = \mathbf{0}_{2\times 2}$ y la matriz de entrada es $\boldsymbol{B}_c = \mathbf{I}_{2\times 2}$.

Bajo la suposición estándar de que las acciones de control virtuales se mantienen constantes durante cada intervalo de muestreo,condición impuesta físicamente por los convesores digital-analógico y los moduladores PWM [41], el modelo discreto equivalente se obtiene mediante la solución exacta de la ecuación diferencial para el intervalo $[kT_s, (k+1)T_s]$:

$$\boldsymbol{z}_c(k+1) = \boldsymbol{A}_d \boldsymbol{z}_c(k) + \boldsymbol{B}_d \boldsymbol{v}_c(k) \tag{2.32}$$

Las matrices discretas $\boldsymbol{A}_d$ y $\boldsymbol{B}_d$ se calculan analíticamente a partir de las propiedades de la matriz exponencial [42, 43]:

$$\boldsymbol{A}_d = e^{\boldsymbol{A}_c T_s} = e^{\mathbf{0}_{2\times 2} T_s} = \mathbf{I}_{2\times 2} \tag{2.33}$$

$$\boldsymbol{B}_d = \left(\int_0^{T_s} e^{\boldsymbol{A}_c \tau} d\tau \right) \boldsymbol{B}_c = \left(\int_0^{T_s} \mathbf{I}_{2\times 2}\, d\tau \right) \mathbf{I}_{2\times 2} = T_s \mathbf{I}_{2\times 2} \tag{2.34}$$

Sustituyendo estos resultados, la ecuación de estado en tiempo discreto para las salidas controladas del sistema se simplifica notablemente a:

$$\begin{bmatrix} z_1(k+1) \\ z_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1(k) \\ z_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s & 0 \\ 0 & T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1(k) \\ v_2(k) \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

Físicamente, (2.35) confirma que, en el dominio digital, la predicción del estado futuro $z_i(k+1)$ corresponde a una integración exacta bajo retención de orden cero (ZOH). Cabe notar que, debido a que $A_c = \mathbf{0}$, esta expresión coincide formalmente con el método de Forward Euler de la entrada virtual $v_i(k)$ escalada por el periodo de muestreo T_s [44]. Esta simplicidad algorítmica es un beneficio directo de la cancelación exacta lograda por el difeomorfismo y la transformación de coordenadas [24], en el Anexo B, se tiene su implementación en Matlab.

2.6.2. Implementación Digital de los Controladores Auxiliares

La técnica de Linealización por Realimentación ha demostrado ser una herramienta metodológica sumamente potente para el control de sistemas dinámicos complejos. Su aplicabilidad y eficacia han sido validadas en una amplia gama de tecnologías, incluyendo motores síncronos de imanes permanentes [45], inversores conectados a la red eléctrica [46], convertidores DC/DC de potencia [47], sistemas de tracción para vehículos eléctricos híbridos [48], así como en diversas arquitecturas electromecánicas y de control no lineal [49, 50].

No obstante, la premisa fundamental de la FBL radica en la cancelación algebraica exacta de las no linealidades del sistema. En implementaciones físicas, esta condición ideal rara vez se cumple debido a variaciones paramétricas, dinámicas no modeladas y perturbaciones externas de carga. Para mitigar la sensibilidad geométrica del difeomorfismo ante estas incertidumbres y asegurar un error de seguimiento estrictamente nulo en régimen permanente, es una práctica estandarizada en la literatura la incorporación de controladores lineales robustos, típicamente de tipo Proporcional-Integral (PI) en los lazos externos del sistema linealizado [45–50].

Basado en este consenso, el diseño del controlador auxiliar para la máquina de doble estator requiere traducir la ley de control continua a un algoritmo apto para su ejecución en un procesador digital con un periodo de muestreo T_s [41]. Definiendo el error de seguimiento discreto en el instante k como $e_i(k) = z_i^*(k) - z_i(k)$, la ley de control PI ideal en tiempo continuo propuesta para cada lazo $i \in \{1, 2\}$ toma la forma:

$$v_i(t) = K_{pi} e_i(t) + K_{ii} \int_0^t e_i(\tau) d\tau \tag{2.36}$$

Para la discretización del término integral del compensador, se opta por el método de aproximación rectangular o *Forward Euler*. Esta elección se fundamenta en su extremada eficiencia computacional y simplicidad algorítmica, características vitales cuando se implementan lazos de control con altas frecuencias de conmutación. Asumiendo que el periodo de muestreo T_s es lo suficientemente reducido frente a la constante de tiempo del sistema electromagnético, este método garantiza una precisión adecuada sin comprometer la estabilidad [44]. Bajo este esquema numérico, el acumulador integral discreto se actualiza utilizando el error del instante anterior:

$$I_i(k) = I_i(k-1) + T_s \, e_i(k-1) \tag{2.37}$$

Lo que resulta en una ley de control discreta dada por:

$$v_i(k) = K_{pi} e_i(k) + K_{ii} I_i(k) \tag{2.38}$$

Sin embargo, en aplicaciones de accionamientos eléctricos, las variables de estado y de control suelen alcanzar límites físicos ineludibles (como la saturación magnética del núcleo o los límites de tensión del bus DC del inversor). Para evitar el severo fenómeno de saturación integral (conocido como *wind-up*), resulta computacionalmente más robusto implementar el controlador PI en su forma incremental o de velocidad [51]. Calculando la diferencia algorítmica entre el instante actual k y el anterior $(k-1)$ con la aproximación de Euler hacia adelante, el incremento del esfuerzo de control asociado al PI se formula como:

$$\Delta v_i(k) = K_{pi}\big(e_i(k) - e_i(k-1)\big) + K_{ii} T_s \, e_i(k-1) \tag{2.39}$$

De este modo, la memoria del controlador se actualiza sin requerir un acumulador de error infinito. La señal virtual total que debe inyectarse en la planta para el instante k se obtiene simplemente sumando este incremento al valor de control del instante anterior:

$$v_i(k) = v_i(k-1) + \Delta v_i(k) \tag{2.40}$$

Finalmente, una vez que el procesador digital calcula las nuevas entradas virtuales $\boldsymbol{v}_c(k) = [v_1(k), v_2(k)]^\top$, estas son mapeadas inversamente a través de la matriz de desacople digitalizada $\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_k)^{-1}$. Este paso crítico permite sintetizar el vector físico de tensiones de estator $\boldsymbol{u}(k)$, el cual será ejecutado por el inversor de potencia mediante técnicas de modulación de ancho de pulso espacial durante el ciclo de operación subsiguiente [**?**].

2.6.3. Estimador de Flujo

La implementación práctica del esquema de Linealización por Realimentación requiere el conocimiento en tiempo real de las variables de estado del sistema, en particular de las componentes del flujo estatórico $\boldsymbol{\psi}_s = [\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}]^\top$. Sin embargo, en accionamientos eléctricos industriales estas magnitudes no son directamente medibles, por lo que deben ser reconstruidas a partir de variables accesibles, como las tensiones y corrientes de estator. Esto motiva el diseño de un estimador de flujo que permita obtener una aproximación confiable de $\boldsymbol{\psi}_s$ para su uso en la ley de control.

A partir del modelo eléctrico en el marco de referencia estacionario $\alpha - \beta$, la dinámica del flujo estatórico está gobernada por la ecuación de Faraday:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_s}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{v}_s - R_s \boldsymbol{i}_s \tag{2.41}$$

donde $\boldsymbol{v}_s = [v_{s\alpha}, v_{s\beta}]^\top$ corresponde al vector de tensiones aplicadas al estator y $\boldsymbol{i}_s = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^\top$ es el vector de corrientes medidas.

Integrando (2.41), es posible construir un estimador en lazo abierto del flujo estatórico, conocido como estimador por modelo de voltaje [52, 53]:

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_s(t) = \int_0^t \left(\boldsymbol{v}_s(\tau) - R_s \boldsymbol{i}_s(\tau)\right) d\tau + \hat{\boldsymbol{\psi}}_s(0) \tag{2.42}$$

Este estimador presenta una estructura conceptualmente simple y de bajo costo computacional, siendo ampliamente utilizado en aplicaciones de control de máquinas eléctricas. No obstante, su implementación directa en tiempo continuo presenta limitaciones importantes asociadas a errores de modelado y condiciones iniciales desconocidas. En particular, pequeñas desviaciones en el valor de la resistencia estatórica R_s, así como offsets en la medición de corriente o tensión, pueden inducir errores acumulativos debido a la naturaleza integradora del estimador.

Para su implementación en un sistema digital con periodo de muestreo T_s, la ecuación (2.42) se discretiza utilizando el método de *Forward Euler*, obteniendo la siguiente ley recursiva:

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_s(k) = \hat{\boldsymbol{\psi}}_s(k-1) + T_s \left(\boldsymbol{v}_s(k-1) - R_s \boldsymbol{i}_s(k-1)\right) \tag{2.43}$$

Esta formulación permite actualizar en cada instante de muestreo la estimación del flujo estatórico a partir de las mediciones disponibles y de la acción de control previamente aplicada.

Desde el punto de vista práctico, uno de los principales inconvenientes de este estimador es su pobre desempeño a bajas velocidades. En estas condiciones, la magnitud de la tensión inducida es reducida, lo que hace que el término resistivo $R_s \boldsymbol{i}_s$ domine la dinámica, amplificando los efectos de errores paramétricos y ruido de medición. Además, cualquier componente de continua no compensada en las señales medidas se traduce en una deriva no acotada en la estimación del flujo.

En el contexto del presente trabajo, y considerando que la estrategia de control incluye la regulación explícita del módulo del flujo estatórico como variable de salida, resulta fundamental asegurar condiciones iniciales no nulas para $\hat{\boldsymbol{\psi}}_s$. Esto no solo evita la singularidad

de la matriz de desacople discutida previamente, sino que también mejora la convergencia del estimador durante la etapa de arranque.

Finalmente, cabe destacar que, si bien el estimador por modelo de voltaje es adecuado para aplicaciones de media y alta velocidad, en escenarios donde se requiera operación robusta en todo el rango de velocidad, es común emplear esquemas más sofisticados, como observadores de estado o estimadores híbridos que combinan modelos de corriente y voltaje [54–56]. No obstante, para los fines de este trabajo, el estimador propuesto ofrece un compromiso adecuado entre simplicidad, implementabilidad y desempeño.

2.6.4. Esquema de control

El esquema de control utilizado se basa en la linealización por realimentación del modelo no lineal en el subespacio fundamental $\alpha - \beta$. Mediante esta técnica, la dinámica del sistema es transformada en un sistema lineal equivalente respecto de las variables de salida seleccionadas, permitiendo el uso de controladores lineales clásicos para el seguimiento de referencia.

En particular, se consideran como variables controladas el par electromagnético y el módulo del flujo estatórico, lo que permite desacoplar conceptualmente la dinámica de producción de par de la dinámica de magnetización de la máquina. Sobre el sistema linealizado, se implementan controladores de tipo proporcional–integral desarrollados en la sección anterior, los cuales generan las acciones de control requeridas en términos de tensiones de estator en el marco $\alpha - \beta$.

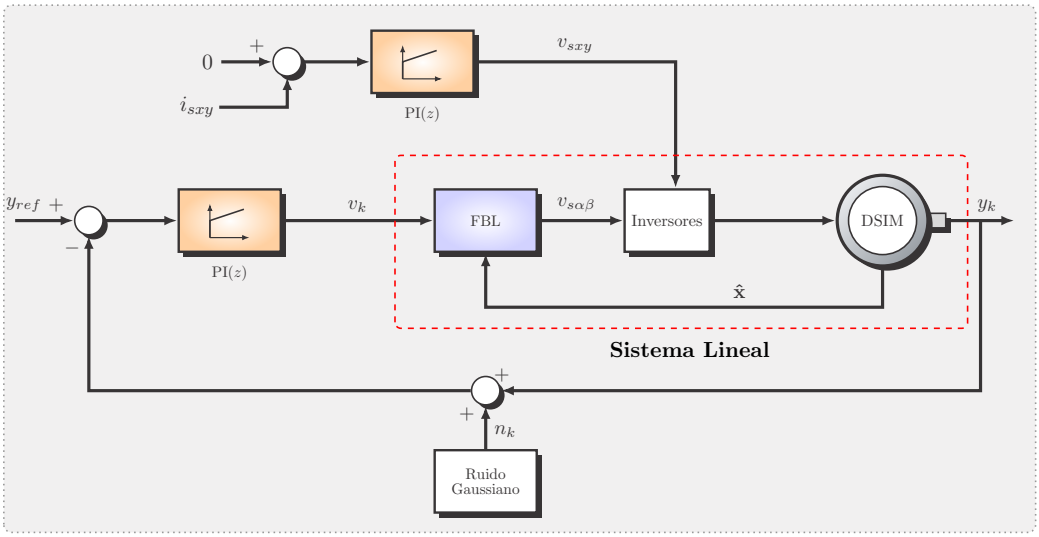


Figura 2.2: Esquema simplificado del lazo de control.

El esquema general de control propuesto se presenta en la Figura 2.2. En dicha ilustración se aprecia la estructura de lazo cerrado donde, tras la implementación de la técnica de linealización por retroalimentación, se aplica un controlador lineal sobre el sistema resultante. Paralelamente, se detalla el lazo de regulación de corrientes para el subespacio $x-y$, las cuales son impuestas a cero mediante un controlador PI con el objetivo de minimizar las pérdidas y simplificar el análisis dinámico del sistema.

Las señales de control generadas en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$ constituyen las consignas de entrada para la etapa de potencia. Los inversores, operando mediante técnicas de modulación, transforman estas referencias en los niveles de tensión necesarios para alimentar los devanados del estator de la máquina de inducción de doble estator.

2.7. Simulación del Control No Lineal

Con el objetivo de evaluar el desempeño del esquema de control propuesto, se realizan simulaciones utilizando el modelo no lineal de la máquina desarrollado previamente. En particular, se implementa una estrategia de control basada en linealización por realimentación, sobre la cual se diseñan controladores lineales en el sistema transformado, permitiendo analizar el comportamiento global del sistema no lineal bajo distintas condiciones de operación.

Las pruebas realizadas consideran tanto escenarios de seguimiento de referencia como condiciones de perturbación externa, con el fin de evaluar la capacidad del controlador para mantener un desempeño adecuado en términos de regulación y rechazo de perturbaciones. En este contexto, se definen los siguientes casos de estudio:

- Seguimiento de referencia ante una rampa de aceleración de la máquina entre $t = 0$ y $t = 0{,}5$ s.
- Aplicación de una perturbación mecánica equivalente a un 25 % de la carga nominal en el instante $t = 2$ s, con el objetivo de analizar la capacidad de rechazo de perturbaciones del sistema.
- Aplicación de un cambio escalón en la referencia de velocidad de magnitud 0,2 p.u. en el instante $t = 4$ s, con el fin de evaluar el desempeño dinámico ante variaciones bruscas en la consigna.

A continuación, se describe el esquema de control implementado y se presentan los principales resultados obtenidos en las simulaciones considerando el caso de estudio descrito previamente.

2.7.1. Variables controladas

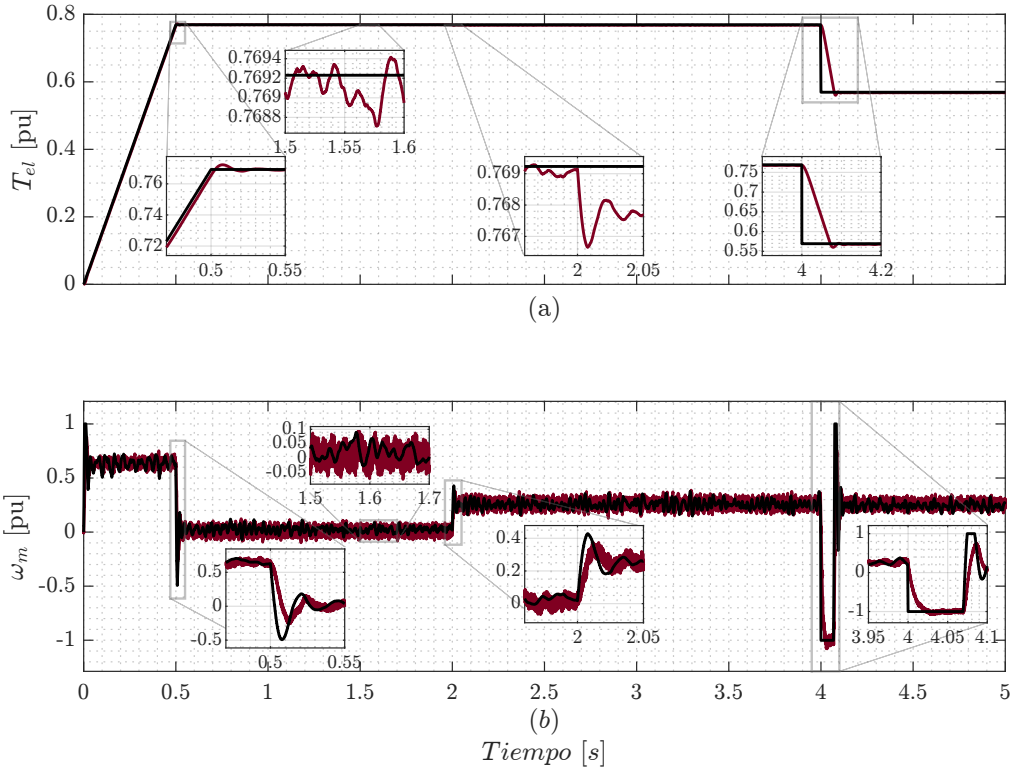


Figura 2.3: Prueba seguimiento de referencia y rechazo de perturbaciones para las variables controladas de (a) Par electromagnético y (b) Velocidad angular de la DSIM.

En la Figura 2.3 se presentan los resultados de seguimiento de referencia y rechazo de perturbaciones para las variables principales del sistema, correspondientes al par electromagnético y la velocidad mecánica.

Se observa que el sistema es capaz de seguir adecuadamente la referencia impuesta durante la etapa de aceleración inicial, presentando un comportamiento suave y sin oscilaciones significativas al momento del arranque, además se observa que el par de arranque es de alrededor del 60 % del par máximo de la máquina. Frente a la perturbación mecánica aplicada en $t = 2$ s, el controlador logra compensar el efecto de la carga adicional, manteniendo la variable de velocidad dentro de su valor de referencia en un tiempo reducido.

Asimismo, ante el cambio escalón en la referencia de velocidad en $t = 4$ s, el sistema presenta una respuesta rápida, evidenciando la capacidad del esquema de control para adaptarse a variaciones abruptas en las condiciones de operación sujeto a los limites físicos operacionales de la máquina. En este caso ante el cambio de consigna en la referencia de velocidad se observa que la máquina busca acelerar a su máxima capacidad de aceleración, limitada por su capacidad física de torque máximo el cual fue configurado en el controlador de torque.

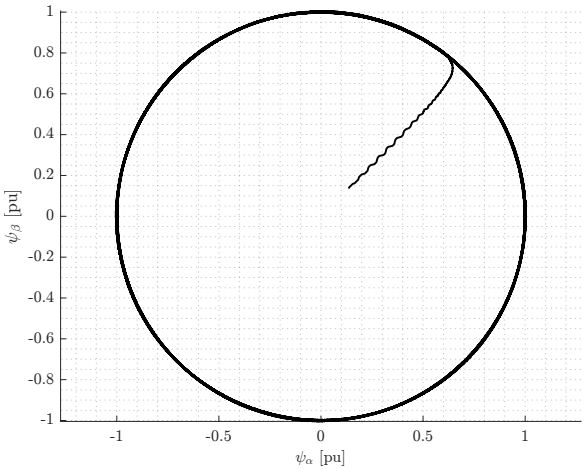


Figura 2.4: Enlace de flujo del estator.

Por otra parte, en la Figura 2.4 se muestra la evolución del módulo del flujo de estator desde un origen distinto de 0 el cual corresponde al punto de magnetización previa de la máquina. A su vez se observa que el flujo se mantiene regulado en torno a su valor de referencia, confirmando un adecuado control del nivel de magnetización de la máquina. Por otro lado no se observan desviaciones significativas en la trayectoria de la circunferencia de la magnitud del flujo, de modo que también se comprueba un solido seguimiento de referencia y rechazo de perturbaciones en el sistema de dinámico controlado.

2.7.2. Subespacio $x - y$

Aunque el control se diseña en gran parte considerando únicamente el subespacio fundamental, resulta relevante analizar el comportamiento de las variables asociadas al subespacio armónico $x - y$. En donde se implementó un controlador PI asociado a las corrientes i_{sxy} cuya consigna de referencia fue un valor 0, con el motivo de limitar el análisis profundo al subespacio fundamental y no al armónico. Los resultados se muestran a continuación.

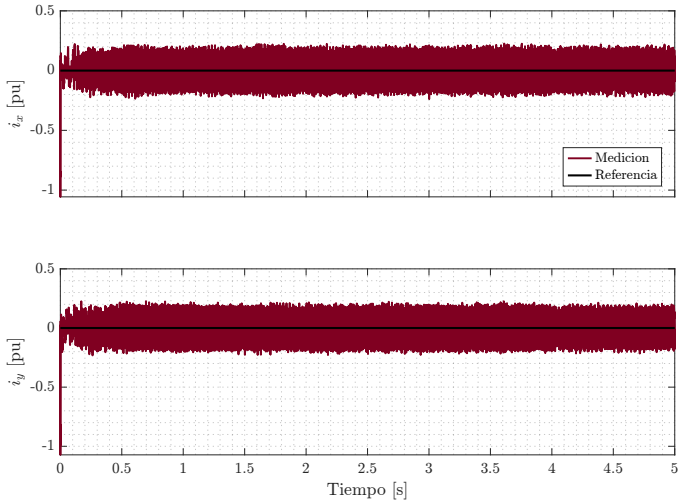


Figura 2.5: Seguimiento de referencia de corrientes del subespacio xy.

En la Figura 2.5 se presentan las corrientes en dicho subespacio, observándose que permanecen acotadas y cercanas a cero, lo cual es consistente con el controlador PI implementado con el objetivo de minimizar la circulación de corrientes del espacio armonico. De manera similar, en la Figura 2.6 se muestra el enlace de flujo en el subespacio $x - y$, el cual no presenta contribuciones significativas a la dinámica global del sistema.

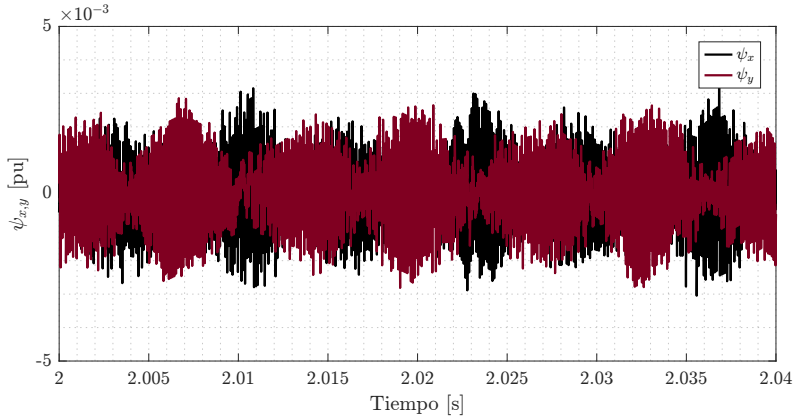


Figura 2.6: Enlace de flujo del subespacio xy

Estos resultados permiten reafirmar la hipótesis adoptada durante el proceso de modelamiento, en la cual se ha considerado despreciable la influencia asociada al subespacio $x - y$. En efecto, el comportamiento observado del sistema bajo la formulación propuesta se mantiene consistente con dicha simplificación, evidenciando que las variables de interés quedan adecuadamente representadas dentro del subespacio fundamental.

