

Universidad Técnica Federico Santa María

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Valparaíso - Chile



“ANÁLISIS Y MODELADO DE UN MOTOR SINCRÓNICO PARA MOLIENDA SAG: EVALUACIÓN DE EVENTOS Y FALLAS MEDIANTE SIMULACIÓN COMPUTACIONAL”.

RODRIGO ALEJANDRO VÁSQUEZ FLORES

MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

Profesores Guía

Jorge Andrés Juliet Avilés

Profesor correferente

Pablo Lezana Illesca

15 de septiembre de 2025



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: "Análisis y modelado de un motor sincrónico para molienda SAG: evaluación de eventos y fallas mediante simulación computacional"

Nombre del candidato(a): Rodrigo Alejandro Vásquez Flores

Carrera / Grado: Ingeniería Civil Eléctrica

Campus: Casa Central Valparaíso ; **Departamento:** Departamento de Ingeniería Eléctrica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Jorge Juliet, 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

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:

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: 15/09/2025

; Firma:

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 15/09/2025

; 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.

Agradecimientos

Este trabajo está dedicado con gratitud a todas las personas que me han acompañado, apoyado y contribuido a mi crecimiento personal y profesional a lo largo de mi vida.

Expreso un especial agradecimiento a mis padres y a mi hermano, por su apoyo incondicional en cada etapa de mi vida. Sin duda, han sido fundamentales en mi formación tanto humana como profesional.

Agradezco profundamente a mi pareja, quien me brindó fortaleza, motivación y apoyo constante para culminar este proyecto. Su presencia fue clave para que pudiera mantener el enfoque necesario.

Quisiera también agradecer a mis amigos, quienes hicieron de este proceso una experiencia más amena y llevadera, aportando alegría y compañía en momentos importantes.

Agradezco a la Corporación Nacional del Cobre (Codelco) por brindarme la oportunidad de participar en su programa de memoristas. En particular, extiendo mi agradecimiento a Rubén Cabrera y Erick Larenas, por su disposición, guía y apoyo durante mi estadía.

Finalmente, agradezco sinceramente a mi profesor guía, por su compromiso, dedicación y constante respaldo en el desarrollo de este trabajo. Sin su apoyo, este proyecto no habría sido posible.

Índice general

1. Introducción	2
1.1. Introducción general	2
1.1.1. Objetivo general	3
1.1.2. Objetivos específicos	3
2. Generalidades	4
2.1. Proceso productivo del cobre sulfurado	4
2.2. Proceso de molienda y sus clasificaciones	5
2.3. Medio de operación de los molinos SAG en estudio	7
2.4. Características del sistema de potencia del molino SAG	9
3. Marco teórico	13
3.1. Modelo matemático de una máquina síncrona de doble estator	14
3.2. Funcionamiento de un cicloconvertidor	23
3.3. Modelo de torque de carga de un molino SAG	27
3.4. Accionamiento del sistema de molienda	35
4. Desarrollo de simulaciones computacionales	43
4.1. Modelación y simulación del cicloconvertidor	43
4.2. Modelación computacional de la máquina síncrona de doble estator	50
4.3. Modelación y simulación del sistema de accionamiento	56
4.3.1. Desempeño del control de corriente	58
4.3.2. Desempeño del control de velocidad	59
4.3.3. Contraste de operación en estado estacionario con datos de planta	63

ÍNDICE GENERAL

5. Simulación y estudio de eventos	67
5.1. Evento de cortocircuito en el devanado de campo	67
5.2. Evento de falla monofásica	75
5.3. Evento de caída de tensión (voltage dip)	83
6. Conclusiones	98
7. Anexos	101
7.1. Parámetros del accionamiento	101
7.2. Ajuste de controladores	103
7.2.1. Controlador de corriente	103
7.2.2. Controlador de velocidad	107
7.2.3. Controlador de flujo magnético	109

Índice de figuras

2.1. Proceso productivo del mineral de cobre sulfurado [1].	5
2.2. Visualización aérea de la planta Concentradora	7
2.3. Circuito de molienda utilizado en la molienda no convencional.	8
2.4. Molino SAG de la planta concentradora de Codelco, División Chuquicamata.	10
2.5. Sistema de alimentación de la máquina de doble estator.	12
3.1. Esquema de una máquina de doble estator	14
3.2. Circuito equivalente de una máquina de doble estator en coordenadas dq0	22
3.3. Topología de un cicloconvertidor de seis pulsos	24
3.4. Tensión y corriente en la carga accionada por un cicloconvertidor	25
3.5. Representación del tiempo de seguridad en la operación de un cicloconvertidor	27
3.6. Esquema de una esfera de acero en un molino giratorio	28
3.7. Vista de sección transversal de un molino SAG	30
3.8. Vista del riñón de carga con el molino detenido.	32
3.9. Vista del riñón de carga con el molino en movimiento.	32
3.10. Representación de la carga en el molino.	32
3.11. Vista del molino en un corte transversal.	33
3.12. Modelo de carga en sección anular.	34
3.13. Diagrama fasorial del control vectorial.	36
3.14. Esquema de accionamiento para máquina de un estator.	37
3.15. Diagrama fasorial del accionamiento de una máquina sincrónica con doble estator.	40
3.16. Esquema de accionamiento del molino SAG con máquina sincrónica de doble estator.	41
4.1. Esquema del modelo de cicloconvertidor en PLECS.	44

ÍNDICE DE FIGURAS

4.2. Esquema del bloque controlador del cicloconvertidor en PLECS.	45
4.3. Esquema de la lógica de habilitación del puente positivo.	46
4.4. Oscilograma de tensión y corriente en la carga.	47
4.5. Oscilogramas de fase a de la carga junto con su descomposición en Fourier para señal de referencia de amplitud V_b	47
4.6. Oscilogramas de fase a de la carga junto con su descomposición en Fourier para señal de referencia de amplitud $0,75V_b$	48
4.7. Oscilogramas de fase a de la carga junto con su descomposición en Fourier para señal de referencia de amplitud $0,5V_b$	48
4.8. Oscilogramas de fase a de la carga junto con su descomposición en Fourier para señal de referencia de amplitud $0,25V_b$	49
4.9. Regresión lineal entre la tensión de salida y la tensión de referencia.	49
4.10. Bloque de máquina síncrona de doble estator generado en PLECS.	50
4.11. Esquema de ecuaciones dinámicas de la máquina síncrona de doble estator en PLECS.	51
4.12. Sección de cambio de coordenadas de variables.	51
4.13. Sección de obtención de variables de estado.	52
4.14. Secciones de cálculo de flujo y ecuación mecánica.	53
4.15. Cambio de coordenadas a sistema fijo al estator.	53
4.16. Comparación entre la corrientes de fases entregada por la teoría y la simulada.	55
4.17. Comparación de corriente i_a de cortocircuito simulada y teórica.	56
4.18. Esquema del sistema de accionamiento modelado en PLECS.	56
4.19. Bloque del controlador implementado en PLECS.	57
4.20. Oscilograma de corriente i_T medida y de referencia, junto con la tensión de actuación en el ensayo de escalón.	58
4.21. Comparación entre la respuesta simulada en PLECS y la respuesta teórica (RLTool) para la corriente i_T	59
4.22. Respuesta del sistema frente a un escalón de velocidad.	60
4.23. Comparación entre la respuesta simulada en PLECS y la respuesta teórica (RLTool) para la velocidad mecánica ω_m	61

ÍNDICE DE FIGURAS

4.24. Velocidad mecánica medida ω_m ante un escalón de torque de carga, con referencia constante.	62
4.25. Comparación entre el torque eléctrico T_e generado y el torque de carga T_l aplicado. . .	63
4.26. Comparación entre las tensiones de fase entregadas por la planta y las simuladas. . .	64
4.27. Comparación entre las corrientes de fase entregadas por la planta y las simuladas. . .	64
4.28. Comparación entre la tensión de fase a entregada por la planta y la simulada.	65
4.29. Comparación entre la corriente de fase a entregada por la planta y la simulada.	65
5.1. Tensiones y corrientes del primer estator durante el evento de cortocircuito en el devanado de campo.	68
5.2. Tensiones y corrientes del segundo estator durante el evento de cortocircuito en el devanado de campo.	68
5.3. Velocidad mecánica medida y de referencia durante el evento de cortocircuito en el devanado de campo.	69
5.4. Oscilogramas de control de corrientes del primer estator.	70
5.5. Oscilogramas de control de corrientes del segundo estator.	70
5.6. Magnitud del flujo magnético estimado durante el evento de cortocircuito en el campo.	71
5.7. Torque electromagnético y torque de carga durante el evento de cortocircuito en el campo.	72
5.8. Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina. . .	73
5.9. Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina. . .	73
5.10. Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina. . .	74
5.11. Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina. . .	74
5.12. Tensiones y corrientes del primer estator durante el evento de falla monofásica en el devanado de campo.	76
5.13. Tensiones y corrientes del segundo estator durante el evento de falla monofásica en el devanado de campo.	76
5.14. Velocidad mecánica medida y de referencia durante el evento de falla monofásica en el devanado de campo.	77
5.15. Señales de control de corrientes del primer estator durante la falla monofásica.	78
5.16. Señales de control de corrientes del segundo estator durante la falla monofásica.	78

ÍNDICE DE FIGURAS

5.17. Magnitud del flujo magnético estimado durante el evento de falla monofásica en el estator.	79
5.18. Torque electromagnético y torque de carga durante el evento de falla monofásica en el estator.	80
5.19. Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase <i>a</i> de la máquina.. .	80
5.20. Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase <i>a</i> de la máquina.. .	81
5.21. Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase <i>x</i> de la máquina.. .	82
5.22. Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase <i>x</i> de la máquina. .	82
5.23. Tensiones y corrientes del primer estator durante la caída de tensión (30 % velocidad base).	84
5.24. Tensiones y corrientes del segundo estator durante la caída de tensión (30 % velocidad base).	85
5.25. Velocidad mecánica medida y de referencia durante la caída de tensión (30 % velocidad base).	85
5.26. Señales de control del primer estator durante la caída de tensión.	86
5.27. Señales de control del segundo estator durante la caída de tensión.	86
5.28. Magnitud del flujo magnético estimado durante la caída de tensión.	87
5.29. Torque electromagnético y torque de carga durante la caída de tensión.	88
5.30. Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase <i>a</i> de la máquina. .	89
5.31. Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase <i>a</i> de la máquina. .	89
5.32. Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase <i>x</i> de la máquina. .	90
5.33. Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase <i>x</i> de la máquina. .	90
5.34. Tensiones y corrientes del primer estator durante la caída de tensión (70 % velocidad base).	91
5.35. Tensiones y corrientes del segundo estator durante la caída de tensión (70 % velocidad base).	91
5.36. Velocidad mecánica medida y de referencia durante el evento de caída de tensión. . .	92
5.37. Señales de control de corrientes del primer estator durante el evento.	93
5.38. Señales de control de corrientes del segundo estator durante el evento.	93
5.39. Magnitud del flujo magnético estimado durante el evento de caída de tensión.	94

