

Compensación de R_s usando mediciones de corriente de estator para una máquina de inducción controlada por PTC

DANILO GÁLVEZ

2026

Requisito parcial para obtener el título de:

Ingeniero Civil Electricista

Requisito parcial para obtener el grado de:

Magíster en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica

Profesor Guía:

Dr.-Ing Margarita Norambuena (UTFSM)

Dr.-Ing Jorge Juliet (UTFSM)

Comisión:

Dr. Pablo Lezana (UTFSM)

Dr. Cristian Garcia (UTALCA)

Valparaíso, Julio 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: Compensación de Rs usando mediciones de corriente de estator para una máquina de inducción controlada por PTC

Nombre del candidato(a): Danilo Matías Gálvez Pizarro

Carrera / Grado: Magíster en ciencias de la Ingeniería Eléctrica

Campus: Casa Central Departamento: Departamento de Ingeniería Eléctrica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Margarita Norambuena Valdivia, 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: 10.08.2026

Firma: 

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 10/08/2026

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.



Compensación de R_s usando mediciones de corriente de estator para una máquina de inducción controlada por PTC

DANILO GÁLVEZ

2026

*“Take the first step in faith.
You don’t have to see the whole staircase,
just take the first step.”*

— Attributed to Martin Luther King Jr.

Agradecimientos

Quiero agradecer, en primer lugar, a mi madre y a mis hermanos, por su apoyo constante, su paciencia y su compañía durante todo este proceso. Su presencia fue fundamental para poder llegar al final de esta etapa.

Agradezco también a mis profesores guía por el apoyo, la orientación y las enseñanzas entregadas durante estos años.

Finalmente, quiero agradecer a mis compañeros y amigos del laboratorio, así como también a los chicos del pañol, por su ayuda, disposición y apoyo durante el desarrollo experimental de esta tesis.

Se agradece a ANID a través del proyecto AC3E CIA250006, Advanced Center for Electrical and Electronics Engineering.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	i
Índice de Figuras	iv
Índice de Tablas	vii
Resumen	1
1 Introducción	2
2 Objetivos	3
2.1 Objetivo Principal	3
2.2 Objetivos secundarios	3
3 Modelado de la máquina de inducción para control predictivo	4
3.1 Fundamento teórico de la máquina de inducción	5
3.2 Fasores espaciales y representación en coordenadas fijas al estator	5
3.2.1 Definición del fasor espacial	5
3.2.2 Interpretación física del fasor espacial	5
3.2.3 Transformación trifásica- $\alpha\beta$	6
3.2.4 Rotación de fasores espaciales y sistemas de referencia	6
3.3 Modelo dinámico de la máquina de inducción	7
3.3.1 Torque electromagnético y dinámica mecánica	8
3.3.2 Ecuaciones generales del modelo	8
3.3.3 Modelo en un sistema de referencia general	10
3.3.4 Modelo en coordenadas estacionarias del estator	10
3.4 Estimación del enlace de flujo	12
3.4.1 Estimador basado en modelo de corriente	12
3.4.2 Estimador basado en modelo de tensión y limitaciones a baja velocidad	13
3.5 Control predictivo aplicado a accionamientos eléctricos	15
3.5.1 Principio general del control predictivo	15
3.5.2 Control predictivo de conjunto finito	16
3.6 Estructura general del accionamiento	17
3.6.1 Lazo externo de velocidad	18
3.6.2 Referencias de torque y enlace de flujo	19
3.7 Control predictivo de torque de la máquina de inducción	20
3.7.1 Modelo predictivo del PTC	20

3.7.2	Función de costo y selección del fasor óptimo	21
3.7.3	Esquema general del PTC implementado	22
3.8	Sensibilidades del modelo y conexión con la estrategia propuesta	23
3.9	Resumen del capítulo	24
4	Inversor trifásico 2L-VSC y compensación de no linealidades	25
4.1	Convertidor 2L-VSC utilizado en el sistema	26
4.2	No linealidades del inversor y su efecto sobre la tensión aplicada	28
4.2.1	Tiempo muerto y retardos de conmutación	29
4.2.2	Caída de tensión en los dispositivos semiconductores	32
4.2.3	Efecto sobre la tensión aplicada	34
4.3	Modelado e implementación de la tensión efectiva del inversor	36
4.4	Resumen del capítulo	39
5	Estrategia propuesta de compensación de resistencia de estator	40
5.1	Principio de la estrategia propuesta	40
5.2	Relación entre error de resistencia y error de predicción de corriente	42
5.3	Compensación directa del estimador de enlace de flujo	44
5.4	Estimación, fijación y aplicación de la resistencia equivalente	45
5.5	Transición de ganancias en función de la frecuencia	49
5.6	Validación preliminar mediante simulación	51
5.6.1	Compensación del enlace de flujo ante variación de R_s	51
5.6.2	Validación a velocidad cero	52
5.6.3	Inversión de marcha a muy baja velocidad	52
5.6.4	Errores iniciales de R_s	53
5.6.5	Operación fuera del rango de muy baja velocidad	54
5.6.6	Sensibilidad frente a R_r	55
5.7	Resumen del capítulo	58
6	Resultados experimentales	59
6.1	Banco experimental y sistema de adquisición	59
6.2	Ensayos de laboratorio	61
6.2.1	Influencia del nivel de magnetización en la estimación de resistencia	61
6.2.2	Transición de ganancias y validación del estimador de resistencia	62
6.2.3	Transición a alta velocidad	65
6.2.4	Respuesta ante escalones de carga mecánica a muy baja velocidad	65
6.2.5	Observación sobre la sensibilidad frente a <i>offsets</i> de medición	69
6.3	Resumen del capítulo	71
7	Conclusiones generales	72
A	Diseño de tarjeta acondicionadora de <i>encoder</i>	74
A.1	Descripción de la tarjeta	74
A.2	Tratamiento digital y cálculo de velocidad	76
B	Configuración de máquina de carga	78
B.1	Identificación del variador y de la máquina de carga	78
B.2	Configuración principal en EasyRider	79
B.3	Conexión externo de referencia y habilitación	80

B.4 Procedimiento de operación	80
Bibliografía	82

Índice de Figuras

3.1	Interpretación espacial del fasor de corriente de estator en el plano fijo al estator $\alpha\beta$	6
3.2	Representación de un fasor espacial en el plano fijo al estator $\alpha\beta$ y su referencia a un sistema de coordenadas giratorio d_kq_k , cuyo eje real forma un ángulo θ_k respecto del eje α	7
3.3	Diagrama de flujo de señales del modelo dinámico de la máquina de inducción en un sistema de referencia general, utilizando como variables principales la corriente de estator y el enlace de flujo de rotor.	11
3.4	Diagrama de flujo de señales del estimador de flujo basado en el modelo de corriente.	12
3.5	Diagrama del estimador de flujo basado en el modelo de tensión.	13
3.6	Esquema general de una estrategia de control predictivo aplicada a un sistema alimentado mediante convertidor de potencia.	16
3.7	Esquema simplificado del lazo externo de velocidad utilizado en el accionamiento.	19
3.8	Esquema general del control predictivo de torque implementado.	22
4.1	Esquema del inversor trifásico 2L-VSC empleado en el sistema experimental.	26
4.2	Fasores espaciales de tensión ideales del inversor 2L-VSC en el plano fijo al estator $\alpha\beta$	28
4.3	Representación conceptual del tiempo muerto en una pierna del inversor y su efecto sobre la transición efectiva del nodo de salida.	29
4.4	Mediciones experimentales del proceso de encendido y apagado de un IGBT.	30
4.5	Curvas de conducción reconstruidas para el IGBT, el diodo antiparalelo y una curva promedio equivalente.	33
4.6	Casos de conducción en una pierna del inversor asociados a la caída de tensión en los semiconductores para corrientes positiva y negativa. (a) $S_x = 1$. (b) $S_x = 0$	34
4.7	Efecto cualitativo del tiempo muerto sobre la trayectoria del fasor espacial de tensión en el plano fijo al estator $\alpha\beta$, considerando corrientes sinusoidales retrasadas 45° respecto de sus tensiones fundamentales. (a) $f_1 = 1$ Hz. (b) $f_1 = 10$ Hz.	35
4.8	Efecto cualitativo de la caída de tensión en los semiconductores sobre la trayectoria del fasor espacial de tensión en el plano fijo al estator $\alpha\beta$. (a) $f_1 = 1$ Hz. (b) $f_1 = 10$ Hz.	36
5.1	Esquema general del estimador del enlace de flujo compensado mediante resistencia equivalente y señal de compensación directa.	50

5.2	Esquema general de la estrategia propuesta integrada al control predictivo de torque.	51
5.3	Comparación entre el enlace de flujo real y el enlace de flujo estimado ante una variación de resistencia de estator. (a) Enlace de flujo de estator sin compensación. (b) Enlace de flujo de estator compensado.	52
5.4	Respuesta ante un escalón de torque de carga de 20 N m a velocidad cero.	53
5.5	Respuesta ante inversión de marcha a muy baja velocidad.	54
5.6	Respuesta ante errores iniciales en la resistencia de estator.	55
5.7	Respuesta de la compensación ante variaciones de resistencia y operación fuera del rango de muy baja velocidad.	56
5.8	Respuesta ante variaciones de la resistencia de rotor.	57
6.1	Banco experimental utilizado para la validación: máquina de inducción acoplada a máquina de carga, inversor 2L-VSC y plataforma digital de control con adquisición de variables.	59
6.2	Dependencia de la resistencia estimada con el nivel de magnetización. (a) Evolución de $\Delta \hat{R}_s$ (y valor fijado) ante cambios de $ \psi_s ^*$. (b) Magnitud del enlace de flujo de estator (pu).	62
6.3	Ejemplo de variación de parámetros magnéticos con el punto de operación.	63
6.4	Transición entre los mecanismos de compensación. (a) Corrección estimada $\Delta \hat{R}_s$, valor fijado R_{sf} y resistencia equivalente $R_{s,prog} + R_{sf}$. (b) Velocidad medida y referencia. (c) Ganancias g_c y g_R	63
6.5	Respuesta del sistema ante escalones de velocidad entre 1 y 10 Hz. (a) Velocidad medida y referencia. (b) Corrientes de estator. (c) Torque electromagnético y referencia. (d) Componentes temporales $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.	64
6.6	Respuesta ante escalones de velocidad desde 0 hasta 12 [Hz]. (a) Velocidad medida y referencia. (b) Corrientes de estator. (c) Torque electromagnético y referencia. (d) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.	66
6.7	Respuesta ante escalones de velocidad desde 12 hasta 35 [Hz]. (a) Velocidad medida y referencia. (b) Corrientes de estator. (c) Torque electromagnético y referencia. (d) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.	66
6.8	Aplicación y retiro de carga nominal a 0 Hz. (a) Torque electromagnético y referencia. (b) Velocidad medida y referencia. (c) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.	67
6.9	Aplicación y retiro de carga nominal a 0.5 Hz. (a) Torque electromagnético y referencia. (b) Velocidad medida y referencia. (c) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.	67
6.10	Respuesta del sistema ante distintos niveles de carga mecánica a 0 Hz. (a) Torque electromagnético y referencia. (b) Velocidad medida y referencia. (c) Componentes $\alpha\beta$ de la corriente de estator. (d) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.	68
6.11	Respuesta del sistema ante distintos niveles de carga mecánica a 0.5 Hz. (a) Torque electromagnético y referencia. (b) Velocidad medida y referencia. (c) Componentes $\alpha\beta$ de la corriente de estator. (d) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.	69

6.12	Sensibilidad frente a posibles <i>offsets</i> de medición: (a) corrientes de estator medidas durante un registro prolongado, con aplicación de carga en los últimos segundos; (b) trayectoria del enlace de flujo de estator estimado al inicio de la operación; (c) trayectoria del enlace de flujo de estator estimado luego de aproximadamente 1 h de funcionamiento a 0.5 Hz. . . .	70
A.1	Vista superior del diseño PCB de la tarjeta acondicionadora de señales de <i>encoder</i> , utilizada para adaptar las señales <i>A</i> , <i>B</i> y <i>Z</i> hacia la plataforma BRAIn.	75

Índice de Tablas

3.1	Definición de los valores base de la máquina de inducción.	10
4.1	Estados de conmutación del inversor 2L-VSC y componentes ideales de los fasores espaciales de tensión en el plano fijo al estator $\alpha\beta$	27
4.2	Dispositivo conductor y caída de tensión en una pierna del inversor según el estado de conmutación y el signo de la corriente.	33
6.1	Valores de placa de la máquina de inducción.	60
6.2	Valores base de la máquina de inducción.	60
6.3	Parámetros eléctricos y mecánicos del modelo de la máquina de inducción.	60
6.4	Parámetros utilizados en la reconstrucción de la tensión efectiva del inversor.	61
6.5	Parámetros principales utilizados en la estrategia experimental de compensación.	61
6.6	Coefficientes de los filtros discretos utilizados en la estrategia experimental.	61
A.1	Resumen funcional de las etapas de la tarjeta acondicionadora de <i>encoder</i>	75
A.2	Configuración principal del módulo de <i>encoder</i> utilizado para la medición de velocidad.	76
B.1	Valores de placa principales de la máquina PMSM utilizada como carga mecánica.	79
B.2	Parámetros principales configurados en el variador Parker.	79
B.3	Pines del conector X10 utilizados para la caja externa de operación.	80

Nomenclatura

R_s	: Resistencia de estator.
$R_{s,\text{prog}}$	: Resistencia de estator programada inicialmente por el controlador.
$R_{s,\text{eq}}$	: Resistencia equivalente de estator aplicada al estimador y al modelo predictivo.
$\Delta \hat{R}_s$	: Corrección estimada de la resistencia de estator.
R_{sf}	: Valor fijado de la corrección de resistencia de estator.
$\mathbf{i}_s$	: Vector espacial de corriente de estator.
$\hat{\mathbf{i}}_s$	: Vector espacial de corriente predicha.
$\mathbf{e}_i$	: Error de predicción de corriente.
$\boldsymbol{\psi}_s$	: Vector espacial de enlace de flujo de estator.
$\hat{\boldsymbol{\psi}}_s$	: Vector espacial de enlace de flujo de estator estimado.
$ \boldsymbol{\psi}_s $	: Magnitud del enlace de flujo de estator.
$\mathbf{v}_s$	: Vector espacial de tensión efectiva aplicada por el inversor.
$\hat{\mathbf{v}}_s$	: Vector espacial de tensión reconstruida utilizada por el estimador y el modelo predictivo.
$\mathbf{v}_{cR}$	: Señal de compensación resistiva aplicada al estimador de enlace de flujo.
V_{dc}	: Tensión del enlace de continua.
g_c	: Ganancia asociada a la compensación directa del enlace de flujo.
g_R	: Ganancia asociada a la aplicación de la resistencia estimada fijada.
r_d	: Resistencia diferencial promedio asociada a la componente resistiva de caída de tensión en los semiconductores.
T_e	: Torque electromagnético.
ω_m	: Velocidad mecánica medida del rotor.
ω	: Velocidad angular eléctrica del rotor.
f_e	: Frecuencia eléctrica asociada a la velocidad medida.
T_s	: Período de muestreo del controlador.
pu	: Valor expresado en por unidad.

Siglas y abreviaturas

PTC	<i>Predictive Torque Control.</i>
2L-VSC	<i>Two-Level Voltage Source Converter.</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor.</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array.</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machine.</i>
EDB	<i>Encoder Decoding Board.</i>
BC	<i>Braking Chopper.</i>
VDF	Variador de frecuencia.
BRAIn	Plataforma digital DSP/FPGA utilizada en el banco experimental.

Resumen

En esta tesis se desarrolla y valida experimentalmente una estrategia de compensación de resistencia efectiva de estator para una máquina de inducción controlada mediante control predictivo de torque. El problema abordado aparece principalmente en operación a muy baja velocidad y frecuencia eléctrica cero, donde la tensión fundamental aplicada a la máquina es reducida y la caída resistiva del estator representa una fracción importante de la tensión total. En estas condiciones, desviaciones entre la resistencia utilizada por el modelo y la resistencia efectiva del sistema pueden producir errores relevantes en la estimación del enlace de flujo de estator y afectar la estabilidad del accionamiento.

La estrategia propuesta utiliza el error de predicción de corriente como una señal indicativa de discrepancias resistivas del modelo. A partir de esta señal se construye una compensación directa sobre el estimador de flujo y una corrección efectiva de resistencia, la cual es estimada y fijada bajo condiciones confiables de muy baja velocidad. Además, se incorpora un modelo de tensión efectiva del inversor que considera el tiempo muerto, los retardos de conmutación y la caída de tensión en los semiconductores. La componente resistiva proporcional a la corriente asociada al convertidor no se incorpora nuevamente en dicho modelo, sino que se representa dentro de la resistencia equivalente aplicada por la estrategia, evitando una doble compensación.

La propuesta se evalúa mediante simulaciones y ensayos experimentales en un banco compuesto por una máquina de inducción alimentada por un inversor trifásico de dos niveles y acoplada a una máquina de imanes permanentes utilizada como carga mecánica. La validación experimental se realiza frente a discrepancias resistivas equivalentes del modelo, incluyendo operación a frecuencia eléctrica cero, operación a 0.5 Hz y aplicación de carga mecánica hasta torque nominal. Los resultados muestran que la estrategia permite mantener una estimación de flujo acotada y una respuesta estable en condiciones de muy baja velocidad. Asimismo, la resistencia equivalente estimada resulta consistente con el valor efectivo observado experimentalmente, lo que valida la utilidad del método propuesto para mejorar la robustez del control predictivo frente a desviaciones resistivas.

Capítulo 1

Introducción

Las máquinas de inducción son ampliamente utilizadas en accionamientos eléctricos industriales debido a su robustez, bajo costo y mantenimiento reducido. En aplicaciones que requieren alto desempeño dinámico, estas máquinas suelen ser alimentadas mediante convertidores electrónicos de potencia y controladas mediante estrategias avanzadas, como el control predictivo de torque. Esta técnica permite seleccionar directamente el fasor espacial de tensión aplicado por el inversor a partir de un modelo de la máquina y de una función de costo, lo que la hace especialmente atractiva para accionamientos basados en convertidores fuente de tensión.

Sin embargo, el desempeño del control predictivo depende fuertemente de la precisión del modelo utilizado y de la calidad de las variables estimadas. En particular, la estimación del enlace de flujo de estator, denominado en adelante flujo de estator, basada en el modelo de tensión resulta sensible a errores en la tensión efectivamente aplicada por el inversor, a *offsets* de medición y a desviaciones en la resistencia de estator. Estos efectos adquieren especial relevancia en operación a muy baja velocidad y frecuencia eléctrica cero, donde la tensión fundamental aplicada a la máquina es reducida y la caída resistiva representa una fracción importante de la tensión total.

En este contexto, esta tesis aborda el problema de la compensación de desviaciones resistivas efectivas y su efecto sobre la estimación del flujo de estator en una máquina de inducción controlada mediante PTC. La resistencia efectiva considerada por la estrategia no se interpreta únicamente como la resistencia física del devanado, sino como una magnitud equivalente vista por el estimador y por el modelo predictivo. Esta puede representar errores iniciales de parametrización, variaciones de la resistencia de estator y componentes resistivas equivalentes asociadas al sistema experimental.

La estrategia propuesta utiliza el error de predicción de corriente para construir una señal de compensación aplicada al estimador de flujo y para estimar una corrección efectiva de resistencia de estator. Con ello se busca mejorar la robustez del accionamiento en condiciones donde el estimador basado en modelo de tensión es especialmente sensible a pequeñas discrepancias resistivas, manteniendo una estimación de flujo acotada y una operación estable en el rango de muy baja velocidad.

Capítulo 2

Objetivos

2.1 Objetivo Principal

Desarrollar e implementar un estimador de flujo para máquinas de inducción basado en sus ecuaciones dinámicas, que permita mejorar la precisión del control en lazo cerrado a muy baja velocidad, mediante el diseño de una estrategia de compensación que identifique y corrija las variaciones en la resistencia de estator, reduciendo así los errores de estimación generados por cambios térmicos o condiciones de operación variables.

2.2 Objetivos secundarios

- Proponer y aplicar estrategias de estimación del flujo magnético en base a los modelos dinámicos y los requerimientos operativos de la máquina de inducción.
- Diseñar una estrategia de control que incorpore el estimador propuesto para la identificación y compensación de la resistencia del estator.
- Evaluar la robustez del método propuesto frente a modelos convencionales, considerando variaciones en parámetros eléctricos y condiciones de operación.
- Validar experimentalmente la estrategia de control desarrollada mediante simulaciones y ensayos que reproduzcan condiciones reales de operación.

Capítulo 3

Modelado de la máquina de inducción para control predictivo

El motor de inducción ha sido ampliamente utilizado en sistemas de conversión de energía eléctrica debido a su robustez, bajo costo y mantenimiento reducido. Sin embargo, su modelamiento y control presentan importantes desafíos debido a la naturaleza no lineal de su comportamiento electromagnético, especialmente cuando se requiere un alto desempeño dinámico en condiciones transitorias o a muy baja velocidad.

El desarrollo de técnicas avanzadas de control digital, junto con el crecimiento de la electrónica de potencia, ha permitido la implementación de algoritmos como el Control Predictivo de Torque (PTC), una variante del Model Predictive Control (MPC), que permite calcular en línea la acción de control óptima en función del modelo dinámico de la máquina [1,2]. Esta estrategia ha demostrado ser efectiva para aplicaciones de alto desempeño, pero requiere un modelo preciso de sus parámetros, entre ellos, la resistencia del estator.

En este contexto, la estimación del flujo de estator adquiere un papel fundamental, ya que es una variable no medible directamente y se obtiene a partir de la integración de la tensión inducida. Esta integración es altamente sensible a perturbaciones como el *offset* en sensores, circuitos electrónicos, distorsiones en la tensión aplicada y variaciones térmicas de la resistencia de estator [3,4]. Estas últimas, en particular, pueden degradar significativamente el desempeño del estimador de flujo y, por ende, del controlador predictivo.

Para abordar estos problemas, resulta esencial contar con un modelo matemático preciso de la máquina de inducción. Este modelo se formula comúnmente en coordenadas fijas al estator y se basa en las ecuaciones dinámicas del sistema expresadas en función de variables de estado, tales como las corrientes de estator y el flujo de rotor. Este enfoque permite representar el comportamiento del sistema de manera adecuada para su implementación en estrategias de control basadas en modelos.

El objetivo de este capítulo es presentar los fundamentos teóricos del modelamiento de la máquina de inducción necesarios para la implementación de estrategias avanzadas de control. Se abordan las ecuaciones dinámicas del sistema, la estimación del flujo de estator, y se establece el marco teórico que permite desarrollar compensaciones ante variaciones de la resistencia de estator, contribuyendo a mejorar la robustez y precisión del control predictivo en condiciones críticas como operación a muy baja velocidad.

3.1 Fundamento teórico de la máquina de inducción

Su principio de funcionamiento se basa en la interacción entre un campo magnético giratorio generado en el estator y las corrientes inducidas en el rotor, lo que produce un torque electromagnético.

Para describir su comportamiento dinámico, se utilizan variables complejas conocidas como fasores espaciales [5,6]. Estos representan la distribución sinusoidal del flujo magnético, las corrientes y las fuerzas magnetomotrices (MMF) en la máquina. Su uso permite reducir el orden del sistema dinámico y facilita la representación en sistemas de coordenadas giratorias o fijas al estator.

3.2 Fasores espaciales y representación en coordenadas fijas al estator

La teoría de los fasores espaciales permite representar de forma compacta y geométrica las magnitudes sinusoidales presentes en máquinas rotativas, como las corrientes, los flujos magnéticos y las fuerzas magnetomotrices (MMF). Esta formulación es especialmente útil en el modelado dinámico de máquinas de inducción, al reducir el sistema trifásico a una sola magnitud compleja que varía en el plano espacial.

3.2.1 Definición del fasor espacial

Considérese un sistema trifásico balanceado con magnitudes $x_a(t)$, $x_b(t)$ y $x_c(t)$. La distribución espacial de dicha magnitud puede representarse mediante el fasor espacial $\mathbf{x}_s(t)$, definido como:

$$\mathbf{x}_s(t) = \frac{2}{3} [\mathbf{1}x_a(t) + \mathbf{a}x_b(t) + \mathbf{a}^2x_c(t)] \quad (3.1)$$

donde $\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ es el operador espacial que representa la orientación relativa de las fases en el espacio físico, cumpliendo la identidad $\mathbf{1} + \mathbf{a} + \mathbf{a}^2 = 0$.

Esta expresión define la contribución espacial de cada fase como una sola magnitud compleja en el plano. El coeficiente $2/3$ es un factor de escala que refleja el hecho de que la distribución total de una magnitud trifásica puede representarse mediante dos componentes ortogonales equivalentes.

3.2.2 Interpretación física del fasor espacial

El fasor espacial $\mathbf{i}_s(t)$, mostrado en la figura 3.1, representa la distribución sinusoidal de la densidad de corriente en el entrehierro de la máquina. Su módulo indica la magnitud de dicha distribución, mientras que su ángulo representa su orientación en el espacio. De este modo, $\mathbf{i}_s(t)$ puede interpretarse como un fasor giratorio en el plano complejo que resume la acción combinada de las tres fases del estator.

Este marco teórico proporciona la base para representar otras magnitudes como el flujo magnético y la tensión, y constituye el punto de partida para el desarrollo de modelos dinámicos en sistemas de referencia fijas al estator o giratorios, esenciales para el diseño de estrategias de control vectorial o predictivo.

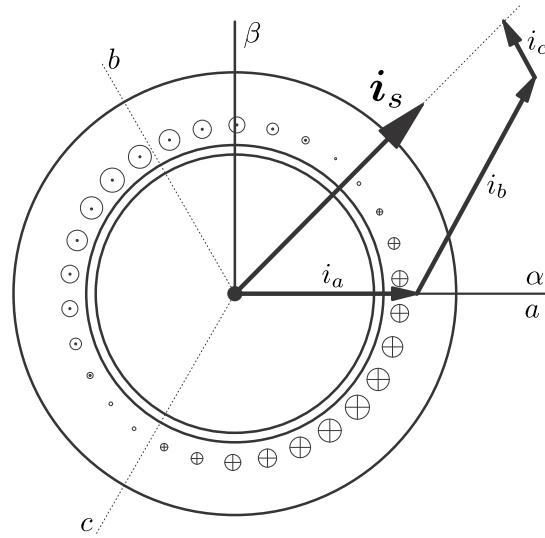


Figura 3.1: Interpretación espacial del fasor de corriente de estator en el plano fijo al estator $\alpha\beta$.

3.2.3 Transformación trifásica- $\alpha\beta$

A partir de la definición del fasor espacial dada en (3.1), sus componentes en coordenadas fijas al estator corresponden a su parte real e imaginaria, de modo que

$$\mathbf{x}_s = x_\alpha + jx_\beta \quad (3.2)$$

De manera equivalente, para una magnitud trifásica asociada a corriente, tensión o enlace de flujo, las componentes x_α y x_β pueden obtenerse directamente a partir de las magnitudes de fase mediante la transformación de Clarke:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

En particular, las principales variables eléctricas de la máquina se representan en el plano fijo al estator $\alpha\beta$ mediante los fasores espaciales

$$\mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}, \quad \mathbf{v}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}, \quad \boldsymbol{\psi}_s = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \quad (3.4)$$

Esta representación permite formular el modelo dinámico de la máquina de inducción en coordenadas fijas al estator, manteniendo una notación compacta para las corrientes, las tensiones y los enlaces de flujo.

3.2.4 Rotación de fasores espaciales y sistemas de referencia

Los fasores espaciales expresados en coordenadas fijas al estator $\alpha\beta$ pueden referirse a un sistema de coordenadas giratorio. Sea $\mathbf{x}_s$ un fasor espacial expresado en el sistema fijo al estator mostrado en la figura 3.2, y sea $\mathbf{x}^{(k)}$ el mismo fasor observado desde un sistema de

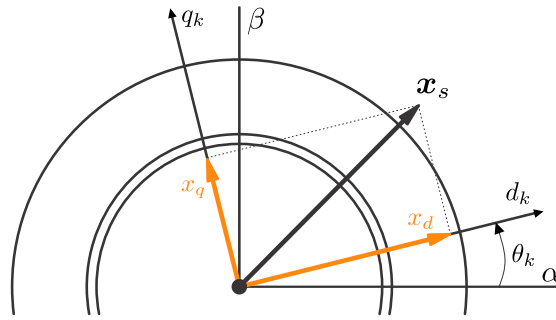


Figura 3.2: Representación de un fasor espacial en el plano fijo al estator $\alpha\beta$ y su referencia a un sistema de coordenadas giratorio d_kq_k , cuyo eje real forma un ángulo θ_k respecto del eje α .

referencia k , cuyo eje real gira con velocidad angular ω_k . La relación entre ambos sistemas se define como

$$\mathbf{x}^{(k)} = \mathbf{x}_s e^{-j\theta_k} \quad (3.5)$$

donde θ_k es el ángulo entre el eje α fijo al estator y el eje real del sistema k . Si la velocidad angular del sistema de referencia es constante, se tiene $\theta_k = \omega_k t + \theta_k(0)$. En forma general,

$$\theta_k(t) = \int_0^t \omega_k(\tau) d\tau + \theta_k(0) \quad (3.6)$$

Al derivar un fasor referido al sistema giratorio aparece un término adicional asociado al movimiento del sistema de coordenadas. En particular, la derivada temporal del fasor en el sistema fijo al estator puede escribirse como

$$\frac{d\mathbf{x}_s}{dt} = e^{j\theta_k} \left(\frac{d\mathbf{x}^{(k)}}{dt} + j\omega_k \mathbf{x}^{(k)} \right) \quad (3.7)$$

El término $j\omega_k \mathbf{x}^{(k)}$ representa el efecto de observar el fasor desde un marco en rotación. Este término produce el acoplamiento entre los ejes ortogonales del sistema giratorio y aparece de manera natural en las ecuaciones dinámicas de la máquina cuando estas se escriben en un sistema de referencia arbitrario.

La elección de ω_k permite referir el modelo a distintos sistemas de coordenadas. Por ejemplo, si $\omega_k = 0$, el sistema queda fijo al estator; si $\omega_k = \omega$, el sistema gira solidario al rotor; y si ω_k se elige como una velocidad sincrónica, las variables se expresan en un marco sincrónico. También es posible orientar el eje real del sistema respecto de un fasor de flujo, como el enlace de flujo de estator o el enlace de flujo de rotor, lo cual es habitual en estrategias de control vectorial.

3.3 Modelo dinámico de la máquina de inducción

El modelo utilizado corresponde al modelo fundamental de la máquina de inducción, formulado mediante fasores espaciales complejos [5]. Bajo esta representación, las variables eléctricas del estator y del rotor se describen a partir de sus componentes fundamentales, lo

que permite obtener un conjunto compacto de ecuaciones diferenciales para las tensiones, corrientes y enlaces de flujo de la máquina.

El desarrollo se realiza considerando una máquina trifásica simétrica, con devanados distribuidos sinusoidalmente y rotor referido al estator. Además, se desprecian las pérdidas en el hierro, las pérdidas por corrientes parásitas y las componentes asociadas a ranurado o efectos de borde. Los parámetros eléctricos del modelo se consideran constantes para el punto de operación analizado.

3.3.1 Torque electromagnético y dinámica mecánica

El torque electromagnético de la máquina de inducción puede expresarse mediante la parte imaginaria del producto complejo entre el conjugado del fasor espacial del enlace de flujo de estator y el fasor espacial de corriente de estator [6]. En notación de fasores espaciales complejos, se tiene

$$T_e = \frac{3}{2}p \operatorname{Im} \{ \psi_s^* i_s \} \quad (3.8)$$

donde $(\cdot)^*$ denota el conjugado complejo e $\operatorname{Im}\{\cdot\}$ representa la parte imaginaria. En coordenadas estacionarias $\alpha\beta$, la expresión anterior puede escribirse como

$$T_e = \frac{3}{2}p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.9)$$

Esta ecuación muestra que el torque electromagnético depende de la orientación relativa entre el fasor del enlace de flujo de estator y el fasor de corriente de estator. Por lo tanto, variaciones en la magnitud o en la posición angular de estas variables modifican directamente el torque desarrollado por la máquina.

La dinámica mecánica del conjunto se obtiene a partir del equilibrio de torques sobre el eje. Despreciando la fricción viscosa en la formulación principal del modelo, se considera

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L \quad (3.10)$$

donde J es la inercia total equivalente del eje, ω_m es la velocidad mecánica del rotor y T_L corresponde al torque de carga.

3.3.2 Ecuaciones generales del modelo

Utilizando la representación mediante fasores espaciales, las ecuaciones eléctricas de la máquina de inducción pueden expresarse en un sistema de referencia arbitrario k , cuyo eje real gira con velocidad angular ω_k . En este sistema, las ecuaciones de tensión del estator y del rotor referido al estator están dadas por

$$\mathbf{v}_s^{(k)} = R_s \mathbf{i}_s^{(k)} + \frac{d\psi_s^{(k)}}{dt} + j\omega_k \psi_s^{(k)} \quad (3.11)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r^{(k)} + \frac{d\psi_r^{(k)}}{dt} + j(\omega_k - \omega) \psi_r^{(k)} \quad (3.12)$$

En (3.12) se ha considerado una máquina de inducción tipo jaula de ardilla, por lo que los devanados del rotor se encuentran cortocircuitados y la tensión aplicada al rotor es nula. El término $j\omega_k\psi_s^{(k)}$ aparece debido a la rotación del sistema de referencia respecto al estator, mientras que $j(\omega_k - \omega)\psi_r^{(k)}$ representa el movimiento relativo entre el sistema de coordenadas elegido y el rotor.