En este sentido, la omisión de estas componentes no introduce inconsistencias apreciables en la descripción dinámica utilizada, permitiendo conservar una estructura de modelo más compacta y manejable. De este modo, el enfoque adoptado resulta coherente con el marco de análisis desarrollado, facilitando la continuidad en las etapas posteriores del diseño de control.

2.7.3. Corrientes

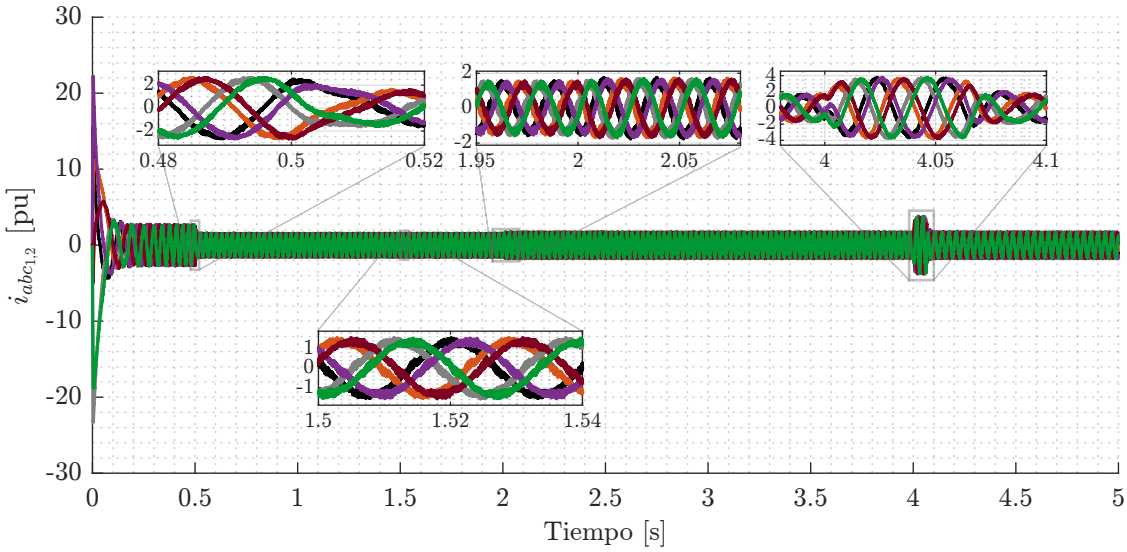
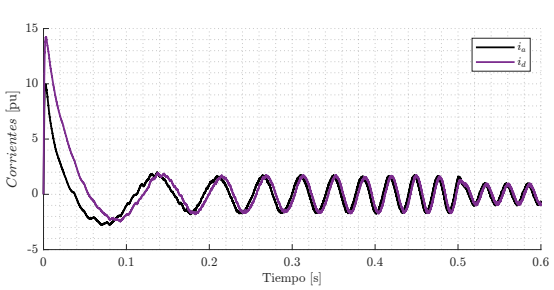
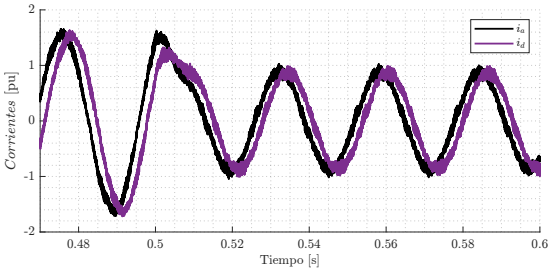


Figura 2.7: Corrientes de linea de la DSIM.

Finalmente, en la Figura 2.7 se muestran las corrientes de ambos estátores de la máquina. Se observa que las corrientes presentan formas de onda equilibradas y coherentes con la operación esperada del sistema, sin evidenciar distorsiones significativas ni comportamientos inestables más allá del ruído gaussiano incorporado además el debido a la conmutación de los inversores, para mayor claridad se presentan las primeras fases de cada devanado.



(a) Corrientes de con rampa de arranque



(b) Corrientes al término de la rampa de arranque (zoom de (a))

Figura 2.8: Corrientes durante el proceso de arranque bajo control FBL.

En la Figura 2.9a, se observa que las corrientes al momento del arranque llegan a alcanzar una corriente de 15 pu lo cual es un valor estresante para el devanado pero de magnitud típica en el arranque de máquina de gran envergadura [57], a los 0.5 segundos se observa que la rampa ya ha terminado y en consecuencia la corriente disminuye hasta alcanzar su estado estacionario, como se observa en 2.9b en los segundos posteriores a 0.5s .

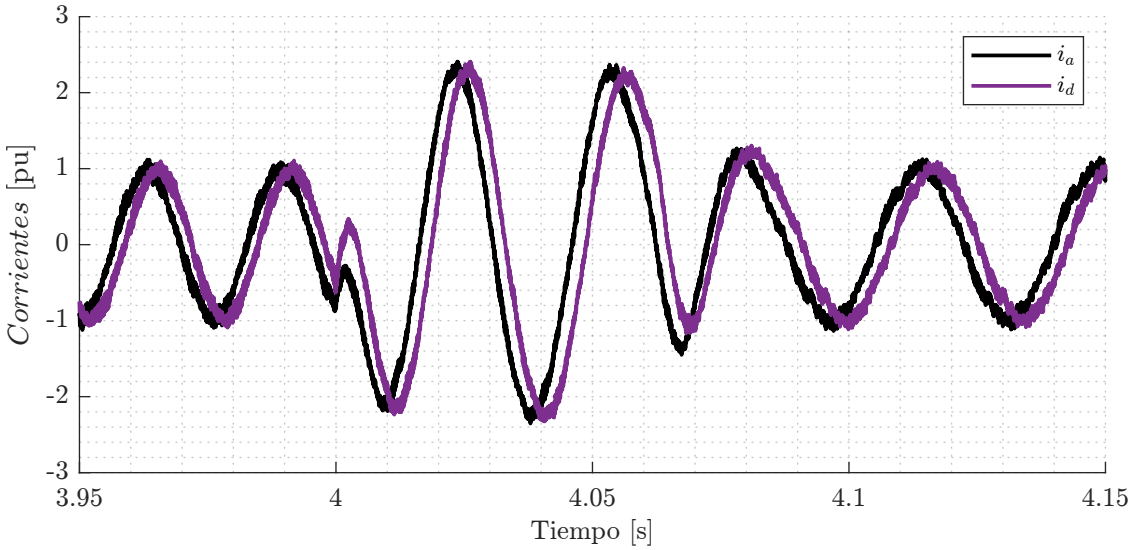


Figura 2.9: Corrientes ante escalón de velocidad.

Al aplicar una perturbación en forma de escalón en la velocidad, la máquina, de acuerdo con la configuración de su sistema de control, tiende a acelerar o desacelerar operando a torque máximo con el fin de seguir la referencia impuesta. Este comportamiento se observa en las Figuras 2.3 y 2.9, donde, ante una variación de la referencia, la máquina responde mediante una acción de frenado a torque máximo.

Como consecuencia, es posible identificar las corrientes máximas que se presentan en el sistema frente a una maniobra brusca. En este caso, dichas corrientes alcanzan valores cercanos a 2.6 pu, lo que representa una condición exigente para el devanado, aunque se mantiene dentro de los rangos esperados de operación.

En conjunto, los resultados obtenidos permiten concluir que el esquema de control propuesto logra un adecuado desempeño tanto en condiciones de seguimiento de referencia como frente a perturbaciones externas, validando la efectividad de la estrategia de control no lineal implementada.

Capítulo 3

Control Predictivo

Históricamente, el Control Predictivo basado en Modelos (MPC) tiene sus raíces en la industria de procesos químicos durante la década de 1970, donde su capacidad para manejar sistemas con constantes de tiempo lentas y restricciones explícitas lo consolidó como un estándar industrial [58]. Sin embargo, su incursión en el campo de la electrónica de potencia y los accionamientos eléctricos fue limitada inicialmente debido a la elevada carga computacional requerida para resolver algoritmos de optimización en microsegundos [59].

No fue sino hasta finales de la década de 2000 e inicios de la de 2010 cuando, gracias al avance en la capacidad de procesamiento de DSPs y FPGAs, el MPC se posicionó como una alternativa real frente a las técnicas clásicas y no lineales, con contribuciones fundamentales de autores como Geyer y Rodriguez [60,61]. En esencia, el MPC utiliza el modelo dinámico del sistema para predecir su comportamiento futuro dentro de un horizonte de tiempo determinado, tomando la decisión de control óptima mediante la minimización de una función de costo [59].

Desde sus formulaciones iniciales de un solo paso de predicción, esta estrategia ha evolucionado hacia esquemas avanzados que incorporan horizontes largos, técnicas de optimización combinatoria y robustez ante variaciones paramétricas, permitiendo que dinámicas complejas operen con una respuesta superior y un manejo eficiente de sus límites operativos [62,63].

A diferencia de las estrategias de control convencionales, el MPC no constituye una metodología única, sino que se ramifica en diversas variantes según la naturaleza de las variables de control y la forma en que se resuelve el problema de optimización [61]. Esta diversificación permite adaptar la estrategia a los requerimientos específicos de la aplicación, ya sea priorizando la simplicidad de implementación o la precisión en la frecuencia de conmutación [64].

3.1. Control Predictivo basado en Modelo

En esencia, el Control Predictivo basado en Modelos se fundamenta en el uso explícito del modelo matemático del sistema para predecir la evolución futura de sus variables. En cada instante de muestreo discreto k, el algoritmo evalúa estas predicciones y resuelve un problema de optimización en tiempo real, con el objetivo de encontrar la secuencia de acciones futuras que minimice una determinada función de costo a lo largo de una ventana de predicción de longitud N_p.

3.1.1. Horizonte de Predicción

Una de las decisiones de diseño más determinantes en cualquier formulación MPC es la elección del horizonte de predicción N_p, entendido como el número de pasos futuros que el algoritmo considera al tomar cada decisión de control. Esta elección establece un compromiso fundamental entre la calidad de la respuesta dinámica y la carga computacional asociada a la resolución del problema de optimización en tiempo real.

En la literatura, se distinguen dos categorías principales según la longitud de esta ventana: las formulaciones de horizonte corto y las de horizonte largo. El MPC de horizonte corto ($N_p = 1$ o un valor pequeño) evalúa el comportamiento del sistema únicamente en el futuro inmediato. Este enfoque es computacionalmente muy eficiente y de implementación directa, lo que facilita su aplicación en sistemas con frecuencias de muestreo elevadas [59]. Cabe destacar que, aunque en estrategias como el *Finite Control Set MPC* (FCS-MPC) se recurre frecuentemente a un horizonte unitario ($N_p = 1$) para evitar la explosión combinatoria de estados, la longitud del horizonte y la naturaleza del conjunto de control son conceptos formalmente independientes. No obstante, una visión limitada al futuro inmediato puede comprometer el desempeño en régimen transitorio y dificulta la incorporación explícita de restricciones sobre estados futuros.

Por otro lado, el MPC de horizonte largo ($N_p > 1$) extiende la ventana de predicción hacia el futuro, permitiendo anticipar la evolución del sistema con mayor antelación y, en consecuencia, planificar acciones de control que optimicen el comportamiento global a lo largo de toda la ventana. Esta formulación resulta especialmente valiosa cuando se desea incorporar restricciones sobre estados intermedios, suavizar los transitorios o gestionar de forma coordinada múltiples objetivos de control [61]. No obstante, el aumento en N_p introduce una creciente complejidad en el problema de optimización: el número de variables de decisión o de combinaciones a evaluar crece con el horizonte, lo que implica que la resolución en tiempo real puede dejar de ser factible si no se adoptan estrategias adecuadas.

En el contexto del presente trabajo, y considerando la naturaleza discreta de las variables de control generadas por el sistema de linealización por realimentación, se adopta una estrategia de horizonte recedente, denominada *Receding Horizon Control* (RHC) [58]. La idea fundamental de esta estrategia se ilustra en las Figuras 3.1 y 3.2, donde se muestra el desplazamiento del horizonte de predicción entre dos instantes consecutivos de muestreo.

En un instante genérico k, el controlador dispone del estado actual del sistema y resuelve un problema de optimización sobre una ventana futura de N_p pasos, obteniendo una trayectoria óptima de acciones de control representada en la figura como la secuencia $U_{\text{opt}}(k)$. Aunque la optimización determina la evolución completa de la señal de control dentro del horizonte de predicción, únicamente la primera acción calculada es aplicada al

sistema. En la formulación particular de este trabajo, dicha acción corresponde a la variable virtual de control generada por la linealización por realimentación, denotada como $v^*(k)$, la cual corresponde al primer elemento de la secuencia óptima obtenida.

Posteriormente, en el instante de muestreo siguiente $k+1$, el horizonte se desplaza un paso hacia el futuro, tal como se observa en la Figura 3.2. La predicción anterior se actualiza incorporando la nueva medición del estado del sistema y el problema de optimización es resuelto nuevamente, generando una nueva secuencia óptima $U_{\text{opt}}(k+1)$, cuya primera acción aplicada corresponde a $v^*(k+1)$.

Este procedimiento iterativo introduce una realimentación implícita en la estrategia de control, permitiendo compensar perturbaciones, errores asociados al modelo y discrepancias entre la trayectoria predicha y la evolución real del sistema. De esta forma, el controlador mantiene un comportamiento predictivo durante la operación, actualizando continuamente las acciones de control de acuerdo con la información disponible en cada instante de muestreo [58, 61]. .

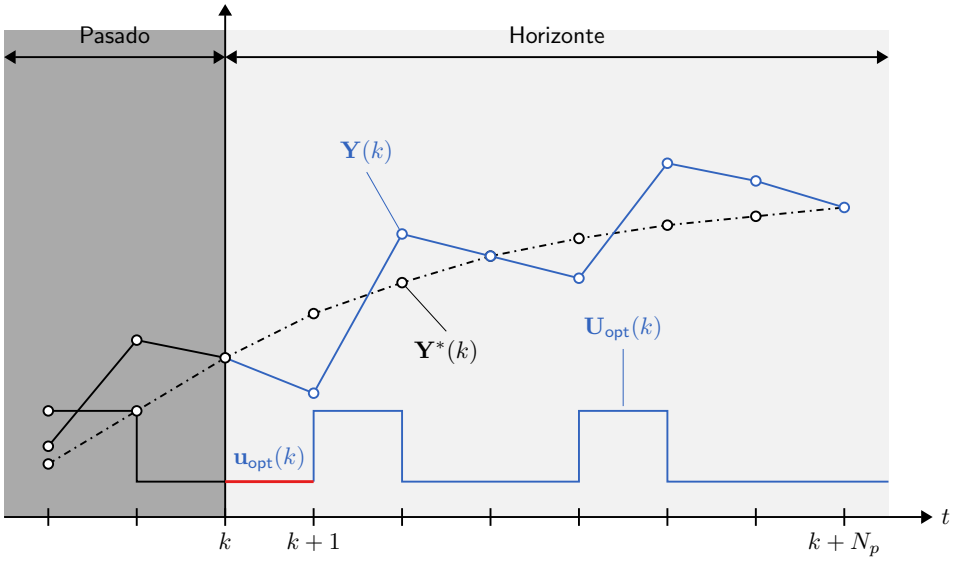


Figura 3.1: Horizonte de predicción en el instante k.

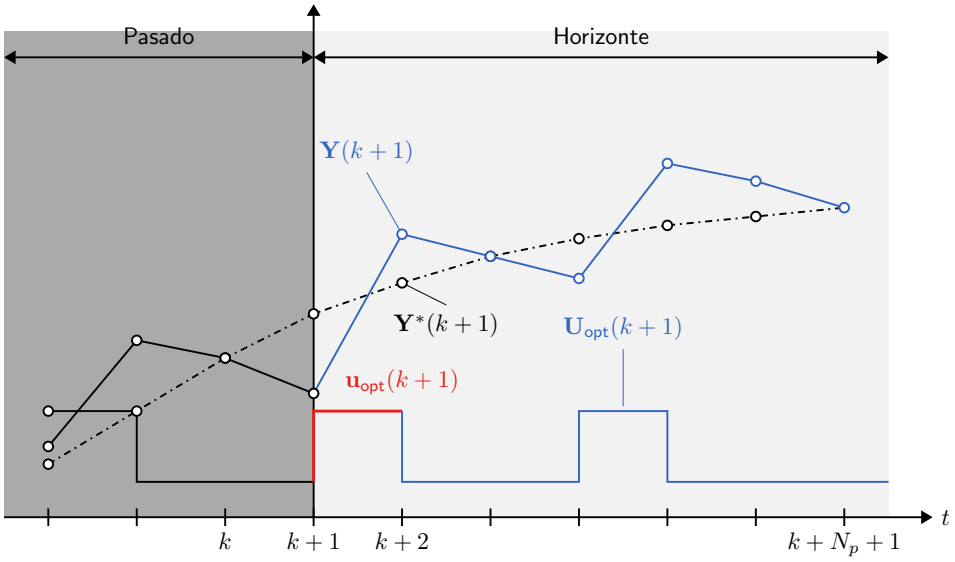


Figura 3.2: Horizonte de predicción en el instante $k+1$.

3.1.2. Función de Costos

El núcleo algorítmico de cualquier formulación MPC es la función de costo, la cual cuantifica de forma escalar la calidad de una secuencia de acciones de control candidata. Su minimización determina la acción óptima a aplicar al sistema en cada instante de muestreo. La formulación general de la función de costo para un sistema de control de accionamientos eléctricos adopta la siguiente estructura cuadrática:

$$J = \sum_{j=1}^{N_p} \sum_{i \in \{\omega_m, \psi_s, T_e\}} q_i \left(y_i(k+j) - y_i^*(k+j) \right)^2 + \sum_{j=0}^{N_p-1} \mathbf{v}^\top(k+j)\, \mathbf{R}\, \mathbf{v}(k+j) \tag{3.1}$$

La doble sumatoria del primer término recorre los N_p pasos futuros del horizonte de predicción y, simultáneamente, el conjunto de variables controladas que en este trabajo son la velocidad mecánica ω_m, el módulo del flujo estatórico ψ_s y el par electromagnético T_e. Para cada combinación de paso y variable, se evalúa el error cuadrático, entendido como la diferencia al cuadrado entre el valor predicho $y_i(k+j)$ y su referencia deseada $y_i^*(k+j)$ en ese instante futuro.

El escalar q_i es el peso asociado a la variable controlada i y determina su importancia relativa dentro de la función de costo global. Valores más altos de q_i priorizan el seguimiento estricto de esa variable sobre las demás, de modo que la selección de estos pesos constituye el principal grado de libertad de diseño para ajustar el compromiso entre las distintas variables de interés [65].

El segundo término penaliza el esfuerzo de control a lo largo del horizonte mediante la forma cuadrática $\mathbf{v}^\top(k+j)\, \mathbf{R}\, \mathbf{v}(k+j)$, donde $\mathbf{v}(k+j)$ es el vector de entradas virtuales en el paso $k+j$ y $\mathbf{R}$ es una matriz simétrica y semidefinida positiva. Su inclusión suaviza las acciones de control generadas y mejora la robustez del esquema frente a ruido e in-

certidumbres del modelo; la selección de las entradas de $\mathbf{R}$ establece el compromiso entre rapidez de respuesta y suavidad de las señales aplicadas al sistema.

Adicionalmente, es común en la práctica asignar un peso terminal mayor al último instante del horizonte, de modo que:

$$q_\omega(j) = \begin{cases} q_\omega, & j = 1, \ldots, N_p - 1 \\ \rho_T \cdot q_\omega, & j = N_p \end{cases} \tag{3.2}$$

con $\rho_T > 1$. Este mecanismo refuerza el criterio de estabilidad terminal del esquema RHC, incentivando al optimizador a que el error de seguimiento sea reducido al final de la ventana de predicción [58].

3.1.2.a. Función de costos para la velocidad mecánica

La contribución de la velocidad mecánica a la función de costo penaliza el error entre la velocidad predicha $\omega_m(k+j)$ y su referencia $\omega_m^*(k+j)$ a lo largo del horizonte:

$$J_\omega = \sum_{j=1}^{N_p} q_\omega(j) \left(\omega_m(k+j) - \omega_m^*(k+j)\right)^2 \tag{3.3}$$

La predicción de la velocidad mecánica en el paso $k+j$ se obtiene propagando la ecuación de movimiento discreta del subsistema mecánico:

$$\omega_m(k+j) = \omega_m(k) + \frac{T_s}{J} \sum_{i=0}^{j-1} \left(T_e(k+i) - T_L\right), \quad j = 1, \ldots, N_p \tag{3.4}$$

3.1.2.b. Función de costos para el par electromagnético

La contribución del par electromagnético penaliza la desviación entre el par predicho $T_e(k+j)$ y su referencia $T_e^*(k+j)$:

$$J_{T_e} = \sum_{j=1}^{N_p} q_{T_e} \left(T_e(k+j) - T_e^*(k+j)\right)^2 \tag{3.5}$$

El par evoluciona de acuerdo con la dinámica linealizada impuesta por la entrada virtual v_1:

$$T_e(k+i) = T_e(k) + T_s \sum_{l=0}^{i-1} v_1(k+l) \tag{3.6}$$

Esta relación de integración discreta expresa que v_1 actúa como la derivada del par, de modo que la acción de control acumula incrementos de par a lo largo del horizonte. En la práctica, la referencia de par $T_e^*(k+j)$ se obtiene de la capa MPC como resultado implícito de la optimización de velocidad, por lo que este término actúa como una penalización adicional que suaviza las transitorias de par.

3.1.2.c. Función de costos para el enlance flujo estatórico

La contribución del flujo estatórico penaliza la desviación del cuadrado del módulo de flujo respecto a su valor de referencia ψ_s^{*2}:

$$J_\psi = \sum_{j=1}^{N_p} q_\psi \left(\|\boldsymbol{\psi}_s(k+j)\|^2 - \psi_s^{*2} \right)^2 \tag{3.7}$$

La dinámica del flujo, una vez linealizada por la FBL, corresponde a un integrador de primer orden gobernado por la entrada virtual v_2:

$$\|\boldsymbol{\psi}_s(k+j)\|^2 = \|\boldsymbol{\psi}_s(k)\|^2 + T_s \sum_{l=0}^{j-1} v_2(k+l) \tag{3.8}$$

Al igual que en el caso del par, v_2 actúa como la derivada del cuadrado del módulo de flujo. La referencia ψ_s^{*2} se mantiene constante a lo largo del horizonte en operación nominal, lo que implica que el subsistema magnético opera en régimen de regulación pura, asegurando el nivel de magnetización adecuado para la generación de par.

3.1.3. Planteamiento Cuadrático de la Función de Costos

Con las predicciones de los tres estados definidas en (3.4) y (3.8), la función de costo (3.1) puede reformularse de manera matricial compacta. Para ello se sigue la formulación de Programación Cuadrática utilizada por Geyer [18], que permite expresar el problema de optimización predictiva en una forma estándar eficientemente resoluble mediante solvers numéricos.