ÍNDICE DE FIGURAS

5.40. Torque electromagnético y torque de carga durante el evento de caída de tensión. . .	94
5.41. Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina. .	95
5.42. Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina. .	95
5.43. Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina. .	96
5.44. Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina. .	96
7.1. Planta de i_M utilizada para el ajuste del controlador	106
7.2. Planta de i_T utilizada para el ajuste del controlador	107
7.3. Lazo de control de corriente i_M	107
7.4. Planta de ω utilizada para el ajuste del controlador	108
7.5. Lazo de control de velocidad ω	108
7.6. Planta de λ_m utilizada para el ajuste del controlador	110
7.7. Lazo de control del flujo magnético	110
7.8. Esquema de antienrollamiento.	111

Índice de Tablas

2.1. Producción de las secciones de molienda en ktpd	8
2.2. Datos generales del motor sincrónico de doble estator bajo estudio.	11
7.1. Datos generales del motor sincrónico de doble estator bajo estudio.	101
7.2. Valores base para normalización de variables del sistema.	102
7.3. Parámetros del motor sincrónico con doble estator.	102
7.4. Parámetros mecánicos utilizados en la modelación de la carga del molino.	103

Resumen

Este trabajo presenta el modelado, simulación y análisis dinámico del sistema que compone el accionamiento de una máquina sincrónica de doble estator para aplicaciones de molienda en la minería, mediante la herramienta de simulación PLECS. El objetivo principal es implementar un modelo representativo de la máquina, considerando sus ecuaciones eléctricas y mecánicas, con el fin de evaluar su comportamiento ante diferentes condiciones de operación.

Se aborda el desarrollo del modelo matemático de la máquina a partir de las ecuaciones de tensión en coordenadas rotatorias más la ecuación mecánica de la máquina. El sistema es implementado en forma modular mediante diagramas de bloques, facilitando la validación por secciones y la comprensión de cada subsistema.

El modelo es sometido a diversas pruebas de simulación, incluyendo un evento de caída de tensión de campo, con el fin de evaluar el desempeño dinámico del control. Se analizan variables clave como tensiones y corrientes de fase, variables de control del sistema y variables mecánicas como la velocidad, torque eléctrico y torque de carga.

Los resultados permiten estudiar el comportamiento físico del sistema ante perturbaciones, así como observar la interacción entre las variables eléctricas y mecánicas. Esto validado por la comparación de datos empíricos de planta.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción general

La industria minera es uno de los sectores que más beneficios ha generado en Chile. Las razones de esto son claras: las altas riquezas minerales en el norte del país han fomentado una intensa competencia empresarial por acceder a estas ganancias monumentales. Debido a la demanda actual de metales nobles que requiere el mundo moderno, se ha vuelto indispensable que la industria minera incremente y optimice su producción. En el último siglo Chile se ha convertido en uno de los mayores productores de cobre del mundo. Una de las corporaciones que ha contribuido a este éxito global es Codelco, especialmente su división Chuquicamata.

A causa de las exigencias competitivas de este sector, los avances tecnológicos en la electrónica de potencia han llevado a la adopción generalizada de molinos *gearless* en la industria minera. Estos motores sincrónicos de alta potencia y eficiencia están diseñados para la trituración de minerales extraídos. En este contexto, la División Chuquicamata de Codelco incorporó en 1988 dos molinos SAG, conocidos como SAG 16 y SAG 17, los cuales son motores sincrónicos con doble estator. El diseño de los molinos, así como el sistema de accionamiento (control y monitoreo), fue suministrado por SIEMENS S.A., división Large Drive. Hasta la fecha, estos equipos han sido fundamentales en la producción de la Concentradora de Codelco División Chuquicamata, generando aproximadamente el 50 % de la producción total de la planta.

Para garantizar un buen rendimiento, eficiencia y robustez operacional de estos motores, SIEMENS S.A. instauró, a modo de control, el denominado Transvector-Control, también llamado control por campo orientado, el cual gobierna a dos juegos de cicloconvertidores trifásicos de seis pulsos que alimentan a cada estator del molinos. Con esta filosofía de control se garantizan las cualidades mencionadas anteriormente y se controla de forma precisa la velocidad de giro del molino, un factor crítico para mantener la molienda o conminución del mineral en su punto óptimo.

Sin embargo, en la corporación existe un cierto desconocimiento sobre el comportamiento electromecánico que se puede obtener en estos molinos en diferentes modos de operación, lo que puede provocar ciertos errores a la hora de tomar decisiones importantes, como es el caso del ajuste de pro-

tecciones en el sistema eléctrico o predecir certeramente cómo se comportarán las señales al aumentar o disminuir el material de conminución.

Es por este motivo que este trabajo de título tiene como propósito documentar simulaciones computacionales que representen el comportamiento electromecánico del sistema que comprende el molino SAG, es decir, sistema de alimentación, modelo del motor sincrónico, control y torque de carga. De este trabajo se espera obtener un mejor entendimiento de cómo opera el molino y el comportamiento de sus variables de interés en diferentes modos de operación y eventos indeseados, para una mejor toma de decisiones en la industria.

1.1.1. Objetivo general

Estudiar, analizar y modelar el accionamiento de un motor sincrónico de doble devanado diseñado para la molienda SAG, utilizando modelos computacionales, para evaluar diferentes eventos o fallas del sistema y comprender el comportamiento de las variables relevantes del sistema, como tensión, corriente y frecuencia.

1.1.2. Objetivos específicos

- Realizar el levantamiento técnico de los diferentes equipos y sistemas básicos necesarios para operar el molino SAG, identificando las características y especificaciones relevantes para el accionamiento del motor sincrónico.
- Generar modelos matemáticos que describan el comportamiento del motor sincrónico de doble devanado en el estator, diseñado para la molienda SAG, con el fin de representar su funcionamiento con modelo computacional.
- Realizar el control del accionamiento simulado del molino SAG, utilizando el método de control vectorial o por campo orientado.
- Evaluar el desempeño del sistema de control mediante ensayos de tipo escalón y pruebas de rechazo de perturbaciones, y evaluar el desempeño del sistema contrastando los resultados de las variables de interés con datos reales obtenidos desde la planta, con el fin de validar la precisión del modelo y la efectividad del esquema de control implementado.
- Evaluar y simular posibles eventos o fallas recreables en el modelo computacional de la máquina, enfocándose principalmente en dos escenarios: a) fallas en el estator basadas en pérdidas o cortocircuitos en las líneas de alimentación del estator, y b) cortocircuito en el devanado de campo de la máquina.

Capítulo 2

Generalidades

Este capítulo tiene como propósito proporcionar un contexto sobre el entorno en el que opera el molino SAG tipo *gearless*. Primero, se describe la cadena de producción del sulfuro de cobre, desde la extracción del mineral, pasando por todas las etapas intermedias de procesamiento, hasta obtener cobre de calidad óptima para su comercialización.

Luego se presenta una visión general de la planta Concentradora de Codelco División Chuquicamata, resaltando su importancia dentro de la división. Se describirán las principales secciones involucradas en el proceso de molienda, así como su impacto en la cadena de producción del cobre.

Posteriormente se expondrán las características técnicas y operativas de la sección A-2 de la planta Concentradora, que es donde se encuentra el molino SAG. Se presentarán los equipos que la componen y se describirá su funcionamiento.

Por último, se presentará el molino SAG, caracterizando sus componentes más relevantes para su funcionamiento, y se presentarán sus datos técnicos.

2.1. Proceso productivo del cobre sulfurado

En la industria minera a nivel global se ha normalizado el proceso productivo del cobre sulfurado, el cual se basa en los siguientes pasos:

1. **Extracción:** proceso de fracturar el macizo rocoso, con el objetivo de extraer el mineral y transportarlo de forma segura a la planta donde será tratado para su refinación.
2. **Chancado:** el proceso de reducción del tamaño de las rocas extraídas ocurre en tres etapas. En la primera etapa, se obtiene una granulometría de 8 pulgadas; en la segunda etapa, de 3 pulgadas; y finalmente, en la tercera etapa, se logra una granulometría de 1/2 pulgada.
3. **Molienda:** en esta etapa el objetivo es moler el material hasta alcanzar una granulometría de hasta 0,18 mm y preparar una mezcla conocida como pulpa. Esta mezcla contiene diversos

productos químicos que facilitan el proceso de flotación. Se emplean dos tipos de molienda: convencional y no convencional.

4. **Flotación:** en esta etapa la pulpa se procesa en celdas de flotación para separar el cobre de otras sustancias. Mediante el uso de reactivos, el cobre emerge a la superficie en forma de burbujas, lo que permite su filtrado y separación.
5. **Fundición:** durante esta fase el concentrado resultante se somete a temperaturas extremadamente altas para fundirse, lo que permite la separación del cobre de otros minerales e impurezas.
6. **Electro refinación:** en la última etapa del proceso de producción de cobre sulfurado, los ánodos (o cobre blíster) obtenidos en la fundición se convierten en cátodos de cobre con una concentración del 99,99 %, listos para su venta en el mercado mundial.

Este proceso se ve representado en la figura 2.1

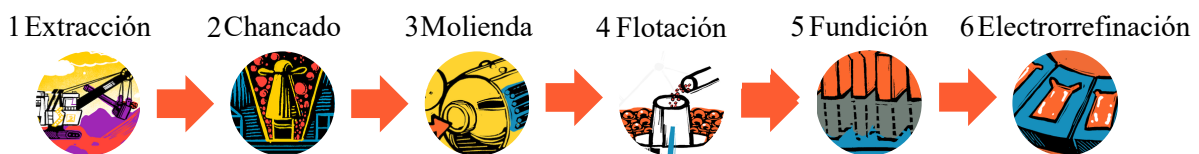


Figura 2.1: Proceso productivo del mineral de cobre sulfurado [1].

2.2. Proceso de molienda y sus clasificaciones

El proceso de molienda en la producción de cobre, como se explicó anteriormente, corresponde a la etapa en la que se tritura o conmina el material extraído en molinos, donde se adiciona agua y productos químicos que facilitan el posterior proceso de flotación.

En el proceso de molienda se distinguen dos tipos principales:

- Molienda primaria: se realiza inmediatamente después del chancado y tiene como objetivo reducir el tamaño del mineral a partículas más manejables.
- Molienda secundaria o repaso: se lleva a cabo después de la molienda primaria y tiene como fin reducir aún más el tamaño del mineral para obtener una granulometría adecuada para los procesos de filtrado o flotación.

En la minería se hace una distinción entre molienda convencional y molienda no convencional, según el tipo de equipo utilizado y el principio de operación.

Molienda convencional

La molienda convencional utiliza equipos estándar en la industria minera, basados en el uso de medios de molienda. Los molinos convencionales son:

- Molino de barras:
 - Utilizado en la molienda primaria.
 - Utiliza barras de acero que giran en el interior del molino para triturar el mineral.
- Molino de bolas:
 - Utilizado principalmente en la molienda secundaria, aunque también puede emplearse en la primaria.
 - Utiliza bolas de acero para reducir el tamaño del mineral mediante impacto y abrasión.
 - Puede operar en circuito cerrado, lo que permite un control más preciso del tamaño del producto final.