Las ecuaciones de flujo que completan el modelo electromagnético se escriben como

$$\psi_s^{(k)} = L_s \dot{i}_s^{(k)} + L_m \dot{i}_r^{(k)} \quad (3.13)$$

$$\psi_r^{(k)} = L_m \dot{i}_s^{(k)} + L_r \dot{i}_r^{(k)} \quad (3.14)$$

En estas expresiones, R_s y R_r corresponden a las resistencias de estator y rotor, respectivamente, mientras que L_s , L_r y L_m representan las inductancias totales de estator, de rotor y mutua. Todas las variables del rotor se encuentran referidas al estator. La velocidad angular eléctrica del rotor se denota por ω , y se relaciona con la velocidad mecánica mediante

$$\omega = p\omega_m \quad (3.15)$$

donde p es el número de pares de polos. A partir de los parámetros eléctricos del modelo, se definen además las siguientes magnitudes auxiliares:

$$\begin{aligned} k_s &= \frac{L_m}{L_s} && : \text{ factor de acoplamiento asociado al estator.} \\ k_r &= \frac{L_m}{L_r} && : \text{ factor de acoplamiento asociado al rotor.} \\ \sigma &= 1 - k_s k_r = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} && : \text{ coeficiente de dispersión total de la máquina.} \\ \tau_r &= \frac{L_r}{R_r} && : \text{ constante de tiempo del rotor.} \end{aligned}$$

Utilizando k_s , k_r y σ , las ecuaciones de flujo pueden escribirse de forma equivalente como

$$\psi_s^{(k)} = \sigma L_s \dot{i}_s^{(k)} + k_r \psi_r^{(k)} \quad (3.16)$$

$$\psi_r^{(k)} = \sigma L_r \dot{i}_r^{(k)} + k_s \psi_s^{(k)} \quad (3.17)$$

La primera de estas relaciones será utilizada posteriormente para vincular el enlace de flujo de estator con la corriente de estator y el enlace de flujo de rotor dentro del modelo en coordenadas estacionarias.

Para expresar las variables de la máquina en valores por unidad, se definen magnitudes base a partir de los valores nominales de corriente, tensión y frecuencia. Esta normalización permite representar las variables eléctricas y mecánicas en una escala común, facilitando la comparación entre resultados de simulación y ensayos experimentales. Las definiciones utilizadas para el cálculo de los valores base se resumen en la Tabla 3.1 [7].

Tabla 3.1: Definición de los valores base de la máquina de inducción.

I_b	V_b	Z_b	S_b	ω_b	ψ_b	T_b	L_b
$\sqrt{2}I_N$	$\sqrt{2}V_{Nfn}$	$\frac{V_b}{I_b}$	$\frac{3}{2}V_bI_b$	ω_{sN}	$\frac{V_b}{\omega_b}$	$\frac{S_b}{\omega_b/p}$	$\frac{Z_b}{\omega_b}$

- I_N : corriente nominal RMS de línea.
 V_{Nfn} : tensión nominal RMS fase–neutro de la máquina.
 ω_{sN} : velocidad angular eléctrica nominal.
 f_N : frecuencia nominal.
 p : número de pares de polos.

3.3.3 Modelo en un sistema de referencia general

A partir de las ecuaciones generales de tensión y de las relaciones de flujo, el modelo dinámico de la máquina de inducción puede expresarse utilizando como variables de estado la corriente de estator $\mathbf{i}_s^{(k)}$ y el enlace de flujo de rotor $\boldsymbol{\psi}_r^{(k)}$. Esta elección resulta conveniente, porque evita utilizar explícitamente la corriente de rotor, la cual no es medible en una máquina de inducción tipo jaula de ardilla.

Reemplazando la dinámica del flujo de rotor obtenida a partir de la ecuación de tensión del rotor, se obtiene

$$\tau_r \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^{(k)}}{dt} + \boldsymbol{\psi}_r^{(k)} = -j(\omega_k - \omega)\tau_r \boldsymbol{\psi}_r^{(k)} + L_m \mathbf{i}_s^{(k)}, \quad (3.18)$$

donde ω_k es la velocidad angular del sistema de referencia y ω corresponde a la velocidad angular eléctrica del rotor.

Luego, al derivar la relación de flujo de estator y reemplazar en la ecuación de tensión de estator, la dinámica de la corriente de estator puede escribirse como

$$\tau_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s^{(k)}}{dt} + \mathbf{i}_s^{(k)} = -j\omega_k \tau_\sigma \mathbf{i}_s^{(k)} + \frac{k_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \boldsymbol{\psi}_r^{(k)} + \frac{1}{R_\sigma} \mathbf{v}_s^{(k)}, \quad (3.19)$$

donde

$R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$: resistencia transitoria equivalente del modelo de corriente,

$\tau_\sigma = \frac{\sigma L_s}{R_\sigma}$: constante de tiempo transitoria del estator.

Las ecuaciones (3.18) y (3.19) representan el modelo dinámico general de la máquina de inducción en un sistema de referencia que gira a velocidad angular ω_k . El diagrama de flujo de señales se muestra en la figura 3.3.

3.3.4 Modelo en coordenadas estacionarias del estator

El modelo anterior se expresa en coordenadas estacionarias fijas al estator, lo que equivale a seleccionar

$$\omega_k = 0 \quad (3.20)$$

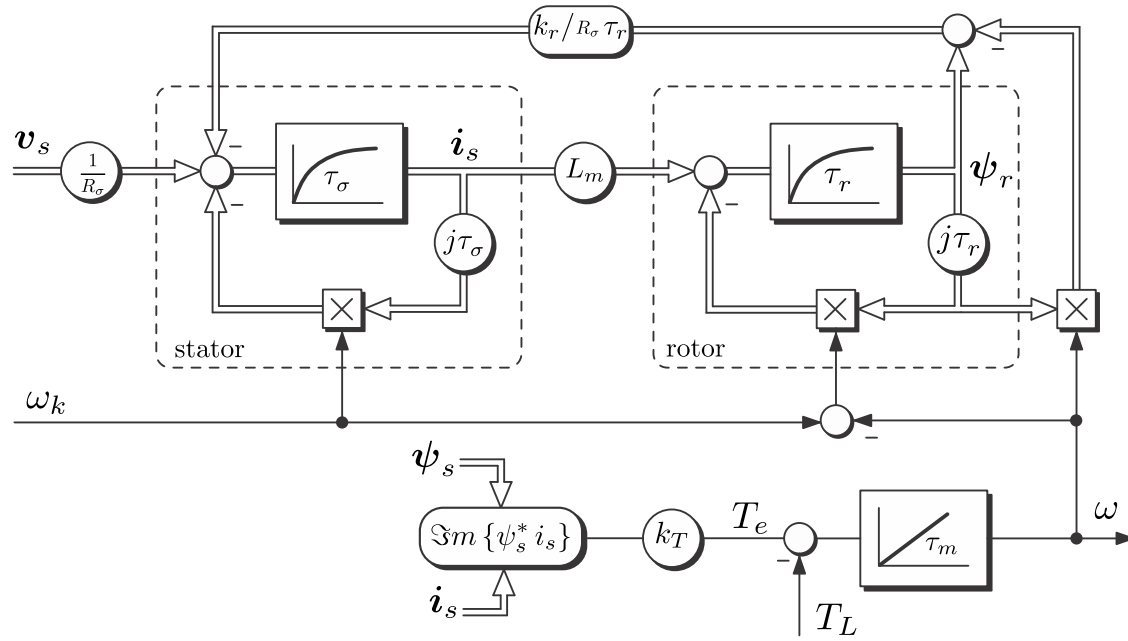


Figura 3.3: Diagrama de flujo de señales del modelo dinámico de la máquina de inducción en un sistema de referencia general, utilizando como variables principales la corriente de estator y el enlace de flujo de rotor.

Bajo esta elección, el sistema de referencia no gira respecto de los devanados del estator y las variables se expresan directamente en el plano $\alpha\beta$. Por simplicidad, en adelante se omite el superíndice (k) cuando las variables estén expresadas en este sistema de referencia. Así, la dinámica del flujo de rotor queda dada por

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = j\omega \tau_r \psi_r + L_m i_s \quad (3.21)$$

mientras que la dinámica de la corriente de estator resulta

$$\tau_\sigma \frac{di_s}{dt} + i_s = \frac{k_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \psi_r + \frac{1}{R_\sigma} v_s \quad (3.22)$$

Estas ecuaciones describen el comportamiento dinámico de la máquina en el sistema de coordenadas fijas al estator, que es el marco adoptado para la estimación de flujo y la formulación del control predictivo.

3.4 Estimación del enlace de flujo

En una máquina de inducción, las variables de flujo no se miden directamente en una implementación experimental convencional. Sin embargo, su conocimiento resulta necesario para describir el estado magnético de la máquina y calcular el torque electromagnético. Por esta razón, el flujo debe estimarse a partir de las variables disponibles, como las corrientes de estator, la tensión aplicada, la velocidad medida y los parámetros del modelo.

Existen distintas alternativas para estimar el flujo en una máquina de inducción. Entre las más utilizadas se encuentran los estimadores basados en modelo de corriente y los estimadores basados en modelo de tensión. El primero se apoya principalmente en la dinámica del flujo de rotor y requiere la velocidad eléctrica del rotor, mientras que el segundo obtiene el flujo de estator integrando la tensión inducida del estator. Ambos enfoques presentan ventajas y limitaciones, especialmente cuando la máquina opera a baja velocidad [3, 4].

3.4.1 Estimador basado en modelo de corriente

Una alternativa clásica para estimar el flujo en una máquina de inducción consiste en utilizar el modelo de corriente [6]. Este estimador se basa en la dinámica del flujo de rotor y utiliza como entradas principales la corriente de estator medida, la velocidad eléctrica del rotor y los parámetros del modelo de la máquina.

A partir de la ecuación dinámica del flujo de rotor en coordenadas estacionarias, dada en (3.21), se puede construir el estimador

$$\frac{d\hat{\psi}_r}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_s - \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \hat{\psi}_r \quad (3.23)$$

Una vez estimado el enlace de flujo de rotor, el enlace de flujo de estator puede obtenerse mediante la relación de flujo dada en (3.16). El diagrama de flujo de señales del estimador se muestra en la figura 3.4.

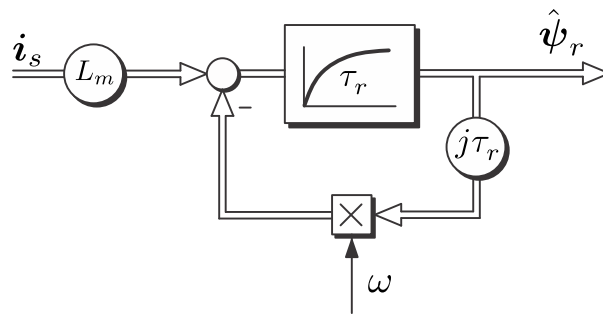


Figura 3.4: Diagrama de flujo de señales del estimador de flujo basado en el modelo de corriente.

De esta forma, el estimador basado en modelo de corriente permite reconstruir el flujo de estator a partir de la corriente medida y del flujo de rotor estimado. Su principal ventaja es que no depende directamente de la integración de la tensión de estator, por lo que evita algunos problemas asociados al modelo de tensión, como la acumulación de *offsets* en la entrada del integrador.

Sin embargo, su precisión depende fuertemente de los parámetros del rotor, en particular de la constante de tiempo τ_r . Además, requiere conocer la velocidad eléctrica del rotor, ya sea mediante medición directa o mediante algún método de estimación. Por esta razón, aunque el modelo de corriente puede presentar un buen desempeño cuando la velocidad y los parámetros del rotor son conocidos con suficiente precisión, su exactitud puede degradarse ante variaciones paramétricas o errores en la medición de velocidad [6].

3.4.2 Estimador basado en modelo de tensión y limitaciones a baja velocidad

El estimador basado en modelo de tensión se obtiene directamente desde la ecuación de tensión del estator en coordenadas estacionarias. A partir de la ecuación de tensión de estator (3.11), considerando $\omega_k = 0$, se obtiene

$$\frac{d\hat{\psi}_s}{dt} = v_s - R_s i_s \quad (3.24)$$

Por lo tanto, el enlace de flujo de estator estimado se obtiene integrando la tensión inducida del estator,

$$\hat{\psi}_s(t) = \int (v_s - R_s i_s) dt \quad (3.25)$$

El diagrama de flujo de señales se muestra en la figura 3.5.

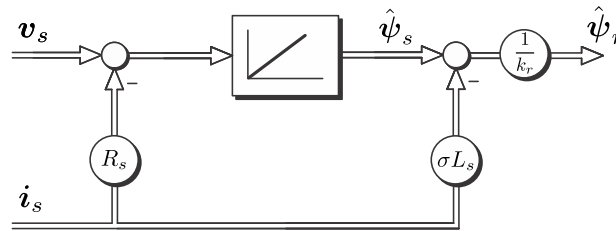


Figura 3.5: Diagrama del estimador de flujo basado en el modelo de tensión.

A diferencia del estimador basado en modelo de corriente, esta formulación no requiere utilizar directamente la velocidad mecánica del rotor ni la constante de tiempo del rotor. Sus entradas principales son la tensión aplicada a la máquina, la corriente de estator medida y la resistencia de estator. Esta característica lo hace atractivo en aplicaciones donde se busca reducir la dependencia de parámetros del rotor o en esquemas sin sensor mecánico de velocidad.

El desempeño del estimador basado en el modelo de tensión se encuentra condicionado por tres limitaciones principales: la integración abierta, la reconstrucción de la tensión efectivamente aplicada a la máquina y el conocimiento de la resistencia de estator.

Integración abierta y errores de medición

El estimador de (3.25) utiliza un integrador puro y no dispone de una realimentación que corrija directamente el enlace de flujo estimado. Por esta razón, un error en la condición inicial se mantiene durante la operación, mientras que una componente continua no deseada en la entrada del integrador hace que el error de estimación de $\hat{\psi}_s$ se acumule en el tiempo.

Este problema resulta especialmente relevante en presencia de *offsets* o errores constantes en las señales de medición [3, 4].

Reconstrucción de la tensión de estator

En la implementación experimental considerada, la tensión aplicada a la máquina no se mide directamente en sus terminales, sino que se reconstruye a partir de la tensión del enlace de continua, los estados de conmutación y un modelo del inversor. Por consiguiente, la tensión utilizada por el estimador puede diferir de la tensión efectivamente aplicada debido al tiempo muerto, los retardos de conmutación y la caída de tensión en los dispositivos semiconductores. Esta discrepancia modifica directamente la tensión inducida utilizada para calcular el enlace de flujo.

Conocimiento de la resistencia de estator

El estimador también requiere conocer la resistencia de estator para calcular la caída resistiva $R_s \mathbf{i}_s$. Una discrepancia entre la resistencia utilizada por el modelo y la resistencia efectiva del sistema produce un error aproximadamente proporcional a la corriente de estator. Este efecto adquiere especial importancia a muy baja frecuencia y a frecuencia eléctrica cero, donde la tensión fundamental aplicada a la máquina es reducida y la caída resistiva representa una fracción importante de la tensión total.

Para representar conjuntamente estas fuentes de error, se considera que $\mathbf{v}_s$ corresponde a la tensión efectivamente aplicada en los terminales de la máquina, mientras que $\hat{\mathbf{v}}_s = \mathbf{v}_s + \Delta \mathbf{v}_s$ es la tensión reconstruida utilizada por el estimador. Asimismo, la corriente medida se representa como $\mathbf{i}_s + \Delta \mathbf{i}_s$.

La resistencia física del devanado de estator durante la operación se define como

$$R_s = R_{s,\text{prog}} + \Delta R_s, \quad (3.26)$$

donde $R_{s,\text{prog}}$ es el valor programado en el estimador y ΔR_s representa su desviación respecto de la resistencia actual de la máquina.

Definiendo el error de estimación del enlace de flujo como

$$\tilde{\psi}_s = \hat{\psi}_s - \psi_s, \quad (3.27)$$

su evolución puede expresarse como

$$\frac{d\tilde{\psi}_s}{dt} = \Delta \mathbf{v}_s + \Delta R_s \mathbf{i}_s - R_{s,\text{prog}} \Delta \mathbf{i}_s. \quad (3.28)$$

En (3.28), el término $\Delta \mathbf{v}_s$ representa el error asociado a la reconstrucción de la tensión de estator. Esta limitación motiva el modelo de tensión efectiva del inversor desarrollado en el Capítulo 4. El término $\Delta R_s \mathbf{i}_s$ corresponde al efecto producido por una discrepancia entre la resistencia de estator durante la operación y el valor programado en el estimador, y constituye el problema principal abordado mediante la estrategia de compensación presentada en el Capítulo 5. Finalmente, el término $-R_{s,\text{prog}} \Delta \mathbf{i}_s$ representa el efecto de errores en la medición de corriente, incluidos posibles *offsets*. Aunque la estrategia propuesta no está orientada explícitamente a identificar o compensar dichos errores de medición, su

influencia sobre la estabilidad del enlace de flujo estimado se observa cualitativamente en los ensayos experimentales.

3.5 Control predictivo aplicado a accionamientos eléctricos

El control predictivo basado en modelo, comúnmente denominado *Model Predictive Control* (MPC), corresponde a una familia de estrategias de control que utilizan un modelo dinámico del sistema para predecir su comportamiento futuro y seleccionar la acción de control más conveniente de acuerdo con un criterio de optimización [1, 8]. En el contexto de los accionamientos eléctricos, esta metodología resulta especialmente atractiva, debido a que permite incorporar de forma directa el modelo de la máquina, las restricciones del convertidor y distintos objetivos de control dentro del proceso de decisión.

A diferencia de estrategias de control lineal clásicas, donde la acción de control se obtiene a partir de leyes previamente ajustadas, el control predictivo evalúa en cada período de muestreo el efecto futuro de las acciones de control disponibles. En sistemas alimentados por convertidores electrónicos de potencia, dichas acciones pueden asociarse directamente a los estados de conmutación del inversor, lo que permite seleccionar el fasor de tensión que será aplicado a la máquina sin requerir necesariamente una etapa de modulación intermedia.

Dentro de las distintas formulaciones de MPC, el control predictivo de conjunto finito, o *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC), resulta particularmente adecuado para aplicaciones con convertidores de potencia, debido a la naturaleza discreta de sus estados de conmutación [1, 8]. En esta formulación, el controlador evalúa un número finito de acciones de control, predice el comportamiento de las variables de interés para cada una de ellas y selecciona aquella que minimiza una función de costo.

En esta sección se presentan los conceptos generales del control predictivo aplicado a accionamientos eléctricos. Primero, se describe el principio básico del MPC y su formulación mediante predicción y optimización. Luego, se introduce el FCS-MPC como una alternativa especialmente conveniente para convertidores fuente de tensión.

3.5.1 Principio general del control predictivo

El principio fundamental del control predictivo consiste en utilizar un modelo del sistema para anticipar su comportamiento futuro y seleccionar la acción de control que produzca la respuesta más adecuada según un criterio de desempeño. En una formulación discreta general, el modelo de predicción puede escribirse como

$$\mathbf{x}[k+1] = f(\mathbf{x}[k], \mathbf{u}[k]) \quad (3.29)$$

mientras que una función de costo representativa, para un horizonte de predicción de un paso, puede expresarse como

$$g = \sum_i \lambda_i (x_i^* - \hat{x}_i[k+1])^2 \quad (3.30)$$

La acción de control seleccionada corresponde a aquella que minimiza la función de costo dentro del conjunto de acciones admisibles,

$$\mathbf{u}_{\text{opt}}[k] = \arg \min_{\mathbf{u} \in \mathcal{U}} g \quad (3.31)$$

En estas expresiones, $\mathbf{x}[k]$ representa el estado del sistema en el instante discreto k , $\mathbf{u}[k]$ corresponde a la acción de control aplicada, $f(\cdot)$ es el modelo utilizado para predecir el comportamiento futuro del sistema y $\mathcal{U}$ denota el conjunto de acciones de control admisibles. Por otra parte, x_i^* corresponde a la referencia de la variable i , $\hat{x}_i[k+1]$ es su valor predicho para el siguiente instante de muestreo y λ_i es un factor de peso que permite ajustar la importancia relativa de cada término dentro de la función de costo. El diagrama de bloques se muestra en la Fig. 3.6.

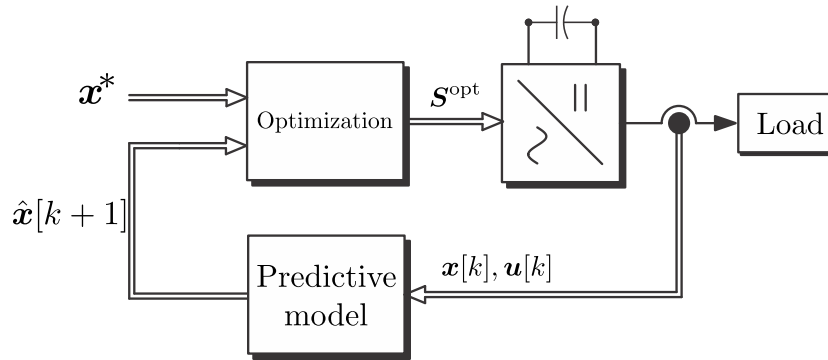


Figura 3.6: Esquema general de una estrategia de control predictivo aplicada a un sistema alimentado mediante convertidor de potencia.

Una característica importante del control predictivo es que este procedimiento se repite en cada período de muestreo. Aunque el controlador utiliza el modelo para evaluar el comportamiento futuro del sistema, solo se aplica la primera acción de control seleccionada. En la muestra siguiente, las variables se miden nuevamente, se actualiza el estado del sistema y se resuelve otra vez el problema de optimización.

En accionamientos eléctricos, el control predictivo resulta especialmente atractivo, debido a que el convertidor de potencia posee un conjunto limitado de acciones físicas disponibles. En el caso de un inversor fuente de tensión, estas acciones están asociadas a los estados de conmutación del convertidor y, por lo tanto, a los fasores de tensión que pueden aplicarse a la máquina. De esta forma, el modelo de la máquina permite predecir el efecto de cada fasor sobre las variables eléctricas y mecánicas de interés, mientras que la función de costo permite seleccionar la acción más conveniente para cumplir los objetivos de control.

El control predictivo se aplica al lazo interno electromagnético del accionamiento. En particular, se utiliza para controlar el torque electromagnético y la magnitud del flujo de estator mediante la selección directa del fasor de tensión del inversor. La formulación específica de esta estrategia, conocida como control predictivo de torque, se presenta en las secciones siguientes.

3.5.2 Control predictivo de conjunto finito

En el caso del inversor trifásico fuente de tensión de dos niveles considerado, cada una de sus tres piernas puede adoptar dos estados de conmutación. Por lo tanto, el número total de estados disponibles queda dado por

$$N_s = 2^3 = 8 \quad (3.32)$$

Sea $\mathcal{N} = \{0, \dots, 7\}$ el conjunto de índices asociados a estos estados. Para cada $n \in \mathcal{N}$, el estado de conmutación correspondiente se representa mediante

$$\mathbf{S}^{(n)} = \begin{bmatrix} S_a^{(n)} & S_b^{(n)} & S_c^{(n)} \end{bmatrix}^T$$

donde $S_a^{(n)}, S_b^{(n)}, S_c^{(n)} \in \{0, 1\}$. De esta manera, el conjunto de acciones admisibles introducido en la sección anterior se particulariza para el inversor como

$$\mathcal{U} = \left\{ \mathbf{S}^{(n)} : n \in \mathcal{N} \right\}$$

Cada estado $\mathbf{S}^{(n)}$ está asociado a un fasor espacial de tensión $\mathbf{v}_s^{(n)}$ aplicado a la máquina. Los ocho estados de conmutación originan siete fasores espaciales de tensión ideales distintos, debido a que los estados 000 y 111 producen el mismo fasor nulo. En la implementación utilizada, el estado 111 se omite del conjunto evaluado, ya que no se incorpora un criterio adicional asociado al número de conmutaciones y ambos estados nulos producen la misma predicción de las variables electromagnéticas.

Para cada índice n , el modelo predictivo calcula el comportamiento futuro de las variables de interés y evalúa el valor correspondiente de la función de costo, denotado por $g^{(n)}$. El índice asociado al estado óptimo se obtiene mediante

$$n_{\text{opt}} = \arg \min_{n \in \mathcal{N}} g^{(n)} \quad (3.33)$$

Una vez determinado n_{opt} , el estado de conmutación seleccionado corresponde a

$$\mathbf{S}_{\text{opt}} = \mathbf{S}^{(n_{\text{opt}})} \quad (3.34)$$

En estas expresiones, n es únicamente el índice que identifica cada estado de conmutación, mientras que $\mathbf{S}^{(n)}$ representa la acción de control efectivamente evaluada. La función $g^{(n)}$ corresponde al costo obtenido para dicho estado.

Debido a que la acción de control se selecciona directamente entre los estados de conmutación disponibles, la frecuencia de conmutación no queda fijada de manera explícita, sino que depende de la evolución de la función de costo, del punto de operación y de las condiciones del sistema.

3.6 Estructura general del accionamiento

Una vez introducido el principio general del control predictivo de conjunto finito, se presenta la estructura del accionamiento utilizado. El sistema considerado está compuesto por una máquina de inducción alimentada mediante un inversor trifásico 2L-VSC y controlada digitalmente mediante una estrategia de control predictivo de torque. Esta estrategia corresponde a una aplicación particular del FCS-MPC, cuya formulación detallada se desarrolla en la Sección 3.7.

La estructura de control se organiza en dos niveles principales: un lazo externo de velocidad, encargado de generar la referencia de torque electromagnético, y un lazo interno electromagnético, encargado de seleccionar el fasor de tensión óptimo del inversor que permite controlar el torque y el enlace de flujo de estator. Esta estructura permite separar la dinámica mecánica de la máquina, más lenta, de la dinámica eléctrica asociada al enlace de flujo, las corrientes y el torque.

En esta arquitectura, la velocidad mecánica de la máquina se mide mediante un *encoder* incremental. A partir del error entre la referencia de velocidad y la velocidad medida, un controlador PI genera la referencia de torque electromagnético T_e^* . Ambas referencias, T_e^* y $|\psi_s|^*$, constituyen las entradas principales del control predictivo de torque.

El lazo interno utiliza las corrientes medidas, la tensión del enlace de continua, los estados de conmutación del inversor y el enlace de flujo de estator estimado para predecir el comportamiento futuro de la máquina. Para cada fasor de tensión disponible, el controlador predice las variables electromagnéticas relevantes, evalúa una función de costo y selecciona el estado de conmutación más conveniente para el siguiente período de muestreo.

3.6.1 Lazo externo de velocidad

El lazo externo de velocidad genera la referencia de torque electromagnético a partir del error entre la velocidad de referencia y la velocidad medida. Dado que la dinámica mecánica es más lenta que la dinámica eléctrica, este lazo se implementa mediante un controlador PI discreto.

A partir de la dinámica mecánica descrita en (3.10), considerando condiciones iniciales nulas y el torque de carga como una perturbación externa, la función de transferencia desde el torque electromagnético hacia la velocidad mecánica está dada por

$$G_\omega(s) = \frac{\mathcal{L}\{\omega_m(t)\}}{\mathcal{L}\{T_e(t)\}} = \frac{1}{Js} \quad (3.35)$$

La velocidad mecánica del rotor, ω_m , se mide mediante un *encoder* incremental acoplado al eje de la máquina. El sistema de acondicionamiento de sus señales y el cálculo de velocidad se describen en el Apéndice A.

A partir de esta medición, el error de velocidad se define como

$$e_\omega[k] = \omega_m^*[k] - \omega_m[k] \quad (3.36)$$

El controlador PI discreto de velocidad se implementa mediante la estructura con anti-enrollamiento descrita en [9], adaptada a las variables del lazo de velocidad. Su forma recursiva está dada por

$$x_\omega[k] = C_{1\omega}x_\omega[k-1] + C_{2\omega}T_e^*[k-1] \quad (3.37)$$

$$T_{e,0}^*[k] = k_{p\omega}(e_\omega[k] - x_\omega[k]) \quad (3.38)$$

donde $x_\omega[k]$ corresponde al estado interno del controlador, $k_{p\omega}$ es la ganancia proporcional y $C_{1\omega}$, $C_{2\omega}$ son los coeficientes de la realización discreta del PI. La variable $T_{e,0}^*[k]$ representa la referencia de torque no saturada.

La referencia de torque aplicada al lazo interno se obtiene limitando esta salida de acuerdo con los valores admisibles del accionamiento,

$$T_e^*[k] = \text{sat} (T_{e,0}^*[k], -T_{e,\max}, T_{e,\max}) \quad (3.39)$$

La utilización de la referencia saturada $T_e^*[k-1]$ en la actualización de $x_\omega[k]$ realimenta al controlador con la actuación efectivamente entregada al lazo interno, evitando que su estado continúe acumulándose cuando la referencia de torque alcanza los límites establecidos.

La Fig. 3.7 muestra el esquema simplificado del lazo externo de velocidad utilizado en el accionamiento.

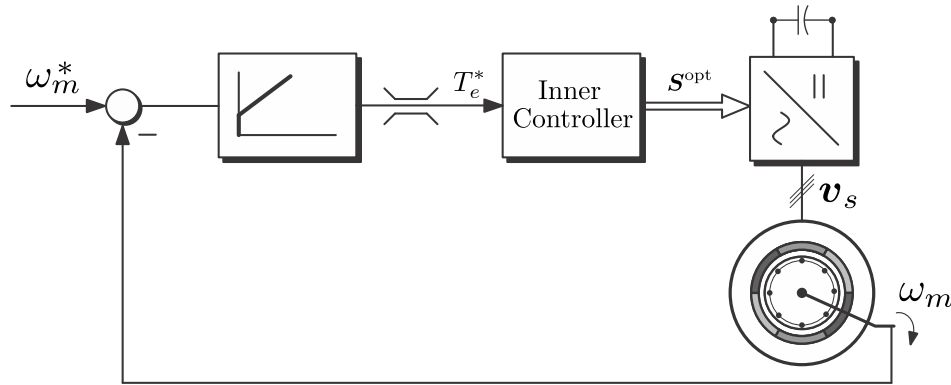


Figura 3.7: Esquema simplificado del lazo externo de velocidad utilizado en el accionamiento.

3.6.2 Referencias de torque y enlace de flujo

El lazo interno de control predictivo utiliza como referencias principales el torque electromagnético T_e^* y la magnitud del enlace de flujo de estator $|\psi_s|^*$. La referencia de torque es generada por el lazo externo de velocidad, mientras que la referencia de flujo fija el nivel de magnetización de la máquina. La referencia $|\psi_s|^*$ se fija en un valor cercano al valor nominal y se mantiene constante durante el ensayo, salvo cuando se desea analizar explícitamente el efecto del nivel de magnetización.

A partir de estas referencias, se definen los errores de torque y de magnitud de flujo como

$$e_T[k] = T_e^*[k] - \hat{T}_e[k] \quad (3.40)$$

$$e_\psi[k] = |\psi_s|^* - |\hat{\psi}_s[k]| \quad (3.41)$$

En estas expresiones, $\hat{T}_e[k]$ corresponde al torque electromagnético calculado a partir del flujo de estator estimado y de la corriente de estator medida, mientras que $|\hat{\psi}_s[k]|$ representa la magnitud del enlace de flujo de estator estimado. En la formulación predictiva, estos errores se evalúan utilizando los valores predichos de torque y flujo para cada fasor de tensión considerado por el PTC.

3.7 Control predictivo de torque de la máquina de inducción

El control predictivo de torque, conocido como *Predictive Torque Control* (PTC), es una estrategia basada en modelo que permite controlar directamente el torque electromagnético y la magnitud del enlace de flujo de estator de una máquina eléctrica [10, 11]. En una formulación de conjunto finito, el PTC evalúa los fasores de tensión disponibles del inversor, predice su efecto sobre las variables electromagnéticas de la máquina y selecciona el estado de conmutación que minimiza una función de costo.

El PTC se formula en coordenadas fijas al estator $\alpha\beta$, utilizando como variables principales la corriente de estator medida, el enlace de flujo de estator estimado y la velocidad eléctrica del rotor. A partir del enlace de flujo de estator y de la corriente medida se obtiene, además, el enlace de flujo de rotor estimado, requerido por el modelo de predicción de corriente.

Las subsecciones siguientes presentan la formulación del PTC utilizado. Primero, se describe el modelo predictivo empleado para actualizar las variables electromagnéticas y compensar el retardo digital. Luego, se define la función de costo, la selección del fasor óptimo y el esquema general del algoritmo implementado.

3.7.1 Modelo predictivo del PTC

El modelo predictivo se utiliza para actualizar las variables electromagnéticas de la máquina a partir de las mediciones disponibles y del fasor de tensión aplicado por el inversor.

En una implementación digital, existe una separación temporal entre el instante de medición, el cálculo del algoritmo y la aplicación efectiva del nuevo estado de conmutación. Este retardo puede deteriorar el desempeño del control predictivo, si no se considera explícitamente en la formulación del algoritmo [2, 12]. Por esta razón, el modelo se utiliza primero para actualizar las variables desde el instante k hasta el instante $k + 1$, considerando el fasor de tensión aplicado durante el intervalo actual.

El PTC regula directamente el torque electromagnético y la magnitud del enlace de flujo de estator. Este último se utiliza como variable controlada debido a que su dinámica depende directamente del fasor de tensión aplicado por el inversor. Sin embargo, el modelo de predicción de corriente desarrollado anteriormente está formulado utilizando la corriente de estator y el enlace de flujo de rotor. Por esta razón, el enlace de flujo de rotor se emplea como una variable interna auxiliar del predictor y no como una variable adicional controlada por el PTC.