3.1.3.a. Formulación Matricial

El modelo de predicción discreto en espacio de estados $x(k+1) = Ax(k) + Bu(k)$ permite, mediante sustitución recursiva, expresar la trayectoria futura de salidas como la suma de una respuesta libre y una respuesta forzada. Definiendo el vector de decisiones sobre el horizonte $U(k) = [u^T(k),\, u^T(k+1),\, \ldots,\, u^T(k+N_p-1)]^T$ y el vector de salidas predichas $Y(k) = [y^T(k+1),\, y^T(k+2),\, \ldots,\, y^T(k+N_p)]^T$, se obtiene:

$$Y(k) = \Gamma\, x(k) + \Upsilon\, U(k) \tag{3.9}$$

donde las matrices de predicción se construyen como:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}, \qquad \Upsilon = \begin{bmatrix} CB & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ CAB & CB & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & \cdots & CB \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

El término $\Gamma x(k)$ representa la respuesta libre del sistema, es decir, su evolución natural si no se aplicara ninguna acción de control futura. Mientras que $\Upsilon U(k)$ modela el efecto acumulativo e integrado de las acciones de control sobre las salidas predichas.

La función de costo vectorial adopta entonces la forma:

$$J = \left\|Y^*(k) - Y(k)\right\|_{\tilde{Q}}^2 + \left\|U(k)\right\|_{\tilde{R}}^2 \tag{3.11}$$

Sustituyendo (3.9) y definiendo el vector de error de la respuesta libre $\Theta_{\text{free}}(k) = Y^*(k) - \Gamma x(k)$, se expande la función de costo como:

$$J = U(k)^T \left(\Upsilon^T \tilde{Q}\, \Upsilon + \tilde{R}\right) U(k) - 2\, \Theta_{\text{free}}(k)^T \tilde{Q}\, \Upsilon\, U(k) + \text{cte.} \tag{3.12}$$

Dado que este último término es independiente del vector de decisión $U(k)$, constituye una constante aditiva dentro de la función de costo. Por consiguiente, carece de relevancia en el análisis, ya que una constante no altera el argumento óptimo que minimiza la función cuadrática, luego por álgebra se puede llegar a la forma canónica $J_{\text{QP}} = \frac{1}{2}U^T H U + f^T U$, se identifican:

$$H = 2\left(\Upsilon^T \tilde{Q}\, \Upsilon + \tilde{R}\right) \tag{3.13}$$

$$f = -2\, \Upsilon^T \tilde{Q}\, (Y^*(k) - \Gamma x(k)) \tag{3.14}$$

3.1.3.b. Formulación para los Tres Estados del Accionamiento

Debido a la naturaleza desacoplada del sistema linealizado por realimentación, el problema de predicción se divide en dos subsistemas independientes: el mecánico y el magnético.

- **Subsistema Mecánico**
  El vector de estado mecánico se define como $x_w(k) = [\omega_m(k),\ T_e(k)]^T$, la entrada de control virtual es $u_w(k) = v_T(k)$ y la perturbación medible es el par de carga $d(k) = T_{\text{load}}(k)$. La salida de interés es la velocidad, por lo que $C_w = [1,\ 0]$. Las matrices discretas del subsistema son:

$$A_w = \begin{bmatrix} 1 & \dfrac{T_s}{J} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_w = \begin{bmatrix} 0 \\ T_s \end{bmatrix}, \quad E_w = \begin{bmatrix} -\dfrac{T_s}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

  Expandiendo sobre el horizonte de predicción, la respuesta libre del subsistema mecánico resulta:

$$Y_{\text{free},w}(k) = \Gamma_w x_w(k) + \Phi_w\, d(k) = \begin{bmatrix} \omega_m(k) + \dfrac{T_s}{J}\big(T_e(k) - T_{\text{load}}(k)\big) \\ \omega_m(k) + \dfrac{2T_s}{J}\big(T_e(k) - T_{\text{load}}(k)\big) \\ \vdots \\ \omega_m(k) + \dfrac{N_p T_s}{J}\big(T_e(k) - T_{\text{load}}(k)\big) \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

Esta expansión concuerda con el modelo cinemático discreto del accionamiento: si el esfuerzo de control futuro fuera nulo ($v_T = 0$), la velocidad continuaría evolucionando linealmente con una pendiente definida por la diferencia neta entre par electromagnético y par de carga.

- **Subsistema Magnético**
  La dinámica del flujo linealizada representa un subsistema de primer orden con $x_\Psi(k) = \|\boldsymbol{\psi}_s(k)\|^2$, $u_\Psi(k) = v_\Psi(k)$ y $C_\Psi = 1$, cuyas matrices de estado se reducen a expresiones escalares:

$$A_\Psi = 1, \quad B_\Psi = T_s \tag{3.17}$$

  La propagación iterativa genera una matriz de predicción Υ_Ψ de estructura triangular inferior, y la respuesta libre predicha es $Y_{\text{free},\Psi}(k) = \Gamma_\Psi\, x_\Psi(k)$.

- **Sistema General**
  El modelo discreto completo del sistema puede expresarse mediante la agrupación de los subsistemas mecánico y magnético en una representación matricial única. Definiendo el vector de estados, entradas virtuales y perturbaciones como:

$$\begin{bmatrix} \omega_m(k+1) \\ T_e(k+1) \\ \|\boldsymbol{\psi}_s(k+1)\|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{T_s}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ T_e(k) \\ \|\boldsymbol{\psi}_s(k)\|^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ T_s & 0 \\ 0 & T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_T(k) \\ v_\Psi(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{T_s}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_{\text{load}}(k) \tag{3.18}$$

3.1.3.c. Modelo Dinámico Global del Accionamiento

Considerando la estructura desacoplada obtenida mediante linealización por realimentación, el modelo discreto completo del accionamiento puede expresarse mediante un sistema de estados compuesto por las variables mecánicas y magnéticas:

$$x(k) = \begin{bmatrix} \omega_m(k) \\ T_e(k) \\ \|\boldsymbol{\psi}_s(k)\|^2 \end{bmatrix}, \qquad u(k) = \begin{bmatrix} v_T(k) \\ v_\Psi(k) \end{bmatrix}, \qquad d(k) = T_{\text{load}}(k) \tag{3.19}$$

donde $x(k)$ corresponde al vector de estados, $u(k)$ contiene las entradas virtuales generadas por la FBL y $d(k)$ representa la perturbación medible asociada al par de carga.

El modelo discreto en espacio de estados queda definido como:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + Ed(k) \tag{3.20}$$

con:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \frac{T_s}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \qquad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ T_s & 0 \\ 0 & T_s \end{bmatrix}, \qquad E = \begin{bmatrix} -\frac{T_s}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

La salida controlada se define mediante:

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \tag{3.22}$$

donde:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \qquad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

Por lo tanto, las variables reguladas por el controlador predictivo son la velocidad mecánica ω_m y la magnitud cuadrática del flujo estatórico $\|\boldsymbol{\psi}_s\|^2$.

3.1.3.d. Expansión del Modelo Predictivo

A partir del modelo global anterior, la evolución futura de las salidas sobre un horizonte de predicción N_p puede expresarse como:

$$Y(k) = \Gamma x(k) + \Upsilon U(k) \tag{3.24}$$

donde Γ representa la contribución del estado actual sobre la predicción, mientras que Υ contiene la influencia de la secuencia futura de acciones de control:

$$U(k) = \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ \vdots \\ u(k+N_p-1) \end{bmatrix} \tag{3.25}$$

La respuesta libre del sistema se define como:

$$Y_{\text{free}}(k) = \Gamma x(k) \tag{3.26}$$

y la predicción completa queda:

$$Y(k) = Y_{\text{free}}(k) + \Upsilon U(k) \tag{3.27}$$

3.1.3.e. Matrices H y f del Problema QP Global

Considerando la función de costo cuadrática:

$$J = (Y^* - Y)^T Q (Y^* - Y) + U^T R U \tag{3.28}$$

y sustituyendo la predicción del modelo:

$$Y(k) = Y_{\text{free}}(k) + \Upsilon U(k) \tag{3.29}$$

el problema de optimización puede expresarse en la forma estándar:

$$J(U) = \frac{1}{2} U^T H U + f^T U \tag{3.30}$$

donde la matriz Hessiana y el término lineal quedan definidos como:

$$H = 2\left(\Upsilon^T Q \Upsilon + R\right) \tag{3.31}$$

$$f = -2\Upsilon^T Q\left(Y^*(k) - Y_{\text{free}}(k)\right) \tag{3.32}$$

3.1.3.f. Matrices H y f del Problema QP Global

Para preservar matemáticamente el desacoplamiento impuesto por la FBL, las matrices de penalización $\tilde{Q}$ y $\tilde{R}$ se construyen como matrices diagonales. En consecuencia, la Hessiana H y el gradiente lineal f del problema QP global se ensamblan mediante una formulación de bloques diagonales:

$$H = \begin{bmatrix} H_w & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & H_\Psi \end{bmatrix} = 2\begin{bmatrix} \Upsilon_w^T Q_w \Upsilon_w + R_w & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \Upsilon_\Psi^T Q_\Psi \Upsilon_\Psi + R_\Psi \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

$$f = \begin{bmatrix} f_w \\ f_\Psi \end{bmatrix} = -2\begin{bmatrix} \Upsilon_w^T Q_w \left(Y_w^*(k) - Y_{\text{free},w}(k)\right) \\ \Upsilon_\Psi^T Q_\Psi \left(Y_\Psi^*(k) - Y_{\text{free},\Psi}(k)\right) \end{bmatrix} \tag{3.34}$$

Las matrices H y f definidas en (3.33) y (3.34) constituyen los datos de entrada del solver de Programación Cuadrática. Sin embargo, para que la solución obtenida sea físicamente realizable, el problema de optimización debe incorporar las restricciones operativas del accionamiento, que se traducen en desigualdades lineales sobre el vector de decisiones $U(k)$.

3.1.4. Restricciones

La primera restricción acota el par electromagnético predicho dentro del rango físicamente admisible definido por la corriente nominal del devanado y las capacidades del inversor:

$$T_{e,\text{mín}} \leq T_e(k+j) \leq T_{e,\text{máx}}, \quad j = 0, \ldots, N_p - 1 \tag{3.35}$$

Dado que $T_e(k+j)$ depende linealmente de las variables de decisión $U_w(k)$ a través de (3.6), esta restricción se traduce directamente en un conjunto de desigualdades lineales sobre $U_w(k)$, conformando un politopo convexo.

La segunda restricción mantiene el cuadrado del módulo del flujo estatórico dentro de un rango que evite tanto la saturación magnética del núcleo como la desmagnetización de la máquina:

$$\psi_{\text{mín}}^2 \leq \|\boldsymbol{\psi}_s(k+j)\|^2 \leq \psi_{\text{máx}}^2, \quad j = 0, \ldots, N_p - 1 \tag{3.36}$$

De manera análoga, esta restricción sobre $\|\boldsymbol{\psi}_s(k+j)\|^2$, se incorpora como un par de desigualdades lineales sobre las variables de decisión del subsistema magnético.

La tercera estará asociada a la referencia de velocidad que se persigue a lo largo del horizonte, $\omega_m^*(k+j)$, no corresponde necesariamente a un escalón constante, sino a una trayectoria alcanzable que respeta las limitaciones físicas del par máximo disponible:

$$\omega_m^*(k+j) = \text{mín}\left(\omega_m(k) + \frac{T_{e,\text{máx}} - T_L}{J} \cdot jT_s,\ \omega_m^{\text{ref}}\right), \quad j = 1, \ldots, N_p \tag{3.37}$$

Esta modelación constituye implícitamente una restricción suave de tasa de aceleración, asegurando que el optimizador no genere acciones de control que vulneren los límites físicos de la máquina, a cambio de ralentizar la respuesta dinámica del sistema.

Las tres restricciones (3.35)–(3.37) definen en conjunto un dominio factible convexo, ya que todas son desigualdades lineales en $U(k)$. Agrupándolas compactamente en la forma $G\,U(k) \leq b$, el problema de optimización completo que el solver resuelve en cada instante de muestreo es:

$$\begin{aligned} \min_{U(k)} \quad & J = \tfrac{1}{2}\,U(k)^T H\,U(k) + f^T U(k) \\ \text{s.a.} \quad & G\,U(k) \leq b \end{aligned} \tag{3.38}$$

La convexidad del problema de optimización garantiza que cualquier solución obtenida corresponde a un óptimo global, siempre que el conjunto de restricciones sea factible [58]. Además, si la matriz Hessiana H es definida positiva, la solución óptima es única para cada instante de muestreo. Por otra parte, la estructura dispersa y modular de H permite aprovechar técnicas de optimización eficientes, reduciendo el costo computacional asociado a la resolución del problema cuadrático. Esta característica es fundamental para su implementación en aplicaciones de tiempo real, donde los cálculos deben completarse dentro del periodo de muestreo establecido.

3.1.5. Esquema General de Control

El esquema de control global propuesto integra el optimizador MPC en la capa externa de un lazo de control en cascada, aprovechando el sistema linealizado obtenido mediante la FBL descrita en el Capítulo 2. La arquitectura se presenta en la Figura 3.3, donde se distinguen los siguientes bloques funcionales:

1. El bloque MPC recibe como entradas el estado medido del sistema (velocidad mecánica, par electromagnético y módulo de flujo) junto con las referencias de velocidad y flujo, y entrega como salida las entradas virtuales óptimas $v_1^*(k)$ y $v_2^*(k)$ generadas mediante la resolución del problema (3.38).

2. El bloque de linealización por realimentación transforma las entradas virtuales en tensiones físicas de estator $\boldsymbol{u}(k) = [v_{s\alpha}(k), v_{s\beta}(k)]^\top$ mediante la ley (2.19), cancelando exactamente las no linealidades del sistema.

3. El lazo de regulación de corrientes en el subespacio x-y, implementado mediante controladores PI independientes, asegura que las corrientes armónicas permanezcan nulas, minimizando las pérdidas de cobre asociadas a este subespacio.

4. Los inversores de potencia sintetizan los vectores de tensión de referencia mediante modulación PWM, alimentando los dos devanados trifásicos de la DSIM.

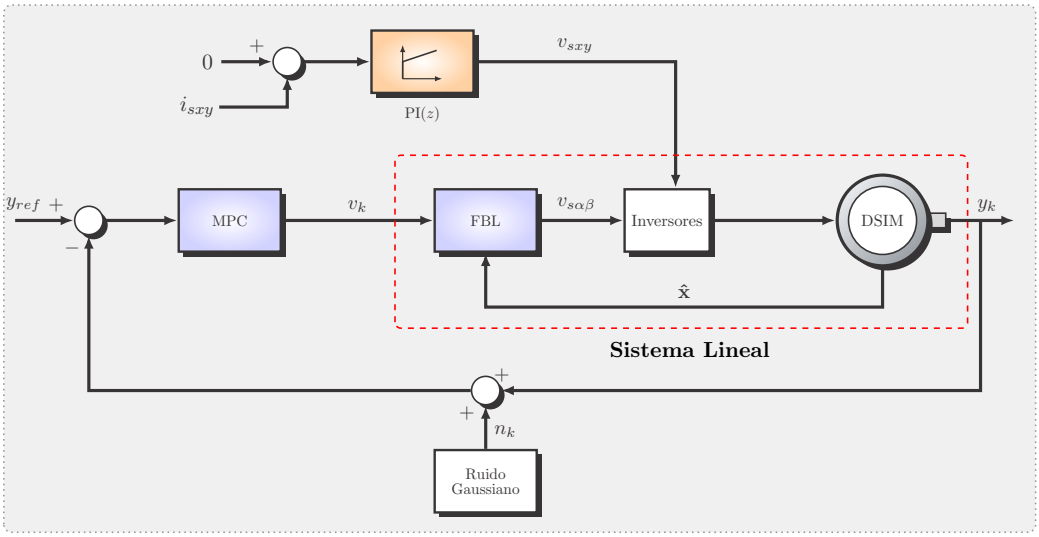


Figura 3.3: Esquema simplificado del lazo de control MPC-FBL.

Este esquema jerárquico permite separar de forma clara la tarea de optimización con restricciones (capa MPC) de la cancelación de no linealidades (capa FBL), obteniendo un sistema de control en lazo cerrado con garantías formales de factibilidad, estabilidad y manejo explícito de restricciones físicas.

3.2. Resultados del Control

Con el objetivo de evaluar el desempeño del esquema de control MPC-FBL propuesto, se realizan simulaciones utilizando el mismo modelo no lineal de la DSIM y las mismas condiciones de ensayo empleadas en el Capítulo 2, lo que permite una comparación directa y objetiva con la estrategia de control PI-FBL previamente analizada. Las pruebas contemplan los siguientes escenarios:

- Seguimiento de referencia ante una rampa de aceleración entre $t = 0$ y $t = 0{,}5\,\mathrm{s}$.
- Aplicación de una perturbación mecánica equivalente al 25 % de la carga nominal en $t = 2\,\mathrm{s}$.
- Escalón en la referencia de velocidad de magnitud 0,2 p.u. en $t = 4\,\mathrm{s}$.

3.2.1. Variables Controladas

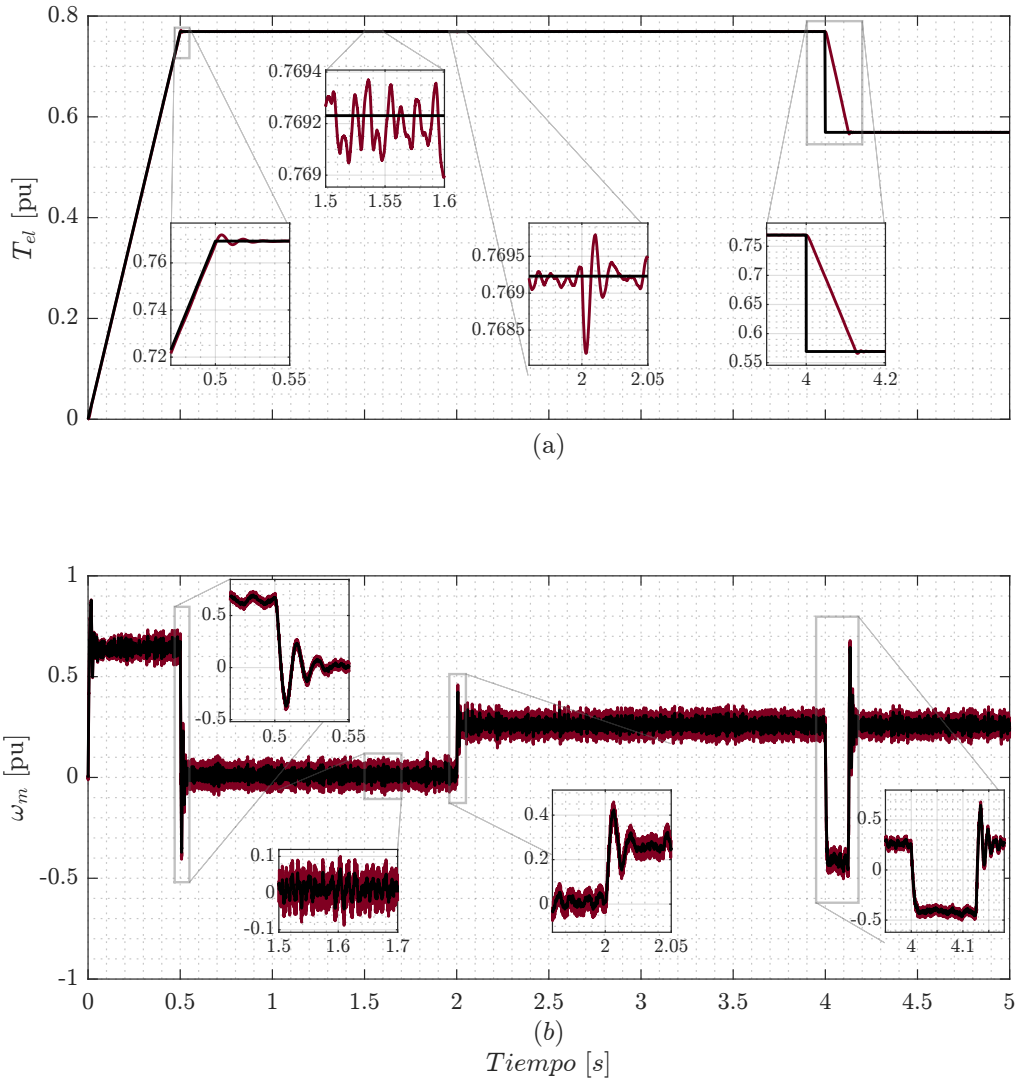


Figura 3.4: Prueba de seguimiento de referencia y rechazo de perturbaciones para (a) par electromagnético y (b) velocidad angular de la DSIM bajo control MPC-FBL.

En la Figura 3.4 se presentan las respuestas del par electromagnético y la velocidad mecánica. Durante la etapa de arranque, el optimizador genera una referencia de par compatible con la trayectoria de aceleración alcanzable definida por (3.37), logrando una transición suave y sin saturaciones que vulneren las restricciones impuestas.

Frente a la perturbación de carga aplicada en $t = 2\,\text{s}$, el esquema MPC reacciona ajustando la referencia de par en el siguiente instante de muestreo, compensando el efecto de la perturbación y recuperando el valor de velocidad de referencia en un tiempo reducido. Ante el escalón de velocidad en $t = 4\,\text{s}$, la arquitectura anticipa la necesidad de aceleración dentro de la ventana de predicción, generando una respuesta que aprovecha al máximo la capacidad de par disponible respetando los límites físicos del sistema.

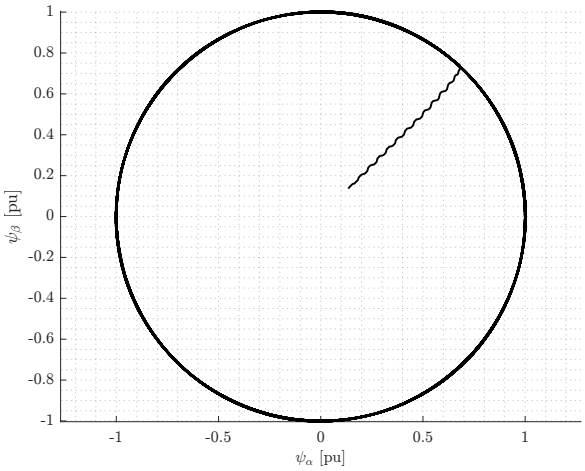


Figura 3.5: Enlace de flujo del estator bajo control MPC-FBL.

En la Figura 3.5 se muestra la evolución del módulo del flujo estatórico. Se observa que el flujo permanece regulado en torno a su valor de referencia durante todo el ensayo, confirmando que las restricciones de caja sobre $\|\boldsymbol{\psi}_s\|^2$ son respetadas en todo momento. La trayectoria circular del fasor de flujo no exhibe desviaciones apreciables respecto a la circunferencia de referencia, lo que valida el adecuado desacople entre la dinámica de par y la dinámica de magnetización impuesto por el difeomorfismo FBL.