Molienda no convencional

La molienda no convencional se refiere a tecnologías avanzadas o especializadas, que suelen ser más eficientes en términos de rendimiento energético. Los tipos de molinos no convencionales son:

- Molino Semi-Autógeno (SAG):
 - Utilizado en la molienda primaria.
 - Utiliza tanto el propio material del mineral como bolas de acero, haciéndolo más eficiente en operaciones a gran escala.
- Molino autógeno (AG):
 - Utilizado en la molienda primaria o secundaria.
 - El mineral se muele por la interacción del mismo mineral, sin utilizar medios de molienda adicionales.

2.3. Medio de operación de los molinos SAG en estudio

Una de las mayores ventajas de la molienda tipo SAG es su capacidad para procesar una mayor cantidad de mineral en comparación con la molienda convencional. Gracias a sus características constructivas, permite reducir considerablemente las líneas de producción necesarias para otros tipos de molienda, aumentando así de manera significativa el rendimiento y la confiabilidad de la cadena de producción.

La molienda tipo SAG presenta ventajas importantes, como la posibilidad de realizar una molienda húmeda. Este tipo de molienda se caracteriza por un mayor rendimiento en función del tonelaje de mineral tratado, además de permitir un control más preciso de la pulpa. Esto facilita la clasificación del mineral a través de hidrociclones y, finalmente, elimina problemas de ruido y emisión de polvo en el ambiente [2].

En el caso particular del proceso de molienda en la Corporación Nacional del Cobre de Chile (Codelco), División Chuquicamata, el mineral que proviene del chancado primario se distribuye entre dos tipos de molienda: la convencional y la no convencional. Ambas están ubicadas en diferentes sectores de la planta Concentradora de Chuquicamata, denominadas A-0 y A-1 para la molienda convencional, es decir, molienda mediante bolas o barras, y A-2 para la molienda no convencional o tipo SAG, que será el foco de estudio de este trabajo.

Una visualización aérea de la planta Concentradora se puede observar en la figura 2.2, donde se muestran los sectores mencionados.

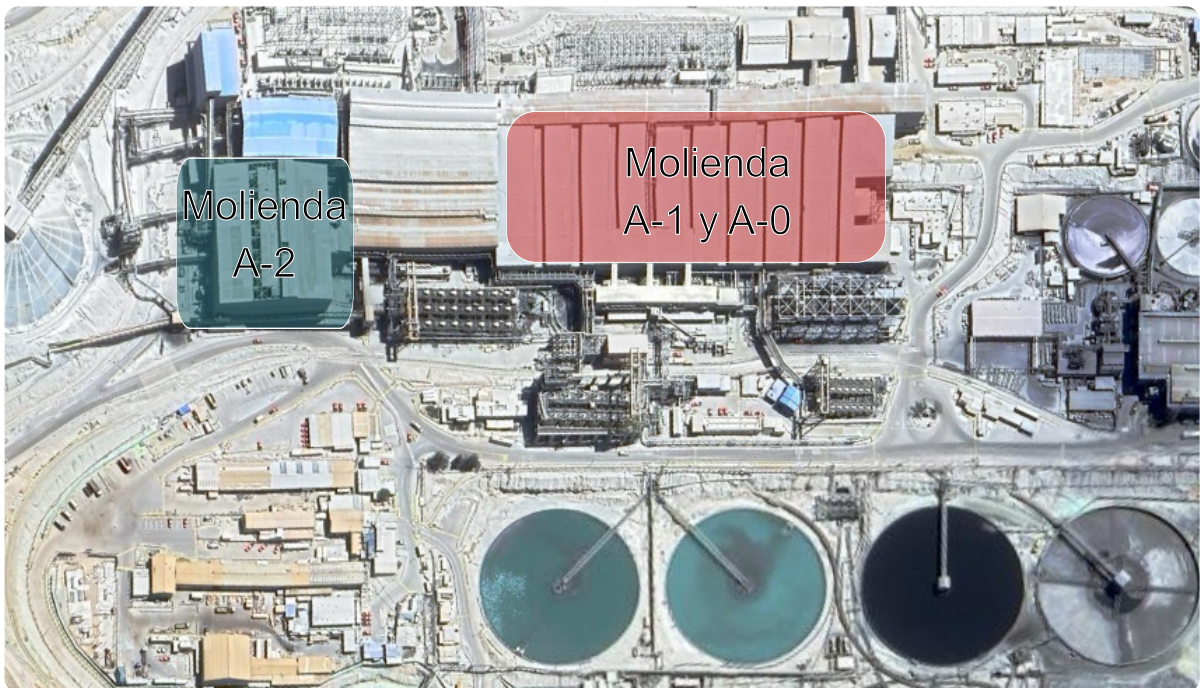


Figura 2.2: Visualización aérea de la planta Concentradora

La producción para el año 2023 en kilo toneladas por día (ktpd) de las distintas secciones de molienda se puede apreciar en la tabla 2.1.

Producción diaria de las secciones de molienda		
Sección	Producción	Ponderación
A-0	54,1 ktpd	30,62 %
A-1	31,1 ktpd	17,60 %
A-2	91,5 ktpd	51,78 %
Total	176,7 ktpd	100 %

Tabla 2.1: Producción de las secciones de molienda en ktpd

Fuente: Datos obtenidos de la planta Concentradora de Codelco División Chuquicamata.

De la tabla 2.1 se observa que la sección A-2 produce el 51,78 % de la totalidad de la molienda en la gerencia Concentradora de Chuquicamata, lo que implica que esta sección es crítica para el buen desempeño de la división.

La planta A-2 de molienda contiene dos molinos tipo SAG, cuyos circuitos de molienda se muestran en la figura 2.3.

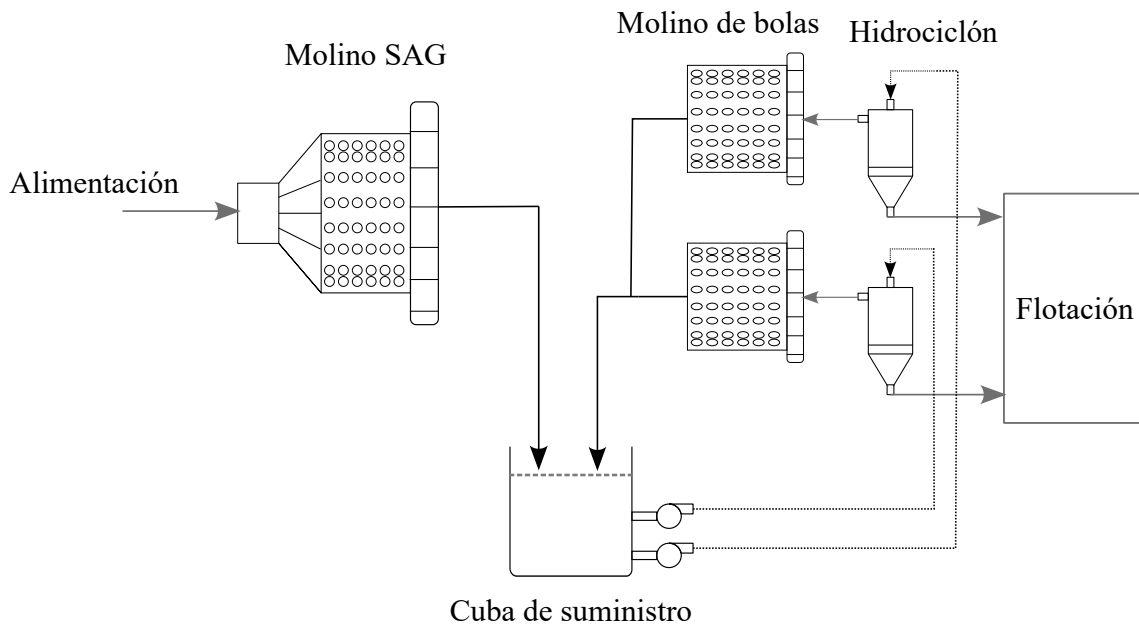


Figura 2.3: Circuito de molienda utilizado en la molienda no convencional.

Este circuito cerrado de molienda es una disposición clásica en la minería actual. A través de una correa transportadora principal se alimenta el molino SAG, que genera una pulpa. Esta pulpa es transportada a dos hidrociclones que clasifican el material. El mineral con una granulometría adecuada pasa a la etapa de flotación, mientras que el material que no cualifica es enviado a molinos de bolas para su reprocesamiento y para posteriormente redireccionar el material a los hidrociclones. Este tipo de circuito corresponde aun disposición clásica de en la minería contemporánea y ha demostrado su buen rendimiento [3].

Es importante destacar que el molino SAG en este circuito es un equipo crítico, debido a su desempeño en el proceso, además de ser el equipo con mayor potencia del sistema.

Bajo todo lo anterior, se destaca la importancia y el rol crítico que desempeña el molino SAG en la industria minera. Por esta razón, el presente trabajo tiene como objetivo realizar un estudio exhaustivo de este equipo desde una perspectiva que analice su comportamiento electromecánico bajo diferentes modos de operación y eventos. Esto permitirá una mayor comprensión del sistema, identificando posibles malas prácticas y aumentando la robustez operativa del sistema de molienda.

Todo lo anterior se logrará mediante el uso de una herramienta computacional que permitirá visualizar de forma clara e intuitiva cómo se modifica el comportamiento del sistema ante cambios en los modos de operación o eventos inesperados. Este enfoque contribuirá a optimizar la eficiencia y confiabilidad del equipo, asegurando un mejor desempeño a largo plazo.

2.4. Características del sistema de potencia del molino SAG

Desde un punto de vista eléctrico, el molino SAG es una máquina sincrónica de rotor tipo anillo, la cual presenta la particularidad de tener un doble estator desplazado en un cierto ángulo. El tipo de accionamiento aplicado es *gearless*, lo que significa que no utiliza cajas de cambio o engranajes para acomodar su velocidad a la requerida por la carga. En su lugar, el torque se aplica directamente al casco del molino, y la velocidad, junto con otras variables de interés, se regulan a través de un cicloconvertidor, el cual es controlado de forma remota. En la figura 2.4 se puede visualizar el molino SAG en estudio.



Figura 2.4: Molino SAG de la planta concentradora de Codelco, División Chuquicamata.

Las características de este motor de doble estator se pueden apreciar en la tabla 2.2. Este motor constructivamente no presenta devanado amortiguador, sin embargo, las espiras del devanado de campo fueron forjadas en barras de cobre de gran tamaño, lo que genera un efecto amortiguador en el comportamiento eléctrico.