A partir de la relación de enlace de flujo dada en (3.16), el enlace de flujo de rotor requerido por el predictor se reconstruye algebraicamente en el instante actual como

$$\hat{\psi}_r[k] = \frac{1}{k_r} \left(\hat{\psi}_s[k] - \sigma L_s \mathbf{i}_s[k] \right) \quad (3.42)$$

La actualización del enlace de flujo de estator se obtiene aplicando una aproximación de Euler hacia adelante a su ecuación dinámica,

$$\hat{\psi}_s[k + 1] = \hat{\psi}_s[k] + T_s (\mathbf{v}_s[k] - R_s \mathbf{i}_s[k]) \quad (3.43)$$

Por otra parte, al despejar la derivada de la corriente de estator en el modelo presentado en (3.22) y utilizar la definición previamente introducida de τ_σ , se obtiene

$$\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = -\frac{R_\sigma}{\sigma L_s} \mathbf{i}_s + \frac{k_r}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \boldsymbol{\psi}_r + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{v}_s \quad (3.44)$$

Aplicando la aproximación de Euler hacia adelante,

$$\left. \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right|_k \approx \frac{\hat{\mathbf{i}}_s[k+1] - \mathbf{i}_s[k]}{T_s} \quad (3.45)$$

y sustituyendo (3.45) en (3.44), la corriente de estator predicha queda dada por

$$\hat{\mathbf{i}}_s[k+1] = \left(1 - \frac{R_\sigma T_s}{\sigma L_s} \right) \mathbf{i}_s[k] + \frac{k_r T_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega[k] \right) \hat{\boldsymbol{\psi}}_r[k] + \frac{T_s}{\sigma L_s} \mathbf{v}_s[k] \quad (3.46)$$

Una vez actualizados el enlace de flujo de estator y la corriente de estator, el enlace de flujo de rotor en $k+1$ se reconstruye nuevamente mediante la relación algebraica

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_r[k+1] = \frac{1}{k_r} \left(\hat{\boldsymbol{\psi}}_s[k+1] - \sigma L_s \hat{\mathbf{i}}_s[k+1] \right) \quad (3.47)$$

En (3.43) y (3.46), $\mathbf{v}_s[k]$ representa el fasor de tensión aplicado durante el intervalo de muestreo considerado.

3.7.2 Función de costo y selección del fasor óptimo

Una vez actualizadas las variables electromagnéticas en $k+1$, se evalúa el efecto de cada fasor espacial de tensión durante el intervalo siguiente. De esta manera, las variables empleadas en la función de costo corresponden al instante $k+2$, compensando el retardo de un período de muestreo asociado a la implementación digital [12].

Para cada índice $n \in \mathcal{N}$, perteneciente al conjunto de fasores de tensión definido anteriormente, se calculan las predicciones

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_s^{(n)}[k+2] = \hat{\boldsymbol{\psi}}_s[k+1] + T_s \left(\mathbf{v}_s^{(n)}[k+1] - R_s \hat{\mathbf{i}}_s[k+1] \right) \quad (3.48)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_s^{(n)}[k+2] = \left(1 - \frac{R_\sigma T_s}{\sigma L_s} \right) \hat{\mathbf{i}}_s[k+1] + \frac{k_r T_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega[k] \right) \hat{\boldsymbol{\psi}}_r[k+1] + \frac{T_s}{\sigma L_s} \mathbf{v}_s^{(n)}[k+1] \quad (3.49)$$

A partir de estas variables, el torque electromagnético predicho para cada fasor se calcula como

$$\hat{T}_e^{(n)}[k+2] = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left\{ \left(\hat{\boldsymbol{\psi}}_s^{(n)}[k+2] \right)^* \hat{\mathbf{i}}_s^{(n)}[k+2] \right\} \quad (3.50)$$

Las predicciones de torque y de magnitud del enlace de flujo de estator se comparan con sus respectivas referencias mediante la función de costo

$$g^{(n)} = \left(T_e^* - \hat{T}_e^{(n)}[k+2] \right)^2 + \lambda_\psi^2 \left(|\boldsymbol{\psi}_s|^* - \left| \hat{\boldsymbol{\psi}}_s^{(n)}[k+2] \right| \right)^2 + \left(I_{\lim}^{(n)}[k+2] \right)^2 \quad (3.51)$$

donde λ_ψ corresponde al factor de ponderación asociado al error de magnitud del enlace de flujo. El término de limitación de corriente se define como

$$I_{\text{lim}}^{(n)}[k+2] = \begin{cases} 10^6 \left| \hat{i}_s^{(n)}[k+2] \right|, & \left| \hat{i}_s^{(n)}[k+2] \right| \geq I_{s,\text{max}} \\ 0, & \left| \hat{i}_s^{(n)}[k+2] \right| < I_{s,\text{max}} \end{cases} \quad (3.52)$$

De esta manera, los estados de conmutación cuya corriente predicha supera el límite establecido reciben una penalización elevada en la función de costo.

El índice n_{opt} se obtiene aplicando la regla de selección definida en (3.33) a la función de costo (3.51). El estado de conmutación correspondiente queda almacenado para su aplicación durante el siguiente período de muestreo.

3.7.3 Esquema general del PTC implementado

A partir de las ecuaciones de predicción y de la función de costo descritas anteriormente, el PTC implementado puede entenderse como un algoritmo que, en cada período de muestreo, estima el estado electromagnético de la máquina, evalúa los posibles estados de conmutación del inversor y selecciona aquel que minimiza el error predicho de torque y el enlace de flujo.

Considerando la compensación del retardo digital, el procedimiento se organiza en dos etapas principales. Primero, las variables medidas y estimadas en k se actualizan hasta $k+1$ utilizando el fasor de tensión efectivamente aplicado durante el intervalo actual. Luego, a partir de este estado actualizado, se evalúa cada fasor del inversor y se predicen las variables electromagnéticas en $k+2$, las cuales se utilizan en la función de costo.

La Fig. 3.8 resume la estructura general del PTC implementado, considerando la estimación del enlace de flujo, la actualización predictiva y la evaluación de los fasores del inversor.

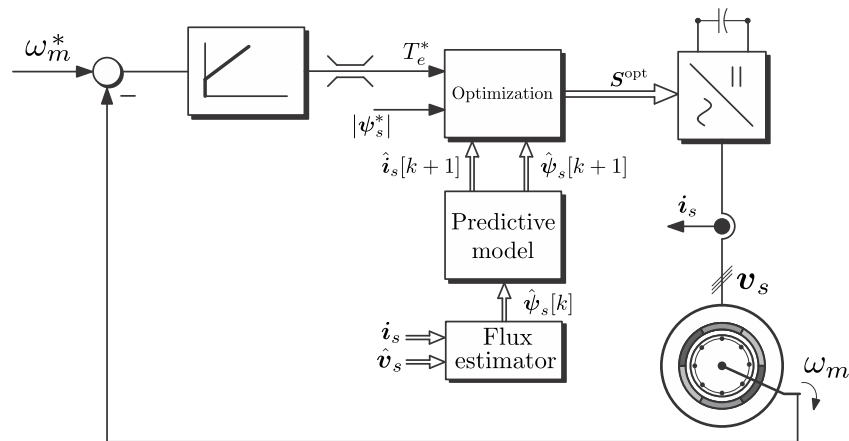


Figura 3.8: Esquema general del control predictivo de torque implementado.

De forma resumida, el algoritmo implementado puede expresarse mediante los siguientes pasos:

1. Medir las corrientes de estator, la velocidad mecánica y la tensión del enlace de continua.
2. Estimar el enlace de flujo de estator $\hat{\psi}_s[k]$ mediante el modelo de tensión.

3. Obtener el enlace de flujo de rotor estimado $\hat{\psi}_r[k]$ a partir de $\hat{\psi}_s[k]$ y $i_s[k]$.
4. Actualizar las variables del modelo desde k hasta $k + 1$, considerando el fasor de tensión aplicado.
5. Evaluar cada estado de conmutación $n \in \{0, \dots, 6\}$.
6. Predecir $\hat{\psi}_s^{(n)}[k + 2]$, $\hat{i}_s^{(n)}[k + 2]$ y $\hat{T}_e^{(n)}[k + 2]$.
7. Calcular la función de costo $g^{(n)}$ para cada fasor de tensión.
8. Seleccionar el estado óptimo n_{opt} y almacenar las señales de conmutación correspondientes para su aplicación en el siguiente período de muestreo.

3.8 Sensibilidades del modelo y conexión con la estrategia propuesta

A partir del modelo dinámico, del estimador del enlace de flujo de estator y de la formulación del PTC presentados en este capítulo, se observa que el desempeño del accionamiento depende directamente de la precisión de las variables utilizadas por el estimador y por el modelo predictivo. En particular, el estimador del enlace de flujo basado en modelo de tensión depende de la tensión aplicada por el inversor, de la corriente medida y del valor de resistencia de estator utilizado para representar la caída resistiva. Por lo tanto, errores persistentes en cualquiera de estas magnitudes pueden propagarse hacia la estimación del enlace de flujo, el cálculo de torque, la predicción de corriente y la selección del fasor de tensión realizada por el controlador [3, 4].

En una implementación ideal, el fasor de tensión aplicado a la máquina puede obtenerse directamente a partir del estado de conmutación del inversor y de la tensión del enlace de continua. Sin embargo, en un sistema experimental real, la tensión efectivamente aplicada difiere de su valor ideal debido a no linealidades del convertidor, tales como el tiempo muerto, los retardos de conmutación y la caída de tensión en los dispositivos semiconductores. Esta diferencia se vuelve especialmente relevante a baja velocidad, donde la tensión fundamental aplicada a la máquina es reducida y las perturbaciones introducidas por el inversor representan una fracción significativa de la tensión total. Esta sensibilidad motiva el desarrollo del modelo de tensión efectiva presentado en el Capítulo 4.

Por otra parte, la resistencia de estator tiene una influencia directa sobre la tensión inducida utilizada por el estimador del enlace de flujo. Si la resistencia considerada por el controlador no coincide con la resistencia efectiva vista por el modelo, aparece una componente de error aproximadamente proporcional a $\Delta R_s i_s$. En operación a muy baja velocidad, esta desviación puede producir un error acumulado del enlace de flujo estimado, errores en el torque calculado y una evaluación incorrecta de los fasores de control dentro de la función de costo. Además, R_s también aparece en el modelo de predicción de corriente a través de la resistencia transitoria equivalente, por lo que su efecto no se limita únicamente al estimador del enlace de flujo.

En consecuencia, el problema abordado en los capítulos siguientes se resume en dos aspectos complementarios. Primero, es necesario que el estimador y el predictor utilicen una representación adecuada de la tensión efectivamente aplicada por el inversor. Segundo, es necesario compensar la desviación entre la resistencia de estator utilizada por el controlador y la resistencia efectiva del sistema. El Capítulo 4 aborda el primer aspecto mediante la reconstrucción de $\hat{v}_s$, mientras que el Capítulo 5 desarrolla la estrategia propuesta de

compensación de resistencia basada en el error de predicción de corriente.

3.9 Resumen del capítulo

En este capítulo se presentaron los fundamentos teóricos necesarios para describir el modelo de la máquina de inducción y su aplicación al control predictivo de torque. Primero, se introdujo la representación mediante fasores espaciales, la transformación trifásica- $\alpha\beta$ y la rotación de variables hacia un sistema de referencia general. Esta formulación permitió expresar las variables eléctricas de la máquina de forma compacta y establecer una base común para el desarrollo del modelo dinámico.

Posteriormente, se presentó el modelo dinámico de la máquina de inducción a partir de las ecuaciones de tensión y enlace de flujo. El modelo fue expresado en coordenadas estacionarias fijas al estator, correspondientes a $\omega_k = 0$, que es el sistema de referencia utilizado en esta tesis. A partir de esta representación se obtuvieron las ecuaciones dinámicas en función de la corriente de estator y el enlace de flujo de rotor, junto con la expresión del torque electromagnético y la dinámica mecánica del accionamiento.

También se revisaron dos alternativas clásicas para la estimación del enlace de flujo: el estimador basado en modelo de corriente y el estimador basado en modelo de tensión. Se destacó que el modelo de tensión permite estimar directamente el enlace de flujo de estator a partir de la tensión aplicada y la corriente medida. Sin embargo, también se mostró que este estimador es sensible a errores en la tensión, *offsets* de medición y desviaciones en la resistencia de estator, especialmente en operación a baja velocidad.

Luego, se introdujo el control predictivo aplicado a accionamientos eléctricos, con énfasis en el control predictivo de conjunto finito. A partir de esta base, se presentó la estructura general del accionamiento utilizado en esta tesis, compuesta por un lazo externo de velocidad y un lazo interno de control predictivo de torque. El lazo externo genera la referencia de torque mediante un controlador PI, mientras que el lazo interno selecciona directamente el fasor de tensión del inversor para controlar el torque electromagnético y la magnitud del enlace de flujo de estator.

Finalmente, se formuló el PTC utilizado en esta tesis, incluyendo el modelo predictivo, la compensación del retardo digital, la función de costo y la selección del fasor óptimo. A partir de esta formulación se identificaron las principales sensibilidades del sistema: la tensión efectiva aplicada por el inversor, la resistencia de estator utilizada por el modelo y la calidad de la estimación del enlace de flujo de estator. Estas sensibilidades establecen la conexión directa con los capítulos siguientes, donde se desarrolla la reconstrucción de la tensión efectiva del inversor y la estrategia propuesta de compensación de resistencia de estator.

Capítulo 4

Inversor trifásico 2L-VSC y compensación de no linealidades

En los accionamientos eléctricos alimentados mediante convertidores fuente de tensión, el inversor trifásico de dos niveles (2L-VSC) constituye una de las topologías más utilizadas debido a su simplicidad estructural, su capacidad para sintetizar fasores espaciales de tensión discretos y su amplia aplicación en estrategias de control digital. No obstante, el modelo ideal del convertidor resulta insuficiente cuando se requiere representar con mayor fidelidad la tensión efectivamente aplicada a la máquina, especialmente en regímenes de baja velocidad, donde los efectos del tiempo muerto, los retardos de conmutación y la caída de tensión en los semiconductores adquieren una relevancia comparativamente mayor respecto de la componente fundamental de salida [3, 13, 14].

En este contexto, las discrepancias entre la tensión comandada por el controlador y la tensión efectivamente impuesta en los terminales de la máquina pueden degradar la estimación del enlace de flujo, aumentar la distorsión de las variables eléctricas y afectar el desempeño dinámico del sistema. Esta situación adquiere particular importancia en esquemas basados en control predictivo de conjunto finito (FCS-MPC), donde el estado de conmutación se selecciona muestra a muestra y, por tanto, las no idealidades del convertidor deben incorporarse de forma coherente con la transición realmente ocurrida en cada período de muestreo [2, 12].

En este capítulo se presenta la estructura y el principio de operación del inversor trifásico 2L-VSC empleado en el sistema experimental. Posteriormente, se analizan las principales no linealidades del convertidor, con énfasis en el tiempo muerto, los retardos de conmutación y la caída de tensión en los dispositivos de potencia, destacando su dependencia del estado de conmutación y del sentido de la corriente. Finalmente, se formula el modelo de tensión efectiva implementado y se describe su incorporación en el modelo predictivo y en el estimador del enlace de flujo de estator.

4.1 Convertidor 2L-VSC utilizado en el sistema

El sistema experimental utiliza un inversor trifásico fuente de tensión de dos niveles, comúnmente denominado *two-level voltage source converter* (2L-VSC). Como se muestra en la figura 4.1, el convertidor está constituido por tres piernas, una por cada fase de salida. Cada pierna posee dos interruptores semiconductores de potencia comandados de manera complementaria, junto con sus respectivos diodos antiparalelo, y se encuentra alimentada por un enlace de continua de tensión V_{dc} . Los terminales de salida del inversor se conectan directamente a los devanados del estator de la máquina de inducción.

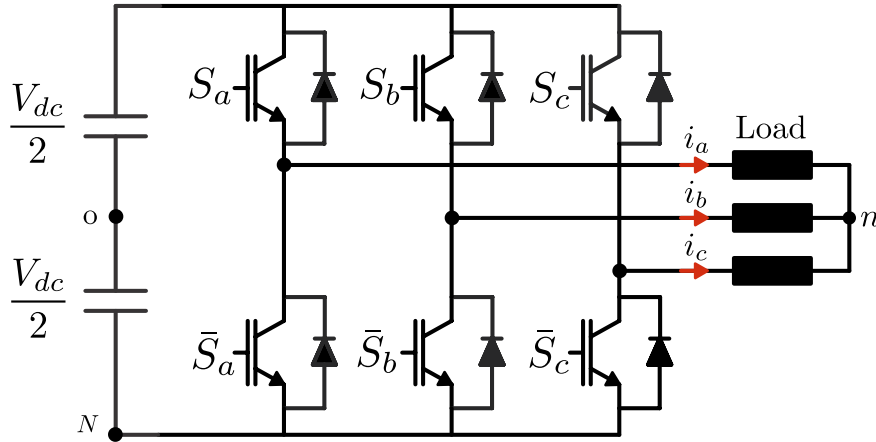


Figura 4.1: Esquema del inversor trifásico 2L-VSC empleado en el sistema experimental.

Para describir el estado de conmutación del convertidor, se definen las funciones binarias S_a , S_b y S_c , asociadas a las fases a , b y c , respectivamente, de modo que

$$S_x \in \{0, 1\} \quad x \in \{a, b, c\} \quad (4.1)$$

donde $S_x = 1$ representa el encendido del interruptor superior de la pierna x , mientras que $S_x = 0$ representa el encendido del interruptor inferior. Bajo esta convención, y considerando un convertidor ideal, cada pierna puede imponer dos niveles de tensión respecto del punto medio ficticio del enlace de continua, dados por

$$v_{xo} = (2S_x - 1) \frac{V_{dc}}{2} \quad x \in \{a, b, c\} \quad (4.2)$$

Por lo tanto, la combinación de los tres estados binarios genera un total de $2^3 = 8$ estados de conmutación. Estos estados producen seis fasores espaciales de tensión activos y dos estados nulos, asociados a las combinaciones 000 y 111, que generan el mismo fasor espacial de tensión nulo.

Considerando que el punto neutro de la máquina no se encuentra conectado al punto medio del enlace de continua, las tensiones ideales fase-neutro aplicadas a los devanados pueden expresarse como

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Esta expresión corresponde al modelo ideal del inversor trifásico y permite obtener, para cada estado de conmutación, las tensiones ideales aplicadas a las fases de la máquina. Posteriormente, dichas tensiones pueden transformarse al sistema de coordenadas fijas al estator $\alpha\beta$, utilizado para el modelado y control de la máquina. Aplicando la transformación de Clarke se tiene

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

A partir de estas componentes se define el fasor espacial de tensión del inversor en el sistema de coordenadas fijas al estator como

$$\mathbf{v}_s = v_\alpha + jv_\beta. \quad (4.5)$$

De este modo, cada combinación (S_a, S_b, S_c) queda asociada a un fasor espacial de tensión discreto, lo que constituye la base del conjunto de acciones de control evaluadas por el controlador predictivo. En particular, para estrategias de control predictivo de torque, el cálculo de las variables futuras de enlace de flujo de estator y torque se realiza evaluando los posibles fasores de tensión que puede aplicar el inversor en el siguiente instante de muestreo [2].

Tabla 4.1: Estados de conmutación del inversor 2L-VSC y componentes ideales de los fasores espaciales de tensión en el plano fijo al estator $\alpha\beta$.

Estado	(S_a, S_b, S_c)	v_α	v_β
v_0	(0, 0, 0)	0	0
v_1	(1, 0, 0)	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0
v_2	(1, 1, 0)	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
v_3	(0, 1, 0)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
v_4	(0, 1, 1)	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0
v_5	(0, 0, 1)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
v_6	(1, 0, 1)	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
v_7	(1, 1, 1)	0	0

La Tabla 4.1 resume los ocho estados de conmutación del inversor. Esta representación resulta útil para vincular la estructura física del convertidor con la formulación discreta del controlador, ya que cada estado corresponde a una posible acción de control. Alternativamente, esta misma información puede representarse mediante el hexágono de fasores de tensión en el plano $\alpha\beta$, lo cual permite visualizar la geometría del conjunto de tensiones disponibles.

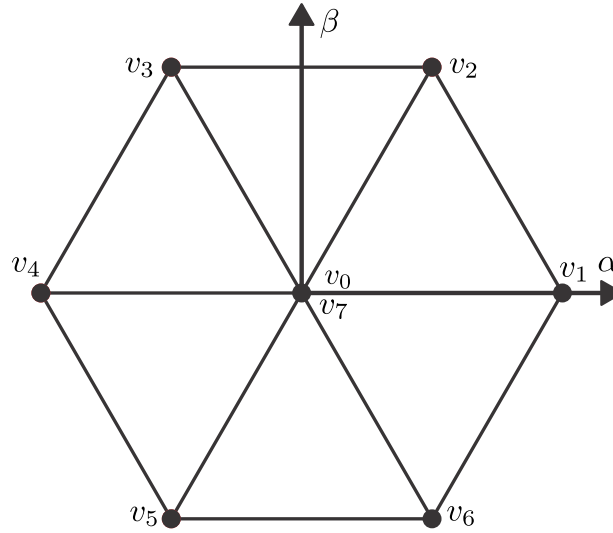


Figura 4.2: Fasores espaciales de tensión ideales del inversor 2L-VSC en el plano fijo al estator $\alpha\beta$.

Desde el punto de vista del modelo ideal, las expresiones anteriores describen adecuadamente la relación entre los estados de conmutación y la tensión aplicada a la máquina. Sin embargo, en una implementación experimental real, la tensión efectivamente impuesta en los terminales del estator difiere de la tensión ideal debido a fenómenos no lineales propios del convertidor, entre ellos el tiempo muerto, los retardos de conmutación y la caída de tensión en los dispositivos semiconductores. Estas no idealidades adquieren particular relevancia en regímenes de baja velocidad, donde la tensión fundamental aplicada a la máquina es reducida y, en consecuencia, la distorsión introducida por el inversor puede llegar a ser comparable con la tensión de referencia [3, 13, 14]. Por esta razón, en la sección siguiente se analizan dichas no linealidades y su influencia sobre la tensión efectivamente aplicada por el inversor 2L-VSC.

4.2 No linealidades del inversor y su efecto sobre la tensión aplicada

El modelo ideal presentado en la sección anterior no considera las no linealidades propias de la implementación experimental. Entre las más relevantes se encuentran el tiempo muerto introducido entre los dispositivos complementarios de cada pierna, los retardos asociados a los procesos reales de encendido y apagado, y la caída de tensión en los semiconductores durante la conducción. Estos fenómenos modifican la tensión promedio aplicada por el inversor y deben ser considerados antes de formular el modelo de tensión efectiva [3, 13, 14].

4.2.1 Tiempo muerto y retardos de conmutación

En cada pierna del inversor trifásico 2L-VSC, los interruptores superior e inferior no pueden ser comandados en conducción simultánea, ya que ello provocaría un cortocircuito del enlace de continua. Para evitar esta condición, se introduce un intervalo de tiempo de seguridad entre la orden de apagado de un dispositivo y la orden de encendido de su complementario, denominado *tiempo muerto* (*dead-time*) [13, 14]. Desde el punto de vista ideal, este intervalo no forma parte del modelo discreto del inversor; sin embargo, en la implementación real modifica el instante efectivo en que ocurre el cambio de estado de la salida del inversor y, por consiguiente, altera la tensión promedio aplicada durante cada período de muestreo.

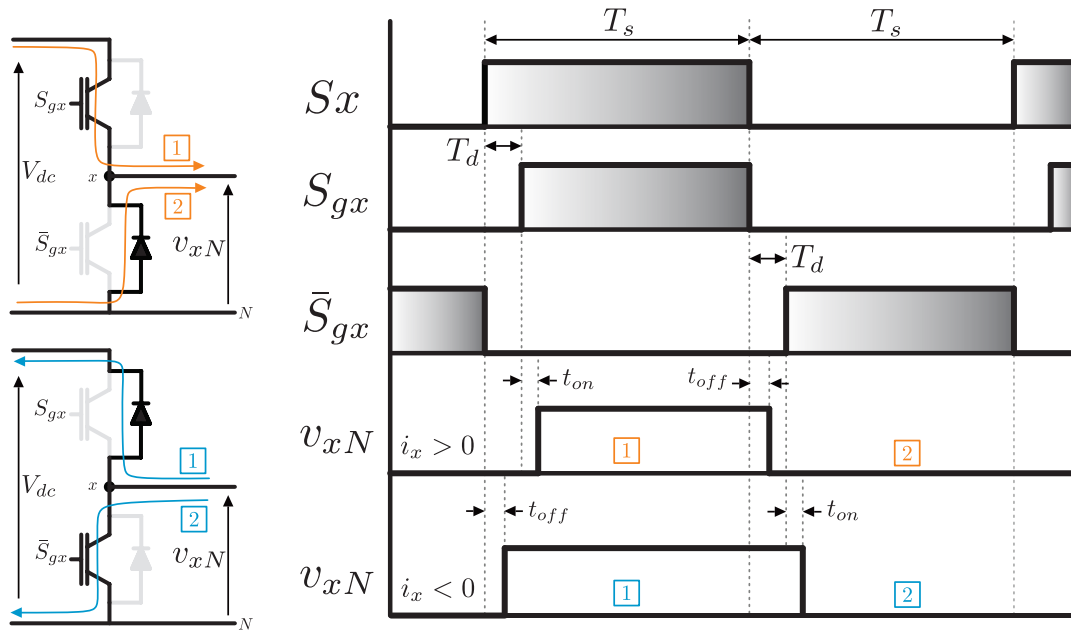


Figura 4.3: Representación conceptual del tiempo muerto en una pierna del inversor y su efecto sobre la transición efectiva del nodo de salida. Adaptación propia al caso FCS-MPC basada en la Fig. 5 de [14].

La Figura 4.3 muestra, de arriba hacia abajo, la señal ideal de conmutación S_x , las señales reales de disparo de los interruptores superior e inferior, S_{gx} y $\bar{S}_{gx}$, y finalmente la tensión de salida v_{xN} para los casos $i_x > 0$ e $i_x < 0$. Entre el apagado de un dispositivo y el encendido de su complementario se inserta el tiempo muerto T_d , por lo que el cambio real de la tensión de salida no coincide exactamente con el cambio de estado ideal ordenado por el controlador.

En el primer caso con $i_x > 0$, antes de la primera transición, la corriente positiva circula por el dispositivo inferior. Cuando la referencia ordena una transición ascendente (encendido: *turn-on*), el interruptor inferior deja de ser comandado, pero el interruptor superior aún no entra en conducción porque primero debe transcurrir el tiempo muerto T_d . Durante ese intervalo, la corriente no puede cambiar instantáneamente de sentido, de modo que el diodo antiparalelo del dispositivo inferior continúa conduciendo y la tensión de salida permanece en el nivel anterior. Sólo después de aplicado el disparo al interruptor superior y de transcurrido su tiempo de encendido t_{on} , la corriente conmuta hacia el IGBT superior y la tensión v_{xN} realiza efectivamente la transición al nivel alto.

En la misma condición $i_x > 0$, cuando la referencia ordena una transición descendente (apagado: *turn-off*), el interruptor superior deja de ser comandado, pero la tensión de salida no cae instantáneamente. Durante un intervalo de tiempo adicional, asociado al tiempo de apagado t_{off} , el dispositivo superior continúa conduciendo, por lo que v_{xN} permanece en el nivel alto. Una vez que el dispositivo superior se bloquea, la corriente conmuta hacia el dispositivo inferior y la tensión de salida desciende al nuevo nivel. En consecuencia, para corriente positiva, la transición ascendente queda afectada principalmente por $T_d + t_{on}$, mientras que la transición descendente queda afectada por t_{off} .

Para el caso $i_x < 0$, la secuencia temporal de compuertas es la misma, pero cambia el camino de conducción durante el intervalo de bloqueo. En este caso, antes de la transición ascendente, la corriente negativa circula por el dispositivo inferior. Cuando la referencia ordena pasar al estado alto, el interruptor inferior continúa conduciendo durante su tiempo de apagado t_{off} , por lo que la tensión de salida permanece inicialmente en el nivel bajo. Posteriormente, la corriente conmuta al camino superior y la salida cambia de estado. De forma análoga, en una transición descendente con $i_x < 0$, el IGBT superior se apaga, pero el diodo antiparalelo mantiene la conducción durante el tiempo muerto, y la tensión recién retorna al nivel bajo una vez transcurridos T_d y el tiempo de encendido t_{on} del dispositivo inferior. Por esta razón, una misma orden binaria de conmutación puede producir errores de signo opuesto en la tensión promedio aplicada, dependiendo únicamente del sentido de la corriente.

La Figura 4.3 muestra que la tensión efectivamente aplicada por una pierna del inversor no depende únicamente del estado lógico ordenado, sino también del camino de conducción durante el intervalo de bloqueo. En consecuencia, el retardo efectivo de la transición depende tanto de la polaridad de la corriente como de los tiempos de conmutación de los dispositivos. Dichos efectos se representarán mediante los tiempos efectivos de encendido y apagado, denotados por t_{on} y t_{off} [13, 14].

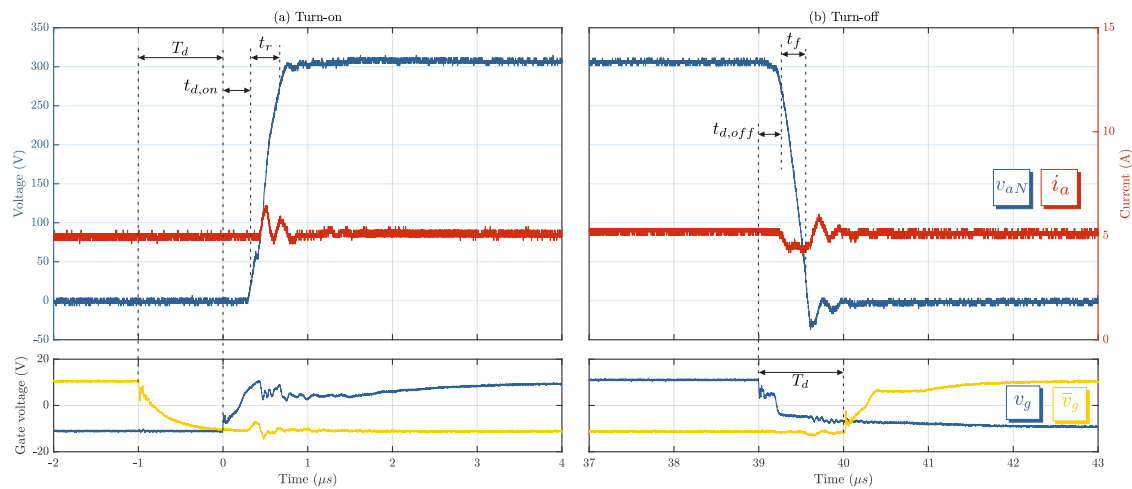


Figura 4.4: Mediciones experimentales del proceso de encendido y apagado de un IGBT FF50R12RT4 [15], mostrando la tensión de compuerta v_g , la tensión del nodo de conmutación v_{aN} y la corriente i_a para una tensión del enlace de continua de 300 V.

La Figura 4.4 muestra experimentalmente el proceso real de conmutación del semiconductor. En la transición de encendido, Figura 4.4(a), primero cambia la señal de compuerta, pero la tensión del nodo v_{aN} no responde de manera inmediata. Existe un intervalo inicial de

retardo, denotado por $t_{d,on}$ (*turn-on delay time*), entre la aplicación del pulso de compuerta y el inicio efectivo del cambio en la tensión de salida. Luego, la tensión v_{aN} comienza a subir hasta alcanzar la tensión del enlace de continua, demorando un tiempo caracterizado por el tiempo de subida t_r (*rise time*: medido entre el 10 y el 90% de la tensión V_{dc}). En conjunto, ambos intervalos definen el tiempo efectivo de encendido del dispositivo t_{on} .

$$t_{on} = t_{d,on} + t_r \quad (4.6)$$

En la transición de apagado, Figura 4.4(b), ocurre un fenómeno análogo. La compuerta se desactiva primero, pero el nodo de conmutación mantiene su estado durante un intervalo adicional asociado al retardo de apagado $t_{d,off}$ (*turn-off delay time*). A continuación, la tensión v_{aN} disminuye su valor hasta cero tardando un intervalo caracterizado por el tiempo de bajada t_f (*fall time*). Así, el tiempo efectivo de apagado t_{off} queda determinado por la suma de ambos intervalos.

$$t_{off} = t_{d,off} + t_f \quad (4.7)$$

Este comportamiento da origen a una distorsión no lineal de la tensión de salida del inversor, particularmente relevante en condiciones de baja frecuencia, donde la tensión fundamental aplicada a la carga es reducida y el error introducido por el convertidor adquiere un peso relativo mayor [3, 14].

La tensión efectiva de una pierna puede expresarse como

$$v_{xN} = v_{xN,ideal} + \Delta v_{x,dt}. \quad (4.8)$$

donde $v_{x,ideal}$ corresponde a la tensión obtenida a partir del modelo ideal del inversor, mientras que $\Delta v_{x,dt}$ representa la perturbación asociada al tiempo muerto y a los retardos de conmutación. Esta perturbación depende del estado de conmutación de la pierna, del estado previo, del signo de la corriente y de los tiempos efectivos de transición.

En esquemas basados en modulación PWM, donde el patrón de conmutación dentro del período portador está previamente definido, la perturbación promedio asociada al tiempo muerto en una pierna del inversor puede expresarse como

$$\Delta v_{x,dt}^{PWM} = -\frac{T_d + t_{on} - t_{off}}{T_o} V_{dc} \operatorname{sgn}(i_x) \quad (4.9)$$

donde T_o corresponde al período de la portadora PWM. Esta expresión representa la distorsión promedio por pierna y muestra que su magnitud depende del tiempo muerto, de los retardos efectivos de conmutación, del nivel del enlace de continua y del signo de la corriente [13, 14].

Sin embargo, esta formulación supone que el patrón de conmutación dentro del período está predefinido, lo cual no ocurre en estrategias de control predictivo de conjunto finito (FCS-MPC). En este caso, el estado aplicado por el convertidor se selecciona muestra a muestra y no necesariamente se producen dos conmutaciones por período de muestreo en cada pierna. Por esta razón, en FCS-MPC la perturbación asociada al tiempo muerto debe evaluarse a partir de la transición efectivamente ocurrida entre el estado previo y el nuevo estado de conmutación, tal como se desarrollará en la Sección 4.3 [2, 12].

4.2.2 Caída de tensión en los dispositivos semiconductores

Además del tiempo muerto y de los retardos de conmutación, la tensión efectivamente aplicada por el inversor se ve afectada por la caída de tensión de los dispositivos semiconductores durante su conducción. Este efecto constituye una segunda fuente de distorsión no lineal, distinta del tiempo muerto, y adquiere especial relevancia en regímenes de muy baja velocidad, donde la tensión fundamental aplicada a la carga es reducida y, por tanto, la caída en los semiconductores puede llegar a ser comparable con la tensión útil entregada por el inversor [3, 14].