3.2.2. Subespacio x-y

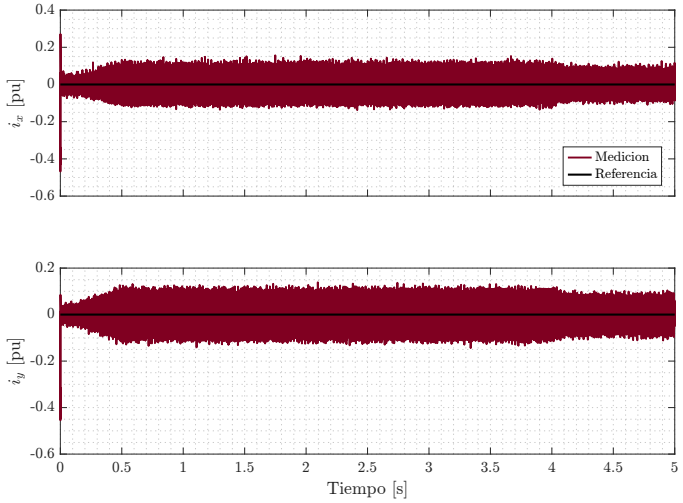


Figura 3.6: Seguimiento de referencia de corrientes del subespacio x-y bajo control MPC-FBL.

Al igual que en el caso del control PI-FBL, el lazo independiente de regulación de corrientes en el subespacio x-y mantiene las componentes armónicas próximas a cero. Los resultados presentados en la Figura 3.6 confirman que la dinámica del subespacio armónico no introduce perturbaciones apreciables en el lazo principal de control de velocidad y flujo, validando la hipótesis de separación de subespacios adoptada durante el modelado.

3.2.3. Corrientes

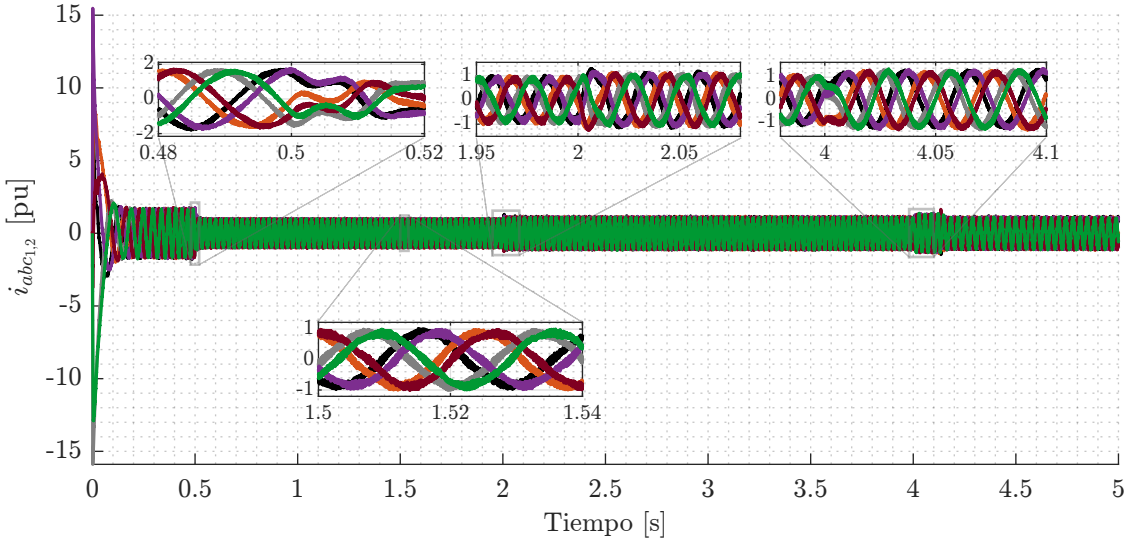


Figura 3.7: Corrientes de línea de la DSIM bajo control MPC-FBL.

En la Figura 3.7 se muestran las corrientes de ambos devanados trifásicos. Las formas de onda presentan un comportamiento equilibrado y coherente con la operación esperada, sin evidenciar distorsiones significativas. Durante el arranque, las corrientes alcanzan su valor máximo de manera controlada, dentro de los límites impuestos por las restricciones de par del optimizador, lo que representa una ventaja tangible respecto al esquema PI-FBL, donde la saturación del par dependía exclusivamente del límite configurado en el controlador lineal. Ante el escalón de velocidad, las corrientes reflejan la maniobra de aceleración a par máximo, con picos acotados dentro del rango admisible del sistema.

En conjunto, los resultados obtenidos permiten concluir que el esquema MPC-FBL propuesto ofrece un desempeño superior en términos de manejo explícito de restricciones y anticipación de la dinámica futura, manteniendo al mismo tiempo la robustez frente a perturbaciones externas y la estabilidad de la dinámica interna del sistema.

3.3. Variación de Parámetros

En la operación real de una máquina de inducción de doble estator, los parámetros físicos están sujetos a continuas variaciones debido a fenómenos térmicos y magnéticos. Por ejemplo, las resistencias del estator y del rotor aumentan significativamente conforme se eleva la temperatura de los devanados, mientras que la inductancia de magnetización fluctúa dependiendo del nivel de saturación magnética del núcleo de la máquina. Para evaluar la robustez del esquema híbrido MPC-FBL propuesto frente a estas inevitables incertidumbres paramétricas, en esta sección se presenta un análisis de sensibilidad.

El estudio se lleva a cabo introduciendo variaciones intencionales en parámetros utilizados en el bloque de control. Específicamente, se analizará el impacto de las variaciones en la resistencia de estator (R_s), la resistencia de rotor (R_r) y la inductancia mutua (L_m). La metodología consistirá en aplicar estas variaciones de forma individual, con el objetivo de aislar y comprender el efecto particular de cada parámetro sobre la dinámica del sistema, Para evaluar el desempeño general del esquema de control ante un escenario de incertidumbre paramétrica más exigente y realista.

3.3.1. Métricas de Error

Para cuantificar objetivamente el grado de degradación en el desempeño del controlador ante las variaciones paramétricas, se emplean dos métricas estadísticas estándar normalizadas: el Error Absoluto Medio Normalizado y la Raíz del Error Cuadrático Medio Normalizada. Al normalizar estos errores por el valor de referencia en régimen permanente (Y_{ref}), se obtiene una medida relativa que facilita la comparación de desempeño entre las distintas variables analizadas en el trabajo de memoria.

El MAE proporciona una medida directa de la magnitud promedio del error, sin considerar la dirección de la desviación. Matemáticamente se define como:

$$\text{MAE} = \frac{1}{Y_{ref}} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} |y_{ref}(k) - y(k)| \right) \tag{3.39}$$

Por otro lado, el RMSE es una métrica que penaliza con mayor severidad los errores de gran magnitud o el rizado excesivo alrededor de la referencia, siendo particularmente útil para evaluar la calidad del seguimiento. Su expresión normalizada es la siguiente:

$$\text{RMSE} = \frac{1}{Y_{ref}} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} (y_{ref}(k) - y(k))^2} \tag{3.40}$$

donde N representa el número total de muestras en la ventana de observación, $y_{ref}(k)$ es la trayectoria de referencia de la variable analizada en el instante discreto k, $y(k)$ es el valor medido o estimado de dicha variable por el sistema, y Y_{ref} corresponde a la magnitud de referencia en estado estacionario utilizada para la normalización.

La metodología de evaluación se estructura de la siguiente manera: en primer lugar, se registra el comportamiento de las variables de interés durante un tramo de operación en estado estacionario. Posteriormente, se aplica un cambio porcentual tipo escalón en los parámetros del bloque de estimación, tal como se muestra en la Figura 3.8. Una vez

que el sistema logre superar un posible transitorio dinámico inducido por esta variación paramétrica, se captura y analiza una segunda ventana temporal, de idéntica longitud a la primera, en el nuevo estado estacionario. La comparación directa de las métricas MAE y RMSE entre ambos tramos permitirá determinar el impacto de la incertidumbre en el control y validar su robustez.

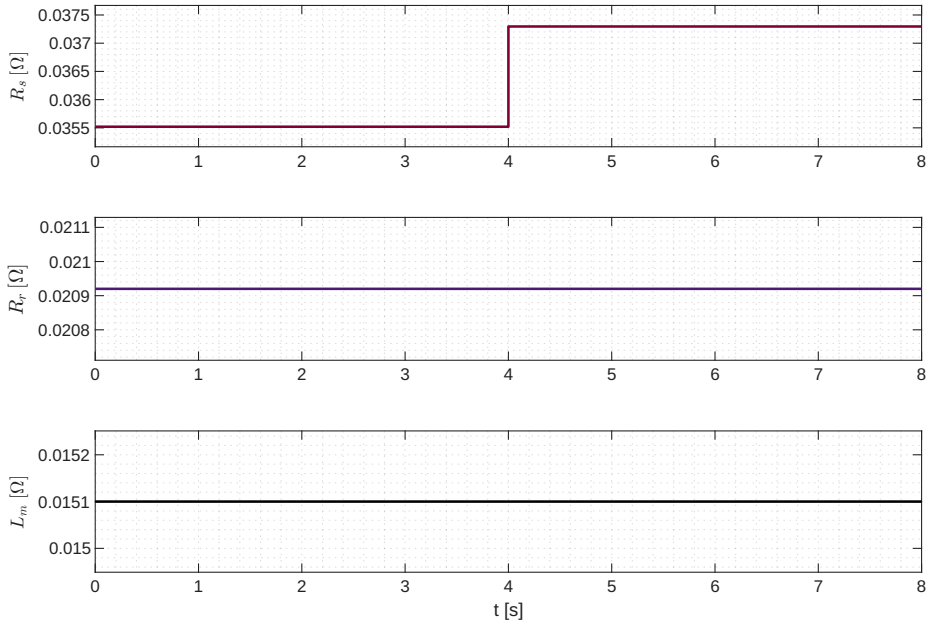


Figura 3.8: Ejemplo de variación del 5 % en el parámetro de resistencia del estator en en segundo 4.

3.3.2. Resultados

A continuación, se presentan los resultados obtenidos tras realizar el ensayo de variación de parámetros asociados a R_s, R_r y L_m. Se analizan las métricas de error obtenidas para cada caso evaluado. Con el objetivo de facilitar la interpretación de los resultados gráficos posteriores y cuantificar la robustez del controlador frente a variaciones paramétricas, se definen las siguientes etiquetas y conceptos clave utilizados en las figuras presentadas a continuación.

- **Tramo 1 - 4:** Representa el valor del error en la operación previa a la variación de parámetros, actuando como un indicador del desempeño del control antes de incorporar la incertidumbre. Este error corresponde al comportamiento estacionario del sistema durante la primera etapa de la simulación, comprendida entre los segundos 1 y 4, donde el sistema se encuentra estabilizado y operando en régimen permanente.
- **Tramo 4 - 7:** Corresponde al valor del error medido posterior a la variación de parámetros, durante el intervalo comprendido entre los segundos 4 y 7, representando el nuevo valor de error frente a la incorporación del porcentaje de incertidumbre en sus parámetros.

3.3.2.a. Variación de resistencia de estator

De la múltiples simulaciones variando el parámetro R_s, se obtienen las siguientes Figuras.

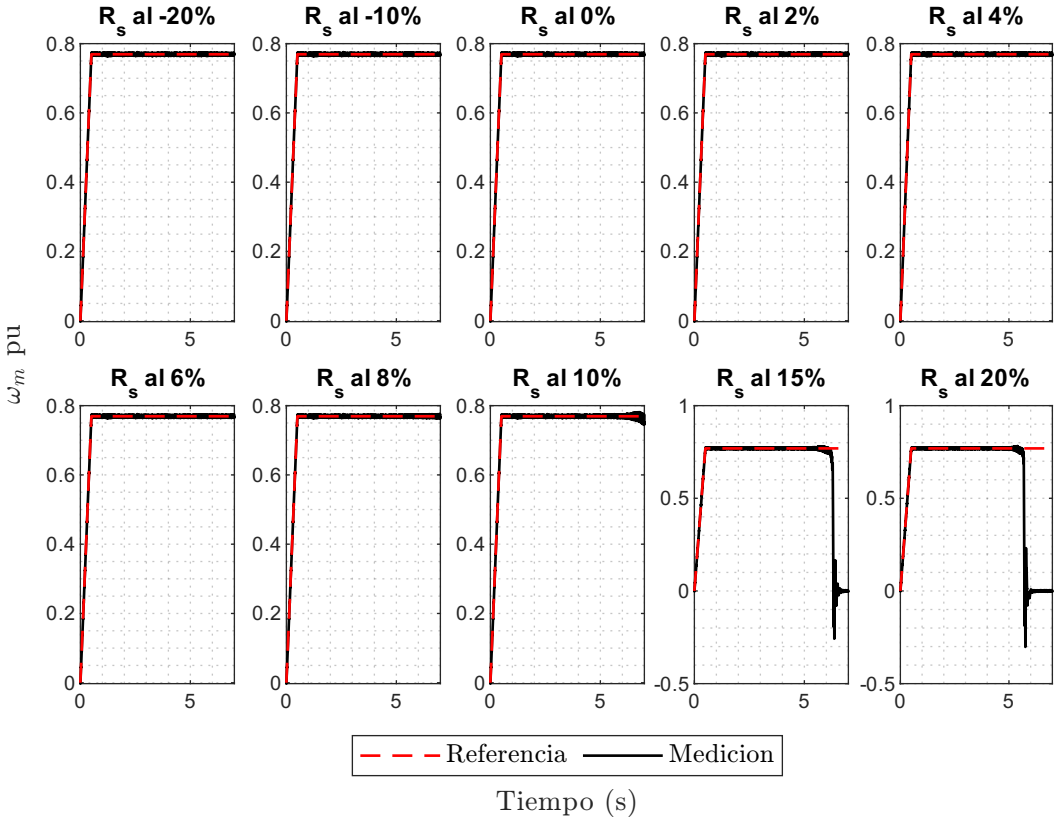


Figura 3.9: Matriz de simulaciones temporales $\omega(t)$ para distintos valores de variación paramétrica en R_s.

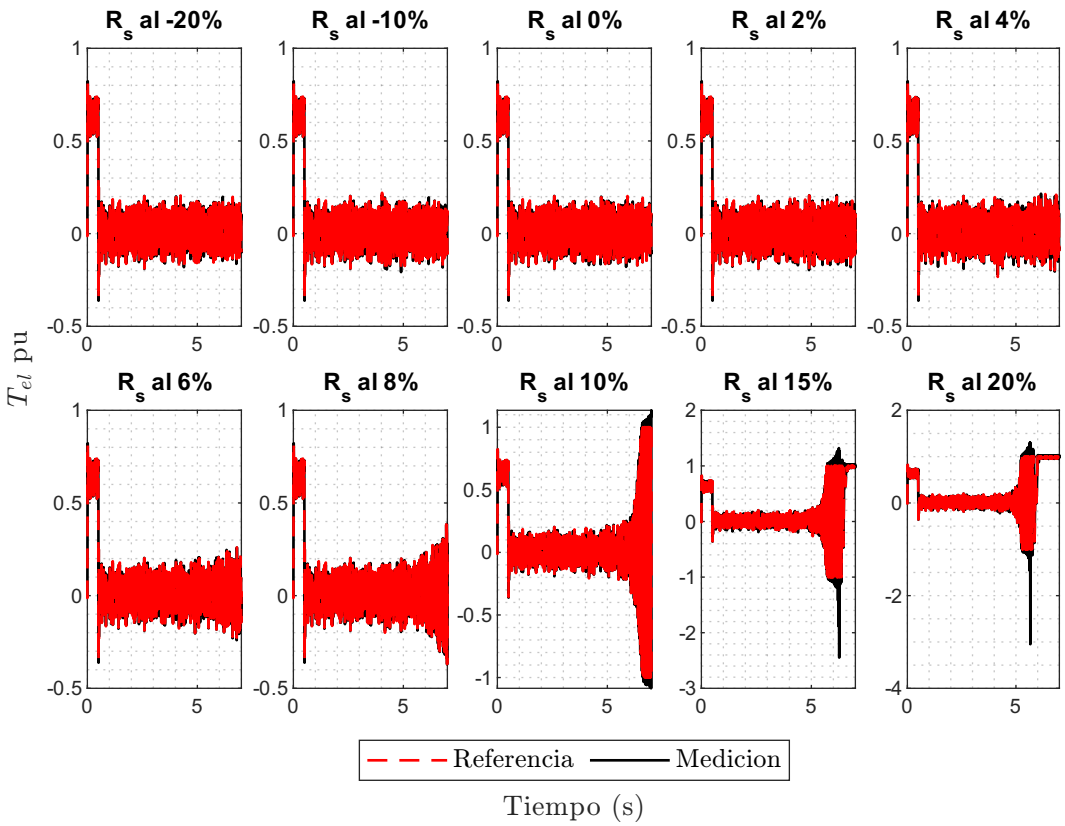


Figura 3.10: Matriz de simulaciones temporales $T_e(t)$ para distintos valores de variación paramétrica en R_s.

A partir del análisis de las Figuras 3.9 y 3.10, es posible constatar que el esquema de control implementado exhibe un comportamiento marcadamente robusto frente a subestimaciones del parámetro correspondiente a la resistencia del estator (R_s). En estas condiciones, el sistema logra compensar el desajuste paramétrico, manteniendo un seguimiento adecuado y estable de las variables controladas dentro de márgenes aceptables. No obstante, el margen de operación del controlador se ve fuertemente limitado ante sobrestimaciones del parámetro. Específicamente, para variaciones que superan el 4 % con respecto al valor nominal de la resistencia, se evidencia una degradación significativa en el desempeño global del sistema. Esta limitación se manifiesta de manera crítica en la pérdida de capacidad para regular el torque electromagnético, lo cual provoca desviaciones importantes respecto a sus valores de referencia y compromete la estabilidad general de la máquina.

Por otro lado se analiza el comportamiento de las métricas de error MAE y RMSE.

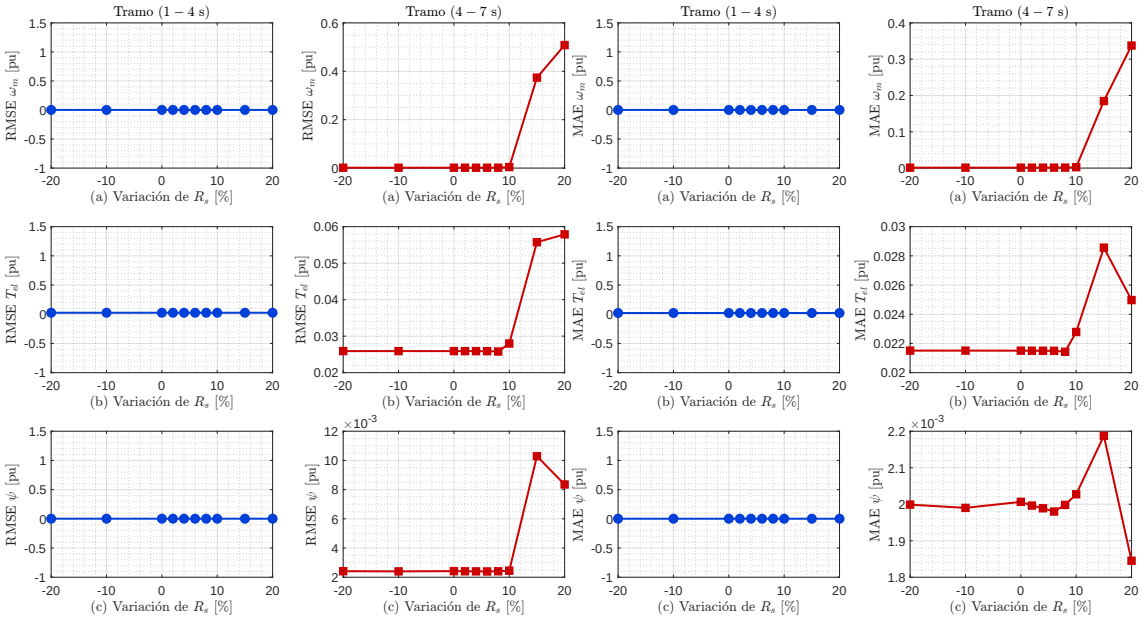


Figura 3.11: RMSE.

Figura 3.12: MAE.

Figura 3.13: Errores ante distintos porcentajes de incertidumbres de la resistencia del estator.(a) Error en la velocidad. (b) Error en el torque. (c) Error en el flujo.

De la Figura 3.11 se observa un comportamiento asimétrico en la robustez del sistema frente a variaciones de la resistencia del estator. Para escenarios de subestimación del parámetro, el controlador demuestra una alta tolerancia; la métrica *Tramo 1 - 4* se mantiene prácticamente en cero, lo que refleja que el nivel de error se preserva constante tanto en régimen estacionario previo como posterior a la variación paramétrica. El sistema resulta altamente sensible a la sobreestimación de R_s. Al superar una incertidumbre del $+10\,\%$, el RMSE de la velocidad mecánica 3.11a sufre un incremento abrupto durante la etapa post-evento, evidenciando fuertes oscilaciones que delatan la pérdida de control de velocidad por medio de los cálculos de MAE y RMSE para el tramo *Tramo 4 - 7*.

Por su parte, en la curva del torque electromagnético de la Figura 3.11b se observa una disminución del error para variaciones por encima del $+10\,\%$. Este comportamiento responde a la interacción del estimador frente al desajuste paramétrico. Dado que R_s impacta directamente en la integración para la estimación del enlace de flujo, su sobreestimación introduce una acumulación de error. Al perderse la precisión en el desacople, las acciones de control tienden a saturarse. Bajo este régimen de operación, la métrica de error del torque decae numéricamente, pero este fenómeno ocurre de manera simultánea a un aumento abrupto en el error del flujo estatórico presentado en la Figura 3.11c. Esta divergencia en el flujo confirma que la reducción del error en el torque no obedece a un mejor seguimiento, sino a que el controlador ha saturado sus variables de estado, perdiendo la capacidad de mantener el control coordinado de ambas referencias.

Para verificar el motivo de la robustez ante incertidumbres menores al valor original se evaluó una simulación dinámica donde se monitoreo el error de la estimación del enlace de flujo $\psi_{s\alpha}$ para observar su comportamiento, en donde se obtuvieron los resultados que se muestran a continuación.

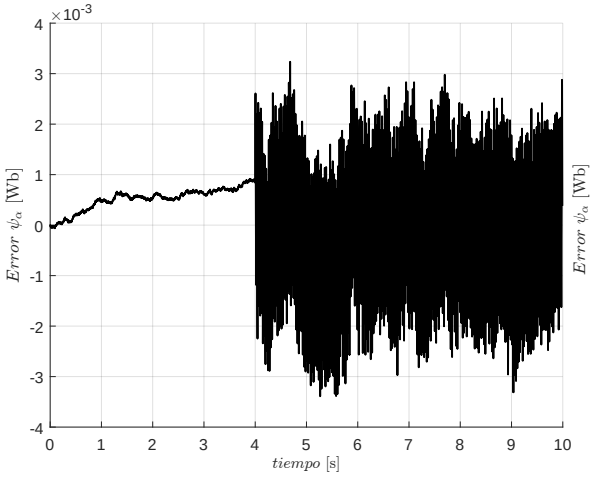


Figura 3.14: Variación del -30 % en R_s.

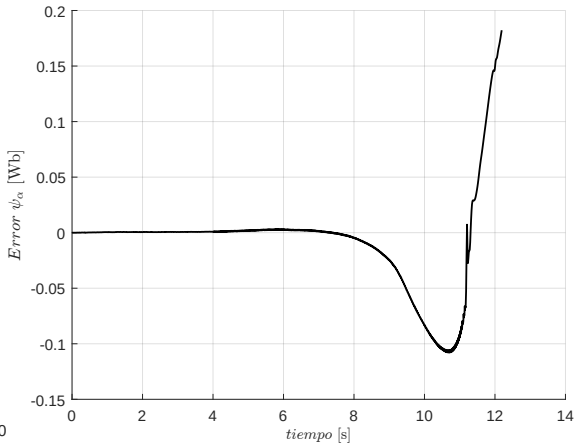


Figura 3.15: Variación del +5 % en R_s.