Datos generales	
Potencia	8210 [kW]
Factor de potencia	0,95 (inductivo)
Ángulo de carga	24,74 °
Velocidad nominal	10,24 [RPM]
Velocidad máxima	10,92 [RPM]
Velocidad crítica	13,6 [RPM]
Frecuencia nominal	6,144 [Hz]
Número de polos	72
Datos de estator	
Tensión nominal	2000 [V]
Corriente nominal (por estator)	1270 [A]
Conexión	Estrella flotante
Desfase entre estatores	30 °
Datos de rotor	
Tensión de excitación	222 [V]
Corriente de excitación	544 [A]
Datos mecánicos	
Torque nominal	7656 [kNm]
Torque máximo en la partida	9953 [kNm]

Tabla 2.2: Datos generales del motor sincrónico de doble estator bajo estudio.

En cuanto a las características de alimentación, la máquina es alimentada a través de dos sistemas de cicloconvertidores trifásicos sin corriente circulante, los cuales están conectados a una red trifásica de 1161 [V]. Cada uno de estos sistemas de cicloconvertidores alimenta un estator de la máquina. El sistema de alimentación se encuentra representado en la figura 2.5.

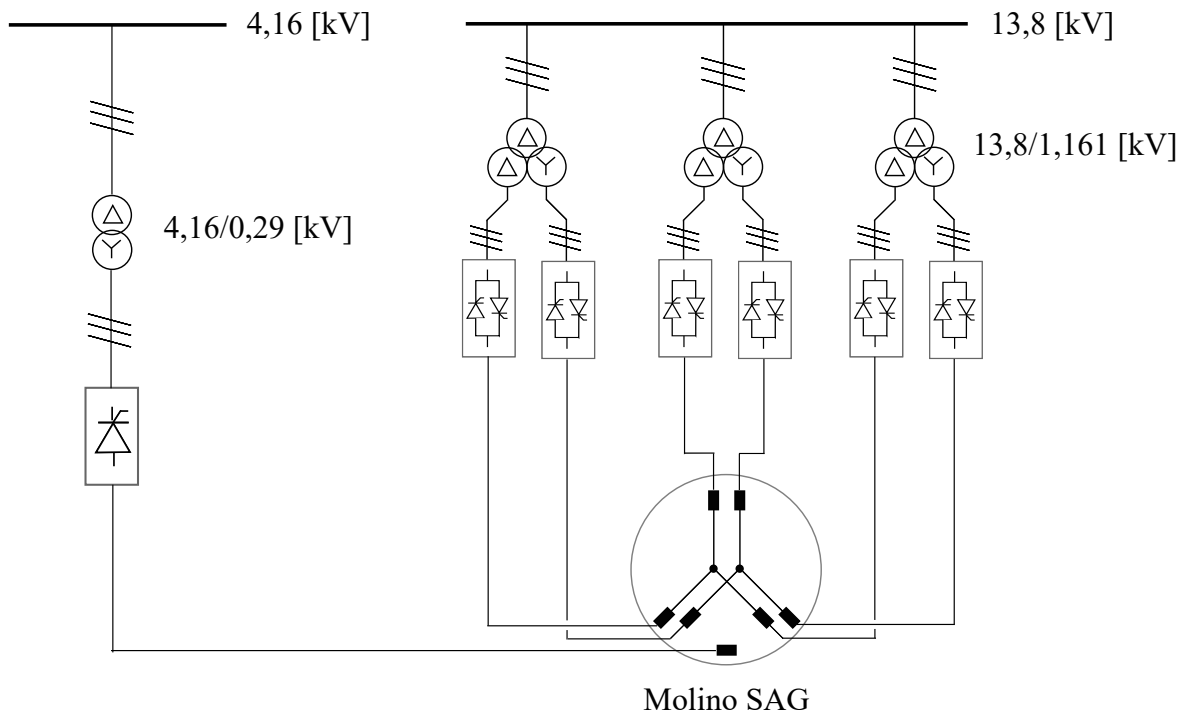


Figura 2.5: Sistema de alimentación de la máquina de doble estator.

Capítulo 3

Marco teórico

Este capítulo reúne los aspectos teóricos fundamentales y las definiciones clave que sustentan el presente trabajo. A lo largo de este apartado se establecerán las bases necesarias para comprender tanto el análisis técnico como las soluciones propuestas en el desarrollo de esta investigación.

El capítulo se divide en cuatro secciones principales, cada una abordando un tema esencial para el correcto entendimiento del sistema estudiado. La primera sección se centra en el modelamiento matemático de la máquina sincrónica de doble estator. Se deducirán las ecuaciones que describen su comportamiento electromecánico, abarcando tanto los fenómenos eléctricos como los mecánicos que intervienen en su operación.

La segunda sección presenta una revisión del cicloconvertidor, explicando su principio de funcionamiento, sus características técnicas y los parámetros que deben controlarse para asegurar su operación adecuada.

En la tercera sección se trata la modelación de la carga mecánica asociada al proceso de molienda, o conminución, que ocurre en el molino SAG.

La cuarta sección se enfoca en el control vectorial o por campo orientado, un método de control que permite regular de manera precisa las variables del sistema eléctrico y mecánico. En esta sección, se explicará el principio de funcionamiento del control vectorial y los pasos necesarios para ajustar los controladores del mismo. Además, se presentará el diagrama de bloques que representa el sistema de accionamiento, proporcionando una visión clara de cómo se estructura el control.

3.1. Modelo matemático de una máquina sincrónica de doble estator

En la figura 3.1 se presenta el esquema de una máquina sincrónica de doble estator. En la figura se presentan dos juegos de devanados, denominados abc y xyz, donde cada uno representa un estator. Se toma como referencia la fase a del primer estator. Además, se aprecia un desplazamiento espacial del estator xyz respecto al estator abc, el cual se denomina ε .

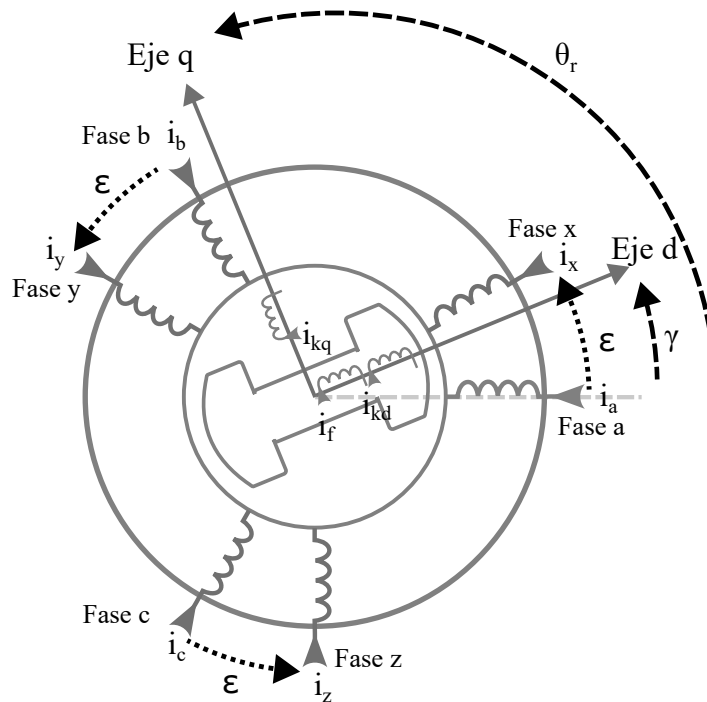


Figura 3.1: Esquema de una máquina de doble estator

Esta configuración de dos estatores presenta un mejor desempeño en términos de eficiencia, disminuyendo el *ripple* del torque, según [4]. Por otro lado, al ser una estructura redundante, el sistema tiene la capacidad de seguir operando en caso de que ocurra una falla en alguno de los dos estatores. Además, cuenta con una mayor capacidad de potencia, al poder ser alimentado por diferentes sistemas de alimentación, los cuales representan una gran ventaja, ya que pueden mitigar la sobrecarga de los sistemas eléctricos de potencia.

Habitualmente para medir la posición del rotor con respecto a la fase a, se utiliza el ángulo γ , que es el ángulo eléctrico entre la fase a y el eje directo, denominado eje “d”. Sin embargo, dado que el estudio [5] se utiliza como base para obtener las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico del sistema, se usará como ángulo de medición el denominado θ_r , que es el ángulo entre la fase a y el eje en cuadratura del rotor, denominado eje “q”. Las expresiones que se presentarán a

continuación son equivalentes si se desea utilizar el ángulo γ , mediante el cambio de variable mostrado en (3.1).

$$\theta_r = \gamma + \frac{\pi}{2} \quad (3.1)$$

Por último, en el esquema se puede visualizar que el rotor presenta el devanado de campo, denominado “ f ”, y los devanados de la jaula, ya descompuestos en los ejes d y q , los cuales se denominan “ kd ” y “ kq ”, respectivamente.

Obtención de inductancias

Según [6] las expresiones generales para las inductancias propias del estator se expresan en la ecuación (3.2). Las inductancias mutuas entre devanados del mismo estator se visualizan en la ecuación (3.3) y las inductancias mutuas que existen entre devanados de diferentes estatores se representan en la ecuación (3.4). En estas ecuaciones se simboliza una fase genérica en el estator como α , y se analiza su acoplamiento con respecto a otra fase genérica en el estator, simbolizado como β . Asimismo, se denominan los ángulos que tienen estos devanados con respecto a la fase a como θ_α y θ_β , respectivamente.

Para obtener las expresiones de las inductancias mutuas entre devanados de los dos estatores, se debe considerar la inductancia de acoplamiento que existe por compartir el mismo yugo. Puesto que la distribución de las bobinas es uniforme, se supone que $L_{m,ax} = L_{m,by} = L_{m,cz}$, $L_{m,ay} = L_{m,bz} = L_{m,cx}$, $L_{m,az} = L_{m,bx} = L_{m,cy}$, donde estas inductancias corresponden a las inductancias de acoplamiento entre las fases del primer estator y las fases del segundo estator. Por ejemplo, la inductancia $L_{m,ax}$ corresponde a la inductancia mutua entre la fase a y la fase x .

$$L_{\alpha,\alpha} = L_1 - L_2 \cos(2\theta_r - 2\theta_\alpha) + L_{l,s} \quad (3.2)$$

$$L_{\alpha,\beta} = L_1 \cos(\theta_\beta - \theta_\alpha) - L_2 \cos(2\theta_r - \theta_\beta - \theta_\alpha) \quad (3.3)$$

$$L_{\alpha,\beta} = L_1 \cos(\theta_\beta - \theta_\alpha) - L_2 \cos(2\theta_r - \theta_\beta - \theta_\alpha) + L_{l,\alpha,\beta} \quad (3.4)$$

Donde el parámetro L_1 representa el valor medio de la inductancia propia de fase del estator, mientras que el parámetro L_2 corresponde a la magnitud de la variación de la inductancia propia con respecto a su valor medio [7]. Por otra parte, el parámetro $L_{l,s}$ representa la inductancia de dispersión de los devanados del estator.