De manera general, la perturbación de tensión asociada a la caída de conducción en una pierna del inversor puede modelarse como la suma de una componente umbral y una componente resistiva, es decir,

$$\Delta v_{x,d} = v_{th,x} + r_{d,x} i_x \quad (4.10)$$

donde $v_{th,x}$ representa la componente umbral de la caída de tensión y $r_{d,x} i_x$ representa la componente resistiva asociada a la corriente de fase. En esta formulación, los parámetros efectivos dependen del dispositivo que se encuentre conduciendo en cada instante. En particular, la componente umbral puede asociarse a la caída directa del IGBT o del diodo antiparalelo, mientras que la pendiente resistiva depende de la resistencia diferencial equivalente del mismo dispositivo. En consecuencia, en general se tiene

$$v_{th,x} \in \{V_D, V_S\} \quad r_{d,x} \in \{r_D, r_S\} \quad (4.11)$$

donde V_S y r_S corresponden al IGBT, mientras que V_D y r_D corresponden al diodo antiparalelo. La selección concreta de estos parámetros, así como el signo final de la perturbación $\Delta v_{x,d}$, depende del estado de conmutación de la pierna y del signo de la corriente de fase.

La Figura 4.5 ilustra estas dos contribuciones. Para cada dispositivo puede identificarse una caída de tensión umbral, asociada a la intersección aproximada de la curva con el eje de tensión, y una pendiente que representa la componente resistiva equivalente. Como puede apreciarse, las características del IGBT y del diodo no coinciden exactamente, lo que justifica distinguir entre los parámetros V_S , r_S y V_D , r_D en el modelado de la perturbación de tensión.

En la literatura se pueden encontrar dos formas principales de representar este fenómeno. Una primera alternativa, utilizada en [3], consiste en aproximar la característica directa de los semiconductores mediante una tensión umbral promedio y una resistencia diferencial promedio, lo que permite obtener un modelo compacto del inversor. Por otra parte, [14] muestra que una representación más precisa puede lograrse distinguiendo por separado la caída de tensión del IGBT y la del diodo.

La Figura 4.6 resume los cuatro casos de conducción en una pierna del inversor. Cuando $S_x = 1$, la corriente positiva circula a través del IGBT superior, mientras que la corriente negativa lo hace a través del diodo antiparalelo superior. De manera análoga, cuando $S_x = 0$, la corriente positiva circula a través del diodo antiparalelo inferior, mientras que la corriente negativa lo hace a través del IGBT inferior. En consecuencia, la caída de tensión en la salida de la pierna no depende únicamente del estado de conmutación, sino también del signo instantáneo de la corriente y, por tanto, del camino físico de conducción

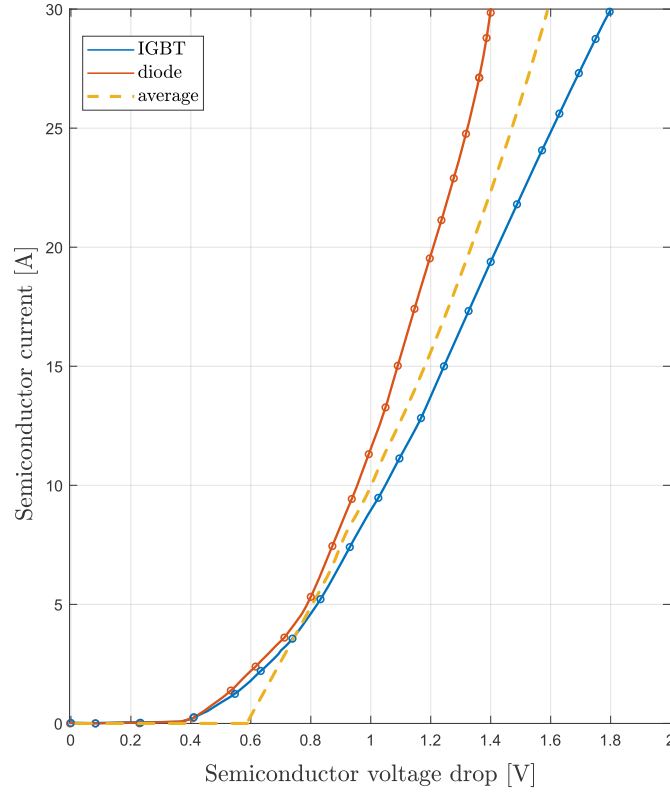


Figura 4.5: Curvas de conducción reconstruidas para el IGBT, el diodo antiparalelo y una curva promedio equivalente, a partir del *datasheet* del módulo FF50R12RT4 [15].

establecido en cada instante, como se resume en la Tabla 4.2. Así, el inversor introduce componentes de tensión adicionales, cuyos signos quedan determinados por la dirección de las corrientes de fase.

Tabla 4.2: Dispositivo conductor y caída de tensión en una pierna del inversor según el estado de conmutación y el signo de la corriente.

Estado	Corriente	Dispositivo conductor	Perturbación $\Delta v_{x,d}$
$S_x = 1$	$i_x > 0$	IGBT superior	$-V_S$
$S_x = 1$	$i_x < 0$	Diodo antiparalelo superior	V_D
$S_x = 0$	$i_x > 0$	Diodo antiparalelo inferior	$-V_D$
$S_x = 0$	$i_x < 0$	IGBT inferior	V_S

Una vez identificado el dispositivo conductor, la componente umbral y la componente resistiva de (4.10) se obtienen al reemplazar $v_{th,x}$ y $r_{d,x}$ por los parámetros correspondientes al IGBT (V_S, r_S) o al diodo antiparalelo (V_D, r_D). De modo que la perturbación puede escribirse como

$$\Delta v_{x,d} = \begin{cases} -V_S + r_S i_x, & S_x = 1, i_x > 0 \\ V_D + r_D i_x, & S_x = 1, i_x < 0 \\ -V_D + r_D i_x, & S_x = 0, i_x > 0 \\ V_S + r_S i_x, & S_x = 0, i_x < 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

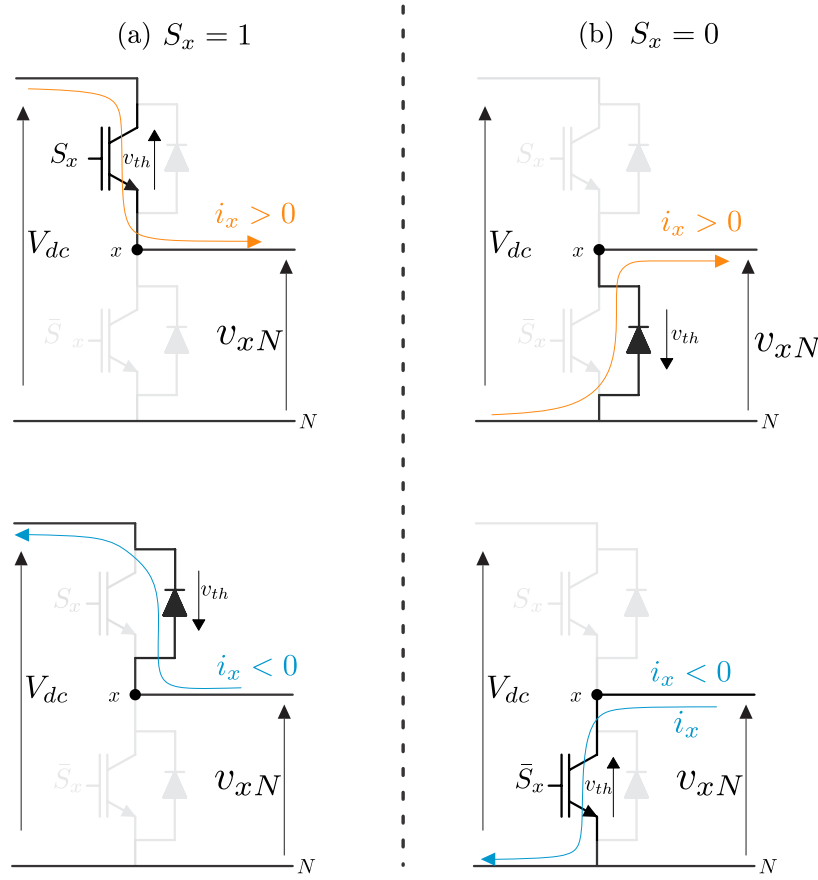


Figura 4.6: Casos de conducción en una pierna del inversor asociados a la caída de tensión en los semiconductores para corrientes positiva y negativa. (a) $S_x = 1$. (b) $S_x = 0$

De este modo, la perturbación de tensión asociada a la caída de conducción puede determinarse directamente en cada pierna del inversor a partir del estado de conmutación y del signo de la corriente de fase. Esta formulación será utilizada en la subsección siguiente para analizar su efecto sobre la tensión efectivamente aplicada y, posteriormente, en el modelo de tensión efectiva implementado.

4.2.3 Efecto sobre la tensión aplicada

Las subsecciones anteriores mostraron que la tensión aplicada por el inversor difiere del modelo ideal, debido principalmente a dos fuentes de no linealidad. La primera corresponde al tiempo muerto y a los retardos de conmutación, mientras que la segunda está asociada a la caída de tensión en los dispositivos semiconductores durante la conducción. En consecuencia, el fasor espacial de tensión efectivamente aplicado a la máquina puede expresarse, en el sistema de coordenadas fijas al estator $\alpha\beta$, como

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{v}_{s,\text{ideal}} + \Delta\mathbf{v}_{s,dt} + \Delta\mathbf{v}_{s,d}. \quad (4.13)$$

donde $\mathbf{v}_{s,\text{ideal}}$ es el fasor espacial de tensión obtenido a partir del modelo ideal del inversor, $\Delta\mathbf{v}_{s,dt}$ representa la perturbación introducida por el tiempo muerto y los retardos de conmutación, y $\Delta\mathbf{v}_{s,d}$ corresponde a la perturbación asociada a la caída de tensión en los

dispositivos semiconductores.

La Figura 4.7 muestra el efecto del tiempo muerto sobre la tensión fundamental en el plano $\alpha\beta$ para dos frecuencias de operación. La trayectoria punteada corresponde al caso ideal, mientras que la trayectoria continua incluye la perturbación asociada al tiempo muerto y a los retardos de conmutación. En ambos casos se considera la máquina operando en régimen motor. Puede observarse que la deformación de la trayectoria del fasor espacial resulta más significativa a baja frecuencia, ya que en esa condición la tensión fundamental aplicada por el inversor es menor y, por tanto, la perturbación introducida por el tiempo muerto adquiere mayor peso relativo.

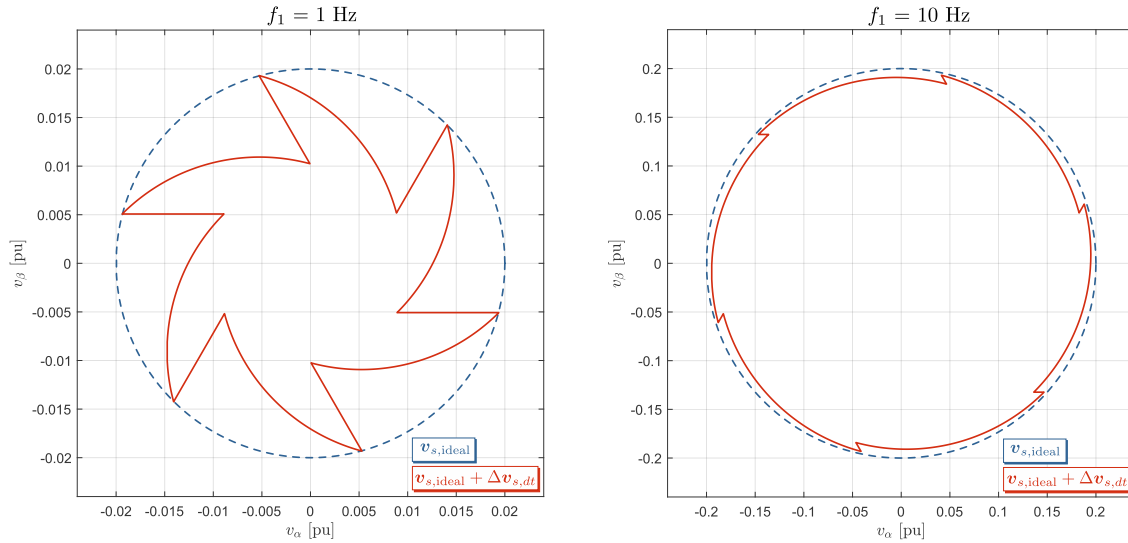


Figura 4.7: Efecto cualitativo del tiempo muerto sobre la trayectoria del fasor espacial de tensión en el plano fijo al estator $\alpha\beta$, considerando corrientes sinusoidales retrasadas 45° respecto de sus tensiones fundamentales. (a) $f_1 = 1$ Hz. (b) $f_1 = 10$ Hz.

Por otra parte, la Figura 4.8 muestra el efecto de la caída de tensión en los dispositivos semiconductores sobre el fasor de tensión fundamental en el plano $\alpha\beta$ para dos frecuencias de operación. La trayectoria punteada representa el caso ideal, mientras que la trayectoria continua considera la perturbación producida por la caída de tensión en conducción. En este caso también se considera la máquina operando en régimen motor. Puede apreciarse que, a baja frecuencia, la trayectoria real se reduce y deforma con mayor claridad respecto del caso ideal, lo que confirma que la caída de tensión en los semiconductores se vuelve especialmente relevante cuando la tensión fundamental aplicada a la máquina es pequeña.

Desde este punto de vista, las no linealidades del inversor no sólo pueden interpretarse como errores por fase, sino también como una deformación del fasor de tensión en el plano espacial. Esta deformación resulta especialmente relevante en regímenes de baja velocidad, donde la amplitud de la tensión fundamental aplicada a la carga es reducida y, por tanto, la perturbación introducida por el convertidor representa una fracción importante de la tensión efectivamente aplicada.

Por lo tanto, para una mejor representación del comportamiento real del sistema, resulta necesario utilizar un modelo de tensión efectiva que incorpore el efecto conjunto del tiempo muerto, los retardos de conmutación y la caída de tensión en los semiconductores. La formulación e implementación de dicho modelo se desarrollan en la sección siguiente.

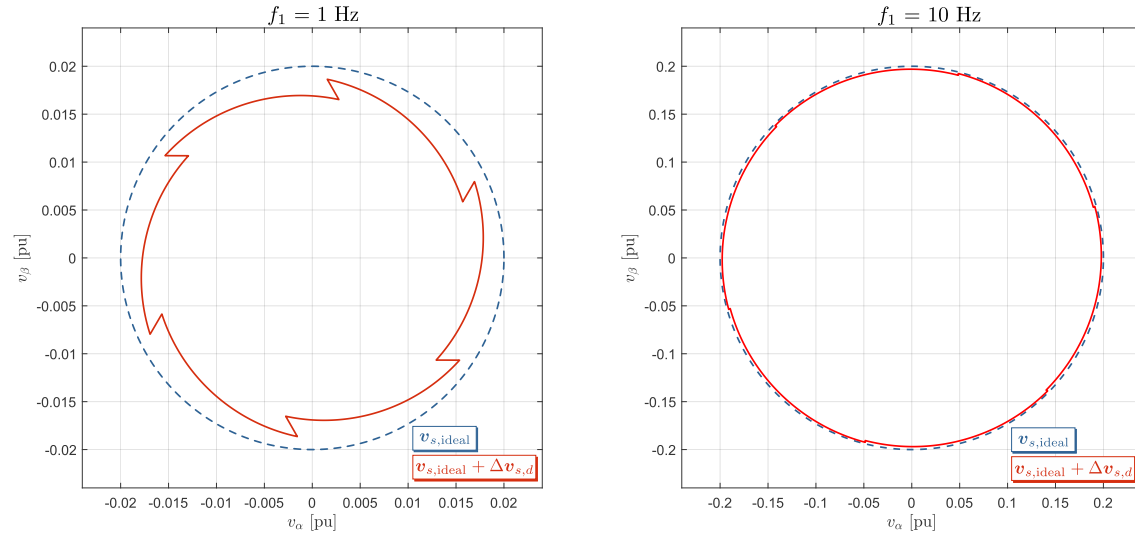


Figura 4.8: Efecto cualitativo de la caída de tensión en los semiconductores sobre la trayectoria del fasor espacial de tensión en el plano fijo al estator $\alpha\beta$. (a) $f_1 = 1$ Hz. (b) $f_1 = 10$ Hz.

4.3 Modelado e implementación de la tensión efectiva del inversor

Las secciones anteriores mostraron que el fasor espacial de tensión v_s efectivamente aplicado por el inversor difiere del obtenido mediante el modelo ideal debido al efecto combinado del tiempo muerto, los retardos de conmutación y la caída de tensión en los dispositivos semiconductores. En esquemas FCS-MPC, estas no linealidades no pueden representarse de forma suficientemente precisa mediante un modelo promedio basado en una frecuencia de conmutación fija, ya que el estado del convertidor se selecciona muestra a muestra y la perturbación depende de la transición ocurrida entre dos instantes consecutivos.

Debido a que la tensión aplicada a la máquina no se mide directamente, se implementa un modelo que reconstruye, para cada pierna del inversor, la tensión promedio de salida durante cada período de muestreo. El fasor espacial obtenido mediante esta reconstrucción se denota por $\hat{v}_s$, y tiene como objetivo aproximar el fasor espacial de tensión efectivamente aplicado, de modo que

$$\hat{v}_s[k] \approx v_s[k]. \quad (4.14)$$

La formulación adoptada considera el signo de la corriente de fase, los estados de conmutación actual y previo, los tiempos asociados al tiempo muerto y a los retardos de encendido y apagado, así como la caída de tensión correspondiente al dispositivo que conduce en cada instante. La tensión reconstruida se utiliza posteriormente tanto en el modelo predictivo como en el estimador del enlace de flujo de estator.

Para reconstruir la tensión efectiva de cada pierna, primero es necesario determinar el signo efectivo de la corriente de fase. Para ello, se utiliza una función signo con banda de histéresis y memoria por fase, definida como

$$\text{sgn}_h(i_x[k]) = \begin{cases} +1, & i_x[k] > I_H \\ -1, & i_x[k] < -I_H \\ \text{sgn}_h(i_x[k-1]), & |i_x[k]| \leq I_H \end{cases} \quad (4.15)$$

donde $\text{sgn}_h(i_x[k])$ corresponde al signo efectivo de la corriente en la pierna $x \in \{a, b, c\}$ en el instante discreto k , e I_H es una pequeña banda de histéresis utilizada para evitar cambios no deseados de signo cuando la corriente se encuentra cercana a cero. Dentro de esta banda, el signo se mantiene igual al valor previo, de modo que la selección del dispositivo conductor no cambie debido a ruido o pequeñas variaciones de medición.

Una vez determinado el signo efectivo de la corriente, se identifica la transición de conmutación ocurrida en la pierna x mediante

$$\Delta S_x[k] = S_x[k] - S_x[k-1] \quad (4.16)$$

donde $S_x[k]$ y $S_x[k-1]$ corresponden al estado actual y estado previo de la pierna x , respectivamente. De este modo, $\Delta S_x[k] = +1$ representa un encendido del IGBT de $0 \rightarrow 1$, $\Delta S_x[k] = -1$ un apagado de $1 \rightarrow 0$, y $\Delta S_x[k] = 0$ indica que no ocurrió cambio de estado durante el período de muestreo.

Como se explicó en la Sección 4.2.1, la tensión de salida de cada pierna presenta un intervalo de tiempo T_1 durante el cual permanece en el estado previo dentro del período de muestreo.

$$T_{1,x}[k] = \begin{cases} T_d + t_{on}, & \Delta S_x[k] = +1, \text{sgn}_h(i_x[k]) = +1 \\ t_{off}, & \Delta S_x[k] = +1, \text{sgn}_h(i_x[k]) = -1 \\ t_{off}, & \Delta S_x[k] = -1, \text{sgn}_h(i_x[k]) = +1 \\ T_d + t_{on}, & \Delta S_x[k] = -1, \text{sgn}_h(i_x[k]) = -1 \end{cases} \quad (4.17)$$

Luego, se calcula la fracción efectiva durante la cual el interruptor superior se mantiene encendido durante el período de muestreo, denotada por $d_{eff}[k]$, como

$$d_{eff,x}[k] = \begin{cases} S_x[k], & \Delta S_x[k] = 0 \\ S_x[k] - \frac{T_{1,x}[k]}{T_s} \Delta S_x[k], & \Delta S_x[k] \neq 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

Nótese que $d_{eff}[k]$ no corresponde a un ciclo de trabajo PWM, sino a una fracción efectiva que representa el tiempo promedio en que el interruptor superior de la pierna permanece encendido durante el período de muestreo.

A partir de la perturbación descrita en (4.12), se obtienen los niveles reconstruidos de tensión de la pierna x asociados a la conducción por el camino superior e inferior, respectivamente.

$$V_{high,x}[k] = \begin{cases} V_{dc}[k] - V_S + r_S i_x[k], & \text{sgn}_h(i_x[k]) = +1 \\ V_{dc}[k] - V_D + r_D i_x[k], & \text{sgn}_h(i_x[k]) = -1 \end{cases} \quad (4.19a)$$

$$V_{low,x}[k] = \begin{cases} V_D + r_D i_x[k], & \text{sgn}_h(i_x[k]) = +1 \\ V_S + r_S i_x[k], & \text{sgn}_h(i_x[k]) = -1 \end{cases} \quad (4.19b)$$

donde $V_{high,x}[k]$ y $V_{low,x}[k]$ representan los niveles de tensión considerados por el modelo de reconstrucción de la pierna x durante el intervalo de muestreo.

Las expresiones anteriores representan el modelo general de caída de tensión en conducción, incluyendo tanto la componente umbral como la componente resistiva proporcional a la corriente. Sin embargo, en la implementación experimental final, la componente resistiva $r_S i_x$ o $r_D i_x$ no se incorpora en la reconstrucción de $\mathbf{v}_s$. Esta contribución se considera posteriormente dentro de la resistencia equivalente $R_{s,eq}$, mediante la estrategia de compensación desarrollada en el Capítulo 5. De esta forma, en la implementación final, las expresiones de $V_{high,x}$ y $V_{low,x}$ se utilizan considerando el tiempo muerto, los retardos de conmutación y la componente umbral de caída de tensión, mientras que la componente resistiva proporcional a la corriente se representa posteriormente mediante $R_{s,eq}$. Con ello se evita una doble compensación de la caída resistiva asociada a los semiconductores.

A partir de los niveles definidos en (4.19a) y (4.19b), la tensión promedio reconstruida para la pierna x durante el período de muestreo se calcula como

$$\hat{v}_{xN}[k] = d_{eff,x}[k] V_{high,x}[k] + (1 - d_{eff,x}[k]) V_{low,x}[k]. \quad (4.20)$$

A partir de las tensiones reconstruidas de las tres piernas, sus componentes en el sistema de coordenadas fijas al estator se obtienen mediante

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{s\alpha}[k] \\ \hat{v}_{s\beta}[k] \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc}^{\alpha\beta} \begin{bmatrix} \hat{v}_{aN}[k] \\ \hat{v}_{bN}[k] \\ \hat{v}_{cN}[k] \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

Finalmente, el fasor espacial de tensión reconstruido queda definido como

$$\hat{\mathbf{v}}_s[k] = \hat{v}_{s\alpha}[k] + j\hat{v}_{s\beta}[k]. \quad (4.22)$$

El fasor $\hat{\mathbf{v}}_s[k]$ reemplaza al fasor ideal del convertidor tanto en el modelo predictivo como en el estimador del enlace de flujo de estator. De este modo, ambos utilizan una reconstrucción que representa con mayor fidelidad la tensión efectivamente aplicada a la máquina.

4.4 Resumen del capítulo

En este capítulo se presentó el inversor trifásico 2L-VSC utilizado en el sistema experimental y se describió su modelo ideal a partir de los estados de conmutación y de los fasores de tensión generados en el plano fijo al estator $\alpha\beta$. Esta formulación permitió establecer la relación entre las señales binarias aplicadas al convertidor, la tensión del enlace de continua y el fasor de tensión utilizado por el controlador predictivo.

Posteriormente, se analizaron las principales no linealidades que afectan la tensión efectivamente aplicada a la máquina. En particular, se revisó el efecto del tiempo muerto, los retardos de conmutación y la caída de tensión en los dispositivos semiconductores. Se mostró que estos fenómenos modifican la tensión promedio impuesta por cada pierna del inversor y que su influencia se vuelve especialmente relevante en operación a baja velocidad, donde la tensión fundamental aplicada a la máquina es reducida.

Finalmente, se formuló el modelo de tensión efectiva implementado en esta tesis. Dicho modelo reconstruye, muestra a muestra, la tensión promedio efectivamente aplicada por el inversor considerando el estado de conmutación, el estado previo, el signo de la corriente y las no idealidades principales del convertidor. De esta forma, la tensión utilizada por el modelo predictivo y por el estimador del enlace de flujo representa de mejor manera la tensión efectivamente aplicada a la máquina, estableciendo la base para la estrategia de compensación de resistencia desarrollada en el capítulo siguiente.

Capítulo 5

Estrategia propuesta de compensación de resistencia de estator

5.1 Principio de la estrategia propuesta

En los capítulos anteriores se mostró que el desempeño del control predictivo de torque depende directamente de la calidad de la estimación del enlace de flujo de estator y de la exactitud del modelo utilizado para predecir el comportamiento de las variables eléctricas de la máquina. En particular, el estimador del enlace de flujo basado en el modelo de tensión requiere conocer con precisión la tensión efectivamente aplicada por el inversor y la caída resistiva asociada a la resistencia de estator. Por esta razón, los errores en la tensión efectiva del convertidor y las desviaciones en el valor de R_s llevan directamente a errores de estimación del enlace de flujo.

Este problema se vuelve especialmente crítico en operación a muy baja velocidad. En esta condición, la tensión fundamental aplicada a la máquina es reducida y la caída resistiva $R_s i_s$ representa una fracción importante de la tensión total del estator. Por lo tanto, una diferencia entre la resistencia efectiva del sistema y la resistencia programada en el estimador puede producir una desviación del enlace de flujo estimado, afectando tanto la magnitud del enlace de flujo como el torque electromagnético calculado por el PTC.

En la literatura se han propuesto distintas estrategias para reducir la sensibilidad de los accionamientos de máquinas de inducción frente a variaciones de la resistencia de estator. Una primera línea de trabajo corresponde a estimadores adaptativos basados en observadores, donde R_s se ajusta en línea a partir de errores de corriente o enlace de flujo, comúnmente dentro de esquemas sin sensor mecánico de velocidad [16]. También se han desarrollado métodos basados en MRAS, en los cuales se comparan las salidas de modelos de referencia y modelos ajustables para estimar velocidad, enlace de flujo o parámetros eléctricos de la máquina [17, 18]. Otra alternativa consiste en la identificación mediante inyección de señales continuas, donde la resistencia se obtiene a partir de la relación entre las componentes continuas de tensión y corriente, aunque esto requiere introducir señales adicionales y considerar sus efectos sobre el torque y el punto de operación [19].

En el caso particular del control predictivo, trabajos recientes han incorporado observadores robustos, esquemas MRAS e identificación en línea de parámetros para disminuir la sensibilidad del modelo predictivo frente a variaciones paramétricas [20, 21]. Estas estrategias

mejoran la robustez del PTC, pero normalmente requieren modificar la estructura del estimador mediante observadores adicionales, operación sin sensor mecánico o mecanismos adaptativos más generales.

Un antecedente especialmente relevante para la operación a muy baja velocidad corresponde a los estimadores de enlace de flujo compensados propuestos en [3,4], donde se emplean modelos del inversor, compensación de *offset* y adaptación de resistencia para permitir el uso de un integrador puro en el estimador de enlace de flujo. Dichos trabajos abordan directamente los problemas de desviación del enlace de flujo estimado, errores de tensión y sensibilidad paramétrica en accionamientos sin sensor mecánico con orientación de campo, lo que constituye una referencia importante para la compensación del enlace de flujo en el rango de muy baja frecuencia.

A diferencia de estos enfoques, la estrategia desarrollada en este trabajo se formula directamente sobre una estructura PTC con medición de velocidad y coordenadas estacionarias $\alpha\beta$. En lugar de incorporar un observador robusto externo, una estructura MRAS completa o una señal adicional de identificación, se utiliza el error de predicción de corriente ya disponible en el esquema de control para generar una señal de compensación aplicada al estimador del enlace de flujo basado en el modelo de tensión. Posteriormente, esta información se emplea para obtener una corrección equivalente de resistencia, orientada a mejorar el desempeño del accionamiento en el rango de muy baja velocidad.

La idea central del método propuesto es que una desviación en R_s no solo afecta la integración del enlace de flujo, sino también la predicción de corriente utilizada por el PTC. En consecuencia, el error entre la corriente medida y la corriente predicha contiene información sobre la discrepancia de resistencia y puede emplearse como una señal correctiva para el estimador del enlace de flujo. Esta compensación actúa sobre la tensión inducida utilizada por el integrador, reduciendo el efecto acumulativo producido por una caída resistiva mal representada.

Sin embargo, la implementación experimental mostró que la compensación directa resulta más confiable en el rango de muy baja velocidad, donde la sensibilidad frente a R_s es mayor. A medida que aumenta la frecuencia de operación, la influencia de la caída resistiva disminuye y el error de predicción de corriente deja de entregar una estimación suficientemente robusta de la resistencia. Por esta razón, la estrategia final combina tres elementos: una compensación directa del enlace de flujo a muy baja velocidad, la estimación y fijación de un valor de corrección de resistencia, y una transición suave entre ambos mecanismos mediante ganancias dependientes de la frecuencia.

En consecuencia, el método propuesto se organiza en tres etapas principales. Primero, se analiza la relación entre una desviación de R_s y el error de predicción de corriente. Luego, se obtiene una señal de compensación directa para el estimador del enlace de flujo y se define una corrección efectiva de resistencia a partir de un valor fijado R_{sf} . Finalmente, ambos mecanismos se combinan mediante ganancias dependientes de la frecuencia, de modo que la compensación directa actúe principalmente en el rango de muy baja velocidad y la resistencia fijada pueda incorporarse progresivamente al abandonar dicho rango.

5.2 Relación entre error de resistencia y error de predicción de corriente

Para establecer la relación entre la desviación de la resistencia de estator y el error de predicción de corriente, se considera inicialmente que la tensión utilizada por el estimador corresponde a la tensión efectiva del inversor, $\hat{\mathbf{v}}_s \approx \mathbf{v}_s$, reconstruida según el modelo de compensación de no linealidades desarrollado en el capítulo 4. De esta forma, el análisis separa el efecto de la tensión aplicada por el convertidor y se concentra en el efecto producido por una discrepancia entre la resistencia real de estator y la resistencia utilizada.

Sea $R_{s,\text{prog}}$ la resistencia programada inicialmente en el estimador y en el modelo predictivo. La resistencia efectiva del sistema se expresa como

$$R_s = R_{s,\text{prog}} + \Delta R_s, \quad (5.1)$$

donde ΔR_s representa la discrepancia resistiva respecto del valor programado.

El estimador del enlace de flujo de estator basado en el modelo de tensión, implementado con la resistencia programada, queda dado por

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_s[k] = \hat{\boldsymbol{\psi}}_s[k-1] + T_s (\hat{\mathbf{v}}_s[k] - R_{s,\text{prog}} \mathbf{i}_s[k]) \quad (5.2)$$

mientras que el enlace de flujo real de estator, considerando la resistencia efectiva de la máquina, queda dado por

$$\boldsymbol{\psi}_s[k] = \boldsymbol{\psi}_s[k-1] + T_s (\mathbf{v}_s[k] - (R_{s,\text{prog}} + \Delta R_s) \mathbf{i}_s[k]) \quad (5.3)$$

Al comparar (5.2) y (5.3), se observa que una desviación de resistencia produce un error incremental proporcional a la corriente de estator. Definiendo el error del enlace de flujo como

$$\tilde{\boldsymbol{\psi}}_s[k] = \hat{\boldsymbol{\psi}}_s[k] - \boldsymbol{\psi}_s[k] \quad (5.4)$$

se obtiene, para un instante de muestreo,

$$\Delta \tilde{\boldsymbol{\psi}}_s[k] = \Delta R_s T_s \mathbf{i}_s[k] \quad (5.5)$$

Como el enlace de flujo se obtiene mediante integración, este error no aparece únicamente en un instante, sino que se acumula en el tiempo. Por lo tanto, considerando N muestras durante las cuales persiste la desviación de resistencia, el error acumulado puede expresarse como

$$\tilde{\boldsymbol{\psi}}_s[k] = \Delta R_s T_s \sum_{m=0}^N \mathbf{i}_s[k-m] \quad (5.6)$$

La ecuación (5.6) muestra que el error del enlace de flujo conserva información directa de la desviación de resistencia y de la historia reciente de la corriente de estator. Esta relación también afecta al enlace de flujo de rotor utilizado por el modelo predictivo. A partir de la relación entre el enlace de flujo de estator y el enlace de flujo de rotor,

$$\psi_s[k] = \sigma L_s \dot{i}_s[k] + k_r \psi_r[k] \quad (5.7)$$

el enlace de flujo de rotor puede escribirse como

$$\psi_r[k] = \frac{1}{k_r} (\psi_s[k] - \sigma L_s \dot{i}_s[k]) \quad (5.8)$$

Por lo tanto, si el enlace de flujo de estator estimado contiene el error dado por (5.6), el enlace de flujo de rotor real y el enlace de flujo de rotor estimado se relacionan mediante

$$\psi_r[k] = \hat{\psi}_r[k] - \frac{1}{k_r} \tilde{\psi}_s[k] \quad (5.9)$$

Luego, se considera el modelo de predicción de corriente de estator en coordenadas estacionarias. La corriente predicha puede escribirse como

$$\hat{i}_s[k+1] = \left(1 - \frac{R_{\sigma, \text{prog}} T_s}{\sigma L_s}\right) \dot{i}_s[k] + \frac{k_r T_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega[k]\right) \hat{\psi}_r[k] + \frac{T_s}{\sigma L_s} \hat{v}_s[k] \quad (5.10)$$

donde

$$R_{\sigma, \text{prog}} = R_{s, \text{prog}} + k_r^2 R_r \quad (5.11)$$

Debe observarse que el modelo de predicción de corriente también depende de la resistencia de rotor, tanto a través de $R_{\sigma, \text{prog}}$ como de la constante de tiempo $\tau_r = L_r/R_r$. Por consiguiente, una desviación de R_r puede modificar el error de predicción de corriente y, con ello, la señal utilizada para estimar la corrección de resistencia de estator. No obstante, el análisis de sensibilidad presentado en la Sección 5.6.6 muestra que, bajo las condiciones evaluadas, estas variaciones producen únicamente pequeñas perturbaciones en la estimación, sin modificar de forma apreciable su valor medio.