Figura 3.16: Error entre $\psi_{s\alpha}$ y $\hat{\psi}_{s\alpha}$ en función del tiempo ante una variación del parámetro R_s en el segundo 4.

Tal como se puede observar en la Figura 3.14, la subestimación del parámetro de la resistencia del estator durante la estimación de flujo produce un error de carácter oscilatorio y de baja amplitud en estado estacionario. Si bien este error experimenta un ligero incremento, se mantiene contenido dentro de una banda de operación estable, permitiendo que el sistema siga funcionando. Por el contrario, la Figura 3.15 ilustra el escenario opuesto; al sobreestimar la magnitud de este parámetro, se genera una acumulación progresiva del error. Esta condición hace que la estimación del enlace de flujo diverja, lo que finalmente desencadena la inestabilidad del sistema y la pérdida general del control.

Este comportamiento se debe a que el parámetro R_s interviene directamente en el modelo de tensión empleado para la estimación del flujo. Al introducir un desajuste paramétrico en la resistencia del estator, se induce un error en el cálculo de la caída de tensión resistiva y por ello a la misma estimación del flujo. Debido a que el cálculo del flujo depende de una etapa de integración, este desfase actúa como un error que el integrador puro acumula de forma progresiva, lo que en el caso de la sobreestimación conduce inevitablemente a la saturación y divergencia del algoritmo. No obstante, esta limitación intrínseca de los integradores puros puede ser abordada desde diferentes enfoques metodológicos con el fin de mejorar la robustez y el desempeño dinámico del estimador.

3.3.2.b. Variación de resistencia de rotor

De la múltiples simulaciones variando el parámetro R_r, se obtienen las siguientes Figuras.

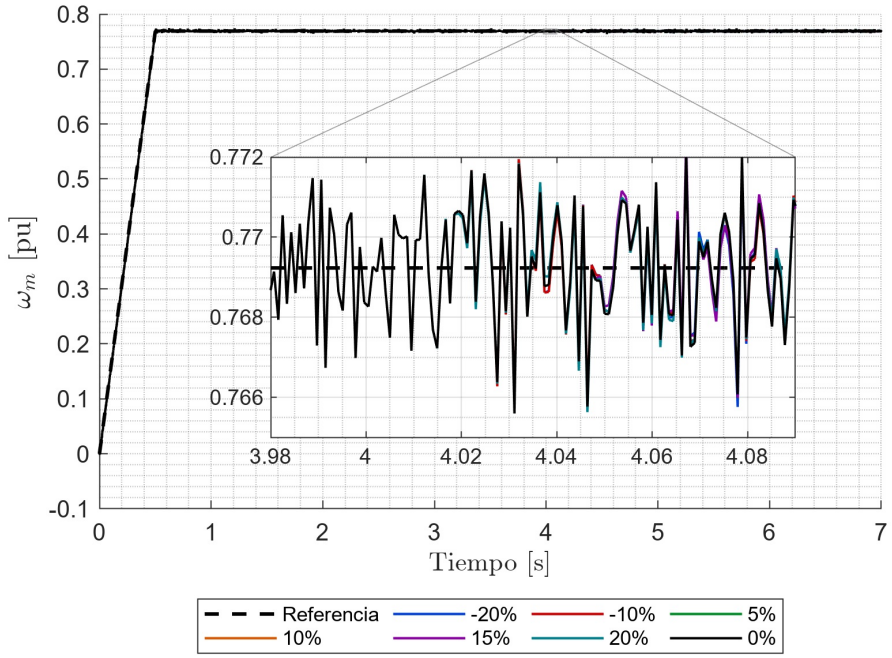


Figura 3.17: Gráfica de $\omega(t)$ para variaciones entre [-20 % y 20 %] en el parámetro R_r.

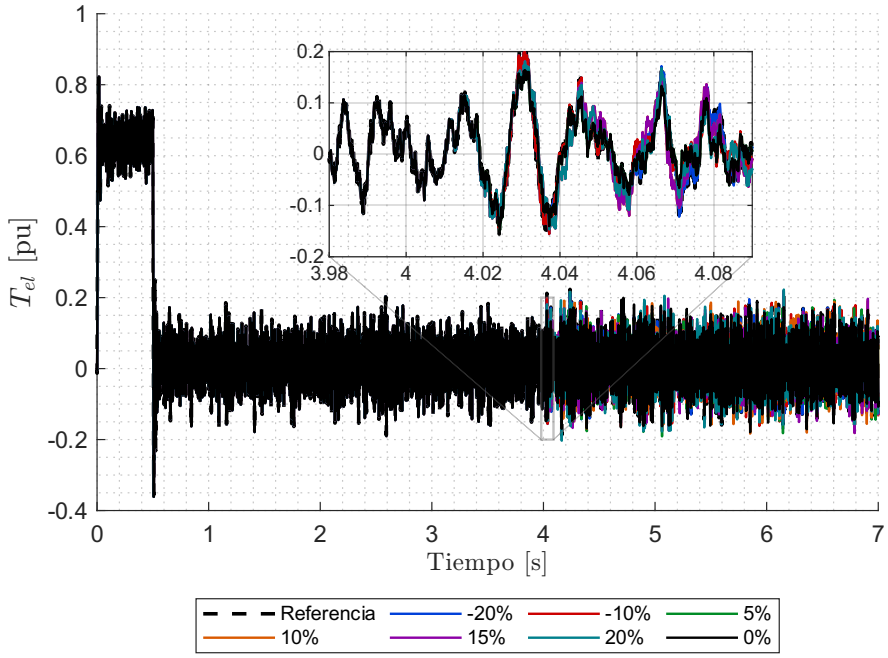


Figura 3.18: Gráfica de $T_e(t)$ para variaciones entre [-20 % y 20 %] en el parámetro R_r.

A partir de las Figuras 3.17 y 3.18, se aprecia que las variaciones porcentuales aplicadas a la resistencia del rotor no generan alteraciones significativas en la evolución temporal de la velocidad mecánica. Por el contrario, en la respuesta del par electromagnético se evidencia que, tras la introducción del desajuste paramétrico en el segundo 4, el rizado de par incrementa su magnitud de forma directamente proporcional al aumento de dicha resistencia.

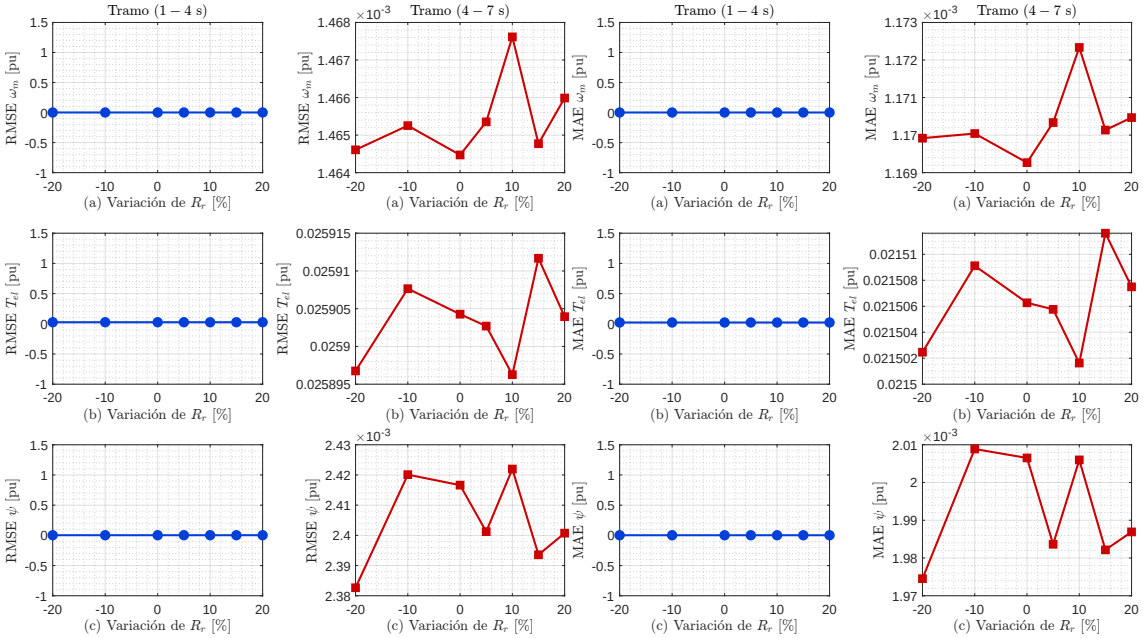


Figura 3.19: RMSE.

Figura 3.20: MAE.

Figura 3.21: Errores ante distintos porcentajes de incertidumbres de la resistencia del rotor.(a) Error en la velocidad. (b) Error en el torque. (c) Error en el flujo.

El análisis de robustez frente a las incertidumbres en la resistencia del rotor, presentado en las Figuras 3.19 y 3.20, exhibe un comportamiento de alta invariancia paramétrica. Al examinar el desempeño del sistema a lo largo de un amplio espectro de variación, que abarca desde una subestimación del -20 % hasta una sobreestimación del +20 %, se observa que las curvas correspondientes a los estados previo y posterior a la variación paramétrica se mantienen estables y sin desviaciones significativas. En consecuencia, los errores asociado al *Tramo 1 - 7* permanecen prácticamente nulos en la totalidad de los escenarios evaluados para las variables de velocidad y flujo, presentando variaciones marginales y despreciables en el caso del torque electromagnético.

Esta notable insensibilidad se verifica tanto en la contención de las fluctuaciones dinámicas, reflejadas en el RMSE, como en la preservación del error promedio en régimen estacionario, evidenciado por los valores constantes del MAE. Desde la perspectiva de la estrategia de control, este fenómeno indica que el esquema de estimación y el cálculo de las leyes de control poseen un blindaje ante los desajustes del parámetro R_r. Por consiguiente, el controlador logra sostener un seguimiento de sus referencias, operando de manera robusta sin riesgo de saturación en sus acciones de control y garantizando la estabilidad global del accionamiento bajo cualquier nivel de variación de esta resistencia de rotor.

3.3.2.c. Variación de inductancia mutua

De la múltiples simulaciones variando el parámetro L_m, se obtienen las siguientes Figuras.

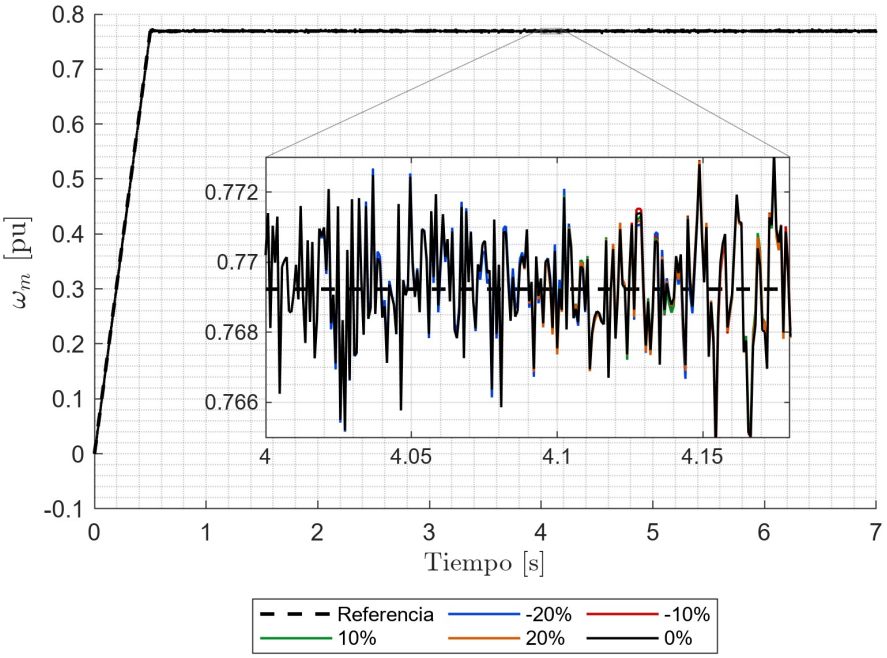


Figura 3.22: Gráfica de $\omega(t)$ para variaciones entre [-20 % y 20 %] en el parámetro L_m.

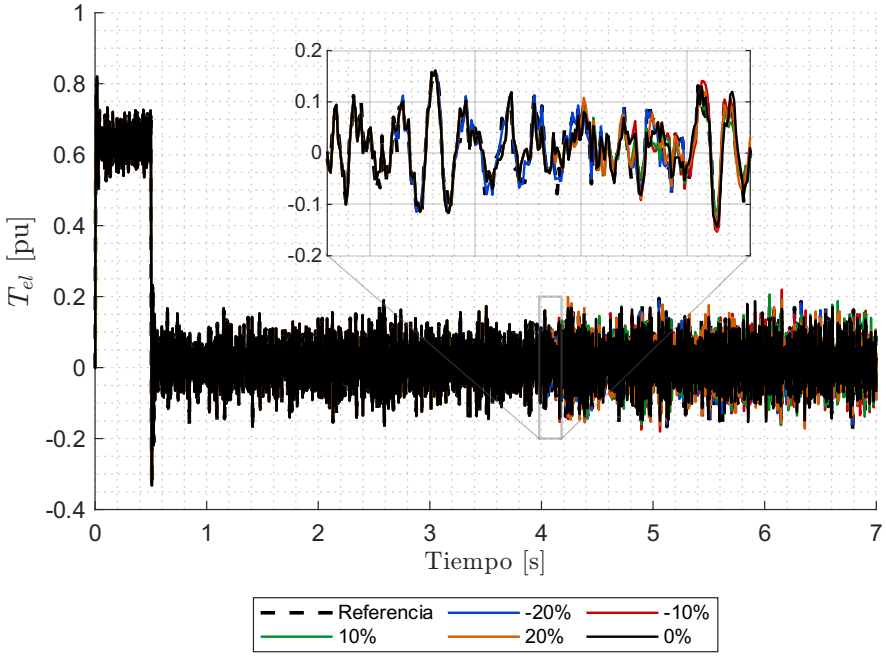


Figura 3.23: Gráfica de $T_e(t)$ para variaciones entre [-20 % y 20 %] en el parámetro L_m.

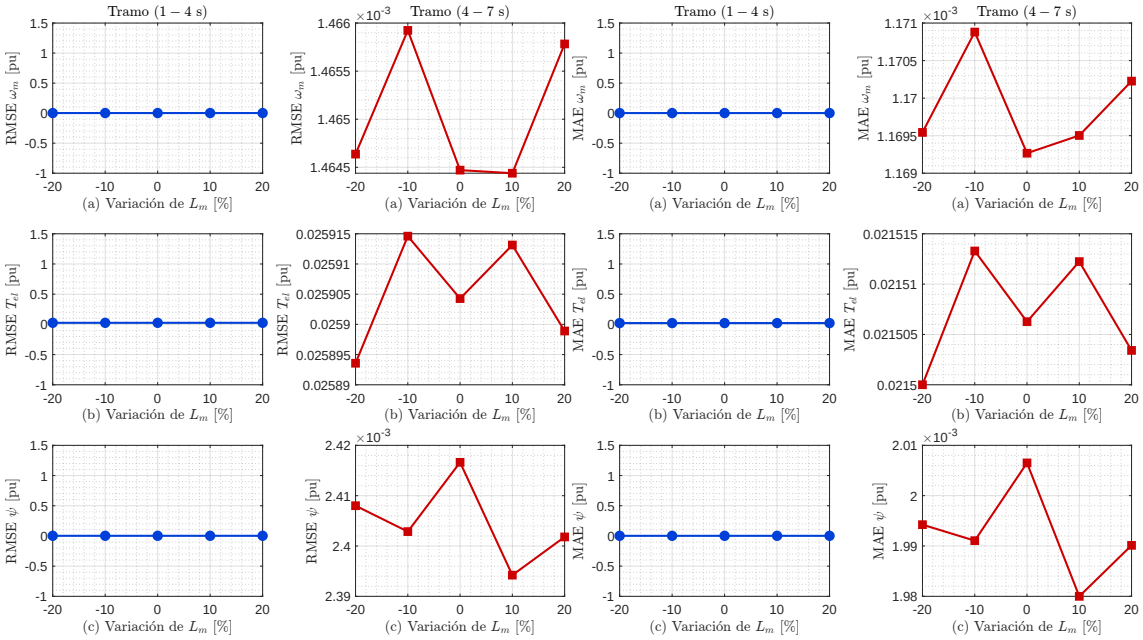


Figura 3.24: RMSE.

Figura 3.25: MAE.

Figura 3.26: Errores ante distintos porcentajes de incertidumbres de la inductancia mutua.(a) Error en la velocidad. (b) Error en el torque. (c) Error en el flujo.

El análisis de sensibilidad frente a variaciones en la inductancia mutua, ilustrado en las Figuras 3.24 y 3.25, revela una notable robustez por parte del sistema de control. Al evaluar el desempeño frente a incertidumbres paramétricas comprendidas en un rango del -20 % al +20 %, se constata que las métricas de error se mantienen estrictamente constantes. Tanto en la operación previa a la aplicación de carga como durante el régimen posterior, las trayectorias para la velocidad, el torque electromagnético y el flujo estatórico no presentan alteraciones. Como resultado directo de esta estabilidad, las metricas de error en el *Tramo 4 - 7* permanecen plana y con un valor virtualmente nulo a lo largo de todo el espectro analizado.

Esta invulnerabilidad paramétrica se refleja de manera uniforme tanto en la medición de la dispersión dinámica como en la desviación absoluta media en estado estacionario. Desde un punto de vista operativo, este comportamiento demuestra que las variaciones de la inductancia mutua, dentro de los márgenes evaluados, no logran perturbar el modelo interno del estimador en una magnitud suficiente como para degradar el cálculo del enlace de flujo. En consecuencia, la estrategia de control logra rechazar eficazmente este nivel de desajuste, asegurando un correcto seguimiento de las referencias y manteniendo estable la estabilidad del accionamiento.

Capítulo 4

Simulación en tiempo real

Históricamente, la verificación experimental de algoritmos de control para sistemas eléctricos de potencia y accionamientos electromecánicos ha representado un desafío considerable, dado que la prueba directa sobre el equipo físico conlleva riesgos de daño material, costos elevados y limitaciones severas en la reproducibilidad de escenarios de falla. La simulación en tiempo real surge precisamente como respuesta a esta necesidad, constituyéndose hoy en una etapa estándar dentro del proceso de diseño, prueba y validación de sistemas de potencia, definida como aquella en la cual el modelo computacional de una planta se resuelve con una restricción temporal estricta, sincronizada con el reloj físico del proceso que representa [66].

Antes de la consolidación de la computación digital, esta necesidad se resolvía mediante los denominados Analizadores de Redes Transitorias (TNA, por sus siglas en inglés), dispositivos electromecánicos compuestos por máquinas eléctricas, transformadores y líneas de transmisión a escala reducida, que reproducían físicamente el comportamiento dinámico de una red de potencia. Si bien estos simuladores analógicos permitían observar fenómenos transitorios con una velocidad de respuesta intrínsecamente igual a la del sistema real, su escalabilidad era limitada y la reconfiguración de la topología exigía intervenciones manuales sobre el hardware, restringiendo su uso a estudios puntuales de alto costo y a un número reducido de laboratorios e institutos de investigación.

La transición hacia la simulación puramente digital de fenómenos transitorios comenzó a gestarse a mediados del siglo XX, pero las primeras herramientas de cálculo de transitorios electromagnéticos operaban exclusivamente en modo asincronico, sin restricción alguna sobre el tiempo de cómputo empleado. La posibilidad de ejecutar dichos modelos en tiempo real surgió recién con el avance del procesamiento paralelo hacia finales de la década de 1980. Uno de los hitos fundacionales en esta dirección fue el desarrollo del *Real Time Digital Simulator* (RTDS), presentado por McLaren et al. en 1992 como una plataforma basada en procesadores digitales de señal dispuestos en arquitectura paralela, concebida originalmente para realizar pruebas de relés de protección en lazo cerrado [67]. Esta arquitectura fue consolidada poco después y presentada formalmente como un simulador íntegramente digital operando en tiempo real [68], estableciendo el paradigma que dominaría la siguiente década de desarrollo de simuladores digitales para sistemas de potencia.

Paralelamente, y de manera independiente, la industria aeroespacial había adoptado desde décadas anteriores la práctica de validar el software de sistemas de control crítico

mediante la técnica conocida como *Hardware-in-the-Loop* (HIL), en la cual un controlador físico real interactúa, a través de interfaces de entrada y salida, con un modelo computacional de la planta que se ejecuta en tiempo real. Esta metodología, motivada por el carácter de seguridad crítica del software de vuelo, resultó natural de trasladar a otras industrias en las que la falla de un controlador en condiciones reales conlleva consecuencias severas, incluyendo la automoción, la generación eléctrica y, más tarde, los accionamientos de potencia [69].

La confluencia de ambas líneas de desarrollo dio lugar, durante la década de 1990, a una nueva generación de simuladores orientados específicamente a la electrónica de potencia y los accionamientos eléctricos. A diferencia de los sistemas de protección y transmisión, en los que pasos de cálculo del orden de decenas de microsegundos resultan suficientes, la representación fiel de la conmutación de convertidores de potencia exige pasos de simulación del orden del microsegundo o incluso $<1\mu s$, dada la naturaleza de alta frecuencia de las señales PWM involucradas. Este requerimiento impulsó la incorporación de arreglos de compuertas programables en campo (FPGA) como núcleo de cómputo adicional al procesador central, permitiendo ejecutar de forma masivamente paralela tanto los modelos de conmutación de los convertidores como las interfaces de entrada y salida del simulador [70].

En este contexto nace, en 1997, OPAL-RT Technologies, fundada en Montreal por Jean Bélanger y Lise Reinhardt Laforce, con el propósito de desarrollar simuladores digitales de tiempo real basados en arquitecturas abiertas, combinando procesadores de propósito general con tarjetas FPGA y software de prototipado rápido [71]. Su plataforma de software RT-LAB, lanzada originalmente hacia finales de la misma década, permitió por primera vez compilar de manera automática modelos desarrollados en entornos gráficos de alto nivel y distribuirlos sobre arquitecturas de cómputo paralelo en tiempo real, reduciendo drásticamente el esfuerzo de programación de bajo nivel que hasta entonces era necesario para lograr una ejecución determinística [70].

Actualmente, la simulación en tiempo real se sitúa como una etapa intermedia entre la simulación fuera de línea y la implementación final sobre un controlador embebido comercial. Esta etapa, frecuentemente denominada *Software-in-the-Loop* (SIL) cuando tanto la planta como el controlador se ejecutan dentro del mismo simulador digital, permite verificar de manera realista el comportamiento temporal del algoritmo de control sin incurrir todavía en los riesgos asociados a la conexión con hardware de potencia físico [72]. Es precisamente bajo este enfoque metodológico que se desarrolla la validación del esquema de control híbrido MPC-FBL propuesto en el presente trabajo de título, empleando para ello la plataforma de simulación en tiempo real de OPAL-RT que se describe a continuación.