Para las inductancias de acoplamiento entre los devanados del estator y los devanados del rotor, se tienen las expresiones (3.5) para la inductancia mutua entre un devanado del estator y el devanado

de campo, (3.6) para la inductancia de acoplamiento entre un devanado del estator y el devanado de la jaula en el eje d, y la expresión (3.7) para la inductancia mutua entre un devanado del estator y el devanado de la jaula en el eje q.

$$L_{\alpha,f} = L_{s,f} \sin(\theta_r - \theta_\alpha) \quad (3.5)$$

$$L_{\alpha,kd} = L_{s,kd} \sin(\theta_r - \theta_\alpha) \quad (3.6)$$

$$L_{\alpha,kq} = L_{s,kq} \cos(\theta_r - \theta_\alpha), \quad (3.7)$$

donde $L_{s,f}$ corresponde a la inductancia de acoplamiento entre el rotor y el estator cuando ambos están alineados, expresada de la siguiente forma:

$$L_{s,f} = \frac{N_f f_{df}}{N_1 f_{d1}} (L_1 + L_2), \quad (3.8)$$

donde N_f y N_1 representan el número de vueltas de los devanados de campo y del estator, respectivamente, mientras que f_{df} y f_{d1} corresponden a los factores de devanado del campo y del estator.

Las inductancias $L_{s,kd}$ y $L_{s,kq}$ corresponden a una idealización del efecto de la jaula amortiguadora, representada mediante una distribución equivalente de dos devanados ficticios que forman bobinas cortocircuitadas en los ejes d y q , respectivamente.

Finalmente, las inductancias propias para los devanados del rotor se obtienen en las expresiones (3.9) para el devanado de campo, (3.10) para la inductancia de la jaula en el eje d y (3.11) para la inductancia de la jaula en el eje q.

$$L_{f,f} = L_{l,f} + L_{md} \quad (3.9)$$

$$L_{kd,kd} = L_{l,kd} + L_{md} \quad (3.10)$$

$$L_{kq,kq} = L_{l,kq} + L_{mq}, \quad (3.11)$$

donde las inductancias L_{md} y L_{mq} corresponden a las inductancias magnetizantes en los ejes d y q, respectivamente.

Con el desarrollo anterior, se puede formar la matriz de flujo magnético enlazado, como se visualiza en la siguiente ecuación.

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{abc} \\ \Lambda_{xyz} \\ \Lambda_r \end{bmatrix} = \mathbf{L}(\theta_r) \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abc} \\ \mathbf{i}_{xyz} \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

donde las submatrices de flujos magnéticos de cada fase se definen en las siguientes matrices:

$$\Lambda_{abc} = \begin{bmatrix} \lambda_a & \lambda_b & \lambda_c \end{bmatrix}^T \quad (3.13)$$

$$\Lambda_{xyz} = \begin{bmatrix} \lambda_x & \lambda_y & \lambda_z \end{bmatrix}^T \quad (3.14)$$

$$\Lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_f & \lambda_{kd} & \lambda_{kq} \end{bmatrix}^T \quad (3.15)$$

donde λ_a , λ_b y λ_c corresponden a los flujos magnéticos enlazados por los devanados de las fases a , b y c respectivamente. Del mismo modo λ_x , λ_y y λ_z son los flujos magnéticos enlazados por los devanados de las fases x , y y z .

Las corrientes de cada fase están definidas de la siguiente manera

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T \quad (3.16)$$

$$\mathbf{i}_{xyz} = \begin{bmatrix} i_x & i_y & i_z \end{bmatrix}^T \quad (3.17)$$

$$\mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_f & i_{kd} & i_{kq} \end{bmatrix}^T \quad (3.18)$$

y la matriz de inductancias

$$\mathbf{L}(\theta_r) = \begin{bmatrix} L_{a,a} & L_{a,b} & L_{a,c} & L_{a,x} & L_{a,y} & L_{a,z} & L_{a,f} & L_{a,kd} & L_{a,kq} \\ L_{b,a} & L_{b,b} & L_{b,c} & L_{b,x} & L_{b,y} & L_{b,z} & L_{b,f} & L_{b,kd} & L_{b,kq} \\ L_{c,a} & L_{c,b} & L_{c,c} & L_{c,x} & L_{c,y} & L_{c,z} & L_{c,f} & L_{c,kd} & L_{c,kq} \\ L_{x,a} & L_{x,b} & L_{x,c} & L_{x,x} & L_{x,y} & L_{x,z} & L_{x,f} & L_{x,kd} & L_{x,kq} \\ L_{y,a} & L_{y,b} & L_{y,c} & L_{y,x} & L_{y,y} & L_{y,z} & L_{y,f} & L_{y,kd} & L_{y,kq} \\ L_{z,a} & L_{z,b} & L_{z,c} & L_{z,x} & L_{z,y} & L_{z,z} & L_{z,f} & L_{z,kd} & L_{z,kq} \\ L_{f,a} & L_{f,b} & L_{f,c} & L_{f,x} & L_{f,y} & L_{f,z} & L_{f,f} & L_{f,kd} & 0 \\ L_{kd,a} & L_{kd,b} & L_{kd,c} & L_{kd,x} & L_{kd,y} & L_{kd,z} & L_{kd,f} & L_{kd,kd} & 0 \\ L_{kq,a} & L_{kq,b} & L_{kq,c} & L_{kq,x} & L_{kq,y} & L_{kq,z} & 0 & 0 & L_{kq,kq} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

De este desarrollo se expresa el modelo matemático para el comportamiento dinámico eléctrico de la máquina de doble estator para variables de fase:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{abc} \\ \mathbf{v}_{xyz} \\ \mathbf{v}_r \end{bmatrix} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abc} \\ \mathbf{i}_{xyz} \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Lambda_{abc} \\ \Lambda_{xyz} \\ \Lambda_r \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

donde

$$\mathbf{v}_{abc} = [v_a, v_b, v_c]^T \quad (3.21)$$

$$\mathbf{v}_{xyz} = [v_x, v_y, v_z]^T \quad (3.22)$$

$$\mathbf{v}_r = [v_f, v_{kd}, v_{kq}]^T \quad (3.23)$$

y \mathbf{R} corresponde a la matriz diagonal de la resistencia de cada devanado representado en la expresión (3.24).

$$\mathbf{R} = \text{diag}(r_a, r_b, r_c, r_x, r_y, r_z, r_f, r_{kd}, r_{kq}) \quad (3.24)$$

Modelo dinámico de la máquina sincrónica en coordenadas de Park

Para obtener un modelo sencillo de analizar y, por lo tanto, de simular, convencionalmente se transforman las variables de fase del estator a variables en un sistema de coordenadas fijo al rotor. Para realizar esta transformación, se utiliza la matriz de transformación $\mathbf{C}(\theta_r)$

$$\mathbf{C}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \mathbf{T}(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{T}(\theta_r - \varepsilon) & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

donde $\mathbf{I}_{3 \times 3}$ representa la matriz identidad, mientras que la matriz $\mathbf{T}(\theta_r)$ es la denominada transformación de Park:

$$\mathbf{T}(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

A través de la transformación de Park se puede transformar las variables del primer estator (abc) a variables en un sistema de coordenadas en cuadratura fijas al rotor, como se muestran en las expresiones (3.27), (3.28) y (3.29). Estas coordenadas serán denominadas “d1” y “q1” y se agregan las variables de secuencia cero de este estator con el sufijo “01” .

$$\mathbf{v}_{qd0,s1} = \mathbf{T}_{qd0}(\theta_r)\mathbf{v}_{abc} \quad (3.27)$$

$$\mathbf{i}_{qd0,s1} = \mathbf{T}_{qd0}(\theta_r)\mathbf{i}_{abc} \quad (3.28)$$

$$\mathbf{\Lambda}_{qd0,s1} = \mathbf{T}_{qd0}(\theta_r)\mathbf{\Lambda}_{abc}, \quad (3.29)$$

donde:

$$\mathbf{v}_{qd0,s1} = \begin{bmatrix} v_{q1}, & v_{d1}, & v_{01} \end{bmatrix}^T \quad (3.30)$$

$$\mathbf{i}_{qd0,s1} = \begin{bmatrix} i_{q1}, & i_{d1}, & i_{01} \end{bmatrix}^T \quad (3.31)$$

$$\mathbf{\Lambda}_{qd0,s1} = \begin{bmatrix} \lambda_{q1}, & \lambda_{d1}, & \lambda_{01} \end{bmatrix}^T \quad (3.32)$$

Por otro lado, para las variables del segundo estator (xyz), nuevamente se utiliza la transformación de Park como $\mathbf{T}(\theta_r - \varepsilon)$ y se definen las expresiones como se visualizan en las ecuaciones (3.33), (3.34) y (3.35), y estas estarán de acuerdo a un sistema de coordenadas denominado “d2” y “q2” y de el mismo modo se denomina las variables de secuencia cero de este estator con el sufijo “02”.

$$\mathbf{v}_{qd0,s2} = \mathbf{T}(\theta_r - \varepsilon)\mathbf{v}_{xyz} \quad (3.33)$$

$$\mathbf{i}_{qd0,s2} = \mathbf{T}(\theta_r - \varepsilon)\mathbf{i}_{xyz} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{\Lambda}_{qd0,s2} = \mathbf{T}(\theta_r - \varepsilon)\mathbf{\Lambda}_{xyz} \quad (3.35)$$

Donde:

$$\mathbf{v}_{qd0,s2} = \begin{bmatrix} v_{q2}, & v_{d2}, & v_{02} \end{bmatrix}^T \quad (3.36)$$

$$\mathbf{i}_{qd0,s2} = \begin{bmatrix} i_{q2}, & i_{d2}, & i_{02} \end{bmatrix}^T \quad (3.37)$$

$$\mathbf{\Lambda}_{qd0,s2} = \begin{bmatrix} \lambda_{q2}, & \lambda_{d2}, & \lambda_{02} \end{bmatrix}^T \quad (3.38)$$

Como se puede apreciar en las expresiones anteriores, se tienen dos sistemas de coordenadas fijas al rotor, las cuales se distinguen por el sufijo 1 para el juego de bobinas abc o el primer estator, y el sufijo 2 para el juego de bobinas xyz o el segundo estator.