Por otro lado, la evolución real de la corriente queda afectada por la desviación ΔR_s y por el error propagado en el enlace de flujo de rotor. Por lo tanto,

$$\dot{i}_s[k+1] = \left(1 - \frac{(R_{\sigma, \text{prog}} + \Delta R_s) T_s}{\sigma L_s}\right) \dot{i}_s[k] + \frac{k_r T_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega[k]\right) \psi_r[k] + \frac{T_s}{\sigma L_s} v_s[k] \quad (5.12)$$

Definiendo el error de predicción de corriente como

$$\tilde{i}_s[k+1] = \hat{i}_s[k+1] - \dot{i}_s[k+1] \quad (5.13)$$

y reemplazando (5.9) en (5.12), se obtiene

$$\tilde{i}_s[k+1] = \frac{\Delta R_s T_s}{\sigma L_s} \dot{i}_s[k] - \frac{T_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega[k]\right) \tilde{\psi}_s[k] \quad (5.14)$$

Finalmente, sustituyendo el error acumulado del enlace de flujo dado por (5.6), se obtiene

$$\tilde{\mathbf{i}}_s[k+1] = \frac{\Delta R_s T_s}{\sigma L_s} \left[\mathbf{i}_s[k] + T_s \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega[k] \right) \sum_{m=0}^N \mathbf{i}_s[k-m] \right] \quad (5.15)$$

La ecuación (5.15) muestra que el error entre la corriente medida y la corriente predicha contiene información de la desviación de la resistencia de estator. En particular, el término proporcional a $\Delta R_s \mathbf{i}_s[k]$ aparece directamente en la predicción de corriente, mientras que el segundo término representa la propagación del error del enlace de flujo acumulado hacia el modelo de corriente.

En operación a muy baja velocidad, la caída resistiva del estator tiene un peso relativo importante dentro de la tensión total aplicada a la máquina. Por esta razón, la desviación de R_s produce un efecto observable tanto en la trayectoria del enlace de flujo estimado como en el error de predicción de corriente. Esta propiedad es la base de la estrategia propuesta, ya que permite utilizar dicho error como una señal útil para construir una compensación directa del estimador del enlace de flujo.

5.3 Compensación directa del estimador de enlace de flujo

A partir de la relación obtenida en la sección anterior, se observa que el error de predicción de corriente contiene una componente asociada a la desviación de la resistencia de estator. Esta propiedad permite construir una señal de compensación que actúe directamente sobre el estimador del enlace de flujo, sin requerir inicialmente una identificación explícita de ΔR_s .

Para ello, se utiliza la corriente predicha en la muestra anterior para el instante actual. Esta se denota como $z^{-1} \hat{\mathbf{i}}_s[k+1]$, donde el operador z^{-1} representa un retardo de una muestra aplicado a la corriente predicha por el modelo. Por lo tanto, $z^{-1} \hat{\mathbf{i}}_s[k+1]$ corresponde al valor de corriente que el modelo predictivo calculó en $k-1$ para el instante k . Al llegar la nueva medición de corriente $\mathbf{i}_s[k]$, se define el error de predicción como

$$\mathbf{e}_i[k] = z^{-1} \hat{\mathbf{i}}_s[k+1] - \mathbf{i}_s[k] \quad (5.16)$$

La elección de este signo permite que, para una desviación positiva de resistencia, la señal resultante tenga el mismo sentido que la caída resistiva faltante en el estimador de enlace de flujo. En efecto, de acuerdo con el análisis anterior, si la resistencia efectiva del sistema es mayor que la resistencia programada en el controlador, el estimador basado en $R_{s,\text{prog}}$ subestima la caída resistiva $R_s \mathbf{i}_s$. Por lo tanto, la tensión inducida utilizada por el integrador resulta mayor que la real, produciendo una deriva en el enlace de flujo estimado.

La señal de compensación se define inicialmente escalando el error de predicción de corriente mediante la inductancia de dispersión equivalente y el período de muestreo:

$$\mathbf{v}_{cR,0}[k] = \frac{\sigma L_s}{T_s} \mathbf{e}_i[k] \quad (5.17)$$

La magnitud $\mathbf{v}_{cR,0}$ tiene unidades de tensión y puede interpretarse como una corrección interna de la tensión inducida utilizada por el estimador del enlace de flujo. Esta señal no corresponde a una tensión aplicada físicamente por el inversor, sino a una compensación interna del modelo de estimación. En particular, su objetivo es representar el efecto de la

caída resistiva no considerada, debido a la discrepancia entre la resistencia real de estator y la resistencia utilizada en el control.

En la práctica, esta compensación directa se aplica principalmente en el rango de muy baja velocidad. En dicho rango, la sensibilidad del estimador frente a R_s es alta y el error de predicción de corriente permite obtener una señal útil para corregir la estimación del enlace de flujo. Sin embargo, al aumentar la frecuencia de operación, la influencia relativa de la caída resistiva disminuye y la compensación calculada a partir del error de corriente puede volverse menos representativa de una desviación real de resistencia. Por esta razón, en la implementación final, la compensación directa se pondera mediante una ganancia dependiente de la frecuencia.

De forma general, la señal de compensación aplicada al estimador se expresa como

$$\mathbf{v}_{cR}[k] = g_c[k] \mathbf{v}_{cR,0}[k] \quad (5.18)$$

donde $g_c[k]$ es la ganancia asociada a la compensación directa del enlace de flujo. Para operación a muy baja velocidad, $g_c \approx 1$, por lo que la compensación actúa prácticamente con toda su magnitud. En cambio, cuando la máquina abandona este rango de operación, g_c se reduce progresivamente para dar paso a la compensación basada en la resistencia estimada fijada.

Con esta definición, el estimador compensado puede escribirse como

$$\hat{\psi}_s[k] = \hat{\psi}_s[k-1] + T_s (\hat{v}_s[k] - R_{s,\text{prog}} \mathbf{i}_s[k] - \mathbf{v}_{cR}[k]) \quad (5.19)$$

La ecuación (5.19) muestra que la compensación propuesta actúa directamente sobre la entrada del integrador del enlace de flujo. De esta forma, cuando existe una discrepancia de resistencia, el término $\mathbf{v}_{cR}$ reduce el error acumulativo que se produciría al integrar una tensión inducida incorrecta. Esta forma permite separar claramente la compensación directa del enlace de flujo, representada por $\mathbf{v}_{cR}$, de la corrección paramétrica de resistencia que se introduce posteriormente mediante una resistencia equivalente. Así, la estrategia propuesta no depende únicamente de modificar R_s , sino que utiliza el error de predicción de corriente como una señal correctiva directa sobre el estimador del enlace de flujo.

5.4 Estimación, fijación y aplicación de la resistencia equivalente

La compensación directa presentada en la sección anterior permite corregir el estimador del enlace de flujo sin requerir, en primera instancia, una identificación explícita de la desviación de resistencia. Sin embargo, la señal de compensación $\mathbf{v}_{cR,0}$ contiene información asociada a la caída resistiva no considerada por el modelo. En efecto, si el error dominante proviene de una desviación de la resistencia de estator y el efecto acumulativo sobre el enlace de flujo se mantiene acotado por la acción de compensación, dicha señal puede interpretarse aproximadamente como

$$\mathbf{v}_{cR,0}[k] \approx \Delta R_s \mathbf{i}_s[k] \quad (5.20)$$

La ecuación (5.20) constituye la base para obtener una estimación escalar de la desviación de resistencia. En particular, si la compensación resistiva equivalente es aproximadamente

colineal con la corriente de estator, el valor de ΔR_s puede estimarse proyectando la señal de compensación sobre el fasor espacial de corriente.

En la implementación experimental, esta proyección se realiza utilizando señales filtradas del error de predicción y de la corriente de estator. Ambas señales se filtran mediante el mismo filtro discreto, de modo de no introducir desfases relativos ni cambios de magnitud relativos entre ellas dentro del rango de frecuencia de interés. La frecuencia de corte de ese filtro se selecciona de acuerdo con el rango de operación utilizado para la identificación, es decir, el rango de muy baja frecuencia. En esta tesis, la identificación de resistencia se realiza principalmente bajo 5 [Hz], por lo que el filtrado permite atenuar ruido de alta frecuencia sin afectar de manera significativa la información útil para la estimación. Además, las variaciones reales de R_s asociadas al calentamiento de la máquina son mucho más lentas que la dinámica del filtro, por lo que el filtrado no limita la capacidad de seguimiento de la resistencia.

La estimación instantánea de la desviación de resistencia se calcula como

$$\Delta \hat{R}_{s,0}[k] = \frac{\sigma L_s}{T_s} \frac{\Re \{ \mathbf{e}_{i,f}[k] \mathbf{i}_{s,f}^*[k] \}}{\|\mathbf{i}_{s,f}[k]\|^2 + \epsilon} \quad (5.21)$$

donde $\epsilon = 10^{-6}$ es una constante pequeña utilizada para evitar divisiones por valores reducidos de corriente. En coordenadas $\alpha\beta$, la ecuación anterior queda

$$\Delta \hat{R}_{s,0}[k] = \frac{\sigma L_s}{T_s} \frac{e_{i\alpha,f}[k] i_{s\alpha,f}[k] + e_{i\beta,f}[k] i_{s\beta,f}[k]}{i_{s\alpha,f}^2[k] + i_{s\beta,f}^2[k] + \epsilon} \quad (5.22)$$

La estimación instantánea $\Delta \hat{R}_{s,0}$ puede presentar oscilaciones debido al ruido de medición, errores de modelo, variaciones del punto de operación y transitorios electromagnéticos. Por esta razón, se utiliza un filtro discreto de primer orden para obtener una estimación más suave:

$$\Delta \hat{R}_s[k] = C_{1R} \Delta \hat{R}_{s,0}[k] + C_{2R} \Delta \hat{R}_s[k-1] \quad (5.23)$$

donde C_{1R} y C_{2R} son los coeficientes del filtro discreto. Los coeficientes de los filtros utilizados para la corriente, el error de predicción, la corrección estimada de resistencia y la velocidad medida se resumen en la Tabla 6.6. Además, para evitar valores no físicos o picos numéricos durante transitorios, la estimación se limita dentro de un rango admisible mediante una saturación asimétrica:

$$-0.2R_{s,\text{prog}} \leq \Delta \hat{R}_s[k] \leq 1.2R_{s,\text{prog}} \quad (5.24)$$

Esta saturación permite considerar pequeños errores iniciales en el valor de resistencia programado. En particular, si $R_{s,\text{prog}}$ fue seleccionado ligeramente por encima de la resistencia real en frío, la estimación puede tomar valores negativos acotados y reducir la resistencia equivalente utilizada por el estimador. Sin embargo, el margen negativo se mantiene limitado, ya que se supone que $R_{s,\text{prog}}$ proviene de una medición *offline* previa y, por tanto, su error inicial no debería ser elevado.

Por otra parte, se permite un margen positivo mayor, debido a que durante la operación la resistencia de estator puede aumentar por efecto térmico. Además, la corrección estimada

se interpreta como una resistencia efectiva, por lo que puede incluir no solo la variación térmica del devanado, sino también componentes equivalentes asociadas a la caída resistiva en los semiconductores, errores residuales de modelado y pequeñas discrepancias en la reconstrucción de la tensión aplicada.

Es importante destacar que esta interpretación no implica que la corrección estimada corresponda exclusivamente a una variación física de la resistencia del devanado de estator. En una implementación experimental, parte de los errores residuales de tensión del inversor pueden presentar una dependencia aproximadamente proporcional a la corriente de estator. En particular, la componente resistiva de la caída de tensión en conducción de los semiconductores puede representarse, de forma aproximada, como una caída adicional proporcional a la corriente:

$$\Delta v_{d,r}[k] \approx r_d i_s[k] \quad (5.25)$$

donde r_d representa una resistencia equivalente asociada a la componente resistiva de los dispositivos semiconductores. En esta tesis, r_d se interpreta como un valor promedio obtenido a partir de las pendientes resistivas del IGBT y del diodo antiparalelo, r_s y r_D , descritas en el Capítulo 4.

Por lo tanto, si la señal de compensación directa se aproxima como en la ecuación (5.20), entonces, en presencia de una componente resistiva del inversor, la estimación obtenida puede interpretarse de manera más general como

$$v_{cR,0}[k] \approx (\Delta R_s + r_d) i_s[k] \quad (5.26)$$

En consecuencia, la corrección estimada no debe entenderse necesariamente como una medición pura de la variación térmica de R_s , sino como una corrección efectiva de resistencia vista por el estimador. Esta característica permite que el valor fijado R_{sf} absorba tanto las desviaciones reales de la resistencia de estator como la componente resistiva equivalente asociada a la caída de tensión en conducción de los semiconductores.

Por esta razón, en la implementación final no se incorpora nuevamente la componente resistiva $r_D i_x$ o $r_s i_x$ dentro de la reconstrucción de la tensión efectiva del inversor. Dicha contribución queda representada de forma equivalente dentro de $R_{s,eq}$. De este modo, el modelo de $\hat{v}_s$ puede concentrarse en la corrección del tiempo muerto, los retardos de conmutación y la componente umbral de caída de tensión de los semiconductores, evitando una doble compensación de la caída resistiva proporcional a la corriente.

Por otro lado, la estimación de resistencia se utiliza para fijar una corrección únicamente bajo condiciones de operación en las que el error de predicción de corriente contiene información suficientemente representativa de la discrepancia resistiva. En particular, la identificación se realiza cuando tanto la frecuencia eléctrica asociada a la velocidad medida como su referencia se encuentran dentro del rango de muy baja velocidad:

$$C_{id}[k] = \begin{cases} 1, & f_e[k] < 5 \text{ Hz}, \quad f_e^*[k] < 5 \text{ Hz}, \\ 0, & \text{en caso contrario.} \end{cases} \quad (5.27)$$

Además, durante la identificación la referencia de magnitud del enlace de flujo se mantiene próxima a 1 pu. Esta condición permite trabajar cerca del punto de magnetización utilizado

para obtener los parámetros del modelo y reduce el sesgo de la estimación asociado a variaciones de las inductancias con el nivel de flujo.

Para evaluar la calidad de la estimación se utiliza el índice

$$Q[k] = \frac{\|\mathbf{e}_{i,f}[k]\|}{\|\mathbf{i}_{s,f}[k]\| + \epsilon}, \quad (5.28)$$

donde un valor reducido de Q indica que el error de predicción es pequeño respecto de la corriente medida y, por tanto, que la estimación se encuentra en una condición adecuada para su fijación.

El valor fijado de la corrección de resistencia se denota por R_{sf} . Cuando se cumple $\mathcal{C}_{id} = 1$, la estimación filtrada $\Delta\hat{R}_s$ se observa durante una ventana mínima de 0.25 s. Las muestras se ponderan de acuerdo con el índice de calidad, otorgando mayor importancia a aquellas con menor valor de Q y a las obtenidas hacia el final de la ventana, una vez que los transitorios iniciales han disminuido. Al finalizar la ventana, la corrección se fija si $Q < 0.07$.

En términos generales, la lógica de fijación puede resumirse mediante el siguiente procedimiento:

1. Verificar que $f_e < 5$ Hz, $f_e^* < 5$ Hz y que la máquina opere con una referencia de enlace de flujo cercana a 1 pu.
2. Recolectar durante 0.25 s las muestras de $\Delta\hat{R}_s$ y del índice Q .
3. Obtener un valor representativo de la corrección, favoreciendo las muestras con menor Q y las adquiridas hacia el final de la ventana.
4. Si $Q < 0.07$, fijar dicho valor como R_{sf} .
5. Mantener R_{sf} constante al abandonar la región de muy baja velocidad.

La identificación puede habilitarse nuevamente si la máquina retorna a la región de muy baja velocidad y la estimación filtrada presenta una diferencia persistente respecto del valor fijado. En la implementación, la actualización se habilita luego de permanecer al menos 0.35 s bajo 5 Hz, siempre que $Q < 0.075$ y que

$$\left| \Delta\hat{R}_s[k] - R_{sf}[k] \right| > 0.06 \, \Omega. \quad (5.29)$$

La resistencia equivalente que se desea aplicar al estimador y al modelo predictor se define como

$$R_{s,eq}[k] = R_{s,prog} + g_R[k]R_{sf}[k] \quad (5.30)$$

De esta forma, la estrategia final combina la compensación directa $\mathbf{v}_{cR}$ con la corrección paramétrica $R_{s,eq}$. La distribución entre ambos mecanismos queda determinada por las ganancias g_c y g_R , definidas en función de la frecuencia eléctrica de operación.

Con esta resistencia equivalente, el estimador de enlace de flujo basado en el modelo de tensión puede escribirse como

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_s[k] = \hat{\boldsymbol{\psi}}_s[k-1] + T_s (\hat{\mathbf{v}}_s[k] - R_{s,eq}[k]\mathbf{i}_s[k]) \quad (5.31)$$

La ecuación (5.31) representa el caso en que la compensación se realiza únicamente mediante una corrección paramétrica de resistencia. En la estrategia final, esta corrección se combina con la compensación directa descrita anteriormente, de modo que el estimador utilizado queda dado por

$$\hat{\psi}_s[k] = \hat{\psi}_s[k-1] + T_s (\hat{v}_s[k] - R_{s,eq}[k] \mathbf{i}_s[k] - \mathbf{v}_{cR}[k]) \quad (5.32)$$

La formulación anterior permite separar tres etapas de la estrategia propuesta: primero, la obtención de una señal de compensación directa a partir del error de predicción de corriente; segundo, la estimación y fijación de una corrección efectiva de resistencia en baja velocidad; y tercero, la aplicación progresiva de dicha corrección mediante las ganancias dependientes de la frecuencia. De esta forma, el control no depende de una estimación continua de R_s en todo el rango de operación, sino que utiliza la información obtenida en la región donde el método resulta más sensible y confiable.

5.5 Transición de ganancias en función de la frecuencia

Para evitar una transición abrupta entre ambos mecanismos de compensación, se define una transición suave dependiente de la frecuencia eléctrica de operación.

La frecuencia utilizada para esta transición se obtiene a partir de la velocidad eléctrica medida, de acuerdo con

$$f_e[k] = \frac{|\omega[k]|}{2\pi} \quad (5.33)$$

En esta implementación, la transición entre ambos mecanismos se realiza en el rango comprendido entre 5 [Hz] y 15 [Hz] eléctricos. Para ello, se definen dos umbrales de frecuencia: $f_{on} = 5$ [Hz], a partir del cual comienza a reducirse la compensación directa, y $f_{off} = 15$ [Hz], a partir del cual la corrección por resistencia fijada pasa a ser dominante. Con estos umbrales, se define una variable normalizada β como

$$\beta[k] = \text{sat}_{[0,1]} \left(\frac{f_e[k] - f_{on}}{f_{off} - f_{on}} \right) \quad (5.34)$$

donde $\text{sat}_{[0,1]}(\cdot)$ limita el resultado al intervalo $[0, 1]$. De esta forma, para $f_e < 5$ [Hz] se obtiene $\beta = 0$, mientras que para $f_e > 15$ [Hz] se obtiene $\beta = 1$. En el intervalo intermedio, β aumenta progresivamente desde cero hasta uno, permitiendo realizar una transición gradual entre la compensación directa del enlace de flujo y la aplicación de la resistencia estimada fijada.

Para suavizar la transición, se utiliza una función de tipo escalón suave (*smoothstep*)

$$s[k] = \beta^2[k] (3 - 2\beta[k]) \quad (5.35)$$

la cual cumple $s = 0$ cuando $\beta = 0$, $s = 1$ cuando $\beta = 1$, y presenta pendiente nula en ambos extremos. De esta manera, se evita un cambio brusco de ganancia al entrar o salir de la zona de transición.

La ganancia asociada a la compensación directa se define manteniendo un piso mínimo de compensación, de modo que la acción correctiva de enlace de flujo no se retire completamente al abandonar el rango de baja velocidad. Para ello, se utiliza

$$g_c[k] = g_{c,\min} + (1 - g_{c,\min})(1 - s[k]) \quad (5.36)$$

donde $g_{c,\min} = 0.1$ corresponde al valor mínimo permitido para la ganancia de compensación directa. De esta forma, para frecuencias menores o iguales que f_{on} , se obtiene $g_c = 1$, mientras que para frecuencias mayores o iguales que f_{off} , se obtiene $g_c = g_{c,\min}$.

La ganancia asociada a la aplicación de la resistencia fijada se define de forma complementaria como

$$g_R[k] = 1 - g_c[k] \quad (5.37)$$

Con esta definición, ambas ganancias permiten repartir progresivamente la acción correctiva entre la compensación directa del enlace de flujo y la resistencia equivalente fijada. A muy baja velocidad, g_c toma valores cercanos a uno y g_R valores cercanos a cero, por lo que domina la compensación directa. En el rango de transición, g_c disminuye suavemente mientras g_R aumenta. Para frecuencias superiores a f_{off} , la corrección paramétrica basada en R_{sf} pasa a ser dominante, mientras que la compensación directa se mantiene acotada por el valor mínimo $g_{c,\min}$.

Con esta definición, las ganancias g_c y g_R determinan el peso relativo de los dos mecanismos de compensación presentes en el estimador del enlace de flujo definido en (5.32). En particular, g_c pondera la señal de compensación directa v_{cR} , mientras que g_R pondera la incorporación de R_{sf} en la resistencia equivalente $R_{s,eq}$.

La Fig. 5.1 muestra el diagrama de bloques correspondiente al estimador del enlace de flujo compensado. En este esquema se observa que la tensión inducida utilizada como entrada del integrador se corrige mediante dos términos: la caída resistiva calculada con la resistencia equivalente $R_{s,eq}$ y la señal base de compensación $v_{cR,0}$, ponderada mediante g_c para obtener v_{cR} . Las ganancias dependientes de la frecuencia permiten una transición suave entre la compensación directa y la corrección paramétrica de resistencia. La Fig. 5.2 muestra el esquema completo de control predictivo de torque propuesto.

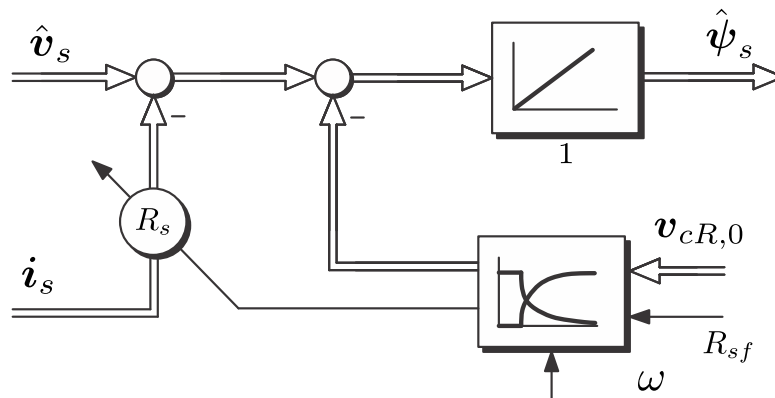


Figura 5.1: Esquema general del estimador del enlace de flujo compensado mediante resistencia equivalente y señal de compensación directa.

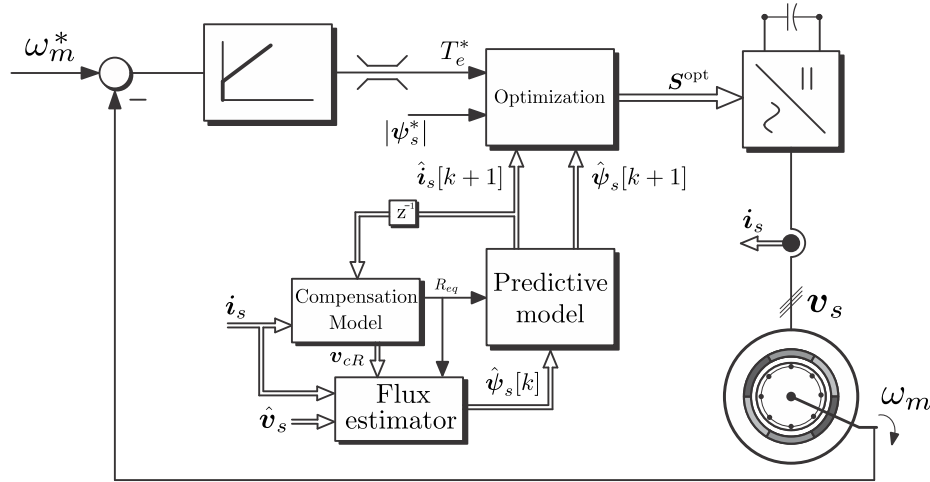


Figura 5.2: Esquema general de la estrategia propuesta integrada al control predictivo de torque.

5.6 Validación preliminar mediante simulación

Con el objetivo de verificar el principio de funcionamiento de la estrategia propuesta, se implementa el control predictivo de torque y el estimador del enlace de flujo compensado en el entorno de simulación PLECS. En esta etapa se busca comprobar que el error de predicción de corriente puede utilizarse como una señal útil para corregir la estimación del enlace de flujo de estator ante variaciones de la resistencia de estator.

El modelo simulado corresponde a la misma máquina de inducción utilizada posteriormente en el banco experimental. Los parámetros empleados fueron obtenidos a partir de una caracterización previa de esta máquina y son cercanos a los identificados experimentalmente en este trabajo, cuyos valores se resumen en la Tabla 6.3.

En las simulaciones, el enlace de flujo estimado por el observador se compara con el enlace de flujo real obtenido desde el modelo de la máquina. De esta manera, es posible evaluar directamente si la compensación propuesta reduce la deriva del enlace de flujo de estator provocada por una discrepancia en la resistencia utilizada por el estimador.

5.6.1 Compensación del enlace de flujo ante variación de R_s

El primer ensayo tiene como objetivo mostrar el efecto de una variación de resistencia de estator sobre el estimador de enlace de flujo basado en el modelo de tensión. Para ello, la máquina se lleva a una referencia de enlace de flujo $\psi_s^* = 0.7$ [Wb], con una referencia de velocidad de 2 [Hz]. En el instante $t = 1$ [s], se introduce una resistencia externa equivalente a $0.8R_s$, considerando $R_s = 1.0213$ [Ω].

La Fig. 5.3 muestra la comparación entre el enlace de flujo real y el enlace de flujo estimado para el caso sin compensación y con compensación. En el caso sin compensación, la desviación de resistencia produce un error acumulativo en la integración del enlace de flujo, lo que provoca que la trayectoria estimada se aleje progresivamente del enlace de flujo real. En cambio, al aplicar la compensación propuesta, el enlace de flujo estimado se mantiene cercano al enlace de flujo real, reduciendo la deriva producida por la caída resistiva no considerada.

Este resultado permite verificar que la señal obtenida a partir del error de predicción de

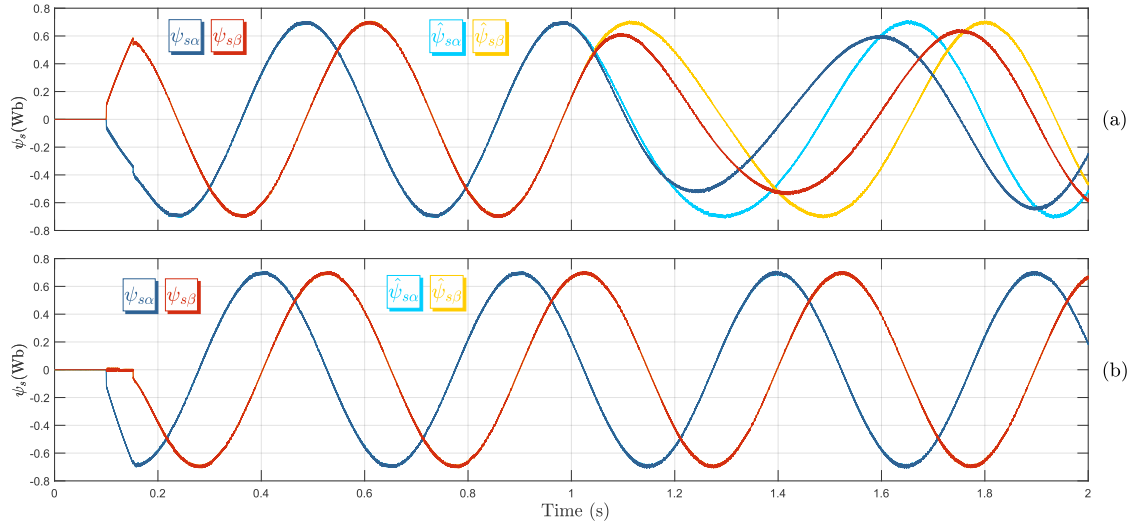


Figura 5.3: Comparación entre el enlace de flujo real y el enlace de flujo estimado ante una variación de resistencia de estator. (a) Enlace de flujo de estator sin compensación. (b) Enlace de flujo de estator compensado.

corriente contiene información suficiente para compensar el error de enlace de flujo asociado a una desviación de R_s , al menos en el rango de baja velocidad considerado.

5.6.2 Validación a velocidad cero

El segundo ensayo busca evaluar el comportamiento de la estrategia propuesta en condición de velocidad cero. Esta condición es especialmente exigente para el estimador de enlace de flujo, ya que la tensión inducida por la rotación de la máquina es nula y la estimación depende fuertemente de la correcta representación de la caída resistiva del estator.

En este caso, se aplica una variación de resistencia de $0.8R_s$ en el instante $t = 1$ s. Posteriormente, en $t = 2.5$ s, se aplica un escalón de torque de carga de 20 N m. La respuesta obtenida se muestra en la Fig. 5.4.

Se observa que la estrategia propuesta permite identificar el efecto de la variación de resistencia y compensar adecuadamente la estimación del enlace de flujo de estator. Además, el sistema mantiene una respuesta estable ante la aplicación de torque externo. Cabe destacar que, al inicio de la simulación, cuando las variables eléctricas se encuentran cercanas a cero y no existe carga aplicada, la información disponible para estimar la resistencia es reducida. Por esta razón, la estimación no resulta confiable hasta que la máquina alcanza una condición con suficiente magnetización.

5.6.3 Inversión de marcha a muy baja velocidad

Para evaluar la robustez de la estrategia frente a cambios de sentido de giro, se realiza un ensayo de inversión de marcha a muy baja velocidad. La referencia de velocidad cambia entre $\omega = \pm 0.5$ [Hz], manteniendo la máquina dentro del rango donde la caída resistiva del estator tiene un efecto importante sobre el estimador de enlace de flujo.

La Fig. 5.5 muestra la respuesta obtenida. Se observa que la compensación se mantiene efectiva durante la inversión de marcha y que la estimación del enlace de flujo no presenta

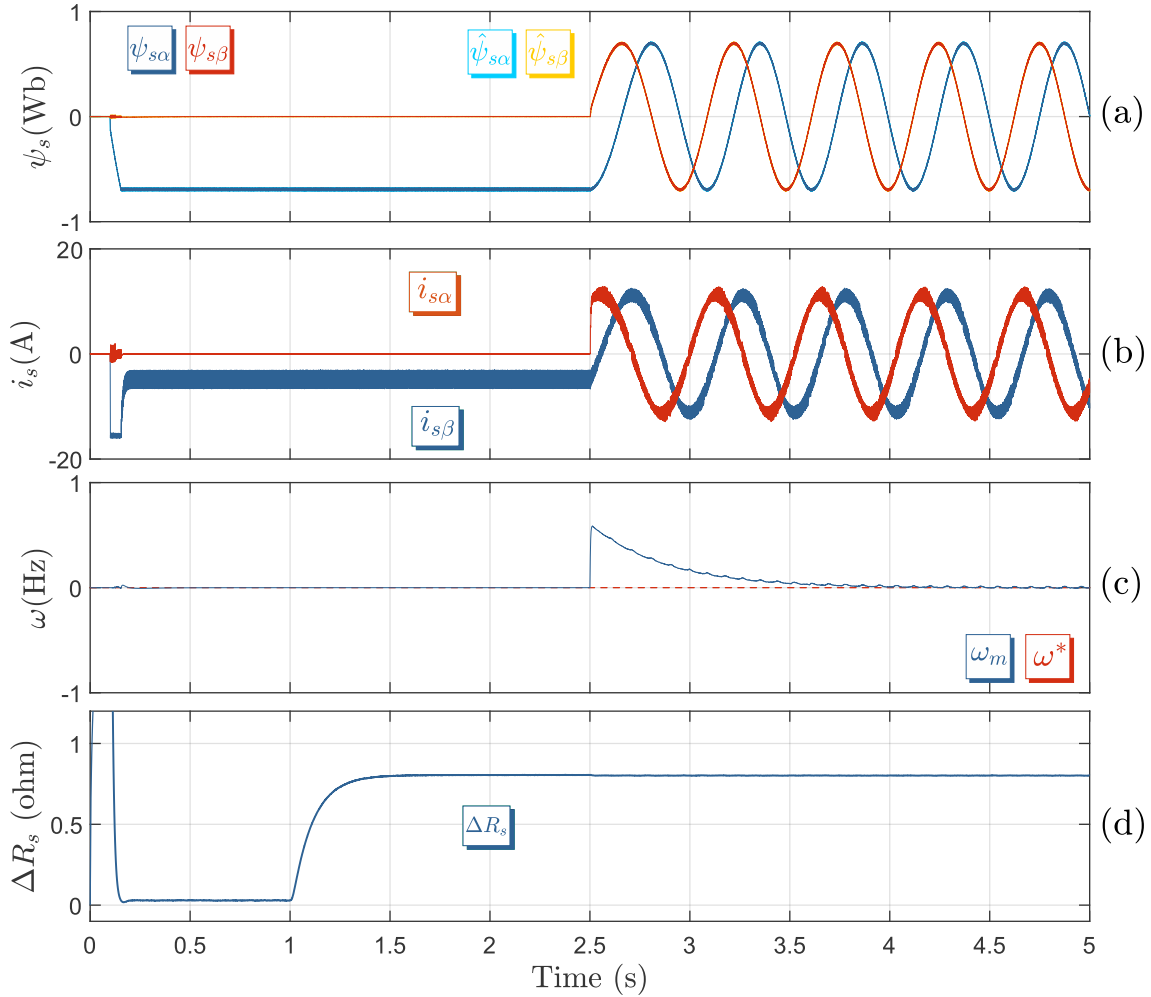


Figura 5.4: Respuesta ante un escalón de torque de carga de 20 N m a velocidad cero.

una deriva significativa asociada al cambio de signo de la velocidad.