4.1. Plataforma de Trabajo

El esquema de control híbrido MPC-FBL presentado en los Capítulos 2 y 3 fue desarrollado y validado mediante simulación fuera de línea en el entorno Simulink, sin restricción alguna sobre el tiempo de cómputo empleado en cada paso de integración. El presente capítulo aborda la implementación de dicho esquema sobre una arquitectura de simulación Software-in-the-Loop, en la cual tanto el modelo no lineal de la DSIM como los controladores FBL y MPC se migran para ejecutarse íntegramente dentro del simulador de tiempo real, sin la incorporación todavía de hardware de potencia externo. A continuación se describe la plataforma de trabajo empleada para este fin, compuesta por el simulador

OPAL-RT OP4512, la plataforma de software RT-LAB y el modelo de Simulink adaptado para su ejecución en tiempo real.

4.1.1. Opal - RT

Para la validación experimental del esquema de control desarrollado en este trabajo de título se dispone del simulador OPAL-RT OP4512, adquirido en su configuración comercial HIL2GO-100, la cual integra de fábrica el hardware del simulador junto con una licencia de la plataforma de software RT-LAB y un conjunto predefinido de módulos de acondicionamiento de entradas y salidas [1].



Figura 4.1: Imagen referencial OPAL 4512.

El OP4512 corresponde a un simulador de tiempo real de gama de entrada, orientado a tareas de Prototipado Rápido de Controladores (RCP) y de pruebas *Hardware-in-the-Loop* sobre sistemas de electrónica de potencia y accionamientos eléctricos. Constructivamente, su chasis de 2U para montaje en rack de 19 pulgadas se organiza en dos secciones funcionalmente independientes. La sección inferior aloja el computador objetivo, responsable de ejecutar el modelo de simulación bajo el sistema operativo de tiempo real OPAL-RTLinux; este computador integra un procesador Intel Xeon E3 de 4 núcleos a 3,7 GHz, 16 GB de memoria RAM y un disco de estado sólido de 250 GB. La sección superior contiene un FPGA Xilinx Kintex-7 410T, programable directamente desde el computador objetivo a través del bus PCIe, encargado de gestionar las líneas de entrada y salida del simulador y de ejecutar, de requerirse, modelos embebidos de muy alta velocidad desarrollados mediante la herramienta RT-XSG [1].

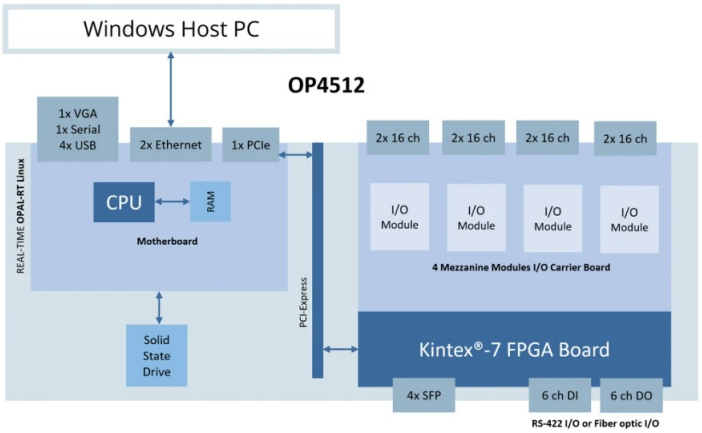


Figura 4.2: Arquitectura del simulador.

En términos de conectividad, el OP4512 admite hasta cuatro módulos de acondicio-

namiento de tipo *mezzanine*, cada uno con capacidad de hasta 32 canales analógicos o digitales, totalizando hasta 128 canales rápidos con acondicionamiento de señal, a los que se suman 12 canales adicionales mediante cuatro puertos RS422, para un total de 140 entradas y salidas. El simulador dispone además de cuatro puertos ópticos SFP de comunicación de alta velocidad, empleados tanto para la sincronización con otros equipos OPAL-RT como para la expansión de su capacidad de E/S mediante el enlace MuSE (*Multi-System Expansion Link*), y de una ranura PCIe libre para tarjetas opcionales [1].

En la Tabla 4.1 se resumen las especificaciones técnicas principales del simulador empleado.

Tabla 4.1: Especificaciones técnicas del simulador OPAL-RT OP4512 [1].

Parámetro	**Especificación**
Procesador (computador objetivo)	Intel Xeon E3, 4 núcleos, 3,7 GHz
Memoria RAM	16 GB
Almacenamiento	SSD de 250 GB
Sistema operativo de tiempo real	OPAL-RTLinux
FPGA	Xilinx Kintex-7 410T
Canales de E/S rápidos	Hasta 128 (4 módulos *mezzanine*)
Canales adicionales RS422	12 (4 puertos DB9)
Total de E/S	Hasta 140
Comunicación de alta velocidad	4 puertos SFP, 1–5 Gbit/s (Aurora)
Expansión de E/S (MuSE)	Hasta 1024 canales
Ranuras PCIe libres	1
Paso de simulación mínimo	$< 1\mu s$
Compatibilidad de software	RT-LAB, HYPERSIM
Dimensiones	2U, 19” rackmount (43,2 × 28 × 8,9 cm)
Peso	∼5 kg

Antes de continuar, conviene precisar brevemente el concepto de *overrun*, dado que constituye la métrica central en torno a la cual se estructura el estudio de este capítulo. Un *overrun* ocurre cuando el tiempo de cómputo que requiere el simulador para resolver un paso de la simulación excede el período de muestreo T_s disponible. Bajo esta condición, el simulador no logra actualizar sus salidas dentro del intervalo asignado, rompiendo la sincronía entre el tiempo de simulación y el tiempo físico, lo que invalida la condición de tiempo real y puede manifestarse como pérdida de muestras, retardos acumulativos o, en casos severos, la detención de la ejecución.

El estudio a realizar consiste en comprobar la viabilidad de la simulación en tiempo real del control híbrido LHMPC-FBL y, en tal caso, manejar un horizonte de predicción sin obtener un *overrun* en la OPAL.

4.1.2. RT Lab

RT-LAB es la plataforma de software propietaria de OPAL-RT que actúa como intermediario entre el entorno de modelado gráfico MATLAB/Simulink y el hardware de simulación en tiempo real, automatizando el proceso de generación de código, compilación cruzada, distribución y ejecución determinística de un modelo sobre el simulador [70]. Lanzada originalmente hacia finales de la década de 1990, RT-LAB ha evolucionado hasta

constituirse en uno de los entornos de referencia para la simulación en tiempo real y las pruebas HIL de accionamientos eléctricos y sistemas de electrónica de potencia, siendo ampliamente documentada en la literatura especializada [70, 72].

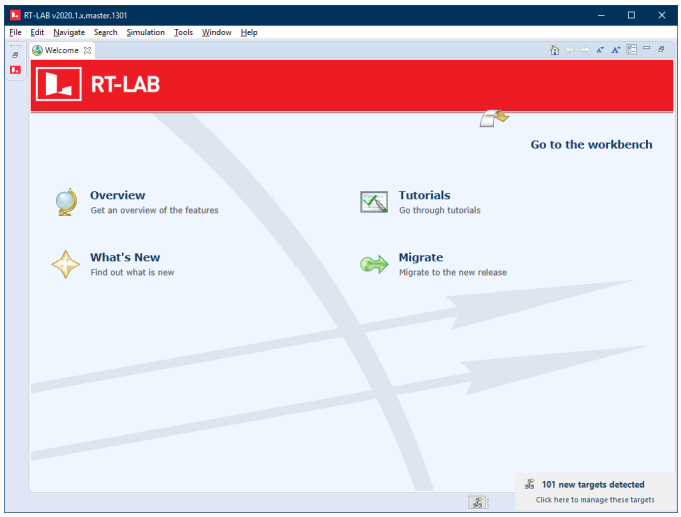


Figura 4.3: Interfaz gráfica de RT LAB.

El flujo de trabajo de RT-LAB exige, en primer lugar, particionar el modelo de Simulink en al menos dos subsistemas de naturaleza distinta. El subsistema maestro (SC), que se ejecuta de manera asíncrona sobre el computador principal, concentra los elementos de supervisión, visualización y ajuste de parámetros que no requieren restricción temporal estricta, tales como osciloscopios virtuales y paneles de referencias. Por otro lado, uno o más subsistemas de consola o esclavos (SM/SS) contienen el modelo dinámico de la planta y son los que efectivamente se compilan, mediante Simulink Coder, en lenguaje C ejecutable y se despliegan sobre el sistema operativo de tiempo real del computador objetivo del OP4512.

Una vez compilado, RT-LAB se encarga de sincronizar la ejecución de estos subsistemas bajo un paso de tiempo fijo, gestionar la comunicación entre ellos y con el computador anfitrión, y mapear las señales de entrada y salida del modelo hacia los canales físicos del simulador mediante una biblioteca de bloques específica denominada OpComm. La herramienta provee, asimismo, indicadores de desempeño en tiempo de ejecución que permiten detectar condiciones de sobrepaso (*overrun*) en las que el modelo no logra completar sus cálculos dentro del intervalo de muestreo disponible, situación crítica para la validez de cualquier resultado obtenido en tiempo real.

La elección de RT-LAB para este trabajo responde, en primer término, a que constituye el software nativo y plenamente soportado por el simulador OP4512 disponible; y en segundo término, a que permite migrar de manera directa los modelos de Simulink desarrollados y validados en los Capítulos 2 y 3 sin requerir su reescritura en un lenguaje de bajo nivel, reduciendo significativamente el riesgo de introducir errores de implementación durante la transición desde la simulación fuera de línea hacia la ejecución en tiempo real.

4.1.3. Adaptación de Simulink para RT Lab

La migración del modelo desarrollado en los Capítulos 2 y 3, desde un entorno de simulación fuera de línea hacia su ejecución en el simulador OP4512, requirió una serie de adaptaciones sobre el esquema original de Simulink, las cuales se detallan a continuación.

Con el fin de adaptar el modelo a la arquitectura en tiempo real exigida por RT-LAB (descrita en la Sección 4.1.2), la simulación se reorganizó de forma modular distribuyendo sus bloques en subsistemas de Consola (SC), Maestro (SM) y Esclavo (SS).

Por un lado, en el subsistema de Consola se agruparon los elementos de visualización de las salidas, el módulo de generación de señales de referencia. Por otro lado, la dinámica de la máquina se asignó al subsistema Maestro para asegurar la sincronización global y la ejecución del ciclo principal en tiempo real. Finalmente, la carga computacional de los algoritmos de control se distribuyó en dos subsistemas Esclavos: uno dedicado al bloque de linealización por realimentación y otro al optimizador del control MPC, tal como se muestra en la Figura 4.4.

De manera paralela, se actualizaron las *Matlab Functions* presentadas en los anexos por versiones con complejidad computacional reducida, con la finalidad de evitar cualquier propagación innecesaria del tiempo de cómputo.

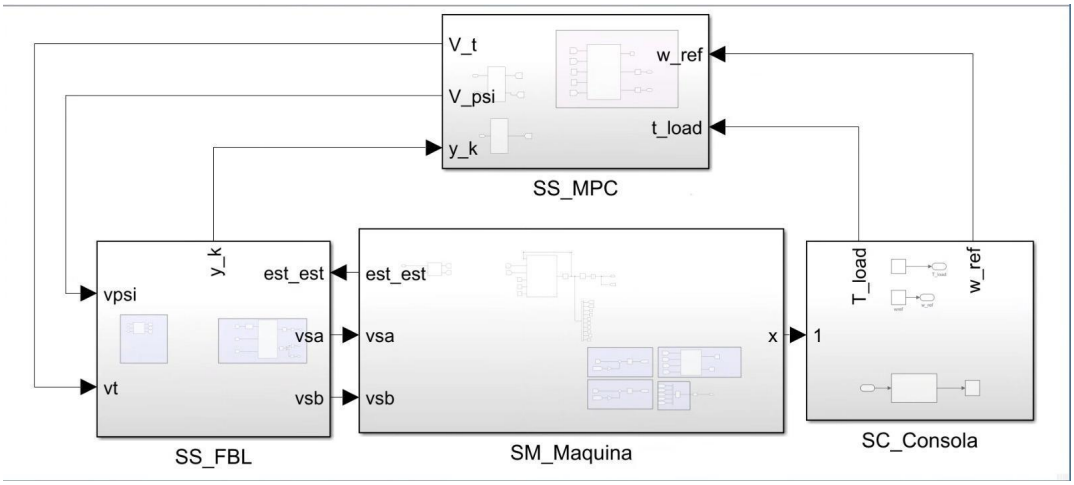


Figura 4.4: Esquema de subsistemas para simulacioó en RT-LAB.

Asimismo, se verificó la compatibilidad de cada bloque con la generación de código autónomo para tiempo real. En particular, el optimizador predictivo utilizaba originalmente el solver *quadprog* mediante la instrucción *coder.extrinsic* (ver Anexo C). Aunque este enfoque funciona en simulación fuera de línea, no es ejecutable en el simulador objetivo al carecer de un intérprete de RT - LAB.

Por ello, dicho bloque se reemplazó por una formulación de programación cuadrática compatible con generación de código en C. Con el fin de preservar el comportamiento validado en la etapa previa, se mantuvieron intactas las matrices H y f, así como la estructura de restricciones $GU(k) \leq b$ definidas en la Sección 3.1.3.

4.2. Resultados de la simulación en tiempo real

En esta sección se presentan y analizan los resultados obtenidos al evaluar el desempeño del sistema de control propuesto utilizando la plataforma de simulación en tiempo real OP4512. Con el propósito de validar la efectividad y viabilidad técnica de la estrategia LHMPC-FBL, se desarrolla un análisis de sensibilidad de las métricas de error de seguimiento (RMSE y MAE), así como de la calidad armónica de la corriente, ante variaciones en la longitud del horizonte de predicción (N_p).

4.2.1. Análisis de sensibilidad ante la extensión del horizonte de predicción para $F_{sw} = 10\ kHz$

En esta etapa se examina el comportamiento de los errores de seguimiento de las variables controladas. El escenario de pruebas contempla la máquina operando al 95 % de su velocidad nominal, sometida a un par de carga correspondiente al 75 % de su torque electromagnético nominal, con un paso de integración de 4 μs y una frecuencia de conmutación de 10 kHz por inversor.

En la Figura 4.5 se expone la evolución temporal de los indicadores de error en función del horizonte N_p.

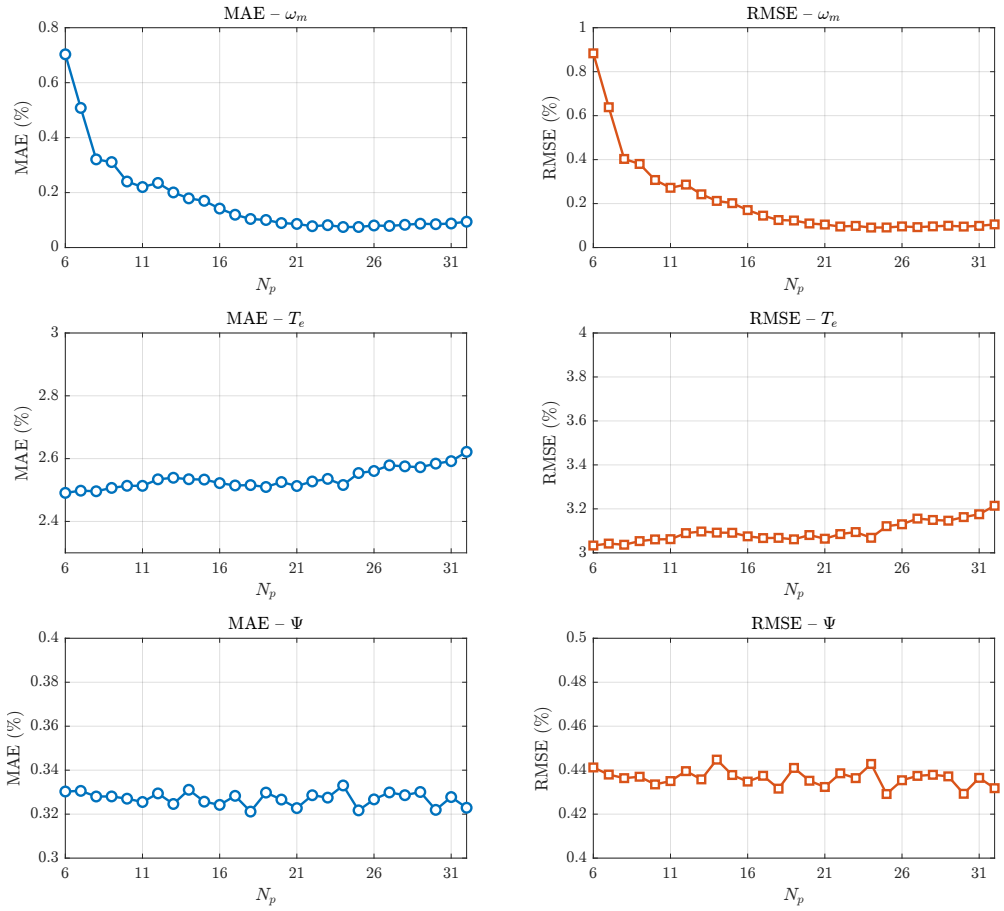


Figura 4.5: Sensibilidad de los errores MAE y RMSE frente a la variación del horizonte de predicción N_p para una F_{sw} de 10 kHz.

A partir de la Figura 4.5, es posible extraer las siguientes conclusiones sobre la dinámica del controlador. A partir de los resultados presentados en la Figura 4.5, es posible realizar un análisis exhaustivo sobre la influencia del horizonte de predicción N_p en el desempeño dinámico y en régimen permanente del controlador predictivo.

En primer lugar, el comportamiento del error en la velocidad mecánica exhibe un decaimiento de tipo potencial negativo con un fuerte gradiente inicial. Para horizontes corto, el error disminuye drásticamente, pasando de un MAE cercano al 0,70 % a valores inferiores al 0,25 %. No obstante, la curva evidencia claramente rendimientos marginales decrecientes; para valores superiores a $N_p = 15$, la mejora en el seguimiento de velocidad se vuelve asintótica, alcanzando una zona de saturación donde extender la predicción hasta $N_p = 32$ produce reducciones marginales de error insignificantes. Esto confirma que horizontes intermedios son suficientes para amortiguar las dinámicas lentas de la velocidad.

Por otro lado, la tendencia del par electromagnético muestra un comportamiento ligeramente ascendente, caracterizado por un crecimiento lineal suave con pendiente positiva excepcionalmente baja. A medida que N_p incrementa de 6 a 32, el MAE del par electromagnético aumenta levemente desde aproximadamente 2,49 % hasta 2,63 %, mientras que el RMSE escala de 3,03 % a 3,22 %. Este fenómeno refleja un *trade-off* inherente a la función de costo del MPC: al expandir la ventana de predicción, el optimizador otorga mayor peso efectivo al filtrado de la velocidad, lo que induce un leve incremento en el rizado de alta frecuencia del par electromagnético. Sin embargo, dicho deterioro se mantiene acotado dentro de rangos estrictamente aceptables.

En cuanto al enlace de flujo del estator, la curva del error presenta un comportamiento afín con una pendiente prácticamente nula. El MAE se mantiene oscilando en una franja sumamente estrecha alrededor del 0,33 %, mientras que el RMSE permanece estable en torno al 0,43 % a lo largo de todo el espectro de N_p evaluado. Esta invarianza demuestra que la regulación del flujo está acoplada a la dinámica electromagnética rápida y a las restricciones de voltaje del inversor, resultando inmune a la extensión de la ventana de predicción temporal.

En síntesis, el análisis integrado de los tres estados sugiere que el rango óptimo de operación se ubica entre $N_p = 12$ y $N_p = 16$. Por debajo de $N_p = 12$, el error de velocidad es elevado; por encima de $N_p = 16$, la ganancia en precisión de velocidad es despreciable, mientras que la carga computacional escala linealmente y el error del par electromagnético experimenta un leve degradamiento.

4.2.2. Análisis de sensibilidad ante la extensión del horizonte de predicción para $F_{sw} = 5\ kHz$

En esta caso se examina el comportamiento de los errores de seguimiento de las variables controladas. El escenario de pruebas contempla la máquina operando al 95 % de su velocidad nominal, sometida a un par de carga correspondiente al 75 % de su torque electromagnético nominal, con un paso de integración de 4 μs y una frecuencia de conmutación de 5 kHz por inversor.

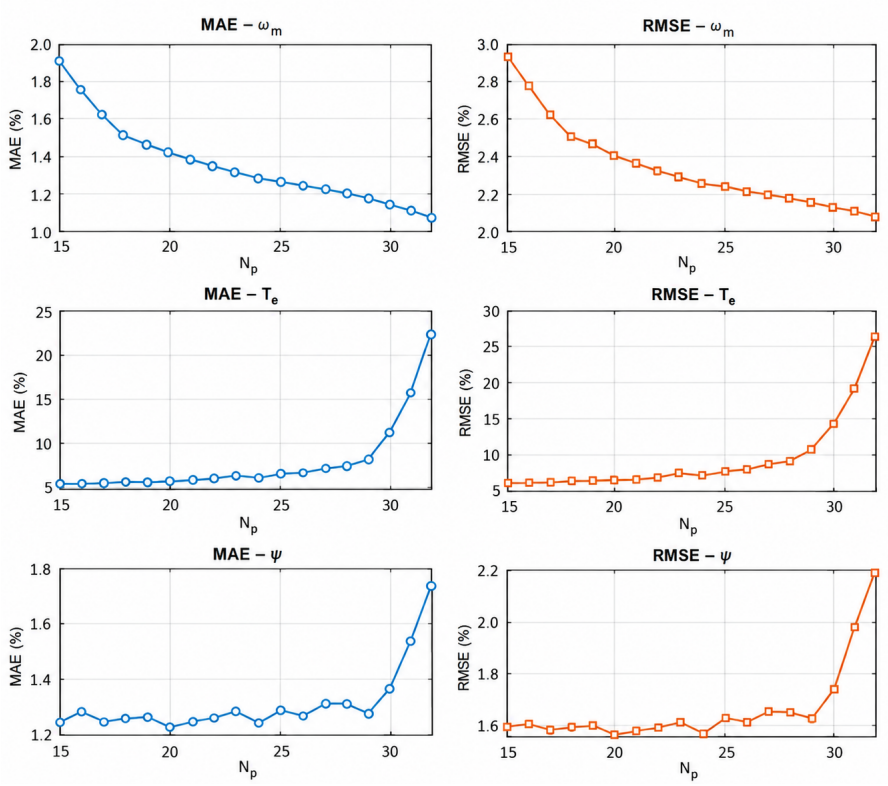


Figura 4.6: Sensibilidad de los errores MAE y RMSE frente a la variación del horizonte de predicción N_p para una F_{sw} de 5 kHz.

A partir de los resultados presentados en la Figur 4.6, se realiza el análisis del desempeño dinámico y en régimen permanente de la estrategia de control para una frecuencia de conmutación de $F_{sw} = 5$ kHz. Cabe destacar que la reducción en la frecuencia de conmutación exige un horizonte de predicción mínimo más elevado para garantizar la estabilidad del sistema; en este caso, para valores inferiores a $N_p = 15$, el controlador pierde estabilidad y resulta incapaz de regular las variables de estado. Por este motivo, dichos puntos fueron excluidos de la representación gráfica para mantener la claridad de la escala.