Aplicando la matriz de transformación $\mathbf{C}(\theta_r)$ en la expresión (3.20), se obtiene el sistema matricial expresado en la ecuación (3.39).

$$\begin{bmatrix} v_{qd01} \\ v_{qd02} \\ v_r \end{bmatrix} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} i_{qd01} \\ i_{qd02} \\ i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{W} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{W} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qd01} \\ \lambda_{qd02} \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{qd01} \\ \lambda_{qd02} \\ \lambda_r \end{bmatrix}, \quad (3.39)$$

donde \mathbf{W} representa la matriz de velocidad rotórica:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

y los flujos magnéticos enlazados son:

$$\lambda_{q1} = L_{l1}i_{q1} + L_{lm}(i_{q1} + i_{q2}) - L_{lqd}i_{d2} + \lambda_{mq} \quad (3.41)$$

$$\lambda_{mq} = L_{mq}(i_{q1} + i_{q2} + i_{kq}) \quad (3.42)$$

$$\lambda_{d1} = L_{l1}i_{d1} + L_{lm}(i_{d1} + i_{d2}) + L_{lqd}i_{q2} + \lambda_{md} \quad (3.43)$$

$$\lambda_{md} = L_{md}(i_{d1} + i_{d2} + i_f) \quad (3.44)$$

$$\lambda_{01} = L_{ls}i_{01} + (L_{lax} + L_{lay} + L_{laz})i_{02} \quad (3.45)$$

$$\lambda_{q2} = L_{l1}i_{q2} + L_{lm}(i_{q1} + i_{q2}) - L_{lqd}i_{d1} + \lambda_{mq} \quad (3.46)$$

$$\lambda_{d2} = L_{l1}i_{d2} + L_{lm}(i_{d1} + i_{d2}) + L_{lqd}i_{q1} + \lambda_{md} \quad (3.47)$$

$$\lambda_{02} = L_{ls}i_{02} + (L_{lax} + L_{lay} + L_{laz})i_{01} \quad (3.48)$$

$$\lambda_f = \lambda_{md} + L_{lf}i_f \quad (3.49)$$

$$\lambda_{kd} = \lambda_{md} + L_{lkd}i_{kd} \quad (3.50)$$

$$\lambda_{kq} = \lambda_{mq} + L_{lkq}i_{kq} \quad (3.51)$$

Las inductancias L_{lm} y L_{lqd} corresponden a las inductancias de acoplamiento entre estatores y tienen las expresiones:

$$L_{lm} = L_{lax} \cos \varepsilon + L_{lay} \cos \left(\varepsilon + \frac{2\pi}{3} \right) + L_{laz} \cos \left(\varepsilon - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.52)$$

$$L_{lqd} = L_{lax} \sin \varepsilon + L_{lay} \sin \left(\varepsilon + \frac{2\pi}{3} \right) + L_{laz} \sin \left(\varepsilon - \frac{2\pi}{3} \right), \quad (3.53)$$

y de este modo se define:

$$L_{l1} = L_{sl} - L_{lm} \quad (3.54)$$

Ecuaciones dinámicas del motor

Del desarrollo anterior se obtienen las ecuaciones que rigen el comportamiento eléctrico de la máquina sincrónica de doble estator a través de las ecuaciones de tensión expresadas a continuación:

$$v_{q1} = r_s i_{q1} + \frac{d\lambda_{q1}}{dt} + \lambda_{d1} \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.55)$$

$$v_{d1} = r_s i_{d1} + \frac{d\lambda_{d1}}{dt} - \lambda_{q1} \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.56)$$

$$v_{01} = r_s i_{01} + \frac{d\lambda_{01}}{dt} \quad (3.57)$$

$$v_{q2} = r_s i_{q2} + \frac{d\lambda_{q2}}{dt} + \lambda_{d2} \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.58)$$

$$v_{d2} = r_s i_{d2} + \frac{d\lambda_{d2}}{dt} - \lambda_{q2} \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.59)$$

$$v_{02} = r_s i_{02} + \frac{d\lambda_{02}}{dt} \quad (3.60)$$

$$v_f = r_f i_f + \frac{d\lambda_f}{dt} \quad (3.61)$$

$$v_{kd} = r_{kd} i_{kd} + \frac{d\lambda_{kd}}{dt} \quad (3.62)$$

$$v_{kq} = r_{kq} i_{kq} + \frac{d\lambda_{kq}}{dt} \quad (3.63)$$

A través de estas expresiones se puede construir el circuito equivalente de la máquina sincrónica de doble estator, como se muestra en la figura 3.2.

Es necesario mencionar algunas consideraciones adoptadas durante el desarrollo del modelo eléctrico de la máquina sincrónica de doble estator, con el fin de asegurar un uso adecuado de este modelo. En primer lugar, se realiza el supuesto de que todos los parámetros y variables están referenciados al primer estator a través del número de vueltas de los devanados. Además, se consideró que el flujo magnético es lineal y los efectos de saturación son despreciables. En segundo lugar, se incluye el

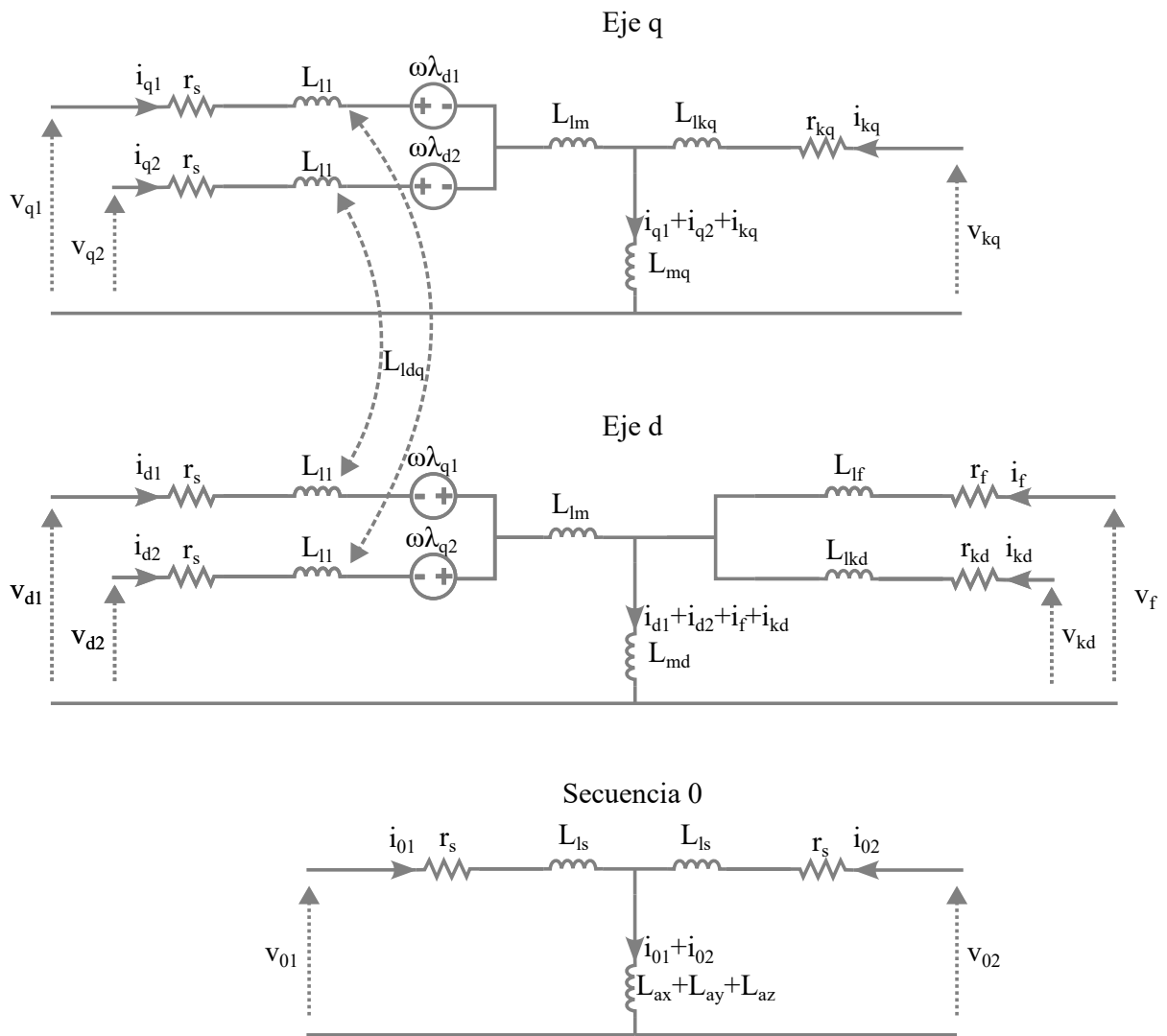


Figura 3.2: Circuito equivalente de una máquina de doble estator en coordenadas dq0

efecto de acoplamiento entre los devanados del estator, especificándolo como acoplamiento entre los dos estatores. No obstante, es posible despreciar este efecto, ya que, como se menciona en [4], no existe acoplamiento aparente en máquinas con doble estator. Finalmente, es importante recalcar que este modelo matemático de la máquina sincrónica no representa de manera exacta el comportamiento de las variables del rotor, especialmente la corriente de campo, debido al supuesto de una inductancia mutua común entre el estator y el rotor. Sin embargo, el circuito equivalente resultante describe correctamente el comportamiento dinámico de las variables eléctricas en el estator.

El torque ejercido por la máquina está definido por:

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_{d1}i_{q1} - \lambda_{q1}i_{d1} + \lambda_{d2}i_{q2} - \lambda_{q2}i_{d2}), \quad (3.64)$$

donde p corresponde al número de pares de polos de la máquina.

Considerando que el torque eléctrico producido para una máquina sincrónica es generado por el flujo magnético mutuo, la ecuación (3.64) se puede expresar de la forma

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_{md}(i_{q1} + i_{q2}) - \lambda_{mq}(i_{d1} + i_{d2})). \quad (3.65)$$

A lo anterior se debe agregar la ecuación de equilibrio mecánico considerando una referencia fuente en la cadena cinemática. Esta relación está dada por la ecuación

$$T_e - T_l - T_r = J \frac{d}{dt} \omega_m(t), \quad (3.66)$$

donde T_l es el torque de carga, T_r es el torque de roce, y ω_m es la velocidad mecánica del rotor, dada por $\omega_m = \frac{1}{p} \frac{d\omega}{dt}$.

A través de estas ecuaciones se forma un sistema que define el comportamiento electromecánico del sistema del molino.

3.2. Funcionamiento de un cicloconvertidor

El accionamiento del molino requiere operar a bajas velocidades, ya que las condiciones óptimas de conminución se alcanzan en rangos de velocidad reducidos. Adicionalmente, debido a los elevados requerimientos de torque, se generan altas corrientes circulantes en el sistema, lo que impone exigencias significativas sobre la electrónica de potencia, la cual debe ser capaz de soportar dichas corrientes y operar con alta eficiencia.

En este contexto, se seleccionó un cicloconvertidor trifásico sin corriente circulante como sistema de accionamiento. Este tipo de convertidor, al estar compuesto por tiristores, los cuales son dispositivos

adecuados para manejar corrientes elevadas, cumple con los requerimientos de robustez necesarios para el accionamiento del molino. Además, al ser un convertidor de frecuencia del tipo AC-AC, el cicloconvertidor prescinde de etapas intermedias de conversión, como la rectificación y posterior inversión requeridas en los variadores de frecuencia convencionales. Esta característica permite una conversión directa de la energía, lo que se traduce en una mayor eficiencia del sistema de accionamiento.

Lógica de operación

El cicloconvertidor trifásico utilizado puede observarse en el sistema de alimentación de los motores mostrado en la figura 2.5, donde se representa mediante cajas ubicadas aguas abajo de los transformadores trifásicos y previo a la conexión con la máquina. La topología de cada modulo que alimenta una fase de la máquina corresponde a convertidores tipo puente dual de seis pulsos, compuestos por doce tiristores en total. Esta configuración se detalla en la figura 3.3 [8].