Este ensayo permite comprobar que el método no depende de un único sentido de giro y que la información contenida en el error de predicción de corriente sigue siendo útil durante maniobras de baja velocidad con cambio de dirección.

5.6.4 Errores iniciales de R_s

En este ensayo se analiza el comportamiento del método cuando el control se inicializa con un valor incorrecto de resistencia de estator. Para ello, se ingresa al control un valor de R_s menor que el valor real, equivalente a un error inicial de aproximadamente $0.5R_s$. En el instante $t = 0.15$ [s], se inicia el control de enlace de flujo y velocidad. Posteriormente, se añade una resistencia externa adicional de $0.5R_s$.

La respuesta se muestra en la Fig. 5.6. Se observa que, una vez iniciada la operación de la máquina, la estrategia propuesta genera una corrección asociada al error inicial de resistencia. Luego, al introducir una nueva variación externa, el método vuelve a compensar el cambio, manteniendo la estimación de enlace de flujo en una condición estable.

Este resultado es relevante porque muestra que la estrategia no solo puede compensar

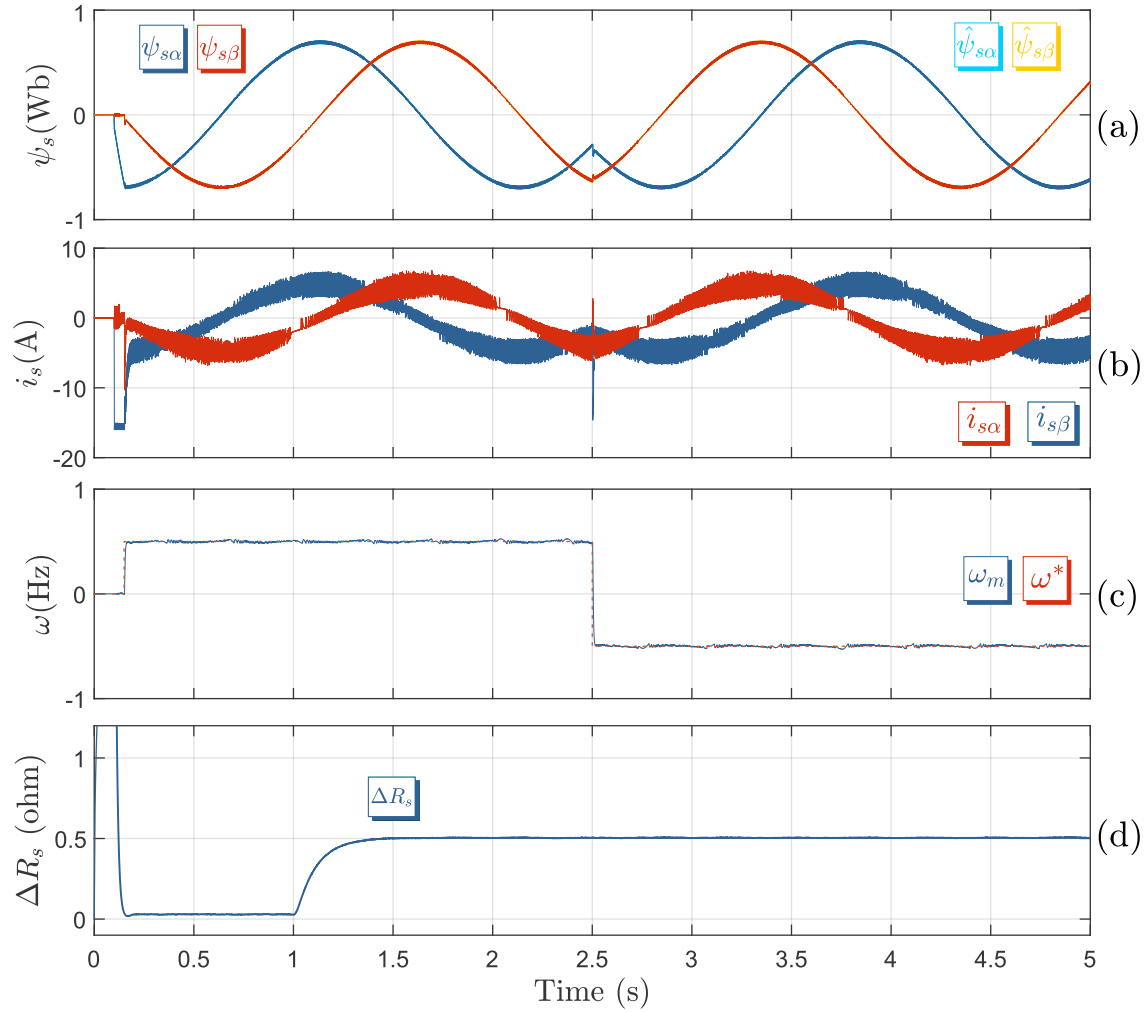


Figura 5.5: Respuesta ante inversión de marcha a muy baja velocidad.

cambios de resistencia durante la operación, sino también discrepancias iniciales entre el valor de resistencia programado y el valor efectivo de la máquina.

5.6.5 Operación fuera del rango de muy baja velocidad

La sensibilidad del estimador de enlace de flujo frente a la resistencia de estator disminuye a medida que aumenta la velocidad de operación, debido a que la tensión inducida aumenta y la caída resistiva representa una fracción menor de la tensión total. Por esta razón, la estimación de resistencia resulta más confiable en el rango de muy baja velocidad, mientras que a velocidades mayores es conveniente utilizar una corrección previamente identificada como parámetro fijo.

En la Fig. 5.7 se presenta un ensayo preliminar que ilustra este comportamiento. La máquina arranca a 0.5 [Hz] en $t = 0.15$ [s], con un error inicial de resistencia de $0.5R_s$. En esta condición de baja velocidad, la estrategia identifica y compensa la desviación de resistencia. Luego, en $t = 2$ s, la referencia de velocidad aumenta hasta el valor nominal. En esta condición, la tensión inducida adquiere una mayor magnitud y la caída resistiva representa una fracción menor de la tensión total, por lo que el efecto de las desviaciones

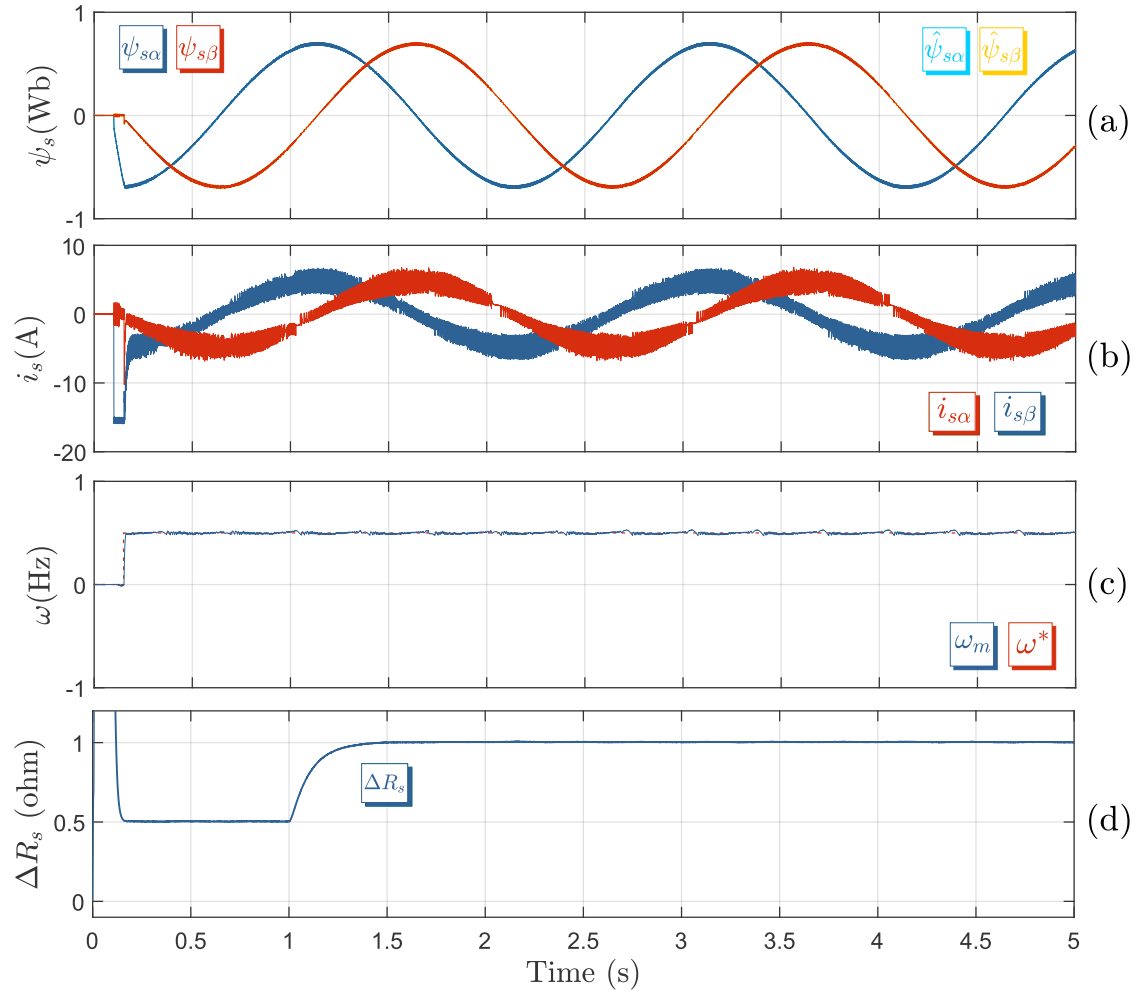


Figura 5.6: Respuesta ante errores iniciales en la resistencia de estator.

de resistencia sobre el enlace de flujo estimado se reduce.

Posteriormente, se introduce una resistencia externa adicional durante la operación a alta velocidad. Debido a la menor sensibilidad del estimador en esta región, el impacto sobre el enlace de flujo estimado es reducido. Finalmente, al retornar a baja velocidad, la discrepancia resistiva vuelve a tener una influencia apreciable y la estrategia permite compensar nuevamente su efecto.

Este ensayo preliminar muestra que la influencia de una discrepancia resistiva sobre el estimador del enlace de flujo depende de la frecuencia de operación y resulta especialmente relevante en el rango de muy baja velocidad.

5.6.6 Sensibilidad frente a R_r

Finalmente, se analiza la sensibilidad de la estrategia frente a variaciones de la resistencia de rotor. Aunque R_r no aparece directamente en el estimador de enlace de flujo basado en el modelo de tensión del estator, sí forma parte del modelo de predicción de corriente. Por lo tanto, una variación en R_r puede modificar el error de predicción utilizado por la estrategia de compensación.

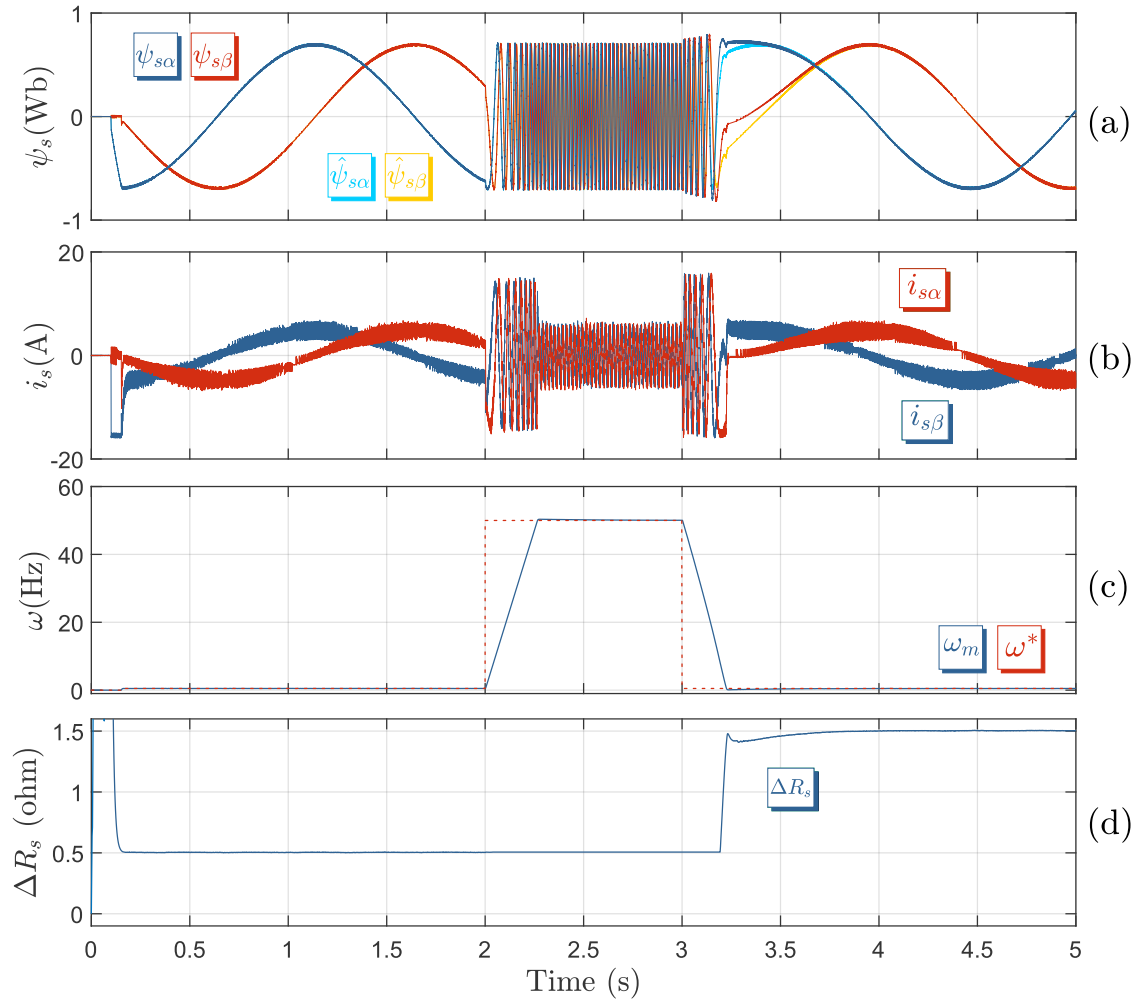


Figura 5.7: Respuesta de la compensación ante variaciones de resistencia y operación fuera del rango de muy baja velocidad.

Para evaluar este efecto, primero se introduce una resistencia adicional de $0.8R_s$ en el estator en el instante $t = 1$ [s]. Luego, se agregan variaciones sucesivas de resistencia de rotor de magnitud $\Delta R_r = R_r = 0.848$ [Ω] en los instantes $t = 2$ [s], $t = 3$ [s] y $t = 4$ [s], alcanzando finalmente un valor equivalente a $4R_r$.

La respuesta obtenida se muestra en la Fig. 5.8. Se observa que el enlace de flujo estimado mediante la estrategia propuesta mantiene una trayectoria estable frente a las variaciones de R_r . Si bien la estimación asociada a R_s presenta pequeñas variaciones debido a la influencia de R_r sobre la predicción de corriente, estas no modifican de forma apreciable su valor medio y el efecto sobre el enlace de flujo compensado resulta reducido.

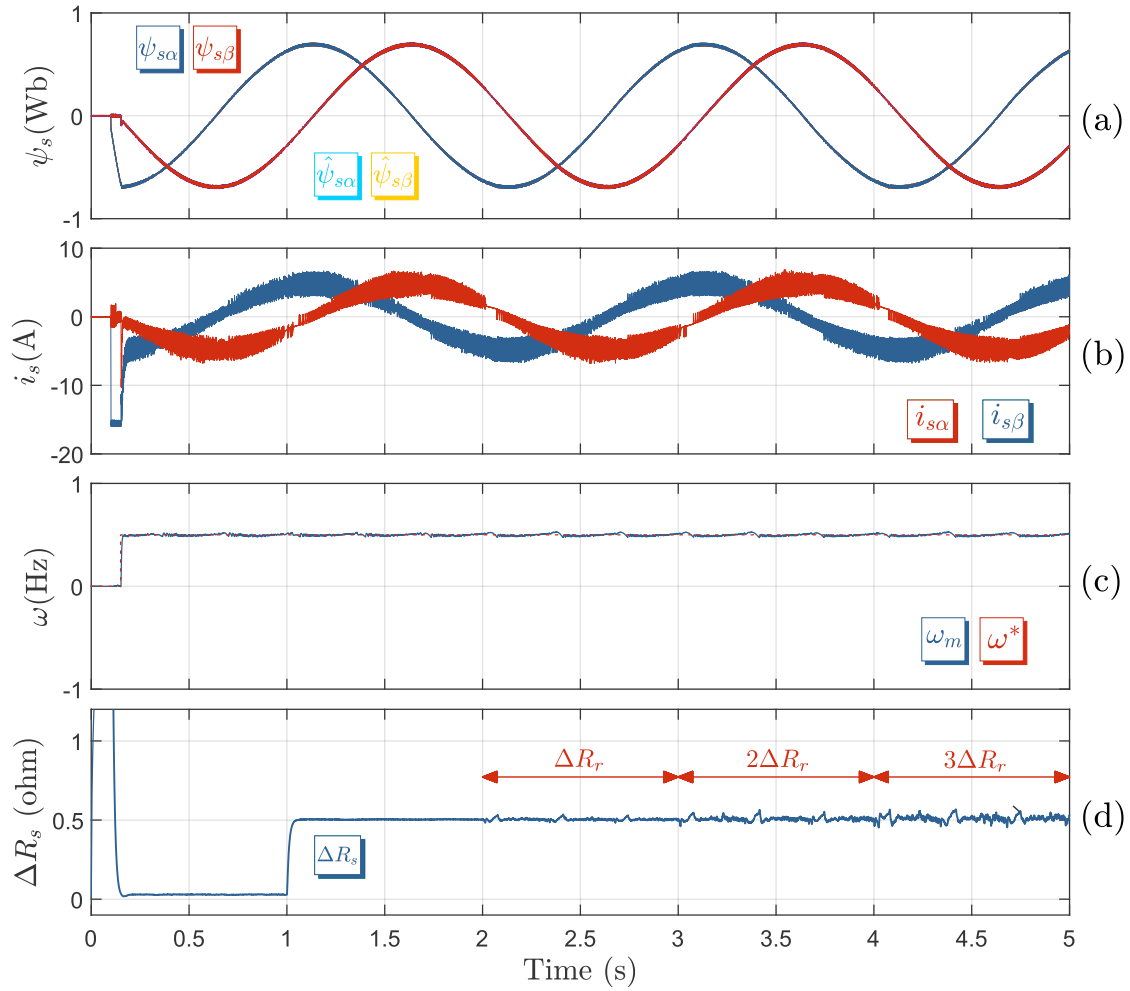


Figura 5.8: Respuesta ante variaciones de la resistencia de rotor.

A partir de estos resultados, se concluye que la estrategia propuesta permite compensar de forma efectiva el enlace de flujo de estator ante variaciones de la resistencia de estator en el rango de muy baja velocidad. Además, las simulaciones muestran que el método mantiene un comportamiento adecuado ante inversión de marcha, errores iniciales de R_s , operación posterior a mayor velocidad y variaciones de R_r .

5.7 Resumen del capítulo

En este capítulo se presentó la estrategia propuesta para compensar el efecto de las desviaciones de la resistencia de estator sobre la estimación de enlace de flujo en una máquina de inducción controlada mediante PTC. El desarrollo se centró en la operación a muy baja velocidad, donde la caída resistiva del estator representa una fracción importante de la tensión aplicada y, por lo tanto, los errores en R_s afectan directamente al estimador de enlace de flujo basado en el modelo de tensión.

Primero, se analizó la relación entre una desviación de resistencia de estator y el error de predicción de corriente. A partir de este análisis se mostró que la diferencia entre la corriente medida y la corriente predicha contiene información asociada a la discrepancia entre la resistencia efectiva de la máquina y la resistencia utilizada en el control. Esta relación permitió establecer la base de la estrategia propuesta, en la cual el error de predicción de corriente se utiliza como señal correctiva para el estimador de enlace de flujo.

Luego, se definió una compensación directa mediante la señal v_{cR} , incorporada en la entrada del integrador de enlace de flujo. Esta señal busca reducir el error acumulativo producido por una caída resistiva mal representada, sin requerir inicialmente una identificación de la resistencia de estator. Posteriormente, la estrategia se extendió para obtener una estimación escalar de la desviación de resistencia mediante la proyección de la señal de compensación sobre el fásor espacial de corriente de estator.

Debido a que la estimación instantánea de resistencia puede verse afectada por ruido, transitorios y cambios en el punto de operación, se introdujo el uso de un valor fijado R_{sf} , obtenido bajo condiciones adecuadas de baja velocidad. Este valor se interpreta como una corrección efectiva de resistencia y puede incorporar tanto variaciones reales de R_s como efectos equivalentes asociados al convertidor y a discrepancias residuales del modelo.

Además, se presentó una transición suave entre la compensación directa del enlace de flujo y la aplicación de la resistencia equivalente corregida. Para ello, se definieron las ganancias g_c y g_R , dependientes de la frecuencia eléctrica de operación. A muy baja velocidad, la estrategia da preferencia a la compensación directa, mientras que, al aumentar la frecuencia, se reduce progresivamente dicha acción y se introduce la resistencia fijada dentro de la resistencia equivalente utilizada por el estimador de enlace de flujo y el modelo predictivo.

Finalmente, se presentaron simulaciones preliminares para verificar el principio de funcionamiento de la estrategia propuesta. Los resultados mostraron una reducción de la deriva del enlace de flujo estimado ante variaciones de R_s , así como un comportamiento adecuado a velocidad cero, durante inversión de marcha y frente a errores iniciales de resistencia. Esta validación preliminar permite justificar la implementación experimental de la estrategia, desarrollada en el capítulo siguiente.

Capítulo 6

Resultados experimentales

Para comprobar los resultados de la estrategia de compensación propuesta y la estimación de resistencia, se construye el prototipo experimental compuesto por un inversor de dos niveles que alimenta a una máquina de inducción acoplada a una máquina de imanes permanentes como carga mecánica.

6.1 Banco experimental y sistema de adquisición

La Fig. 6.1 muestra el prototipo experimental utilizado. La máquina de inducción bajo prueba se encuentra acoplada mecánicamente a una máquina de imanes permanentes con control de corriente mediante un variador de frecuencia Parker, permitiendo realizar ensayos con diferentes niveles de torque y perfiles de operación. La alimentación de la máquina se realiza mediante un inversor trifásico de dos niveles (2L-VSC) con enlace DC, accionado por IGBT.

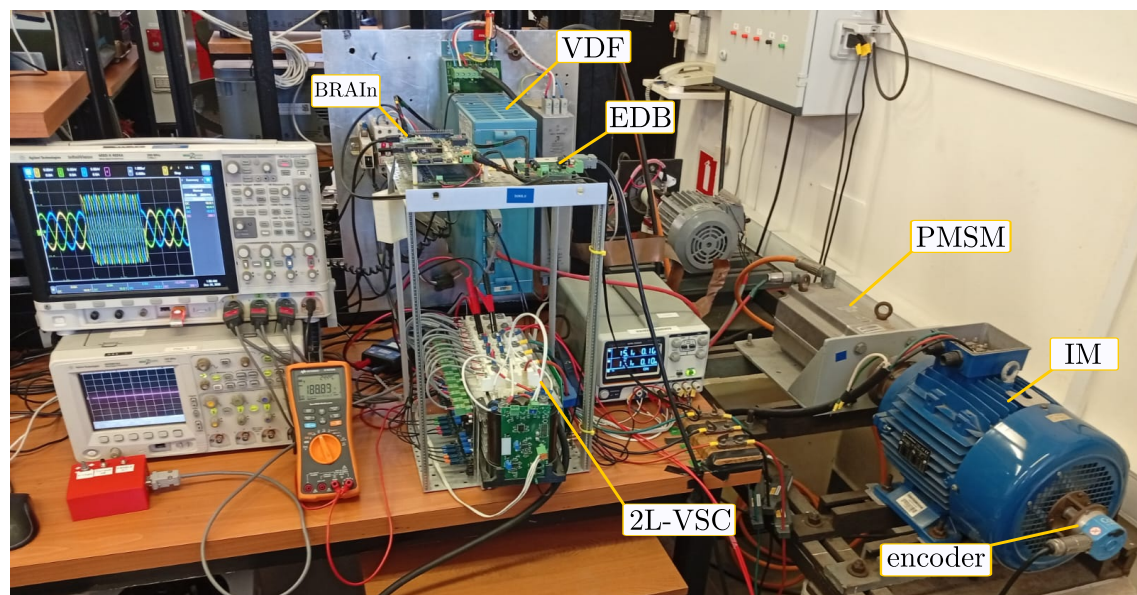


Figura 6.1: Banco experimental utilizado para la validación: máquina de inducción acoplada a máquina de carga, inversor 2L-VSC y plataforma digital de control con adquisición de variables.

El control y la adquisición de señales se implementan en una plataforma digital DSP/FPGA (BRAIn) [22]. Esta plataforma ejecuta el algoritmo *Predictive Torque Control* en coordenadas fijas al estator (α/β), los bloques de estimación de variables y la lógica de compensación propuesta, además de generar las señales de disparo del inversor. Las mediciones de corriente de línea y tensión del enlace DC se realizan mediante tarjetas dedicadas. La medición de velocidad se obtiene a partir de un *encoder* incremental acoplado al eje de la máquina, cuyas señales son acondicionadas y aisladas mediante una tarjeta dedicada mostrada en el apéndice A, para luego ser decodificadas por el módulo implementado en la FPGA de la plataforma BRAIn.

Adicionalmente, el enlace DC incorpora un circuito de frenado resistivo (*braking chopper*, BC), compuesto por un IGBT de conmutación y una resistencia de frenado, cuyo propósito es disipar energía regenerativa y limitar eventuales sobretensiones de V_{dc} durante transitorios de desaceleraciones o cambios de carga.

Para el análisis de resultados, se registran en línea las variables internas del control. Adicionalmente, se utilizan mediciones con osciloscopio para capturar señales seleccionadas (corrientes y/o señales de disparo) con el fin de verificar el comportamiento del convertidor y apoyar la interpretación de los transitorios observados. En las secciones siguientes se presentan los ensayos realizados y se discuten los resultados obtenidos en términos de seguimiento de velocidad, control de torque y enlace de flujo y consistencia de la estimación de resistencia.

La máquina de inducción utilizada corresponde a una máquina tipo jaula de ardilla. Sus valores nominales de placa y valores base se muestran en las Tablas 6.1 y 6.2. Adicionalmente, la Tabla 6.3 resume los parámetros eléctricos y mecánicos del modelo utilizados en la implementación del controlador y del estimador. Estos parámetros fueron obtenidos a partir de ensayos basados en los procedimientos descritos en IEEE Std 112-2017 para máquinas de inducción [23].

Tabla 6.1: Valores de placa de la máquina de inducción.

V_n [V]	f_n [Hz]	I_n [A]	P_n [kW]	FP $_n$	n_n [rpm]
400	50	11.03	5.5	0.84	1450

Tabla 6.2: Valores base de la máquina de inducción.

I_b [A]	V_b [V]	Z_b [Ω]	S_b [kVA]	ω_b [rad/s]	ψ_b [Wb]	T_b [N·m]	L_b [mH]
15.6	326.6	20.94	7.64	314.16	1.04	48.65	66.65

Tabla 6.3: Parámetros eléctricos y mecánicos del modelo de la máquina de inducción.

R_s [Ω]	R_r [Ω]	L_m [mH]	L_s [mH]	L_r [mH]	σL_s [mH]	J [kg·m ²]
1.02	0.829	153.615	160.321	160.321	13.131	0.06

Por otra parte, la Tabla 6.4 presenta los parámetros utilizados en la reconstrucción de la tensión efectiva del inversor. Los tiempos asociados a la conmutación de los IGBT fueron obtenidos mediante mediciones con osciloscopio, como se muestra en la Fig. 4.4, mientras que las caídas de tensión y resistencias diferenciales de los semiconductores fueron obtenidas a partir del *datasheet* del módulo utilizado [15].

Tabla 6.4: Parámetros utilizados en la reconstrucción de la tensión efectiva del inversor.

T_d [μ s]	t_{on} [μ s]	t_{off} [μ s]	V_S [V]	V_D [V]	r_S [Ω]	r_D [Ω]	r_d [Ω]
1.00	0.65	0.58	0.60	0.65	0.035	0.025	0.030

Finalmente, la Tabla 6.5 resume los parámetros principales utilizados en la estrategia experimental de compensación. El valor $R_s + r_d$ corresponde a una resistencia efectiva obtenida mediante un ensayo DC aplicado al conjunto convertidor–línea–máquina, siguiendo el principio de identificación por relación tensión–corriente utilizado en esquemas de auto-comisionamiento de accionamientos con inversor [24]. En los ensayos de baja velocidad, la tensión del enlace DC se fijó en 200 [V] por criterios de seguridad experimental.

Tabla 6.5: Parámetros principales utilizados en la estrategia experimental de compensación.

$R_{s,prog}$ [Ω]	$R_s + r_d$ [Ω]	f_{on} [Hz]	f_{off} [Hz]	T_s [μ s]	$V_{dc,exp}$ [V]
0.6	1.05	5	15	40	200

Para la función de costo del PTC se utilizó $\lambda_\psi = 80$ [N m/Wb], con un límite de corriente $I_{s,max} = 20$ [A]. Además, la banda de histéresis empleada para determinar el signo de la corriente en el modelo del inversor fue $I_H = 0.05$ [A].

Los coeficientes de los filtros discretos utilizados en la implementación experimental se resumen en la Tabla 6.6.

Tabla 6.6: Coeficientes de los filtros discretos utilizados en la estrategia experimental.

C_{1f}	C_{2f}	C_{1R}	C_{2R}	$C_{1\omega}$	$C_{2\omega}$
0.0025	0.9975	0.0004	0.9996	0.0075	0.9925

6.2 Ensayos de laboratorio

Los ensayos experimentales se organizan para validar la estrategia propuesta en distintas condiciones de operación. Primero, se analiza la influencia del nivel de magnetización sobre la estimación de resistencia. Luego, se verifica la fijación de la resistencia estimada y la transición de ganancias entre la compensación directa del enlace de flujo y la compensación paramétrica. Finalmente, se evalúa la respuesta del accionamiento ante cambios de velocidad y perturbaciones de carga mecánica a muy baja velocidad.

El análisis se realiza a partir de las variables internas registradas durante los ensayos, principalmente la resistencia estimada, la magnitud del enlace de flujo de estator, las corrientes de fase, el torque electromagnético y la velocidad medida.

6.2.1 Influencia del nivel de magnetización en la estimación de resistencia

En operación a muy baja velocidad, la estimación en línea de la resistencia de estator presenta una dependencia apreciable respecto del nivel de magnetización impuesto por la referencia del enlace de flujo $|\psi_s|^*$. Esto se debe a que el método de estimación se apoya en un modelo eléctrico cuyas magnitudes, en particular, los parámetros asociados a la inductancia total de estator y a la inductancia de dispersión equivalente, varían con el

punto de operación debido a la saturación magnética y a la dependencia de la corriente [25]. Por ello, cuando el nivel del enlace de flujo se aleja del valor nominal utilizado durante la obtención de parámetros, la consistencia del modelo puede degradarse y producir sesgos en el valor estimado de ΔR_s .

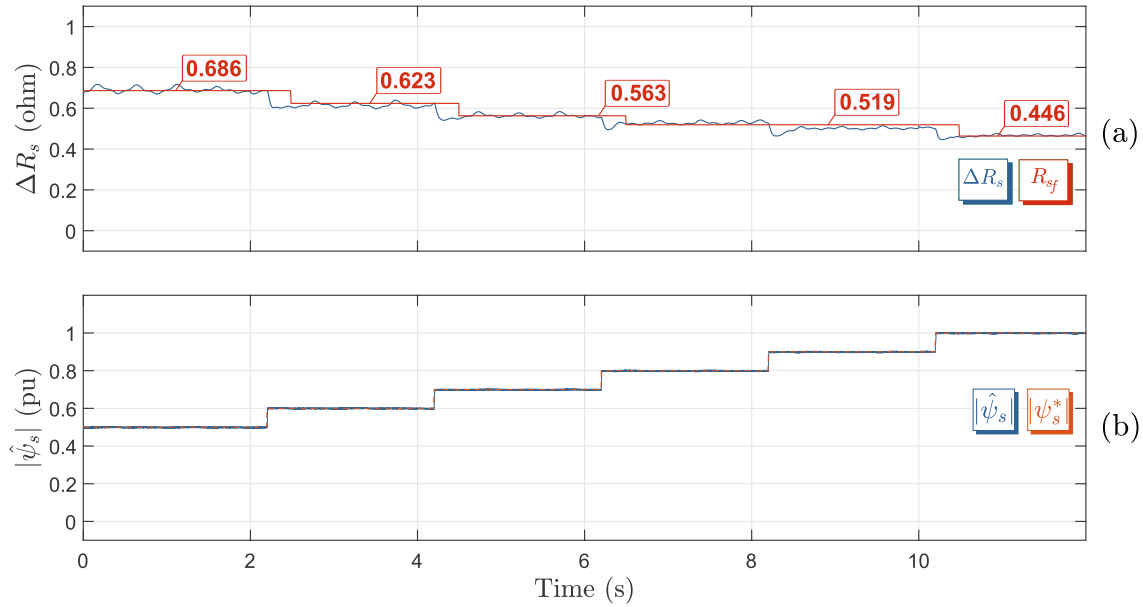


Figura 6.2: Dependencia de la resistencia estimada con el nivel de magnetización. (a) Evolución de $\Delta \hat{R}_s$ (y valor fijado) ante cambios de $|\psi_s|^*$. (b) Magnitud del enlace de flujo de estator (pu).