En primer lugar, el error en la velocidad mecánica exhibe una tendencia decreciente a medida que se extiende el horizonte de predicción. El MAE se reduce gradualmente desde aproximadamente un 1,9 % para $N_p = 15$ hasta alcanzar un 1 % en $N_p = 32$, mientras que el RMSE disminuye de un 3 % a valores inferiores al 2,2 %. Aunque la reducción es sostenida, la tasa de mejora disminuye progresivamente hacia horizontes más largos, evidenciando el rendimiento marginal decreciente característico de la dinámica lenta de la velocidad.

Por otro lado, el comportamiento del par electromagnético revela una degradación severa a medida que incrementa el horizonte de predicción. A diferencia de lo observado a frecuencias de conmutación mayores, operar a 5 kHz implica un menor número de acciones de control por unidad de tiempo. En consecuencia, intentar predecir a muy largo plazo genera una acumulación de error en la dinámica rápida del par electromagnético: el MAE escala drásticamente desde un 5 % para $N_p = 15$ hasta superar el 22 % para $N_p = 32$, mientras que el RMSE se incrementa al pasar del 5 % hasta aproximadamente el 28 %. Esto demuestra que extender excesivamente N_p bajo frecuencias de conmutación reducidas resulta contraproducente para el seguimiento del par electromagnético.

En cuanto al enlace de flujo del estator, la curva del error presenta un crecimiento monótono suave pero constante a lo largo de todo el espectro de N_p evaluado. El MAE asciende progresivamente desde un 1,2 % en $N_p = 15$ hasta un 1,8 % en $N_p = 32$, al tiempo que el RMSE se incrementa desde un 1,5 % hasta un 2,2 %. Esta tendencia confirma que la precisión en la regulación del flujo también se deteriora a medida que el optimizador prioriza la trayectoria a largo plazo de la velocidad en detrimento de las variables electromagnéticas rápidas.

A la luz de los resultados obtenidos para ambas frecuencias de conmutación, es posible realizar una discusión comparativa sobre el comportamiento del controlador predictivo, considerando que el tiempo de integración de la planta se mantiene constante en $T_s = 4\,\mu$s y lo que varía es el período de ejecución del algoritmo de control ($T_{\text{control}} = 100\,\mu$s para 10 kHz frente a $T_{\text{control}} = 200\,\mu$s para 5 kHz).

En primer lugar, la diferencia en el límite inferior de estabilidad se explica por la actualización del vector de tensión. Al operar a 5 kHz, la acción de control permanece congelada durante 200 μs (equivalente a 50 pasos de integración de la planta T_s), el doble del tiempo que a 10 kHz (25 pasos). Un horizonte corto como $N_p < 15$ resulta incapaz de anticipar las desviaciones acumuladas durante un intervalo de retención tan extenso, provocando la inestabilidad del sistema.

Por otro lado, la severa degradación observada en el par electromagnético y el flujo estatórico al incrementar N_p a 5 kHz —donde el MAE del par electromagnético escala desde un 11 % hasta superar el 22 % responde a la interacción entre el horizonte temporal real de la predicción y la física de la máquina multifásica:

1. **Ampliación del horizonte de tiempo real:**
   Como el horizonte temporal absoluto de evaluación corresponde a $T_{\text{pred}} = N_p \cdot T_{\text{control}}$, para un horizonte de $N_p = 32$ a 5 kHz, el controlador evalúa el comportamiento del sistema a 6,4 ms hacia el futuro, en comparación con los 3,2 ms alcanzados a 10 kHz. Evaluar un intervalo de tiempo tan extenso sobre variables electromagnéticas rápidas incrementa exponencialmente la acumulación del error de predicción.

2. **Priorización de la función de costo y oscilaciones de par:**
   A medida que N_p se extiende a 5 kHz, la función de costo evalúa una trayectoria muy larga en la cual predomina la dinámica lenta de la velocidad mecánica. El optimizador selecciona secuencias de conmutación que consiguen regular la velocidad promedio en el plano $\alpha-\beta$, pero sacrifican la precisión instantánea al inyectar contenido armónico en el subespacio $x - y$. Dichas corrientes de alta frecuencia inducen oscilaciones continuas sobre el par electromagnético. Aunque el sistema no pierde el control global ni la velocidad media desbalancera, la calidad instantánea del par electromagnético se deteriora drásticamente.

En síntesis, la estructura de control combina un MPC que opera sobre un modelo lineal desacoplado, una linealización por realimentación que genera $v^*_{\alpha\beta}$ y reguladores PI independientes que mantienen las corrientes en cero para calcular v^*_{xy}, enviando ambas tensiones al modulador PWM. Al operar a 5 kHz con $N_p > 20$, el tiempo de predicción supera los 4 ms, acumulando errores que distorsionan las salidas del MPC y provocan variaciones abruptas a tiempo de control. Debido a que el subespacio $x - y$ posee una inductancia de fuga L_σ muy pequeña, estas perturbaciones causan elevadas pendientes de

corriente que ni el modulador a 5 kHz ni los bucles PI logran atenuar antes del siguiente período de actualización. Esto inyecta corrientes armónicas de alta frecuencia que degradan la calidad del par electromagnético mediante un elevado rizado, justificando la necesidad de acotar el horizonte a $N_p \approx 15$.

4.2.3. Análisis del THD de corrientes ante la extensión del horizonte

La Distorsión Armónica Total (THD, por sus siglas en inglés *Total Harmonic Distortion*) es una métrica estandarizada que cuantifica el grado de contaminación armónica presente en una forma de onda periódica, típicamente una corriente o tensión. Se define como la relación entre la raíz cuadrática media de todas las componentes armónicas presentes en la señal y el RMS de la componente fundamental, expresada como porcentaje:

$$\mathrm{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100\,\% \tag{4.1}$$

donde I_1 es la amplitud RMS del armónico fundamental (50 Hz en este trabajo) e I_n son las amplitudes RMS de los armónicos de orden superior ($n = 2, 3, 4, \ldots$).

De manera equivalente, el THD puede expresarse en términos de la potencia total de la señal:

$$\mathrm{THD} = \sqrt{\frac{I_{\mathrm{RMS}}^2 - I_1^2}{I_1^2}} \tag{4.2}$$

El contenido armónico de las corrientes del estator representa un indicador crítico del desempeño global de un accionamiento por varias razones:

1. **Pérdidas de potencia**: Los armónicos incrementan las pérdidas óhmicas en los devanados y conductores, reduciendo la eficiencia global del accionamiento según $P_{\text{pérdidas}} \propto I_{\mathrm{RMS}}^2$.
2. **Calidad de la energía**: Altos niveles de THD pueden afectar a otros equipos conectados a la misma red, degradando la tensión de alimentación y causando interferencia electromagnética.
3. **Estrés mecánico**: Las componentes armónicas generan componentes adicionales de ripple de torque que aceleran el desgaste mecánico y reducen la vida útil de rodamientos y acoplamientos.

En el contexto del presente trabajo, la evolución del THD en función del horizonte de predicción constituye una métrica adicional para evaluar la eficacia de la estrategia MPC-FBL, más allá de los errores de seguimiento utilizados en esta memoria de titulo.

4.2.3.a. Resultados y Análisis

- **Frecuencia de conmutación de 10 kHz**
  La calidad de la energía y el contenido armónico de las corrientes del estator son

indicadores fundamentales para evaluar el desempeño global del accionamiento. En esta sección se analiza la evolución de la Distorsión Armónica Total de la corriente de la fase A de la máquina frente a variaciones en la longitud del horizonte de predicción.

En la Figura 4.7 se presenta el gráfico de barras que ilustra la tendencia del THD porcentual a medida que se incrementa el parámetro N_p en un rango desde 6 hasta 32.

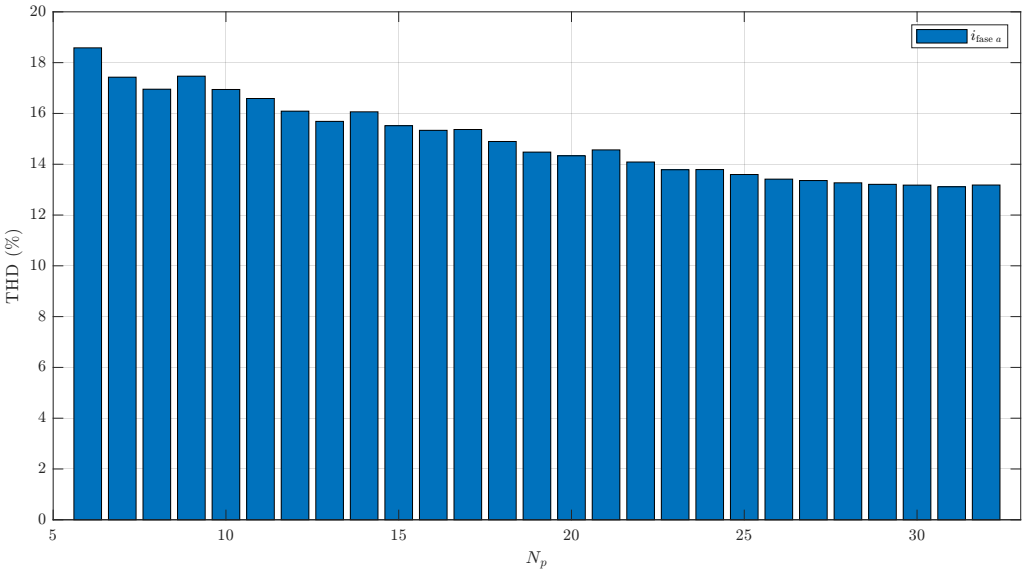


Figura 4.7: Evolución del THD (%) de la corriente de la fase A en función de la extensión del horizonte de predicción N_p para una frecuencia de conmutación de 10 kHz.

A partir de los resultados expuestos, se observa que para horizontes cortos el controlador exhibe el nivel más alto de distorsión armónica, alcanzando un valor cercano al 18,5 %. Esto ocurre porque una ventana de optimización tan reducida limita la capacidad de la estrategia predictiva para anticipar el comportamiento futuro de las corrientes, lo que resulta en una secuencia de conmutación subóptima y una mayor inyección de armónicos. Asimismo, debe considerarse que las corrientes pertenecientes al subespacio $x - y$ están siendo suprimidas mediante un regulador lineal PI convencional. Al no tratarse de un esquema de control robusto o dedicado específicamente a la mitigación selectiva de armónicos, este introduce ruido residual y rizado adicional que degrada la calidad de la corriente armónica.

A medida que el horizonte de predicción se extiende, se evidencia una clara tendencia decreciente en la magnitud del THD, dado que el controlador dispone de mayor información proyectada para penalizar los errores; esto permite calcular acciones de control óptimas y sintetizar señales de referencia más precisas mediante el modulador PWM, mitigando el rizado de corriente de forma efectiva.

Sin embargo, en concordancia con el análisis previo de los errores de seguimiento, se presenta una saturación en el beneficio aportado por la extensión del horizonte. A partir de $N_p \approx 20$, la disminución del THD muestra un rendimiento marginal decreciente, estabilizándose de forma asintótica en torno al 13 % para el límite evaluado de $N_p = 32$. Este comportamiento confirma la existencia de un límite de operación práctico, donde extender el horizonte más allá de este valor no produce mejoras

significativas en la calidad de la energía que justifiquen el incremento en el costo computacional del algoritmo en tiempo real.

- **Frecuencia de conmutación de 5 kHz**
  En la Figura 4.8 se presenta la evolución del THD de la corriente de la fase A para una frecuencia de conmutación de 5 kHz, evaluada en el intervalo operable de $N_p = 15$ a $N_p = 32$. Al igual que en los análisis previos de error de seguimiento, los puntos correspondientes a $N_p < 15$ se excluyeron debido a la pérdida de estabilidad del sistema bajo esta frecuencia de conmutación.

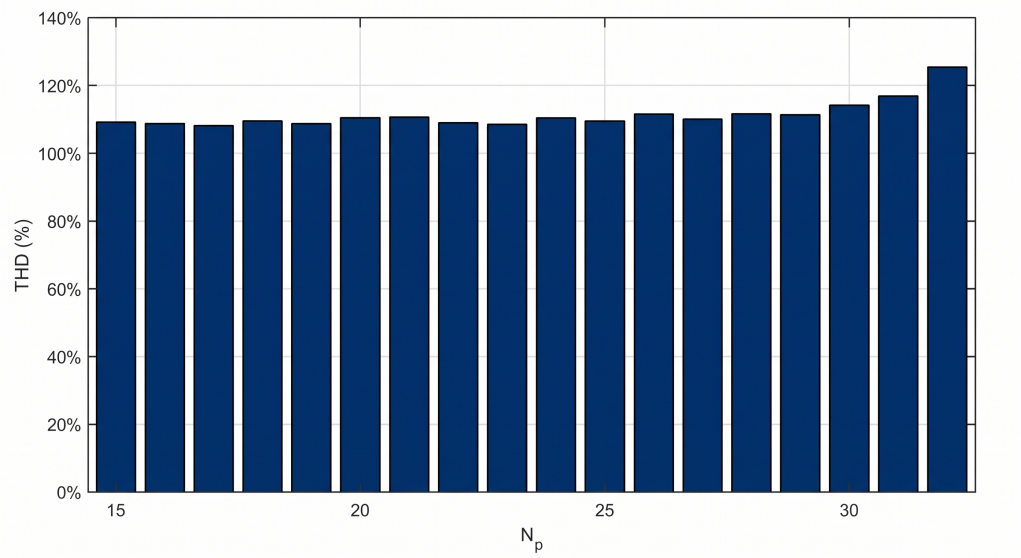


Figura 4.8: Evolución del THD de la corriente de la fase A en función de la extensión del horizonte de predicción N_p para una frecuencia de conmutación de 5 kHz.

A partir de los resultados presentados en la gráfica, se identifican las siguientes tendencias dinámicas:

1. **Zona de invariancia armónica:**
   En el intervalo de $N_p = 15$ a $N_p = 29$, el valor de THD se mantiene en un régimen sumamente estable, oscilando en una franja acotada entre 109 % y 111 % . En este rango, la extensión moderada del horizonte de predicción no altera significativamente el perfil armónico de la corriente fundamental.
2. **Crecimiento en horizontes extensos:**
   A partir de $N_p = 30$, la distorsión armónica experimenta un incremento sostenido, escalando desde 114 % en $N_p = 30$ hasta alcanzar un máximo de 125 % en $N_p = 32$.

Este elevado nivel de distorsión y su posterior incremento para horizontes muy largos están directamente vinculados con la degradación en el seguimiento del par electromagnético descrita anteriormente. Al operar a 5 kHz con un período de control extendido ($T_{\text{control}} = 200\,\mu$s), evaluar un horizonte de $N_p = 32$ implica predecir 6,4 ms hacia el futuro. La acumulación de error de predicción sobre las dinámicas rápidas distorsiona las salidas del controlador, inyectando componentes armónicas no deseadas en el subespacio $x - y$. Como dicho subespacio posee una inductancia de fuga L_σ

reducida, estas perturbaciones inducen elevadas derivadas de corriente que degradan drásticamente la calidad de la onda.

En síntesis, este análisis demuestra que para $F_{sw} = 5$ kHz carece de relevancia práctica extender el horizonte de predicción N_p. Si bien la menor frecuencia de conmutación reduce la carga computacional por unidad de tiempo —lo que en teoría facilita la simulación en tiempo real de horizontes temporalmente más largos—, esta ventaja resulta irrelevante desde el punto de vista del accionamiento físico.

Debido a que el THD de la corriente se mantiene por encima del 100 %, la distorsión armónica inyectada es masiva. Para mantener la estabilidad del sistema bajo estas condiciones, la máquina requeriría soportar amplitudes y componentes armónicas de corriente que sobrepasan sus límites de termicos, convirtiendo este régimen de operación en una condición físicamente inviable para la máquina.

Capítulo 5

Conclusiones

En el presente trabajo de título se propuso y validó mediante simulaciones en tiempo real una arquitectura de control híbrida para el accionamiento de una Máquina de Inducción con Estator Dual, combinando la Linealización por Realimentación con el Control Predictivo de Largo Horizonte. A continuación, se presentan las conclusiones extraídas del desarrollo teórico, las simulaciones fuera de línea, la validación experimental en tiempo real y las directrices para trabajos futuros.

Los resultados obtenidos permiten concluir que el esquema de control propuesto funciona correctamente, logrando un desacoplamiento efectivo entre las dinámicas de par electromagnético y flujo estatórico mediante la FBL, sobre el cual el LH-MPC gestiona de forma óptima el seguimiento de referencia, el rechazo de perturbaciones mecánicas y el respeto de las restricciones físicas del accionamiento. Estos resultados se mantuvieron consistentes tanto en la simulación fuera de línea como en su posterior validación mediante simulación en tiempo real sobre la plataforma OPAL-RT OP4512.

Un resultado central de esta memoria es la comprobación de que el esquema híbrido FBL-MPC puede ejecutarse en tiempo real sin incurrir en condiciones de sobrepaso (*overrun*). La plataforma OPAL-RT logró correr la totalidad del esquema de control, incluyendo la resolución del problema de optimización cuadrática en cada paso, utilizando un paso de integración de $4\,\mu$s, sincronizado con una frecuencia de conmutación de 10 kHz por inversor. Esto confirma que la estrategia propuesta es computacionalmente viable para su implementación en hardware embebido de tiempo real, y no queda restringida únicamente al ámbito de la simulación fuera de línea.

De acuerdo con lo observado en el análisis de sensibilidad del horizonte de predicción, el límite inferior de estabilidad del controlador depende directamente del período de ejecución del algoritmo. Para $F_{sw} = 10$ kHz, el sistema pierde la capacidad de regulación para horizontes inferiores a $N_p = 6$, mientras que al reducir la frecuencia a $F_{sw} = 5$ kHz, el límite mínimo de estabilidad se desplaza a $N_p = 15$. Esto se explica por la retención del vector de tensión: ventanas de optimización excesivamente reducidas impiden al algoritmo anticipar la acumulación de error dinámico, provocando decisiones de control subóptimas y la pérdida de estabilidad en lazo cerrado.

Asimismo, la comparación entre ambas frecuencias de conmutación demostró que la reducción del costo computacional obtenida al operar a 5 kHz carece de relevancia práctica para extender el horizonte de predicción. Aunque esta condición permite simular horizon-

tes temporales mayores en tiempo real, la severa degradación en la calidad armónica de la corriente inyecta componentes de alta frecuencia que inducen oscilaciones en el par. Para mantener el control bajo este régimen, la máquina requeriría corrientes que no son físicamente viables dadas sus capacidades térmicas reales.

La motivación central de este trabajo de título fue atender la limitación clásica del MPC de horizonte largo: su elevado costo computacional. Al combinar la FBL con el LH-MPC, se logró reducir el modelo no lineal de la DSIM a un sistema lineal y desacoplado de bajo orden, sobre el cual el optimizador predictivo trabaja de forma mucho más eficiente. Gracias a esta simplificación, fue posible extender el horizonte de predicción hasta ventanas de tiempo de $128\,\mu$s ($N_p = 32$) a 10 kHz sin comprometer la ejecución en tiempo real, lo cual resultaría inabordable si el optimizador tuviese que resolver directamente el modelo no lineal completo de la máquina.

Por otro lado, el análisis de robustez paramétrica reveló que el esquema es sensible ante la incertidumbre en la resistencia del estator, particularmente ante su sobreestimación. Debido a que R_s interviene directamente en el estimador de flujo por modelo de voltaje mediante una integración en lazo abierto, un desajuste introduce un error sistemático que diverge en el integrador puro. No obstante, esta limitación no pertenece a la estrategia FBL-MPC en sí, sino al estimador empleado. La incorporación de un estimador de flujo con corrección en lazo cerrado resolvería esta vulnerabilidad sin modificar la estructura de control propuesta.

5.1. Trabajos Futuros

A partir de los desarrollos, hallazgos y limitaciones identificadas en la presente memoria de título, se proponen las siguientes líneas de investigación y trabajo futuro:

- **Implementación en configuraciones asimétricas:**
  Extender e implementar la propuesta de control FBL-MPC en una máquina de inducción de doble estator asimétrico, evaluando el impacto del desfase espacial de los devanados sobre el desacoplamiento dinámico y el desempeño en tiempo real.
- **Estimación avanzada del enlace de flujo:**
  Implementar estrategias más robustas para la estimación del enlace de flujo del estator, tales como observadores de estado en lazo cerrado o esquemas adaptativos que compensen las variaciones de la resistencia del estator por efecto térmico.
- **Inyección útil de armónicos en el subespacio $x - y$:**
  Aprovechar las libertades adicionales del subespacio $x - y$ para la inyección controlada de armónicos de corriente que contribuyan activamente a la producción de torque electromagnético o a la densidad de potencia del accionamiento, en lugar de únicamente suprimir sus componentes.
- **Filtrado a la salida del inversor para reducidas frecuencias de conmutación:**
  Diseñar e implementar un filtro pasivo o activo a la salida del inversor en un intento de reducir el THD de corriente cuando el sistema opere a frecuencias de conmutación menores a 10 kHz, mitigando el estrés térmico en los devanados y haciendo viable la operación con horizontes extendidos a menores frecuencias de conmutación.

Apéndice A

Información de la DSIM

A.1. Datos y parámetros del sistema

A continuación en las Tablas A.1 y A.2, se presentan los valores nominales y parámetros de la DSIM, respectivamente. Esto considerando que los valores de resistencia y reactancias están en base propia y referidos al estator.

Tabla A.1: Valores nominales de la DSIM.

Parámetro	S_n	V_n	s_n	J	f_n	p	K_d
Valor	75kVA	400	0.0106	1.25 kgm^2	50 Hz	2	0.03914

Tabla A.2: Parámetros de la DSIM.

r_s	r'_r	L_σ	L_s	L'_r	L_m
0.03552	0.02092	0.000335	0.0154	0.0154	0.0151

A.2. Conversión de parámetros a base común

A continuación se definen las bases de los parámetros eléctricos de la DSIM.