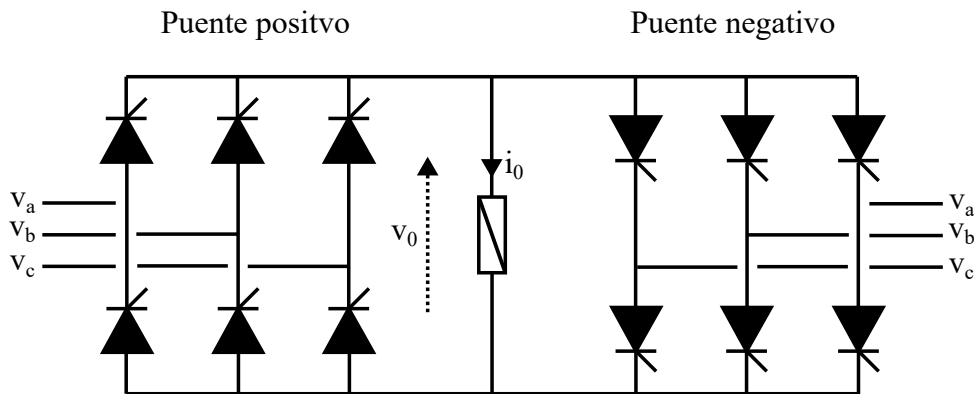


Figura 3.3: Topología de un cicloconvertidor de seis pulsos

La ecuación que caracteriza la tensión de salida media del puente positivo se muestra en la ecuación (3.67), mientras que la tensión media de salida del puente negativo está dada por la ecuación (3.68).

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{V}_{red} \cos \alpha_p \quad (3.67)$$

$$V_o = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{V}_{red} \cos \alpha_n \quad (3.68)$$

donde \hat{V}_{red} es el valor pico de la tensión de la red. Por otro lado, los ángulos de disparo cumplen la condición:

$$\alpha_p + \alpha_n = \pi. \quad (3.69)$$

De estas ecuaciones se observa que existe un comportamiento sinusoidal en la tensión de salida en la carga, controlado por el ángulo de disparo. Esta característica se aprovecha para generar señales sinusoidales en la salida del cicloconvertidor, ajustando adecuadamente el ángulo de disparo. Para ello, es necesario que la frecuencia de la señal de salida del cicloconvertidor sea como máximo aproximadamente un 15 % de la frecuencia de la red. Esto es debido a la condición de rectificación que debe cumplir el equipo para realizar una señal óptima en la salida.

En la figura 3.4 se puede observar el oscilograma de la tensión y la corriente en la salida esperada para una carga R-L.

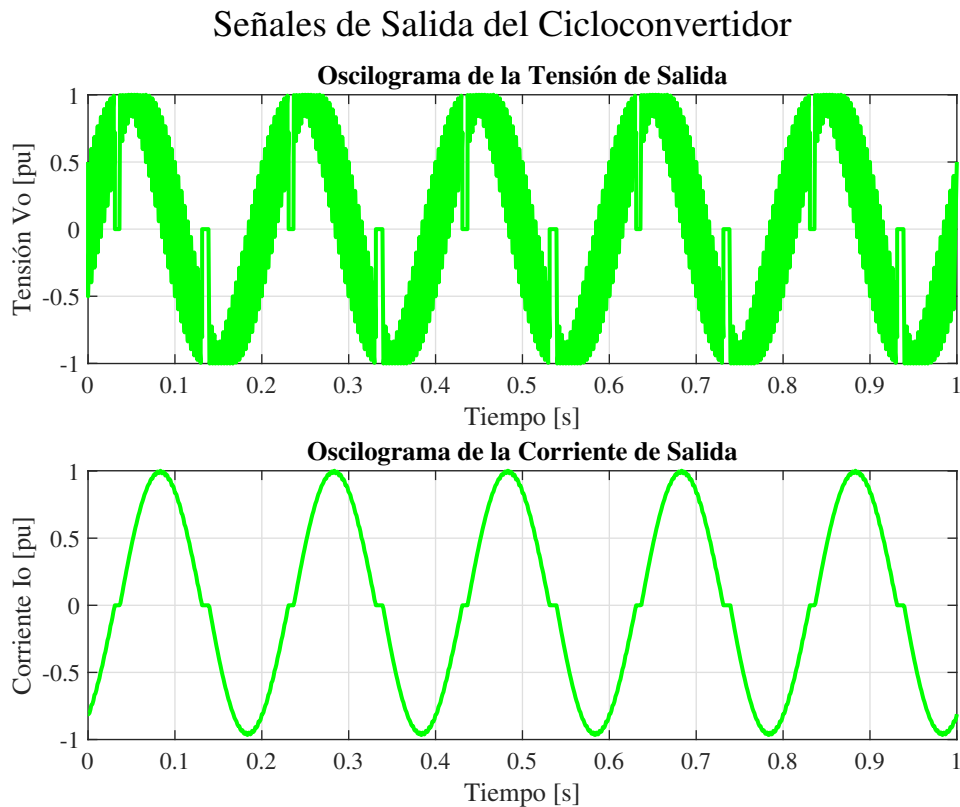


Figura 3.4: Tensión y corriente en la carga accionada por un cicloconvertidor

En la figura 3.4 se observa la forma de onda de la tensión y corriente en la carga accionada por un cicloconvertidor. La señal de tensión presenta un notable *ripple*, característico del modo de conmutación de los tiristores, cuya operación genera armónicos con una frecuencia seis veces mayor que la frecuencia fundamental de la red. No obstante, es posible identificar una componente

fundamental de forma sinusoidal, cuya frecuencia corresponde a la señal de referencia impuesta al sistema.

Por otro lado, la corriente en la carga presenta una forma de onda mucho más suave, con un *ripple* prácticamente imperceptible. Esto se debe al efecto de la inductancia de la carga, que filtra las componentes de alta frecuencia y suaviza las variaciones rápidas de la tensión. Este comportamiento también se observa en máquinas eléctricas, las cuales, debido a su naturaleza altamente inductiva, atenúan significativamente los efectos transitorios presentes en la señal de tensión.

Tiempo de seguridad

Un aspecto clave en la operación de un cicloconvertidor sin corriente circulante es el cambio de operación entre el puente positivo y el negativo, y viceversa, el cual depende de la polaridad de la corriente en el instante en que está operando. Esto es necesario, ya que ambos puentes no pueden operar simultáneamente; de lo contrario, ocurriría un cortocircuito en el sistema, aunque los ángulos de disparo α_p y α_n siempre son controlados, por lo que se debe diseñar una lógica que habilite la operación de cada puente.

Esta lógica es sencilla: el puente positivo se habilitará cuando la medición de la corriente sea positiva, lo que permitirá el envío de los pulsos de disparo a los terminales “Gates” de los tiristores de este puente. El mismo principio aplica para el puente negativo, el cual se habilitará cuando la corriente medida tenga polaridad negativa.

Sin embargo, la lógica antes mencionada presenta un problema: no es posible realizar un cambio instantáneo entre la operación de los puentes, ya que podría producirse una operación indebida de un tiristor en el puente que esté operando en ese momento, causando un cortocircuito. Por este motivo, se debe agregar un tiempo de seguridad t_{seg} , el cual inhabilita ambos puentes cada vez que se detecta que la corriente pasa por cero.

En la figura 3.5 se puede visualizar el comportamiento de las señales con el tiempo de seguridad.

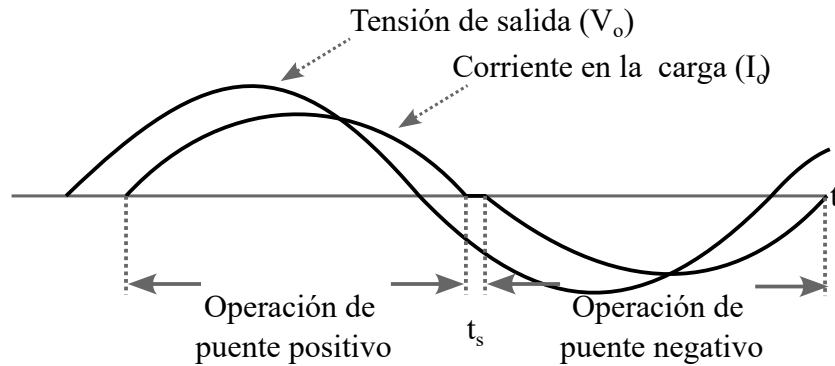


Figura 3.5: Representación del tiempo de seguridad en la operación de un cicloconvertidor

3.3. Modelo de torque de carga de un molino SAG

La obtención de un modelo determinístico del comportamiento dinámico de los requerimientos de potencia y, por ende, de los requerimientos de torque que presenta un molino SAG, es una tarea sumamente compleja, debido a la gran cantidad de variables que influyen en el movimiento del material dentro del molino. Un ejemplo de esto es el revestimiento interno del molino, el cual se desgasta por la acción de la abrasión del material, al caer contra el casco del molino. Este desgaste es sumamente difícil de predecir con certeza y es un factor clave en la dinámica del material. Sin embargo, en los últimos años se han desarrollado modelos aproximados que intentan estimar la potencia de los molinos. Aunque estos modelos no son exactos, serán fundamentales para representar la dinámica electromecánica del molino en este estudio. Para ello, es necesario primero definir algunos conceptos y variables clave utilizados ampliamente en el ámbito de la ingeniería metalúrgica.

Velocidad crítica

La velocidad crítica, denotada como N_c , corresponde a la velocidad a la cual una bola de acero no desliza en la pared interna del molino.

En la figura 3.6 se puede observar un esquema que muestra un corte transversal de un molino girando con una esfera de acero en su interior.

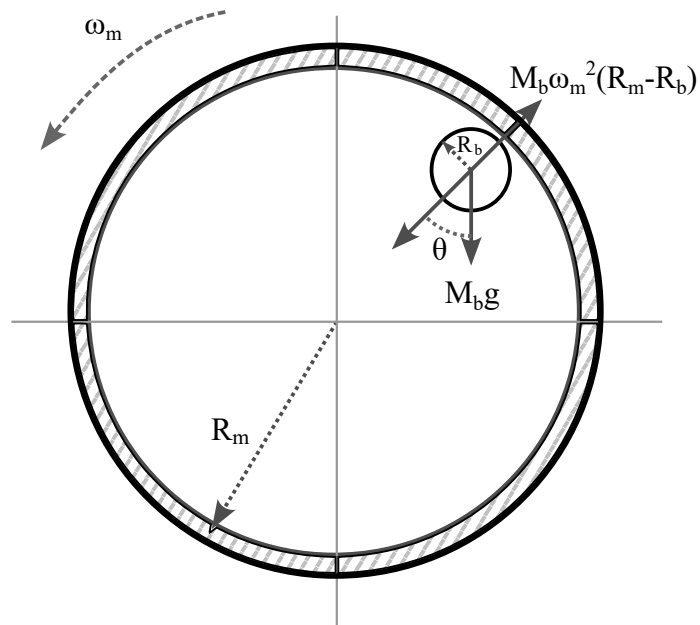


Figura 3.6: Esquema de una esfera de acero en un molino giratorio

De la ecuación de equilibrio mecánico se obtiene la siguiente relación:

$$M_b g = M_b \omega_m^2 (R_m - R_b) \cos \theta \quad (3.70)$$

De esta ecuación, se puede obtener:

$$\omega_m = \sqrt{\frac{g}{\cos \theta (R_m - R_b)}} \quad (3.71)$$

donde:

- M_b : masa de la bola.
- g : aceleración de la gravedad.
- ω_m : velocidad mecánica angular.
- R_m : radio del molino.
- R_b : radio de la bola.