La Fig. 6.2 muestra la evolución de ΔR_s ante un incremento escalonado de la referencia de enlace de flujo desde 0.5 hasta 1 pu. Se observa que la resistencia estimada disminuye progresivamente a medida que aumenta el nivel de magnetización, pasando por valores aproximados de 0.686 Ω , 0.623 Ω , 0.563 Ω , 0.519 Ω y, finalmente, 0.446 Ω para el nivel nominal del enlace de flujo. Este último valor corresponde al más estable y al más cercano al incremento ideal $\Delta R_{s,ideal} = R_s - R_{s,prog} = 1.05 - 0.6 = 0.45 \Omega$.

Por lo tanto, los resultados muestran que la estimación de resistencia presenta un sesgo creciente al operar con niveles de enlace de flujo reducidos, mientras que su mejor desempeño se obtiene en condiciones de magnetización nominal. Este comportamiento es coherente con la dependencia de los parámetros del modelo respecto del punto de operación.

Como referencia ilustrativa, la Fig. 6.3 presenta resultados reportados en [7] para una máquina de inducción distinta de la utilizada en este trabajo. Los parámetros fueron identificados mediante el procedimiento descrito en [25]. Estas curvas muestran cualitativamente que la inductancia total de estator varía con el nivel de magnetización, mientras que la inductancia de dispersión equivalente depende del nivel de corriente.

Dado que los parámetros utilizados por el estimador fueron obtenidos en condiciones nominales, el modelo representa con mayor fidelidad la máquina cuando $|\psi_s|^* \approx 1$ pu, perdiendo precisión a medida que la magnetización disminuye.

6.2.2 Transición de ganancias y validación del estimador de resistencia

Con el fin de lograr una transición suave entre la compensación del enlace de flujo a muy baja velocidad y la compensación basada en la resistencia estimada, se emplean

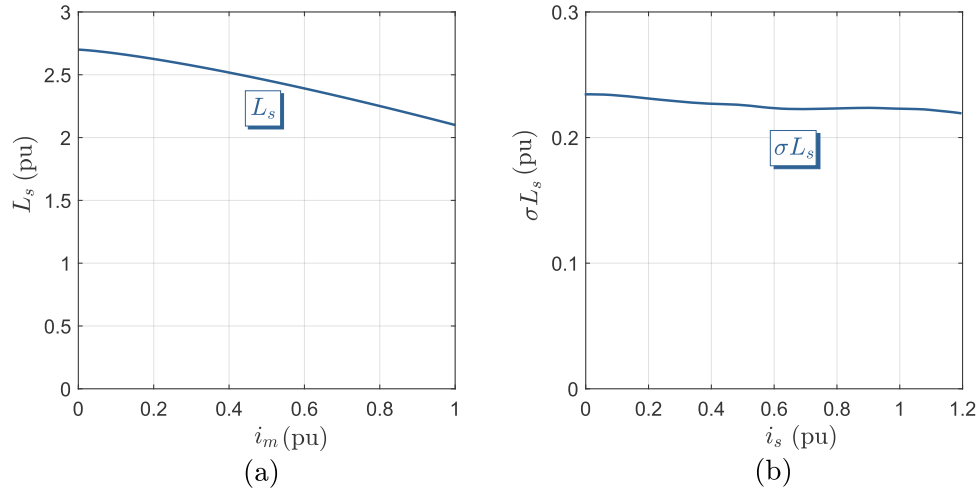


Figura 6.3: Variación de parámetros magnéticos con el punto de operación: (a) inductancia total de estator L_s en función de la corriente de magnetización; (b) inductancia de dispersión total en función de la corriente. Adaptado de [7].

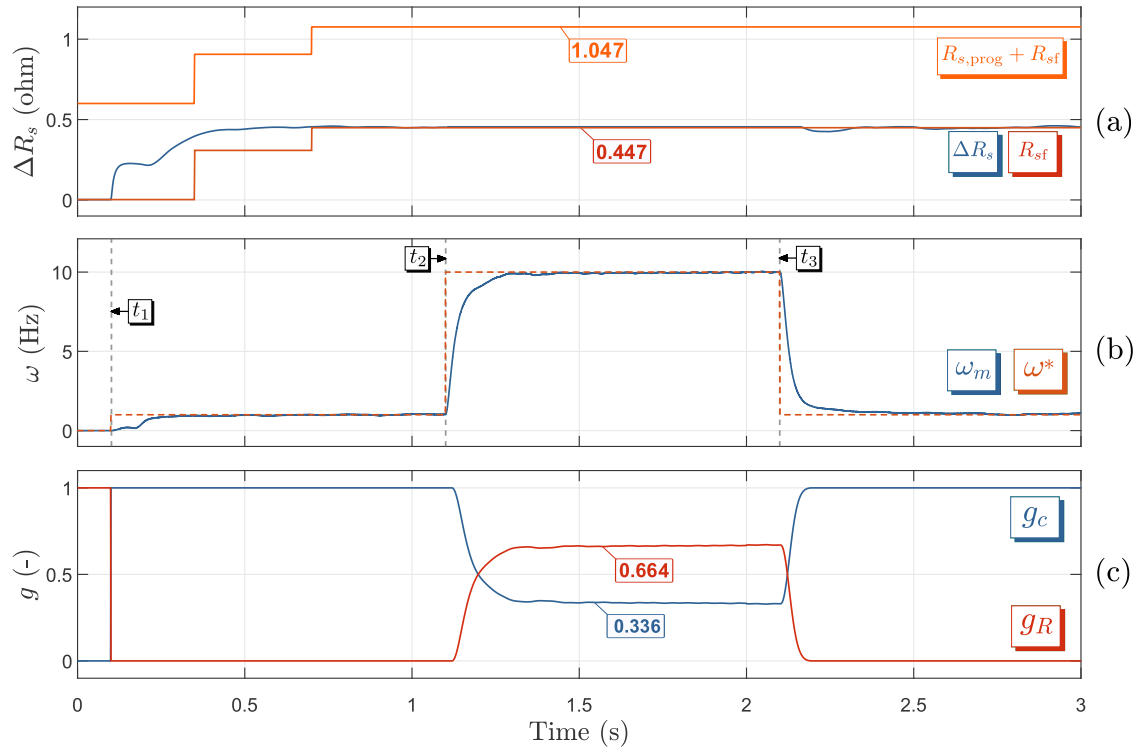


Figura 6.4: Transición entre los mecanismos de compensación. (a) Corrección estimada $\Delta \hat{R}_s$, valor fijado R_{sf} y resistencia equivalente $R_{s,prog} + R_{sf}$. (b) Velocidad medida y referencia. (c) Ganancias g_c y g_R .

las ganancias g_c y g_R , respectivamente, tal como se describió en capítulos anteriores. La transición de ganancias se realiza principalmente entre 5 y 15 [Hz]. Bajo 5 [Hz], domina la compensación directa, mientras que sobre 15 [Hz] la resistencia fijada pasa a ser dominante. En la Fig. 6.4 se presenta un ensayo en el cual se verifica la fijación de la resistencia estimada en baja velocidad y la posterior transición de ganancias al operar temporalmente sobre 5 [Hz].

En el instante t_1 se inicia la operación a 1 [Hz], observándose que el estimador converge a $R_{sf} = 0.447 [\Omega]$. Al considerar la resistencia programada en el controlador $R_{s,\text{prog}} = 0.6 [\Omega]$, se obtiene una resistencia equivalente $R_{s,\text{eq}} = R_{s,\text{prog}} + R_{sf} = 1.047 [\Omega]$. Al comparar este valor con la resistencia obtenida mediante el procedimiento de identificación de parámetros ($R_s + r_d \approx 1.05 [\Omega]$), se obtiene un error del 0.3%, el cual es consistente con lo previsto en la teoría del Capítulo 5, donde el estimador de resistencia puede detectar tanto la desviación de resistencia del estator como una componente resistiva equivalente asociada a la conducción de los semiconductores del inversor de dos niveles, representada por r_d .

Posteriormente, en el instante t_2 se aplica un escalón de velocidad de 1 a 10 [Hz]. En este intervalo se observa que el cálculo de la estimación de resistencia se detiene y la estimación permanece en el valor fijado. Además, al superar la barrera de 5 [Hz], la ganancia asociada a la compensación del enlace de flujo disminuye hasta aproximadamente $g_c = 0.336$, mientras que la ganancia asociada a la resistencia estimada aumenta hasta $g_R = 0.664$. Finalmente, en el instante t_3 se aplica un escalón inverso de 10 a 1 [Hz], observándose que el cálculo del estimador vuelve a activarse al retornar bajo 5 [Hz] y que las ganancias retornan suavemente a sus valores originales ($g_c = 1$, $g_R = 0$). Cabe mencionar que los valores de ganancia observados en este ensayo corresponden a la parametrización experimental utilizada durante la prueba, manteniendo la misma lógica de transición suave descrita en el Capítulo 5.

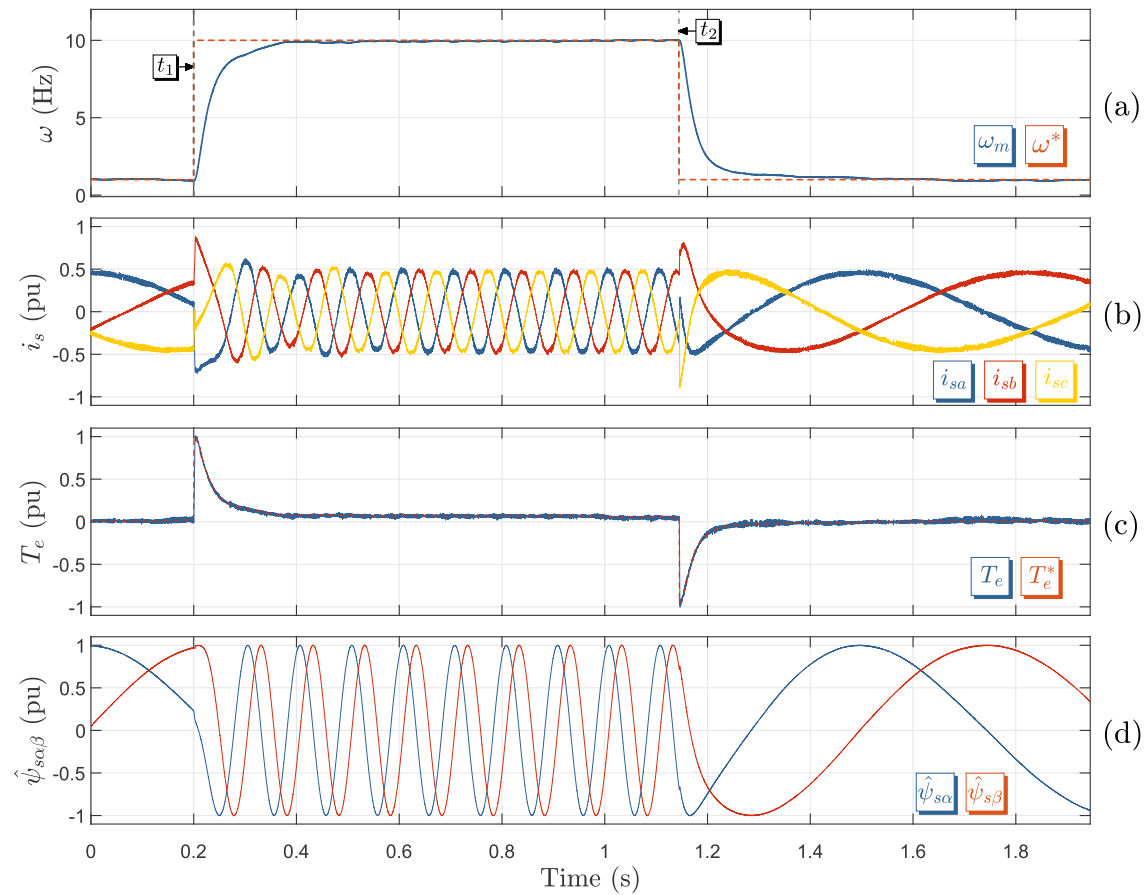


Figura 6.5: Respuesta del sistema ante escalones de velocidad entre 1 y 10 Hz. (a) Velocidad medida y referencia. (b) Corrientes de estator. (c) Torque electromagnético y referencia. (d) Componentes temporales $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.

En la Fig. 6.5 se presentan las variables electromagnéticas correspondientes al mismo ensayo de transición mostrado en la Fig. 6.4. En (a) se observa el seguimiento de la referencia de velocidad durante los escalones entre 1 y 10 Hz, manteniéndose una respuesta estable durante la maniobra. Las componentes temporales $\hat{\psi}_{s\alpha}$ y $\hat{\psi}_{s\beta}$, mostradas en (d), permanecen acotadas y aproximadamente sinusoidales, sin presentar una deriva apreciable durante el intervalo considerado.

Respecto de las variables eléctricas, en (b) las corrientes de fase i_{abc} permanecen acotadas y adoptan el régimen sinusoidal correspondiente a cada frecuencia de operación, sin incrementos sostenidos después de los escalones. Por su parte, en (c) el torque electromagnético T_e presenta los transitorios asociados a los cambios de velocidad y posteriormente retorna a su valor de régimen estacionario. Estos resultados complementan la transición de ganancias mostrada en la Fig. 6.4 y confirman que el sistema mantiene una operación estable durante el ensayo.

6.2.3 Transición a alta velocidad

Las Figs. 6.6 y 6.7 presentan un mismo ensayo, dividido en dos intervalos, en el cual se aplican escalones de velocidad desde 0 hasta 35 Hz. El objetivo principal es evaluar la capacidad del esquema propuesto para abandonar el rango de muy baja velocidad una vez realizada la estimación de la resistencia de estator, manteniendo una transición suave entre los mecanismos de compensación.

En particular, en el instante t_3 la velocidad alcanza 5 Hz, correspondiente al límite inferior de la zona de transición, mientras que en t_7 alcanza 15 Hz, correspondiente a su límite superior. Entre ambos valores, las ganancias g_c y g_R modifican progresivamente el peso de la compensación directa y de la resistencia fijada. Se observa que la velocidad sigue las referencias impuestas, mientras que las corrientes, el torque electromagnético y las componentes del enlace de flujo estimado permanecen acotadas durante todo el ensayo. En conjunto, estos resultados muestran que el accionamiento mantiene una operación estable tanto en la zona de transición como a velocidades superiores.

6.2.4 Respuesta ante escalones de carga mecánica a muy baja velocidad

En esta sección se evalúa el comportamiento del accionamiento ante la aplicación y retiro de carga mecánica en condiciones de muy baja velocidad. Para ello, se consideran ensayos a 0 Hz y a 0.5 Hz. De acuerdo con la convención de signos utilizada, la máquina de carga aplica un torque de carga positivo, de modo que la máquina de inducción opere en régimen motor. La configuración de la máquina de carga se muestra en el Apéndice B. En todos los casos, 1 pu de carga corresponde al torque nominal de la máquina, equivalente a 36 N m, y no al torque base definido en la normalización del modelo.

La Fig. 6.8 muestra la respuesta del sistema ante la aplicación y retiro de carga nominal en condición de velocidad cero. La carga se aplica en el instante t_1 y se retira en t_2 . Durante su aplicación, el torque electromagnético sigue su referencia, mientras que la velocidad se mantiene alrededor de 0 Hz. Asimismo, las componentes del enlace de flujo de estator estimado permanecen acotadas durante todo el ensayo.

La Fig. 6.9 presenta la aplicación y retiro de carga nominal a 0.5 Hz. El torque electromagnético sigue su referencia, la velocidad retorna al valor impuesto después de cada transitorio y las componentes del enlace de flujo de estator estimado permanecen acotadas.

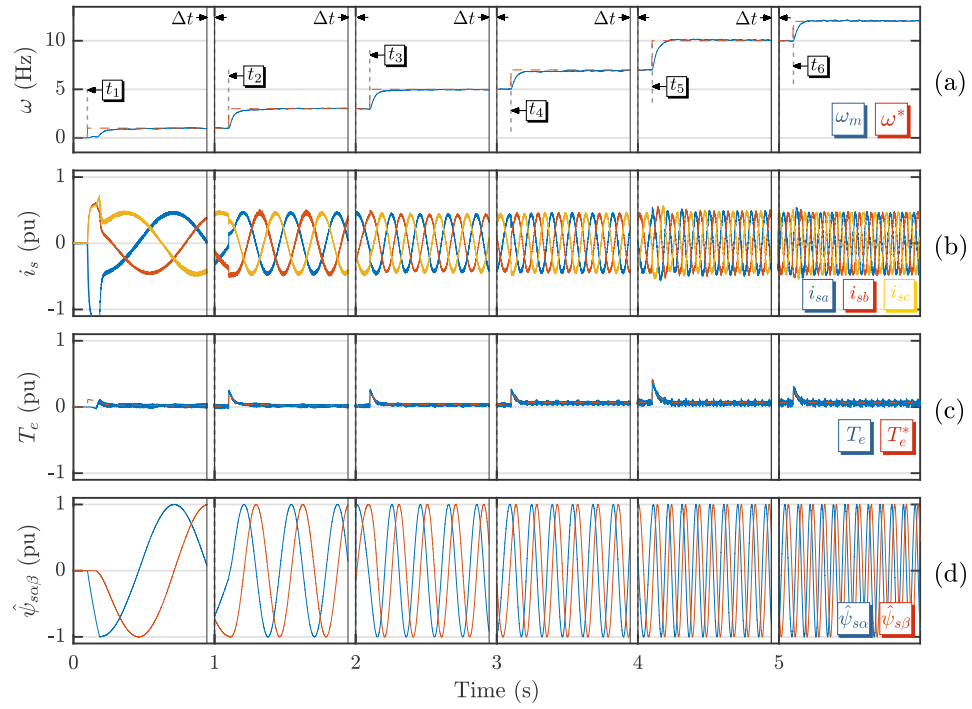


Figura 6.6: Respuesta ante escalones de velocidad desde 0 hasta 12 [Hz]. (a) Velocidad medida y referencia. (b) Corrientes de estator. (c) Torque electromagnético y referencia. (d) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.

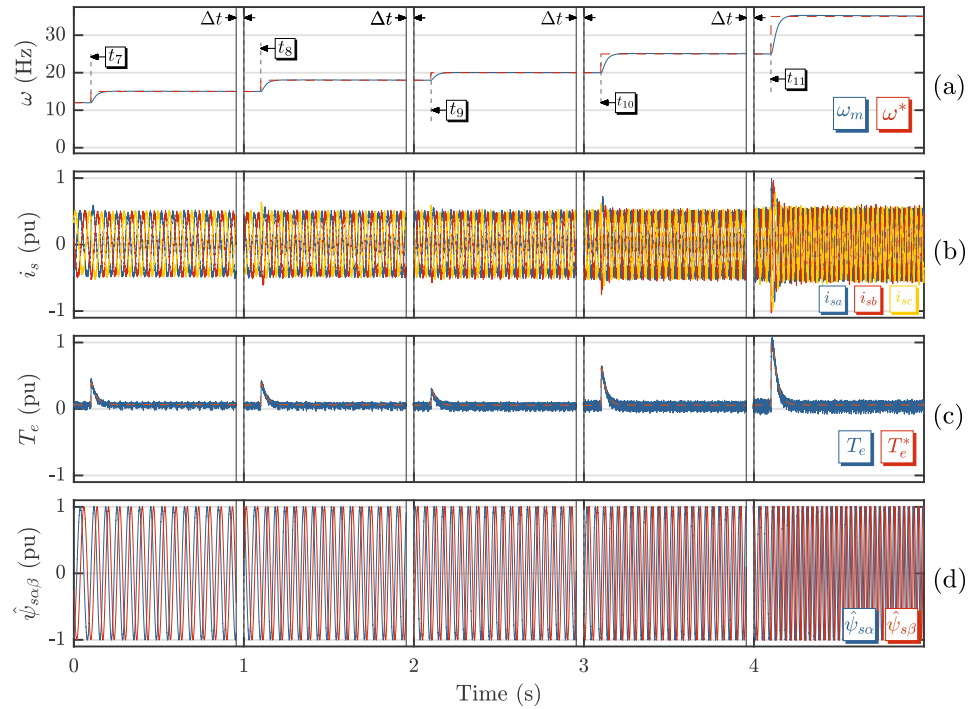


Figura 6.7: Respuesta ante escalones de velocidad desde 12 hasta 35 [Hz]. (a) Velocidad medida y referencia. (b) Corrientes de estator. (c) Torque electromagnético y referencia. (d) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.

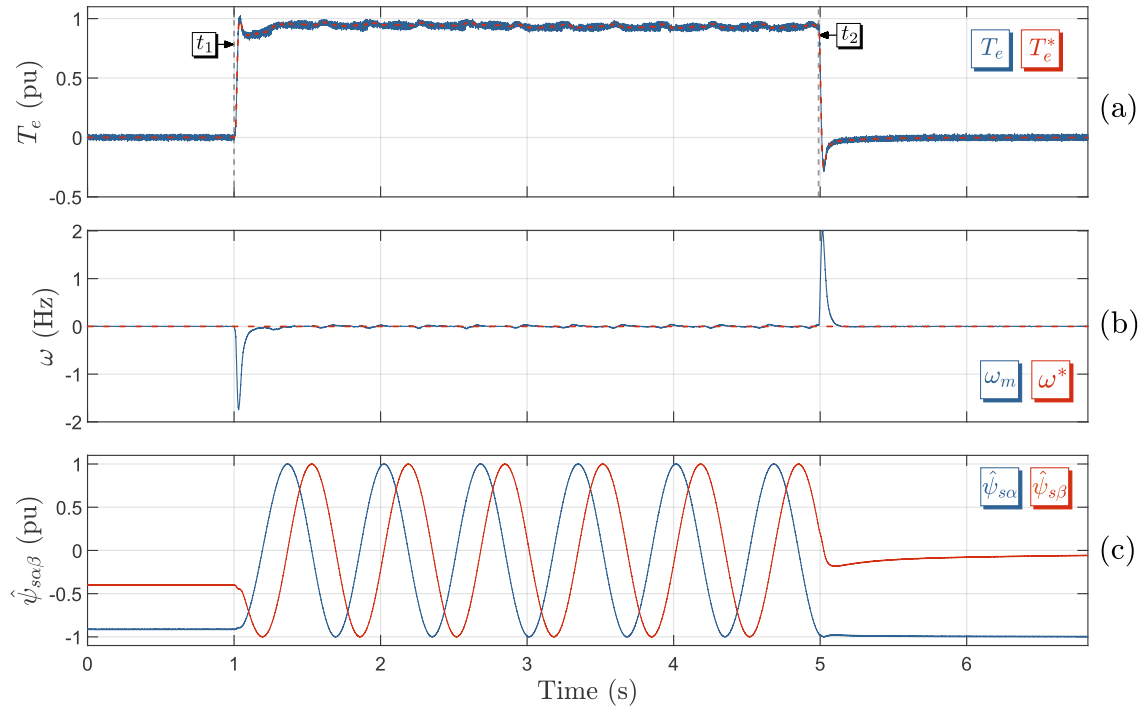


Figura 6.8: Aplicación y retiro de carga nominal a 0 Hz. (a) Torque electromagnético y referencia. (b) Velocidad medida y referencia. (c) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.

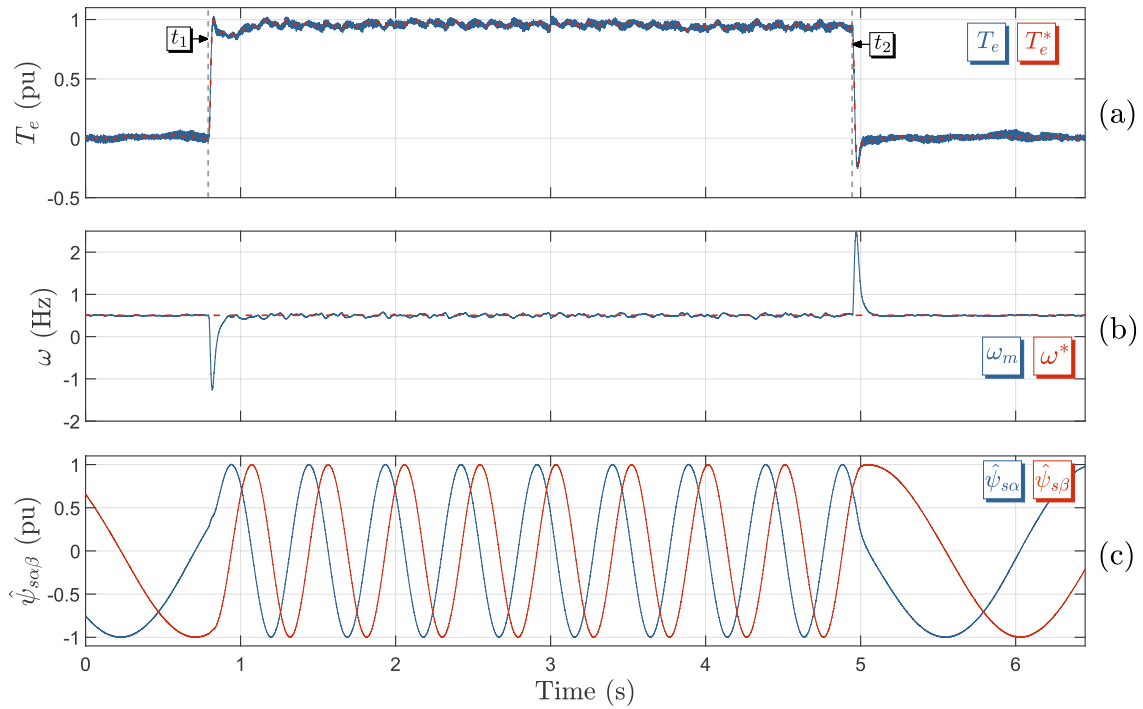


Figura 6.9: Aplicación y retiro de carga nominal a 0.5 Hz. (a) Torque electromagnético y referencia. (b) Velocidad medida y referencia. (c) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.

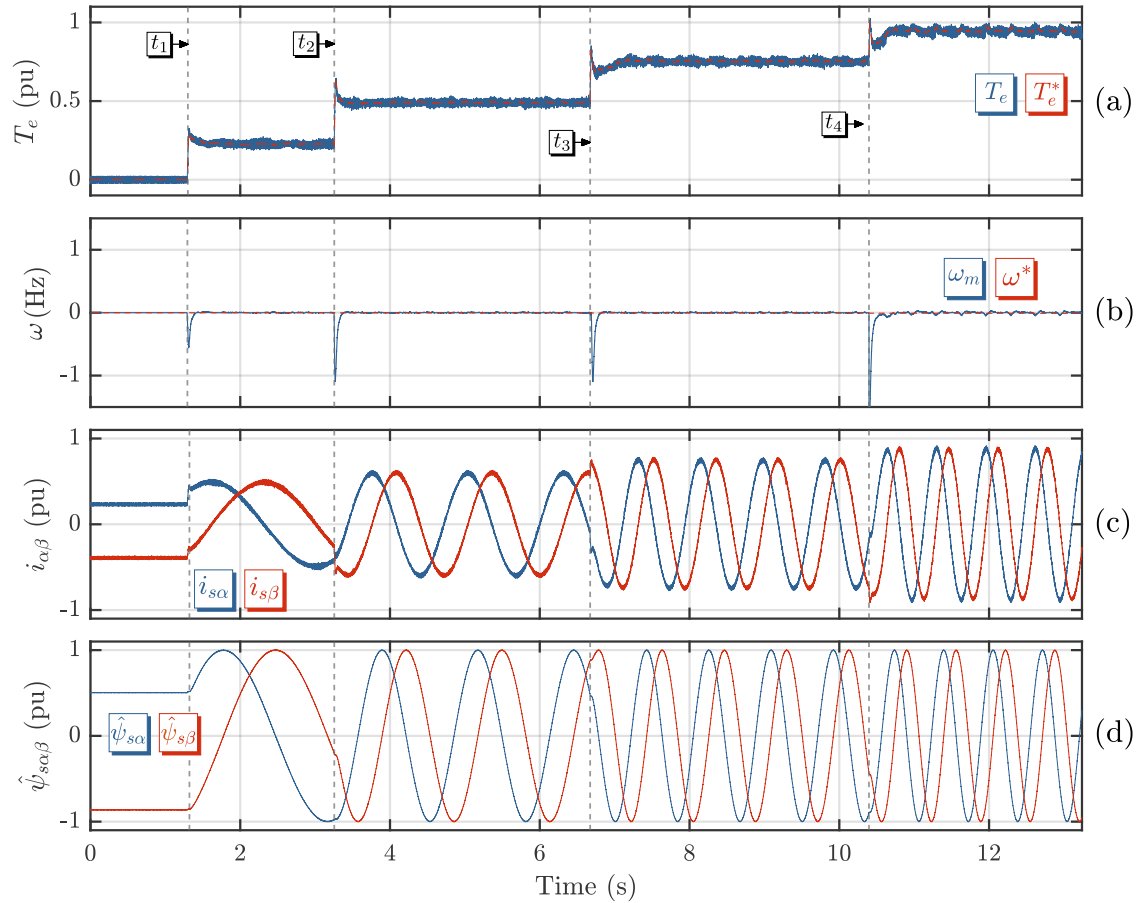


Figura 6.10: Respuesta del sistema ante distintos niveles de carga mecánica a 0 Hz. (a) Torque electromagnético y referencia. (b) Velocidad medida y referencia. (c) Componentes $\alpha\beta$ de la corriente de estator. (d) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.

La Fig. 6.10 resume la respuesta del sistema para distintos niveles de carga mecánica aplicados a velocidad cero. Se observa que, a medida que aumenta el torque de carga, el accionamiento ajusta su respuesta electromagnética manteniendo la magnitud del enlace de flujo de estator estable. Este resultado permite verificar que el método conserva su validez no solo en el caso extremo de carga nominal, sino también para niveles intermedios de exigencia mecánica.

La Fig. 6.11 muestra la influencia del nivel de carga mecánica cuando la máquina opera a muy baja velocidad (0.5 [Hz]). En este caso, además del control de torque y enlace de flujo, el sistema debe sostener el seguimiento de velocidad en presencia de perturbaciones mecánicas crecientes. Los resultados muestran que el accionamiento mantiene un comportamiento consistente en todo el rango de carga ensayado, confirmando la robustez de la estrategia propuesta en condiciones de operación a muy baja velocidad.

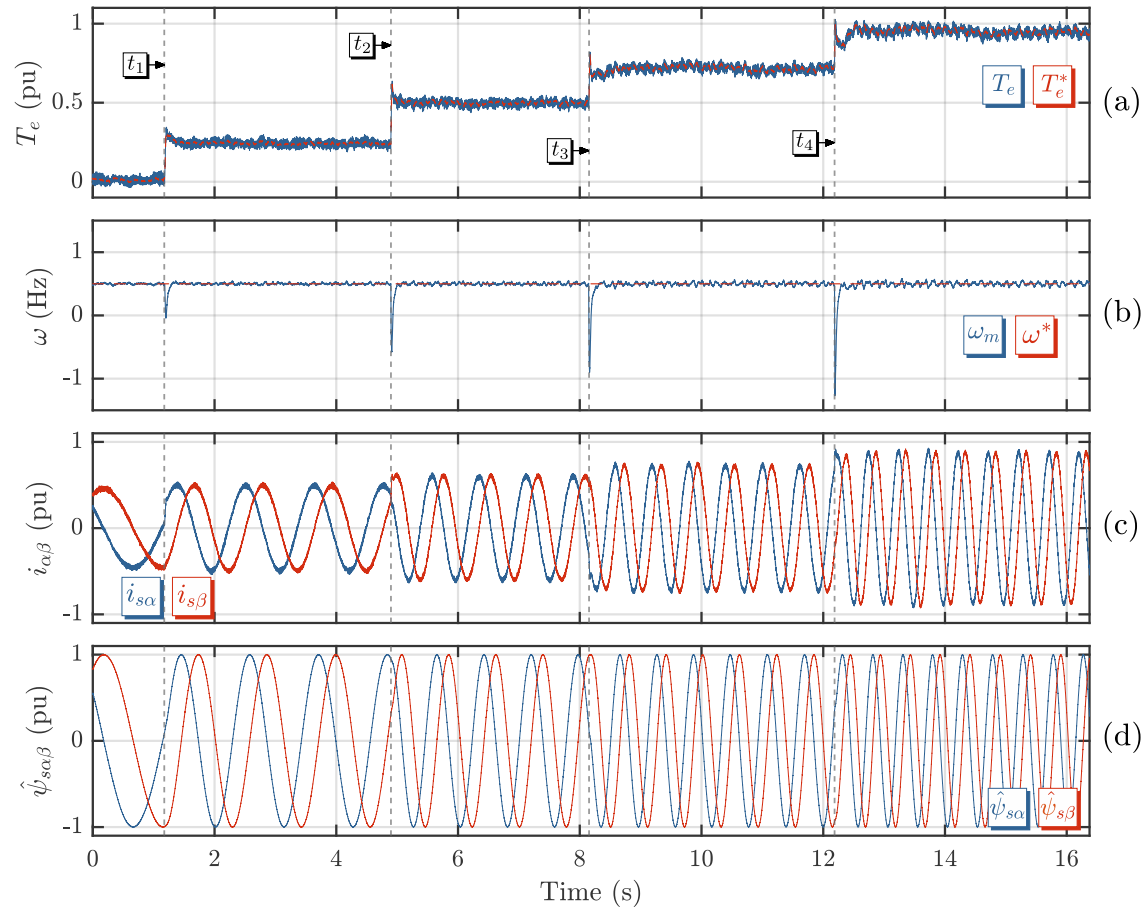


Figura 6.11: Respuesta del sistema ante distintos niveles de carga mecánica a 0.5 Hz. (a) Torque electromagnético y referencia. (b) Velocidad medida y referencia. (c) Componentes $\alpha\beta$ de la corriente de estator. (d) Componentes $\alpha\beta$ del enlace de flujo de estator estimado.