- **DSIM:**
  - V_b =230.94 V
  - S_b = 75 kVA
  - $I_b = \frac{S_b}{6V_b}$ = 54.12 A
  - $Z_b = \frac{V_b}{I_b}$=4.266 Ω
  - f_b = 50 Hz
  - ω_b/p =157.08 rad/s
  - $T_b = \frac{S_b}{\omega_b}p$ =477.46 Nm

A.3. Código Máquina

```
function x_dot  = DSIM(x, vsa, vsb,vsx,vsy, Tmec,Teli)


%% Variables de estado
isa = x(1);      psi_s_a = x(3);
isb = x(2);      psi_s_b = x(4);
isx = x(5);      psix = x(7);
isy = x(6);      psiy = x(8);
wm = x(9);       theta = x(10);

%% Parametros
p  = 2;
Rs = 0.03552;        Rr = 0.02092;
Lm = 0.0151;         Ls = 0.000335 + Lm;
J = 1.25;            Kd = 0.03914;

Lr = 0.000335 + Lm;
Lls=Ls-Lm;
delta = Ls*Lr-Lm^2 ;


%% Matrices de estado A y B
A = [-(Ls*Rr+Lr*Rs)/delta  -wm*p              Rr/delta       wm*p*Lr/delta;
     wm*p                  -(Ls*Rr+Lr*Rs)/delta  -wm*p*Lr/delta   Rr/delta;
     -Rs                   0                  0               0;
     0                     -Rs                0               0];

B = [Lr/delta  0;
      0        Lr/delta;
      1         0;
      0         1];
x_dot_elec = A*x_elec + B*u;
%% Dinamica subespacio xy
x_xy=[isx;isy;psix;psiy];
u_xy=[vsx;vsy];

Ax=[-Rs/Lls     0       0   0;
        0   -Rs/Lls     0   0;
      -Rs       0       0   0;
        0       -Rs     0   0];

Bx = [ 1/Lls   0  ;
       0     1/Lls;
       1       0  ;
       0       1  ];
x_xy_dot=Ax*x_xy+Bx*u_xy;

%% Dinamica mecanica
omega_dot = (1/J)*(Teli - Tmec - wm*Kd);
theta_dot = wm;

% Estado electrico
x_elec = [isa; isb; psi_s_a; psi_s_b];
u      = [vsa; vsb];  % size 2x1
%% Estado completo
x_dot = [x_dot_elec;x_xy_dot;omega_dot;theta_dot];
end
```

Apéndice B

FeedBack Linealization

B.1. Datos y parámetros del sistema

A continuación se presenta el codigo en matlab del bloque FBL, encargado de realizar el control no lineal.

```
function u  = FBL(x, v_torque, v_psi)
%% Desempaqueta
isa     = x(1);
isb     = x(2);
psi_s_a = x(3);
psi_s_b = x(4);
isx= x(5);
isy      = x(6);
psix      = x(7);
psiy      = x(8);
wm      = x(9);
theta   = x(10);

%% Parmetros
p  = 2;
Rs = 0.03552;
Rr = 0.02092;
Lm = 0.0151;
Ls = 0.000335 + Lm;
Lr = 0.000335 + Lm;

%% Derivadas de Lie
Lfh = [ (3*p*psi_s_a*((isb*(Lr*Rs + Ls*Rr))/(Lm^2 - Lr*Ls) ...
       - (Rr*psi_s_b)/(Lm^2 - Lr*Ls) + isa*p*wm + (Lr*p*psi_s_a*wm)/(Lm^2 - Lr*Ls)))/2 ...
       + (3*p*psi_s_b*((Rr*psi_s_a)/(Lm^2 - Lr*Ls) ...
       - (isa*(Lr*Rs + Ls*Rr))/(Lm^2 - Lr*Ls) + isb*p*wm + (Lr*p*psi_s_b*wm)/(Lm^2 - Lr*Ls)))/2;
       - 2*Rs*isa*psi_s_a - 2*Rs*isb*psi_s_b];

Lgh = [ (3*isb*p)/2 + (3*Lr*p*psi_s_b)/(2*(Lm^2 - Lr*Ls)), ...
        - (3*isa*p)/2 - (3*Lr*p*psi_s_a)/(2*(Lm^2 - Lr*Ls));
        2*psi_s_a, 2*psi_s_b];

v = [v_torque; v_psi];

```

```
35 %% FBL
36 u = Lgh \ (v - Lfh);
37
38 %% Saturacion de la salida
39 Vmax = 800;    % limite superior bus DC
40 Vmin = -800;   % limite inferior bus DC
41
42 u = max(min(u, Vmax), Vmin);  % saturacion de tension
43
44 end
```

Apéndice C

Control predictivo

A continuación se presenta el código en matlab del bloque LHMPC-FBL, encargado de realizar el control predictivo.

```
function [Teref, v_torque, v_psi, fallo_kkt, violacion_torque] =
    MPC_speed_FBL_quadprog_Simulink(y_k, w_ref, psi2_ref, Np, q_w, Tload)
% Declaracion para que Simulink use el motor de MATLAB en la simulacion
coder.extrinsic('quadprog', 'optimoptions');

%% ================ INICIALIZACIoN DE BANDERAS ================
fallo_kkt = 0;
violacion_torque = 0;

%% ================ PARaMETROS FiSICOS ================
Ts = 100e-6;
J  = 1.25;
p  = 2;
w_base_mec = (2*pi*50)/p;
Tn         = 75e3 / w_base_mec;
Te_max   =  Tn;
Te_min   = -Te_max;
Psi2_max = 1.2^2;
Psi2_min = 0.01;

%% ================ TUNING ROBUSTO ================
q_w_base = q_w;
weights_vec = ones(Np,1);
weights_vec(end) = 10;
Q_w_mtx = diag(weights_vec) * q_w_base;
q_psi = 1500;
r_torque = 7e-9;
r_psi    = 1e-4;

%% **** RATE LIMIT DE TORQUE ****
T_rate = 0.08;

%% ================ ESTADOS ================
wm_k  = y_k(1);
Te_k  = y_k(2);
Psi_k = y_k(3);

%% ================ MATRICES LH ================
```

```
Up_blk = tril(ones(Np)) * Ts;
Ga_blk = ones(Np,1);

%% ===== A) VELOCIDAD =====
L_sum = tril(ones(Np));
% Nota: Asumimos que Tload es un escalar [1x1]
W_free = wm_k + (Ts/J) * L_sum * (Ga_blk*Te_k - Tload*ones(Np,1));
Mat_W  = (Ts/J) * L_sum * Up_blk;

%% ===== TRAJECTORY SHAPING (Referencia Alcanzable) =====
t_vec = (0:Np-1)' * Ts;
acc_max = (Te_max - Tload) / J;
acc_min = -(Te_max - Tload) / J;

if w_ref >= wm_k
    W_ramp = wm_k + acc_max * t_vec;
    W_ref_vec = min(W_ramp, w_ref * ones(Np,1));
else
    W_ramp = wm_k + acc_min * t_vec;
    W_ref_vec = max(W_ramp, w_ref * ones(Np,1));
end

E_w_free  = W_free - W_ref_vec;
R_t = r_torque * eye(Np);

H_w = 2 * (Mat_W' * Q_w_mtx * Mat_W + R_t);
f_w = 2 * Mat_W' * Q_w_mtx * E_w_free;

%% ===== B) FLUJO =====
Psi_free = Ga_blk * Psi_k;
Psi_ref_vec = psi2_ref * ones(Np,1);
E_psi_free  = Psi_free - Psi_ref_vec;

Q_p = q_psi * eye(Np);
R_p = r_psi * eye(Np);

H_p = 2 * (Up_blk' * Q_p * Up_blk + R_p);
f_p = 2 * Up_blk' * Q_p * E_psi_free;

%% === ENSAMBLA QP ===
H = blkdiag(H_w , H_p);
f = [f_w; f_p];

% Forzar simetria perfecta
H = (H + H') / 2;

%% ========================================================
%       2) DEFINICIoN DE RESTRICCIONES (A*V <= b)
% ========================================================

% --- A) TORQUE BOX CONSTRAINTS ---
A_Tmax = [ Up_blk, zeros(Np, Np)];
b_Tmax = (Te_max - Te_k) * ones(Np,1);

A_Tmin = [-Up_blk, zeros(Np, Np)];
b_Tmin = -(Te_min - Te_k) * ones(Np,1);

% --- B) FLUJO BOX CONSTRAINTS ---
A_Pmax = [zeros(Np, Np),  Up_blk];
```

```
b_Pmax = (Psi2_max - Psi_k) * ones(Np,1);

A_Pmin = [zeros(Np, Np), -Up_blk];
b_Pmin = -(Psi2_min - Psi_k) * ones(Np,1);

% --- C) T RATE LIMIT (Corregido para compilador Simulink) ---
num_rate_constraints = 2 * (Np - 1);
A_rate = zeros(num_rate_constraints, 2 * Np);
b_rate = zeros(num_rate_constraints, 1);

idx = 1;
for i = 2:Np
    row = Up_blk(i,:) - Up_blk(i-1,:);

    % Limite superior
    A_rate(idx, :) = [ row, zeros(1,Np)];
    b_rate(idx, 1) =  T_rate;
    idx = idx + 1;

    % Limite inferior
    A_rate(idx, :) = [-row, zeros(1,Np)];
    b_rate(idx, 1) =  T_rate;
    idx = idx + 1;
end

% Ensamblar matrices globales
A = [A_Tmax; A_Tmin; A_Pmax; A_Pmin; A_rate];
b = [b_Tmax; b_Tmin; b_Pmax; b_Pmin; b_rate];

%% =========================================================
%                  3) RESOLVER SISTEMA
% =========================================================
% Solucion libre (se usa como emergencia si quadprog falla)
V_free = -H \ f;

% Variables temporales para ayudar a Simulink a inferir tamanos
V_opt_temp = zeros(2*Np, 1);
exitflag_temp = 0;

% Configurar y llamar al solver
options = optimoptions('quadprog', 'Display', 'off');
[V_opt_temp, ~, exitflag_temp] = quadprog(H, f, A, b, [], [], [], [], [],
    options);

% Asignar resultados
V_opt = V_opt_temp;
exitflag = exitflag_temp;

% Manejo de errores (si infactible o solucion vacia)
if exitflag <= 0 || isempty(V_opt)
    fallo_kkt = 1;
    V_opt = V_free;
end

%% =========================================================
%                  4) APLICAR EN TIEMPO REAL
% =========================================================
v_torque = V_opt(1);
v_psi    = V_opt(Np+1);
```

```
155
156 % Torque real a pedir en el proximo instante
157 Teref = Te_k + Ts * v_torque;
158
159 %% ================= DETECCIoN DE VIOLACIoN REAL =================
160 if (Teref > Te_max + 1e-5) || (Teref < Te_min - 1e-5)
161     violacion_torque = 1;
162 end
163
164 end
```

Apéndice D

Tablas de Errores

Variación %	MAE_1_4s	RMSE_1_4s	MAE_4_7s	RMSE_4_7s
-20	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
-10	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
0	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
2	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
4	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
6	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
8	0.12%	0.15%	0.13%	0.17%
10	0.12%	0.15%	0.25%	0.41%
15	0.12%	0.15%	18.47%	37.37%
20	0.12%	0.15%	33.75%	50.83%

(a) Variaciones de R_s

Variación %	MAE_1_4s	RMSE_1_4s	MAE_4_7s	RMSE_4_7s
-20	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
-10	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
0	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
5	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
10	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
15	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
20	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%

(b) Variaciones de R_r

Variación %	MAE_1_4s	RMSE_1_4s	MAE_4_7s	RMSE_4_7s
-20	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
-10	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
0	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
10	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
20	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%

(c) Variaciones de L_m

Figura D.1: RMSE y MAE de $\omega(t)$ ante variaciones paramétricas.

Variación %	MAE_1_4s	RMSE_1_4s	MAE_4_7s	RMSE_4_7s
-20	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
-10	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
0	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
2	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
4	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
6	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
8	2.15%	2.59%	2.14%	2.58%
10	2.15%	2.59%	2.28%	2.80%
15	2.15%	2.59%	2.86%	5.57%
20	2.15%	2.59%	2.50%	5.79%

(a) Variaciones de R_s

Variación %	MAE_1_4s	RMSE_1_4s	MAE_4_7s	RMSE_4_7s
-20	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
-10	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
0	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
5	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
10	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
15	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
20	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%

(b) Variaciones de R_r

Variación %	MAE_1_4s	RMSE_1_4s	MAE_4_7s	RMSE_4_7s
-20	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
-10	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
0	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
10	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%
20	2.15%	2.59%	2.15%	2.59%

(c) Variaciones de L_m

Figura D.2: RMSE y MAE de $T_e(t)$ ante variaciones paramétricas.

Variación %	MAE_1_4s	RMSE_1_4s	MAE_4_7s	RMSE_4_7s
-20	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
-10	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
0	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
2	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
4	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
6	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
8	0.12%	0.15%	0.13%	0.17%
10	0.12%	0.15%	0.25%	0.41%
15	0.12%	0.15%	18.47%	37.37%
20	0.12%	0.15%	33.75%	50.83%

(a) Variaciones de R_s

Variación %	MAE_1_4s	RMSE_1_4s	MAE_4_7s	RMSE_4_7s
-20	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
-10	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
0	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
5	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
10	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
15	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
20	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%

(b) Variaciones de R_r

Variación %	MAE_1_4s	RMSE_1_4s	MAE_4_7s	RMSE_4_7s
-20	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
-10	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
0	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
10	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%
20	0.12%	0.15%	0.12%	0.15%

(c) Variaciones de L_m

Figura D.3: RMSE y MAE de $\psi(t)$ ante variaciones paramétricas.

Bibliografía

[1] OPAL-RT Technologies, "OP4512 compact entry-level RCP-HIL FPGA-based real-time simulator – system description and specifications," https://www.opal-rt.com/simulator-platform-op4512/, 2026, visitado: 19-06-2026.

[2] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008.

[3] A. Salem and M. Narimani, "A review on multiphase drives for automotive traction applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 4, pp. 1329–1348, 2019.

[4] M. H. Rashid, *Power Electronics: Devices, Circuits, and Applications*, 4th ed. Pearson, 2014, pp. 998.

[5] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.

[6] D. Hadiouche, H. Razik, and A. Rezzoug, "Study and simulation of space vector pwm control of double-star induction motors," in *Proceedings of CIEP 2000*, Acapulco, Mexico, 2000, pp. 42–47.

[7] H. Razik, A. Rezzoug, and D. Hadiouche, "Modelling and analysis of dual-stator induction motors," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 125, no. 12, pp. 1104–1110, 2005.

[8] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - a technology status review," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007.

[9] F. Barrero and I. Gonzalez-Prieto, Eds., *Control of Multiphase Machines and Drives*. Basel, Switzerland: MDPI, 2020.

[10] D. Dujic, E. Levi, and M. Jones, "Generalized space vector pwm for sinusoidal output voltage generation with multiphase voltage source inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 683–690, 2009.

[11] A. Tenconi, S. Rubino, and R. Bojoi, "Model predictive control for multiphase motor drives: a technology status review," in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*. IEEE, 2018, pp. 733–739.

[12] J. Rodas, O. González, R. Gregor, M. Rivera, J. Doval-Gandoy, and M. Ayala, "Recent advances in model predictive and sliding mode current control techniques of multiphase induction machines," *Frontiers in Energy Research*, vol. 9, 2021.

[13] H. S. Che, M. J. Duran, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, and N. A. Rahim, "Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5406–5416, 2014.

[14] J. Carrillo-Ríos, I. González-Prieto, González-Prieto, M. J. Durán, and J. J. Aciego, "Model predictive control for six-phase induction machines with insight into past current errors," *Applied Sciences*, vol. 14, no. 24, p. 11684, 2024. [Online]. Available: https://doi.org/10.3390/app142411684

[15] F. Barrero and M. J. Durán, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—part i," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, 2016.

[16] M. J. Durán and F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—part ii," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.

[17] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector pwm control of a double-stator induction machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, no. 3, pp. 462–468, 1995.

[18] T. Geyer, *Model Predictive Control of High Power Converters and Industrial Drives*. Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2017.

[19] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. Wiley, 1989. [Online]. Available: https://books.google.cl/books?id=5ZpTAAAAMAAJ

[20] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.

[21] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, 1994.

[22] F. Blaabjerg, U. Jaeger, and S. Munk-Nielsen, "Power losses in the igbt inverters for ac adjustable-speed drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 26–32, 1995.

[23] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1991.

[24] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*, 3rd ed. London: Springer-Verlag, 1995.

[25] J. Iqbal, M. Ullah, S. G. Khan, B. Khelifa, and S. Ćuković, "Nonlinear control systems: A brief overview of historical and recent advances," *Nonlinear Engineering*, vol. 6, no. 4, pp. 301–312, 2017.

[26] F. Alyoussef and I. Kaya, "A review on nonlinear control approaches: Sliding mode control, back-stepping control and feedback linearization control," in *International Engineering and Natural Sciences Conference (IENSC 2019)*, Diyarbakır, Turkey, November 2019.

[27] Q. Lu, Y. Sun, and S. Mei, *Nonlinear Control Systems and Power System Dynamics*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2001.

[28] B. Singh and M. K. Singh, "Adaptive energy shaping control of buck converter feeding CPL in DC micro-grid system," in *2021 IEEE 2nd International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)*, Bilaspur, Chhattisgarh, India, 2021, pp. 1–5.

[29] O. D. Montoya, W. Gil-González, and G. Espinosa-Pérez, "An optimal IDA-PBC-based adaptive speed control design for a DC motor using a buck converter," in *2025 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, Cartagena, Colombia, 2025, pp. 1–6.

[30] X. Zheng, Y. She, H. Wen, and X. Wang, "Backstepping control with predefined damping ratios: A second-order lyapunov method," in *2024 43rd Chinese Control Conference (CCC)*, Kunming, China, 2024, pp. 715–720.

[31] K. Li, G. Qi, and K. Wang, "Backstepping control modification for nonlinear systems based on compensation function observer and barrier lyapunov function," in *2022 34th Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, Hefei, China, 2022, pp. 3151–3155.

[32] Q. Xu, "Discrete-time integral terminal sliding mode control of a precision micro-motion system," in *2015 International Workshop on Recent Advances in Sliding Modes (RASM)*, 2015, pp. 1–6.

[33] K. Narwekar and V. A. Shah, "Level control of coupled tank using higher order sliding mode control," in *2017 IEEE International Conference on Intelligent Techniques in Control, Optimization and Signal Processing (INCOS)*, 2017, pp. 1–5.

[34] C.-Z. Cao, W.-J. Wang, and F.-K. Li, "Rotor speed identification on dtc system based on neural network of new chaos optimizer algorithms," in *2008 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, vol. 2, 2008, pp. 824–828.

[35] S. Liu, Z. Hou, Y. Guo, and L. Guo, "A novel modified robust model-free adaptive control method for a class of nonlinear systems with time delay," in *2019 IEEE 8th Data Driven Control and Learning Systems Conference (DDCLS)*, 2019, pp. 1329–1334.

[36] Q. Huang, "Model-based or model-free, a review of approaches in reinforcement learning," in *2020 International Conference on Computing and Data Science (CDS)*, 2020, pp. 219–221.

[37] Y.-S. Choi, H. H. Choi, and J.-W. Jung, "Feedback linearization direct torque control with reduced torque and flux ripples for ipmsm drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3728–3737, 2016.

[38] E. Giraldo-Suárez and S. Sánchez-Acevedo, "Speed control of induction motor using state feedback linearization," *Revista Ingenierías Universidad de Medellín*, vol. 8, no. 14, pp. 145–152, 2009.

[39] Y. Feng, H. Zhao, and M. Zhao, "A feedback linearization control scheme based on direct torque control for permanent magnet synchronous motor," in *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, 2008, pp. 1–5.

[40] C. Lascu, S. Jafarzadeh, M. S. Fadali, and F. Blaabjerg, "Direct torque control with feedback linearization for induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2072–2084, 2017.

[41] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Computer-controlled systems: theory and design*, 3rd ed. Prentice Hall, 1997.

[42] K. Ogata, *Discrete-time control systems*, 2nd ed. Prentice Hall, 1995.

[43] M. S. Fadali and A. Visioli, *Digital Control Engineering: Analysis and Design*, 2nd ed. Academic Press, 2013.

[44] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital control of dynamic systems*, 3rd ed. Addison-Wesley, 1998.

[45] Y. Feng, H. Zhao, M. Zhao, and H. Chen, "A feedback linearization control scheme based on direct torque control for permanent magnet synchronous motor," in *Proceedings of the 37th Chinese Control Conference*, Wuhan, China, 2018, pp. July 25–27.

[46] M. Cui and R. Yao, "Input-output feedback linearization control of grid-connected inverter with lcl filter," *Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation & Motor Drive of Hebei Province, Yanshan University*, 2009.

[47] N. H. Viet, P. H. Duong, and N. T. Duc, "Feedback linearization control and current control mode for boost converter," in *2024 16th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*. IEEE, 2024.

[48] M. MohamedAhmed and S. Mohammed, "Adaptive feedback linearization control for fuel cell hybrid electric vehicle driving system," in *2025 IEEE International Conference on Energy Technologies for Future Grids (ETFG)*. IEEE, 2025.

[49] A. Lozynskyy and Y. Marushchak, "Synthesis of combine feedback control of electromechanical system by feedback linearization method," in *IEEE International Conference*, 2019.

[50] E. Petlenkov, "Model reference control of nonlinear systems by dynamic output feedback linearization of neural network based anarx models," in *2008 10th Intl. Conf. on Control, Automation, Robotics and Vision*, Hanoi, Vietnam, 2008, pp. December 17–20.

[51] B. C. Kuo, *Digital control systems*, 2nd ed. Oxford University Press, 1992.

[52] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford, U.K.: Oxford University Press, 1998.

[53] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.

[54] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 8, pp. 246–294, 2002.

[55] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "A physical insight into the discrepancy between flux estimators and observers in induction machine drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 101–110, 1994.

[56] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "A class of low-speed field-orientation algorithms for sensorless direct torque control of induction motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 3, pp. 850–858, 2004.

[57] R. F. McElveen and M. K. Toney, "Starting high-inertia loads," vol. 37, no. 1, pp. 137–144, 2001.

[58] E. F. Camacho and C. Bordons Alba, *Model Predictive Control*, 2nd ed. Springer Science & Business Media, 2013.

[59] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora *et al.*, "Latest advances of model predictive control in electrical drives—part i: Basic concepts and advanced strategies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 3927–3942, 2022.

[60] T. Geyer, "A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: Emerging predictive control concepts versus pwm-based schemes," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1380–1389, 2011.

[61] P. Karamanakos, E. Liegmann, T. Geyer, and R. Kennel, "Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges," *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 95–114, 2020.

[62] P. Karamanakos, T. Geyer, and R. Kennel, "On the benefit of long-horizon direct model predictive control for drives with lc filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2325–2337, 2017.

[63] Y. Xu, S. Li, W. Zhang, G. Yu, and J. Zou, "Long-horizon constrained model predictive direct speed control for pmsm drives based on laguerre functions," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 32, no. 3, pp. 1002–1015, 2024.

[64] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora *et al.*, "Latest advances of model predictive control in electrical drives—part i: Basic concepts and advanced strategies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 3927–3942, 2022.

[65] P. Karamanakos, E. Liegmann, T. Geyer, and R. Kennel, "Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges (status review)," *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 95–114, 2020.

[66] IEEE PES Task Force on Real-Time Simulation of Power and Energy Systems, "Real-time simulation technologies for power systems design, testing, and analysis," *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, vol. 2, no. 2, pp. 63–73, 2015.

[67] P. G. McLaren, R. Kuffel, R. Wierckx, J. Giesbrecht, and L. Arendt, "A real time digital simulator for testing relays," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 7, no. 1, pp. 207–213, 1992.

[68] R. Kuffel, J. Giesbrecht, T. Maguire, R. P. Wierckx, and P. G. McLaren, "RTDS – a fully digital power system simulator operating in real time," in *Proceedings of the First International Conference on Digital Power System Simulators (ICDS'95)*, Texas, USA, 1995.

[69] F. Mihalič, M. Truntič, and A. Hren, "Hardware-in-the-loop simulations: A historical overview of engineering challenges," *Electronics*, vol. 11, no. 15, p. 2462, 2022.

[70] S. Abourida, C. Dufour, and J. Bélanger, "Real-time and hardware-in-the-loop simulation of electric drives and power electronics: Process, problems and solutions," in *Proceedings of the International Power Electronics Conference (IPEC)*, 2005.

[71] OPAL-RT Technologies, "About OPAL-RT: Company history," https://www.opal-rt.com/about-us/, 2026, visitado: 19-06-2026.

[72] E. Gómez-Luna, L. Palacios-Bocanegra, and J. E. Candelo-Becerra, "Real-time simulation with OPAL-RT technologies and applications for control and protection schemes in electrical networks," *Journal of Engineering Science and Technology Review*, vol. 12, no. 3, pp. 136–144, 2019.