6.2.5 Observación sobre la sensibilidad frente a offsets de medición

Los estimadores de enlace de flujo basados en el modelo de tensión pueden verse afectados por *offsets* de medición [4], ya que una componente continua en la entrada del integrador puede producir un desvío de la trayectoria circular del enlace de flujo estimado. La estrategia propuesta no fue diseñada explícitamente para compensar este tipo de perturbaciones; sin embargo, durante los ensayos experimentales no se observaron desplazamientos apreciables en la trayectoria del enlace de flujo estimado.

La Fig. 6.12 muestra el comportamiento del enlace de flujo estimado durante operación prolongada. En la Fig. 6.12(a) se presentan corrientes de estator medidas durante un intervalo de aproximadamente 90 s, donde en los últimos segundos se aplica carga mecánica de 0.6 pu. Las Figs. 6.12(b) y 6.12(c) comparan la trayectoria del enlace de flujo de estator estimado en el plano $\alpha\beta$, obtenida al inicio de la operación y luego de aproximadamente 1 h de funcionamiento, respectivamente.

La trayectoria del enlace de flujo estimado permanece estable y aproximadamente centrada luego del período prolongado de operación. Aunque la estrategia no fue diseñada para compensar directamente los *offsets* de medición, los resultados muestran una baja sensibilidad práctica frente a este efecto bajo las condiciones experimentales evaluadas.

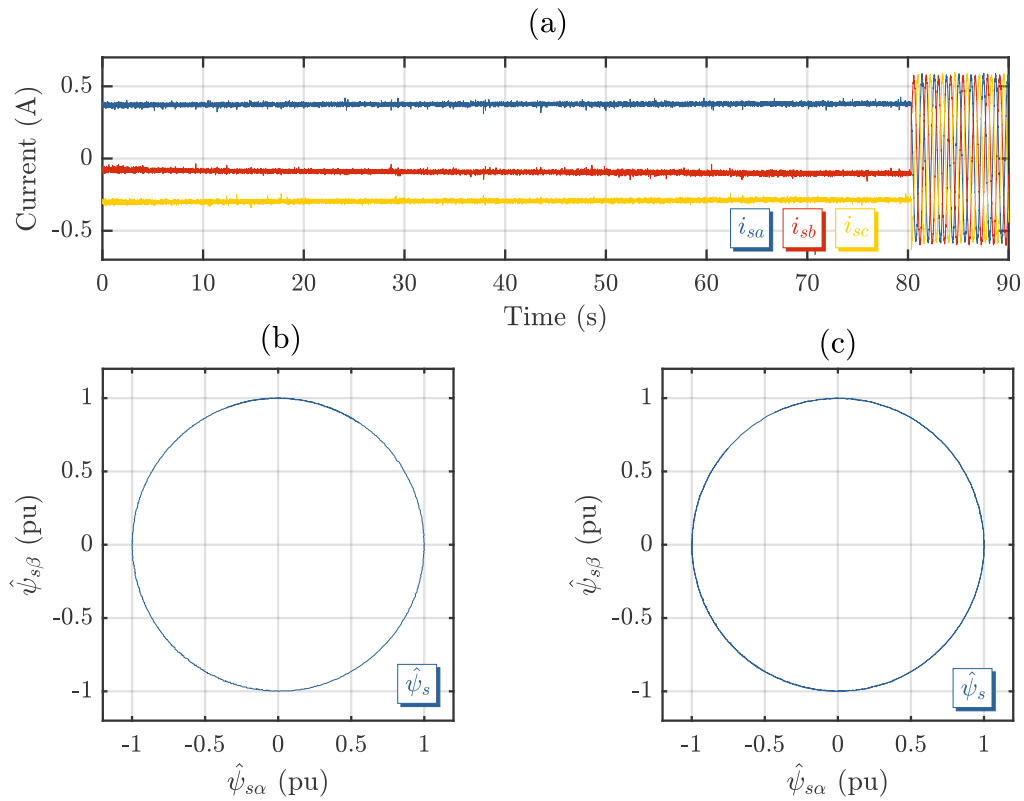


Figura 6.12: Sensibilidad frente a posibles *offsets* de medición: (a) corrientes de estator medidas durante un registro prolongado, con aplicación de carga en los últimos segundos; (b) trayectoria del enlace de flujo de estator estimado al inicio de la operación; (c) trayectoria del enlace de flujo de estator estimado luego de aproximadamente 1 h de funcionamiento a 0.5 Hz.

6.3 Resumen del capítulo

En este capítulo se presentó la validación experimental de la estrategia de compensación propuesta. Para ello, se utilizó un banco de pruebas compuesto por una máquina de inducción alimentada mediante un inversor trifásico 2L-VSC y acoplada mecánicamente a una máquina de imanes permanentes utilizada como carga. La implementación permitió evaluar el comportamiento del estimador de enlace de flujo, la estimación de resistencia, la fijación de R_{sf} y la transición de ganancias bajo condiciones reales de laboratorio.

Primero, se describieron el banco experimental, los parámetros principales de la máquina, los valores base utilizados y las condiciones generales de los ensayos. Luego, se analizó la influencia del nivel de magnetización sobre la estimación de resistencia. Los resultados mostraron que, al operar con enlace de flujo cercano al nominal, la resistencia estimada converge a un valor coherente con la identificación previa de parámetros. En cambio, al reducir el nivel del enlace de flujo, aparecen desviaciones asociadas a la variación de los parámetros magnéticos del modelo, lo que evidencia la conveniencia de realizar la estimación en condiciones de magnetización cercanas al punto nominal.

Posteriormente, se evaluó la lógica de fijación de R_{sf} y la transición entre la compensación directa del enlace de flujo y la compensación paramétrica mediante resistencia equivalente. En los ensayos realizados, la resistencia fijada permitió obtener un valor $R_{s,eq}$ coherente con la resistencia efectiva del sistema, incluyendo efectos equivalentes asociados a la conducción de los semiconductores. Además, las ganancias g_c y g_R permitieron modificar progresivamente el peso relativo de ambos mecanismos de compensación al abandonar o retornar al rango de muy baja velocidad.

Luego, se presentaron ensayos con escalones de velocidad para analizar el desempeño del accionamiento en el rango de muy baja frecuencia y durante la transición hacia velocidades superiores. Estos resultados mostraron que, una vez estimada y fijada la corrección de resistencia, el sistema puede continuar operando a frecuencias mayores sin requerir una actualización continua de la estimación, manteniendo el enlace de flujo estimado, las corrientes y el torque dentro de rangos adecuados.

Finalmente, se evaluó la respuesta del sistema frente a la aplicación y retiro de carga mecánica a 0 [Hz] y 0.5 [Hz]. Los ensayos mostraron que el accionamiento mantiene una operación estable incluso ante niveles de carga de hasta 1 pu. La magnitud del enlace de flujo permanece controlada y el torque electromagnético responde de forma consistente frente a la carga aplicada. Además, se incluyó una observación experimental sobre la sensibilidad frente a posibles *offsets* de medición, donde la trayectoria del enlace de flujo estimado se mantuvo estable y aproximadamente centrada luego de un período prolongado de operación. En conjunto, los resultados experimentales permiten comprobar el funcionamiento de la estrategia propuesta bajo condiciones reales de operación y cierran la validación práctica desarrollada en esta tesis.

Capítulo 7

Conclusiones generales

En esta tesis se desarrolló y validó una estrategia de compensación de la resistencia de estator para una máquina de inducción controlada mediante PTC, con énfasis en la operación a muy baja velocidad. El problema abordado se origina en la alta sensibilidad del estimador del enlace de flujo basado en el modelo de tensión frente a errores en la caída resistiva del estator y frente a discrepancias entre la tensión ideal del inversor y la tensión efectivamente aplicada a la máquina.

En primer lugar, se analizó el efecto de las no linealidades del inversor trifásico 2L-VSC sobre la tensión aplicada, considerando el tiempo muerto, los retardos de conmutación y la caída de tensión en los dispositivos semiconductores. A partir de este análisis, se implementó una reconstrucción de la tensión efectiva del inversor, permitiendo que el estimador del enlace de flujo y el modelo predictivo utilizaran una representación más cercana a la tensión efectivamente aplicada durante cada período de muestreo.

Posteriormente, se propuso una estrategia de compensación basada en el error de predicción de corriente. Se mostró que dicho error contiene información asociada a la discrepancia entre la resistencia efectiva de la máquina y la resistencia utilizada por el controlador. A partir de esta relación, se definió una señal de compensación directa aplicada al estimador del enlace de flujo y, adicionalmente, una estimación escalar de la corrección de resistencia. La estrategia final considera la fijación de un valor de corrección obtenido en baja velocidad y una transición suave mediante las ganancias g_c y g_R , permitiendo repartir progresivamente la acción correctiva entre la compensación directa del enlace de flujo y la aplicación de una resistencia equivalente.

Los resultados de simulación permitieron validar preliminarmente el principio de funcionamiento de la estrategia propuesta. En particular, se observó una reducción de la deriva del enlace de flujo estimado ante variaciones de R_s , un comportamiento adecuado a velocidad cero, durante inversión de marcha, frente a errores iniciales de resistencia y ante variaciones de la resistencia de rotor.

Finalmente, los ensayos experimentales confirmaron la aplicabilidad de la estrategia bajo condiciones reales de laboratorio. Se verificó que la estimación de resistencia depende del nivel de magnetización, obteniéndose una mayor consistencia cerca del enlace de flujo nominal. Además, se validaron la fijación de R_{sf} , la transición de ganancias, la operación estable fuera del rango de muy baja velocidad y la respuesta ante cargas de hasta 1 pu a 0 y 0.5 Hz.

En conjunto, los resultados obtenidos muestran que la estrategia propuesta permite mejorar la estimación del enlace de flujo y la robustez del PTC en el rango de muy baja velocidad, incorporando información del error de predicción de corriente y una compensación coherente con las condiciones reales del inversor y del banco experimental. Como trabajo futuro, se propone profundizar en la identificación de parámetros magnéticos dependientes del punto de operación, estudiar la compensación explícita de *offsets* de corriente y extender la validación experimental a perfiles de operación más prolongados y con variaciones térmicas controladas.

Apéndice A

Diseño de tarjeta acondicionadora de encoder

Durante la implementación experimental fue necesario medir la velocidad mecánica de la máquina de inducción mediante un *encoder* incremental acoplado al eje. Las señales entregadas por este sensor debían ingresar a la plataforma de control BRAIn para ser procesadas por el módulo de decodificación implementado en la FPGA. Sin embargo, debido al entorno de electrónica de potencia del banco experimental, estas señales no fueron conectadas directamente a la tarjeta de control. La presencia de conmutaciones del inversor, posibles diferencias de referencia eléctrica y ruido en los cables de señal hizo necesario incorporar una etapa intermedia de acondicionamiento y aislamiento.

Con este objetivo se diseñó una tarjeta acondicionadora de *encoder*, encargada de recibir las señales incrementales A , B y Z , adaptar sus niveles eléctricos y entregarlas a la BRAIn como señales digitales aisladas de 3.3 V. En la Fig. A.1 se muestra la tarjeta implementada y montada en el banco experimental.

A.1 Descripción de la tarjeta

La tarjeta se diseñó considerando dos etapas principales. La primera corresponde a la recepción diferencial de las señales provenientes del *encoder*. Para ello se utilizó un receptor diferencial SN75173DR, encargado de convertir las señales diferenciales A , B y Z en señales digitales referidas al dominio de alimentación de esta etapa. Esta conversión permite mejorar la inmunidad frente al ruido común presente en los cables del *encoder*.

La segunda etapa corresponde al aislamiento eléctrico de las señales mediante optoacopladores de alta velocidad 6N137. Cada canal del *encoder* se hace pasar por un optoacoplador independiente antes de ingresar a la plataforma BRAIn. De esta forma, las señales entregadas a la FPGA quedan aisladas del dominio asociado al *encoder* y al receptor diferencial, reduciendo la propagación de perturbaciones eléctricas hacia la electrónica de control.

La tarjeta fue alimentada desde una única fuente externa de 5 [V]. A partir de esta alimentación se utilizaron convertidores DC/DC aislados para separar los dominios eléctricos de la tarjeta. En particular, un convertidor TMA0515S se empleó para alimentar el *encoder*, mientras que un convertidor TMA0505S se utilizó para alimentar la etapa de recepción

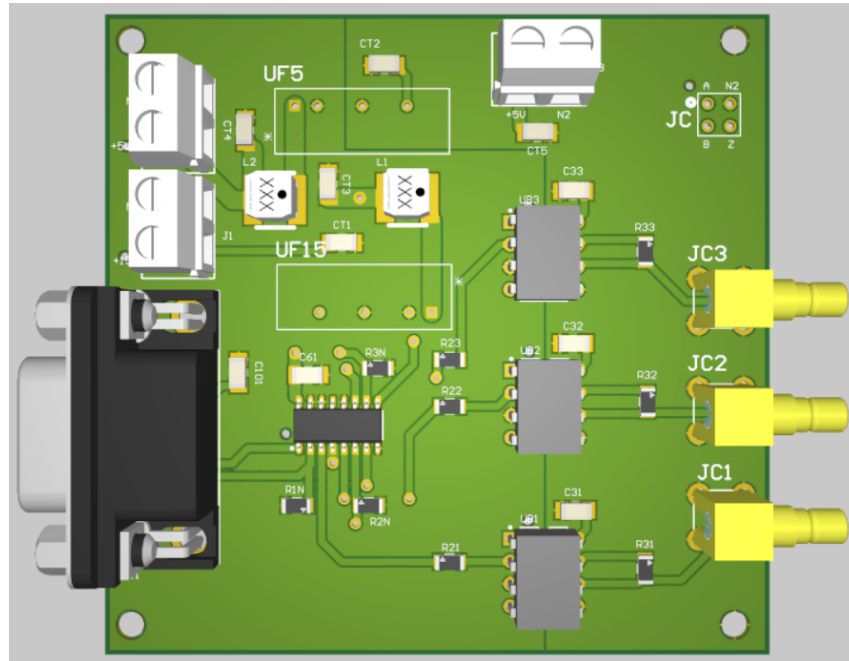


Figura A.1: Vista superior del diseño PCB de la tarjeta acondicionadora de señales de *encoder*, utilizada para adaptar las señales *A*, *B* y *Z* hacia la plataforma BRAIn.

Tabla A.1: Resumen funcional de las etapas de la tarjeta acondicionadora de *encoder*.

Etapas	Componente	Función
Recepción diferencial	SN75173DR	Recibir y acondicionar las señales <i>A</i> , <i>B</i> y <i>Z</i> provenientes del <i>encoder</i> .
Aislamiento digital	6N137	Aislar eléctricamente cada canal antes de ingresar a la plataforma BRAIn.
Alimentación aislada	TMA0515S	Generar una alimentación aislada para el <i>encoder</i> .
Alimentación auxiliar	TMA0505S	Generar una alimentación aislada para la etapa de recepción diferencial.
Nivel lógico de salida	3.3 V desde BRAIn	Adaptar la salida de los optoacopladores a niveles compatibles con las entradas digitales de la FPGA.

diferencial. La salida de los optoacopladores fue alimentada directamente desde la BRAIn con 3.3 V, de modo que el nivel lógico alto entregado por la tarjeta fuera compatible con las entradas digitales de la FPGA.

La ruta de cada señal puede resumirse como: *encoder*, receptor diferencial, optoacoplador y entrada digital de la BRAIn. Por lo tanto, la tarjeta no realiza la decodificación de posición o velocidad, sino que acondiciona y aísla las señales para que puedan ser procesadas correctamente por la FPGA. La interpretación de las señales *A* y *B*, la detección del sentido de giro, el uso del pulso *Z* y el cálculo de velocidad se realizan posteriormente en la lógica interna de la plataforma de control.

Tabla A.2: Configuración principal del módulo de *encoder* utilizado para la medición de velocidad.

Parámetro	Configuración utilizada
Canal de <i>encoder</i>	Canal asociado al <i>encoder</i> incremental de la máquina.
Lectura sincronizada	Lectura sincronizada con el evento de cuenta mínima del Timer MOD0.
Señal de índice <i>Z</i>	Configurada sin efecto sobre la cuenta durante los ensayos.
Conversión angular	Configurada a partir del número de pulsos por revolución del <i>encoder</i> y el número de pares de polos de la máquina.

A.2 Tratamiento digital y cálculo de velocidad

Una vez acondicionadas por la tarjeta, las señales A , B y Z del *encoder* ingresan a la lógica digital de la plataforma BRAIn. Antes de ser utilizadas por el módulo de decodificación, estas señales se hacen pasar por un filtro digital simple implementado en la FPGA. El objetivo de este filtro es evitar que transiciones abruptas o pulsos de muy corta duración sean interpretados como cambios válidos de estado.

Para cada señal de entrada $x \in \{A, B, Z\}$, se compara su valor actual con una muestra retardada un ciclo de reloj. La salida filtrada solo se actualiza cuando ambas muestras son iguales, de acuerdo con

$$\bar{x}[k] = \begin{cases} x[k], & x[k] = x[k-1], \\ \bar{x}[k-1], & x[k] \neq x[k-1]. \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

De esta manera, un cambio de estado solo es aceptado si la señal permanece estable durante al menos dos ciclos consecutivos de reloj. Este criterio permite rechazar pulsos transitorios de corta duración en las entradas digitales, introduciendo únicamente un retardo pequeño frente al período de muestreo del controlador.

El módulo de decodificación del *encoder* fue configurado para realizar una lectura sincronizada con el Timer interno asociado al lazo de control. En particular, la lectura de la cuenta se sincronizó con el evento de cuenta mínima del Timer MOD0, de modo que la posición del *encoder* fuese muestreada en instantes consistentes con la ejecución periódica del código de control. Además, dado que el esquema de control implementado no requiere la posición absoluta del rotor, sino únicamente la velocidad mecánica, el pulso de índice Z fue configurado sin efecto sobre la cuenta. De esta forma, se evitó que eventuales activaciones del índice reiniciaran el contador durante la operación, manteniendo una medición continua de velocidad.

Durante la ejecución del controlador, la velocidad mecánica se calcula a partir de la diferencia entre dos lecturas consecutivas de la cuenta del *encoder*. Si $N[k]$ representa la cuenta leída en el instante k , entonces

$$\Delta N[k] = N[k] - N[k-1]. \quad (\text{A.2})$$

El *encoder* incremental utilizado posee una resolución de 8192 PPR. Considerando decodificación en cuadratura, es decir, utilizando los cuatro flancos de las señales A y B , el número efectivo de cuentas por revolución queda dado por

$$N_{\text{cpr}} = 4N_{\text{ppr}} = 4 \cdot 8192 = 32768 \text{ cuentas/rev.} \quad (\text{A.3})$$

De esta forma, si la diferencia de cuentas se evalúa cada período T_v , la velocidad mecánica puede calcularse como

$$\omega_m[k] = \frac{2\pi}{N_{\text{cpr}}T_v}\Delta N[k]. \quad (\text{A.4})$$

En la implementación experimental, la lectura de velocidad se realizó sincronizada con el período de ejecución del controlador, por lo que se consideró $T_v = T_s = 40 \mu\text{s}$. Por lo tanto, el factor de conversión entre cuentas por período de muestreo y velocidad mecánica resulta

$$K_\omega = \frac{2\pi}{32768 \cdot 40 \times 10^{-6}} \simeq 4.79 \frac{\text{rad/s}}{\text{cuenta}}. \quad (\text{A.5})$$

Así, la velocidad mecánica medida se obtiene mediante

$$\omega_m[k] = K_\omega \Delta N[k]. \quad (\text{A.6})$$

Para evitar errores asociados a cambios abruptos de medición, se descartaron variaciones de cuenta de magnitud excesiva, conservando el último valor válido de ΔN . Posteriormente, la velocidad mecánica calculada se filtró mediante un filtro discreto de primer orden con frecuencia de corte de 30 Hz,

$$\omega_{m,f}[k] = C_1\omega_m[k] + C_2\omega_{m,f}[k-1], \quad (\text{A.7})$$

con el objetivo de reducir el ruido de cuantización asociado al cálculo por diferencia de cuentas.

La velocidad eléctrica utilizada por el controlador se obtuvo multiplicando la velocidad mecánica filtrada por el número de pares de polos de la máquina:

$$\omega[k] = p\omega_{m,f}[k]. \quad (\text{A.8})$$

En el caso de la máquina utilizada en esta tesis, $p = 2$, por lo que

$$\omega[k] = 2\omega_{m,f}[k]. \quad (\text{A.9})$$

Apéndice B

Configuración de máquina de carga

En el banco experimental se utilizó una máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) como carga mecánica de la máquina de inducción bajo estudio. La PMSM se encuentra acoplada al mismo eje de la máquina de inducción y es accionada mediante un variador Parker SSD 637 Plus. De esta forma, el variador permite imponer una referencia de corriente sobre la PMSM y, por lo tanto, aplicar un torque de carga controlado sobre el eje del conjunto.

El objetivo de este apéndice es resumir el procedimiento utilizado para configurar el variador de la máquina de carga, incluyendo la conexión con el *software EasyRider*, la selección del motor desde la biblioteca interna del equipo, los principales límites de operación y el conexionado externo implementado para aplicar referencias de torque mediante un potenciómetro.

B.1 Identificación del variador y de la máquina de carga

El variador empleado corresponde a un Parker SSD 637 Plus. La comunicación con el computador se realizó mediante un adaptador USB–serial conectado al puerto de comunicación del variador. En el *software EasyRider*, el puerto COM correspondiente fue seleccionado desde la ventana de interfaz serial. Una vez establecida la comunicación, la barra inferior del programa muestra el puerto utilizado, el tipo de equipo, la versión de *firmware* y el nivel de autorización activo, lo cual permite verificar que el variador fue detectado correctamente.

Antes de modificar parámetros, se realizó un respaldo completo de la configuración del equipo mediante la opción **File** → **Drive Backup**. Posteriormente, para poder modificar la configuración del variador, se accedió al nivel de autorización 2, requerido para cambiar parámetros de operación, límites y entradas analógicas del sistema.

La máquina de carga corresponde a una PMSM Parker Parvex, cuyos valores de placa relevantes se resumen en la Tabla B.1. En particular, se observa que el motor posee un punto nominal de 36.6 [Nm] a 1450 [rpm] para alimentación de 230 [V], valor cercano al torque nominal de la máquina de inducción utilizada en esta tesis, correspondiente a aproximadamente 36 [Nm]. Por esta razón, la máquina de imanes permanentes resulta adecuada para imponer cargas mecánicas equivalentes al torque nominal de la máquina bajo prueba.

Tabla B.1: Valores de placa principales de la máquina PMSM utilizada como carga mecánica.

V_n [V]	I_n [A]	T_n [N m]	n_n [rpm]	P_n [W]
230	16.4	36.6	1450	6400
400	13.4	27.5	2600	7480

La selección del motor en el *software* se realizó desde la biblioteca interna del variador. Para ello, se utilizó el código de motor indicado en la placa de la PMSM, correspondiente al modelo NX860EAJP7001. Al cargar este modelo desde la biblioteca, el variador incorpora internamente los parámetros eléctricos, mecánicos y de realimentación necesarios para el accionamiento de la máquina, evitando el ingreso manual de dichos valores.

B.2 Configuración principal en EasyRider

La configuración del variador se realizó mediante el menú **Commissioning** del *software EasyRider*. En primer lugar, se seleccionó el modo de operación **Current control**, de modo que la referencia analógica externa actuara como consigna de corriente. Esta configuración permite utilizar la PMSM como una máquina de carga, ya que el torque electromagnético de una máquina de imanes permanentes es aproximadamente proporcional a la corriente impuesta por el variador.

Los principales parámetros configurados se resumen en la Tabla B.2. Estos valores fueron seleccionados para limitar la corriente máxima del variador, mantener la operación dentro de un rango seguro de velocidad y habilitar el circuito de frenado del equipo.

Tabla B.2: Parámetros principales configurados en el variador Parker.

Parámetro	Valor utilizado
Modo de operación	Current control
Límite de corriente	40.625% de 44 A
Corriente máxima permitida	≈ 17.9 A
Subtensión	160 V
Sobretensión	765 V
Límite de velocidad	± 2000 rpm
Resistencia de frenado externa	86 Ω
Potencia de frenado considerada	5.5 kW
Escalado final de corriente	-2.1 A/V

Nota: La resistencia de frenado de 86 [Ω] no corresponde a un accesorio comercial del variador Parker, sino a un banco resistivo diseñado y fabricado en el Departamento. Además, el IGBT del circuito interno de frenado fue reemplazado por un dispositivo con mayor capacidad de corriente, debido a que el componente original operaba próximo a su límite bajo las condiciones requeridas durante los ensayos. Esta modificación aumentó el margen de operación del circuito de frenado y permitió disipar de manera segura una potencia regenerada de hasta 5.5 [kW] cuando la PMSM funcionaba como máquina de carga.

El escalado de la entrada analógica de corriente fue ajustado inicialmente con un valor conservador, permitiendo alcanzar aproximadamente 27 [Nm]. Luego de verificar el correcto funcionamiento del sistema, el escalado se modificó a -2.1 [A/V], con lo cual el recorrido completo del potenciómetro permitió aplicar aproximadamente 36 [Nm], equivalente a 1

pu de torque de carga para la máquina de inducción. El signo negativo fue seleccionado para que el torque impuesto por la PMSM actuara en el sentido requerido para cargar mecánicamente a la máquina de inducción.

B.3 Conexionado externo de referencia y habilitación

La referencia de torque y la habilitación del variador fueron implementadas mediante el conector de señales X10, cuya asignación de pines se encuentra documentada en el manual del fabricante [26]. Los pines utilizados se resumen en la Tabla B.3.

Tabla B.3: Pines del conector X10 utilizados para la caja externa de operación.

Pin X10	Función	Uso en esta implementación
5	Referencia de X10.18	Referencia de la entrada analógica
10	Tierra de señales analógicas	Referencia común de la caja externa
16	Salida auxiliar + 12 V	Alimentación del potenciómetro y habilitación
18	Entrada analógica	Referencia de corriente/torque
22	Entrada digital de activación	Habilitación de la etapa de potencia

Para generar la referencia de torque se utilizó un potenciómetro lineal B10K. El pin X10.16, correspondiente a la salida auxiliar de 12 [V], se conectó al extremo superior del potenciómetro a través de una resistencia serie de 2 [k Ω]. El extremo inferior del potenciómetro se conectó a la referencia analógica común X10.5/X10.10. De esta forma, el recorrido del potenciómetro entregó una tensión máxima cercana a 10 [V], adecuada para la entrada analógica del variador.

El cursor del potenciómetro se conectó al pin X10.18 mediante una resistencia de protección de 560 [Ω]. Además, se incorporó una botonera en serie con esta señal, denominada *Torque Enable*, con el objetivo de preajustar el valor del potenciómetro y aplicar el escalón de torque de forma directa durante los ensayos.

La habilitación de la etapa de potencia se implementó mediante el pin X10.22. Debido a que no se utilizó una fuente externa de 24 [V], esta entrada fue activada utilizando la salida auxiliar de 12 [V] del pin X10.16. Por lo tanto, la conexión de habilitación quedó dada por:

$$\text{X10.16} \rightarrow \text{botonera de habilitación} \rightarrow \text{X10.22}.$$

Al cerrar esta botonera, el variador reconoce la entrada X10.22 como activa y habilita la etapa de potencia, siempre que la tensión del enlace de continua se encuentre por encima del umbral de subtensión. Al abrirla, el variador deshabilita la etapa de potencia.

El conexionado final fue llevado a una caja externa mediante un conector multipin, agrupando el potenciómetro, la botonera de habilitación del variador y la botonera de aplicación de torque. La caja fue marcada con referencias de 0, 25, 50, 75 y 100% del recorrido del potenciómetro, permitiendo repetir ensayos con distintos niveles de carga mecánica.

B.4 Procedimiento de operación

La secuencia utilizada para operar la máquina de carga durante los ensayos fue la siguiente:

1. Energizar el variador Parker y verificar la comunicación con *EasyRider*.

2. Comprobar que el variador se encuentre en nivel de autorización 2 y que la barra inferior del *software* muestre el equipo conectado.
3. Verificar que el potenciómetro se encuentre en posición de torque nulo.
4. Elevar progresivamente la tensión del enlace de continua del Parker hasta superar el umbral de subtensión.
5. Habilitar la etapa de potencia mediante la botonera conectada a X10.22.
6. Ajustar el nivel de carga deseado mediante el potenciómetro.
7. Aplicar la carga mecánica cerrando la botonera *Torque Enable*.
8. Al finalizar el ensayo, abrir primero la botonera *Torque Enable* y luego deshabilitar la etapa de potencia.

Con esta configuración se realizaron ensayos de carga a velocidad cero y a muy baja velocidad, aplicando niveles de torque de 0.25, 0.5, 0.75 y 1 pu, donde 1 pu corresponde a 36 [Nm]. La configuración descrita permitió utilizar la PMSM como una carga mecánica controlada y reproducible para validar experimentalmente la estrategia de control propuesta.

Bibliografía

- [1] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, “Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, 2017.
- [2] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, F. Flores-Bahamonde, P. Acuna, M. Novak, Y. Zhang, L. Tarisciotti, S. A. Davari, Z. Zhang, F. Wang, M. Norambuena, T. Dragicevic, F. Blaabjerg, T. Geyer, R. Kennel, D. A. Khaburi, M. Abdelrahem, Z. Zhang, N. Mijatovic, and R. P. Aguilera, “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.
- [3] J. Holtz and J. Quan, “Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, pp. 1087–1095, 2002.
- [4] —, “Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1052–1060, 2003.
- [5] J. Holtz, “The representation of ac machine dynamics by complex signal flow graphs,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 3, pp. 263–271, 1995.
- [6] —, “Sensorless control of induction motor drives,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 8, pp. 1359–1394, 2002.
- [7] J. Quan, *Sensorless Vector Control of Induction Motors at Low and Zero Speed*, ser. Fortschritt-Berichte VDI, Reihe 21: Elektrotechnik. Düsseldorf: VDI Verlag, 2002, no. 325.
- [8] 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.
- [9] P. A. Lezana Illesca, “Introducción al control digital de convertidores,” Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, Apuntes de curso, 2019, versión 1.2.
- [10] M. Norambuena, J. Rodriguez, Z. Zhang, F. Wang, C. Garcia, and R. Kennel, “A very simple strategy for high-quality performance of ac machines using model predictive control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 794–800, 2019.
- [11] S. A. Davari, M. Norambuena, V. Nekoukar, C. Garcia, and J. Rodriguez, “Even-handed sequential predictive torque and flux control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7334–7342, 2020.

- [12] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, 2012.
- [13] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki, "Waveform distortion and correction circuit for pwm inverters with switching lag-times," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 5, pp. 881–886, 1987.
- [14] A. Mora, J. Juliet, A. Santander, and P. Lezana, "Dead-time and semiconductor voltage drop compensation for cascaded h-bridge converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7833–7842, 2016.
- [15] Infineon Technologies AG, *FF50R12RT4 IGBT Module: Technical Information*, Infineon Technologies, 2013, revision 2.0, publication date: 2013-11-05.
- [16] C. Luo, B. Wang, Y. Yu, C. Chen, Z. Huo, and D. Xu, "Decoupled stator resistance estimation for speed-sensorless induction motor drives considering speed and load torque variations," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 1193–1207, 2020.
- [17] T. Orlowska-Kowalska and M. Dybkowski, "Stator-current-based mras estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1296–1308, 2010.
- [18] M. H. Holakooie, M. Ojaghi, and A. Taheri, "Direct torque control of six-phase induction motor with a novel mras-based stator resistance estimator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 10, pp. 7685–7696, 2018.
- [19] J. Yoo, J. Lee, S.-K. Sul, and N. A. Baloch, "Stator resistance estimation using dc injection with reduced torque ripple in induction motor sensorless drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 4, pp. 3744–3754, 2020.
- [20] H. Xie, F. Wang, Y. He, J. Rodríguez, and R. Kennel, "Encoderless parallel predictive torque control for induction machine using a robust model reference adaptive system," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, no. 1, pp. 232–242, 2022.
- [21] M. S. Mousavi, S. A. Davari, V. Nekoukar, C. Garcia, L. He, F. Wang, and J. Rodriguez, "Predictive torque control of induction motor based on a robust integral sliding mode observer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 3, pp. 2339–2350, 2023.
- [22] P. A. Lezana Illesca, *Manejo de la Plataforma Digital BRAIn para el control de Accionamientos*, Universidad Técnica Federico Santa María, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Valparaíso, Chile, 2022, versión del 8 de agosto de 2022.
- [23] *IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*, IEEE Std. IEEE Std 112-2017, 2018, revision of IEEE Std 112-2004.
- [24] A. M. Khambadkone and J. Holtz, "Vector-controlled induction motor drive with a self-commissioning scheme," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 5, pp. 322–327, Oct. 1991.
- [25] N. Klaes, "Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 6, pp. 1135–1140, 1993.
- [26] SSD Drives GmbH, *637+ Servo Drive Product Manual*, Parker Hannifin / SSD

Drives, 2004, product Manual Type: 637+; document 07-02-09-01-E-V0504.doc.
[Online]. Available: <https://www.parker.com/content/dam/Parker-com/Literature/SSD-Drives-Division-North-America/Manuals/Servo/637plus.pdf>