Considerando el punto crítico en el que la bola está en la posición más alta del molino, es decir, cuando $\theta = 0$, la expresión para la velocidad angular crítica se convierte en:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g}{(R_m - R_b)}} \quad (3.72)$$

En un molino SAG, el diámetro del casco es mucho mayor que el diámetro de las bolas en su interior, por lo que se puede considerar que $R_b \ll R_m$. Bajo esta suposición, la expresión para la velocidad crítica teórica en un molino SAG, expresada en rpm, es:

$$N_c = \frac{60}{2\pi} \sqrt{\frac{g}{R_m}} \quad (3.73)$$

Esta velocidad crítica es un valor teórico de referencia, ya que en la práctica existen variables como el rozamiento o la forma del revestimiento que reducen notablemente este valor. Sin embargo, es común expresar la velocidad del molino como una fracción ϕ normalizada respecto a este valor crítico:

$$\phi = \frac{N_{\text{operación}}}{N_c} \quad (3.74)$$

Análisis de carga

En la figura 3.7 se puede observar la representación de un corte transversal del molino, el cual contiene carga en su interior. Esta carga está compuesta por el mineral que se pretende conminuir, las bolas de acero (que son el material conminuyente) y fluidos líquidos, principalmente agua.

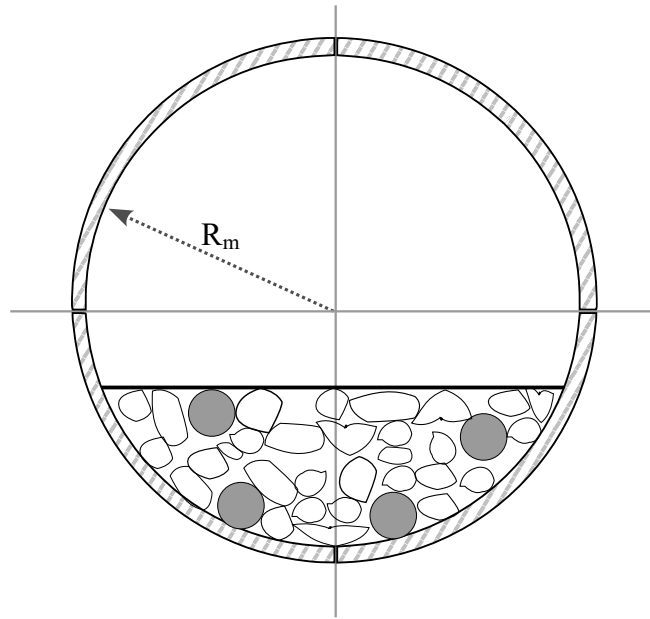


Figura 3.7: Vista de sección transversal de un molino SAG

La masa de la carga en el interior del molino se puede definir como

$$M_{\text{carga}} = M_m + M_b + M_{H_2O} \quad (3.75)$$

donde:

- M_m : masa del mineral dentro del molino.
- M_{H_2O} : masa del agua dentro del molino.
- M_b : masa de las bolas dentro del molino.

Habitualmente se relaciona la masa del mineral con la del agua a través de una variable auxiliar W_c :

$$W_c = \frac{M_{H_2O}}{M_m} \quad (3.76)$$

De modo que la ecuación (3.75) se puede expresar como:

$$M_{\text{carga}} = M_m(1 + W_c) + M_b \quad (3.77)$$

Sin embargo, se busca obtener la masa de la carga en función de variables estandarizadas en la industria. Para ello, se define el factor de llenado de carga del molino, expresado en la ecuación (3.78),

como la razón entre el volumen total de la carga y el volumen total del molino. Asimismo, se define el factor de llenado de bolas, expresado en la ecuación (3.79), como la razón entre el volumen ocupado por las bolas de acero dentro del molino y el volumen total del molino:

$$J_c = \frac{V_{c,\text{efectivo}}}{V_m} \quad (3.78)$$

$$J_b = \frac{V_{b,\text{efectivo}}}{V_m} \quad (3.79)$$

donde:

- V_m : volumen total del molino.
- $V_{c,\text{efectivo}}$: volumen ocupado por la carga.
- $V_{b,\text{efectivo}}$: volumen ocupado por las bolas.

Sin embargo, el volumen expresado para el factor de llenado corresponde a un volumen efectivo, es decir, considerando la porosidad de los elementos que forman espacios vacíos entre ellos y que aumentan el volumen percibido. Dado que se conoce de antemano el volumen de cada elemento junto con su porosidad, se prefiere trabajar con estas unidades. De este modo, los factores de llenado se expresan como:

$$J_c = \frac{V_c}{(1 - \varepsilon_c)V_m} \quad (3.80)$$

$$J_b = \frac{V_b}{(1 - \varepsilon_b)V_m} \quad (3.81)$$

donde las constantes ε_c y ε_b representan la porosidad del mineral y de las bolas, respectivamente. Habitualmente se considera un valor de 0,4 para la porosidad de las bolas.

De esta forma se puede reescribir la ecuación (3.77) en función de la densidad del mineral ρ_{\min} y la densidad de las bolas ρ_b :

$$M_{\text{carga}} = \rho_{\min}(V_c - V_b)(1 + W_c) + \rho_b V_b \quad (3.82)$$

Considerando los factores de llenado de las ecuaciones (3.80) y (3.81), la ecuación se reescribe como:

$$M_{\text{carga}} = [V_{\text{mol}}(1 - \varepsilon_c)\rho_{\min}(1 + W_c)]J_c + [V_{\text{mol}}(1 - \varepsilon_b)(\rho_b - \rho_{\min}(1 + W_c))]J_b \quad (3.83)$$

De este modo, se puede obtener la masa de la carga en función del factor de llenado de carga y de bolas, y de los parámetros característicos de cada uno.

Radio del centro de masa en sección circular

Uno de los modelos teóricos para representar el comportamiento de los requerimientos de torque en el sistema es el modelo de carga de sección circular. Este modelo se basa en representar el “riñón de carga” como una porción de la sección transversal del molino, como se muestra en la figura 3.10. Se considera que la carga es homogénea y no se deforma en función de la velocidad de giro.

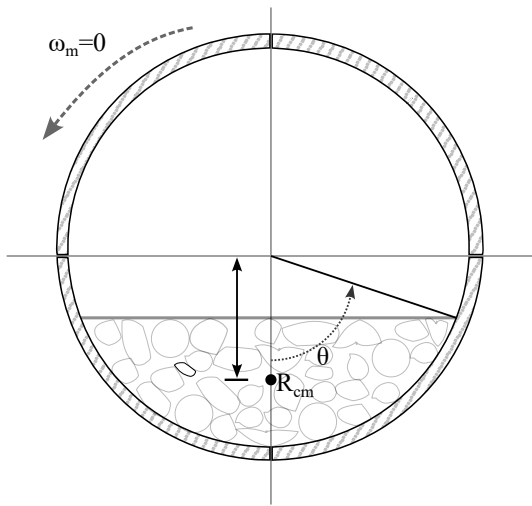


Figura 3.8: Vista del riñón de carga con el molino detenido.

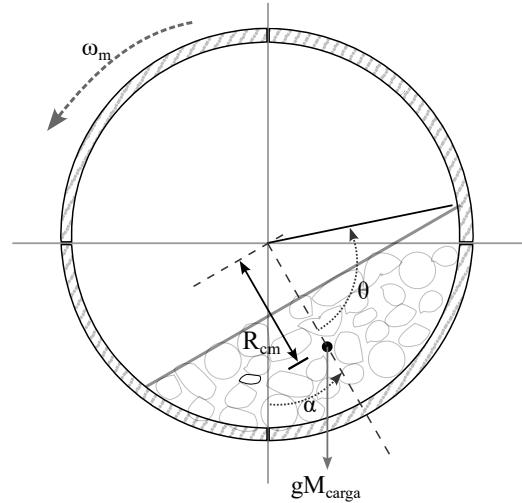


Figura 3.9: Vista del riñón de carga con el molino en movimiento.

Figura 3.10: Representación de la carga en el molino.

Es común representar el factor de llenado de carga de acuerdo al área que ocupa la carga en el molino, vista a través de un corte transversal, como se visualiza en la figura 3.11. Esto es posible considerando que el molino es simétrico axialmente. De este modo, el factor de carga se expresa como:

$$J_c = \frac{A_{\text{carga}}}{A_{\text{molino}}} \quad (3.84)$$

A través de relaciones geométricas y considerando el ángulo θ como el ángulo entre la horizontal y el punto de máximo llenado, se puede expresar el factor de llenado como

$$J_c = \frac{2\theta - \sin(2\theta)}{2\pi} \quad (3.85)$$

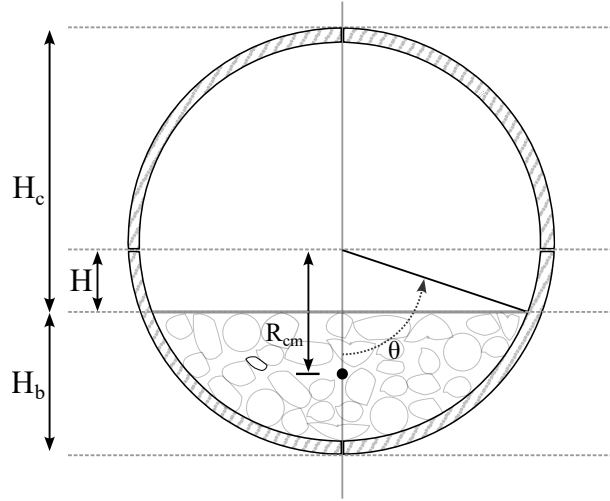


Figura 3.11: Vista del molino en un corte transversal.

Por otro lado, a partir de este modelo se obtiene el centro de masa de la carga, utilizando la definición de centro de masa en coordenadas polares:

$$R_{cm} = \frac{1}{\int \rho_{carga} ds} \int \rho_{carga} r ds, \quad (3.86)$$

donde, considerando la densidad de la carga como homogénea se puede determinar:

$$\int ds = \int_{-\theta}^{\theta} \int_{R_1(\varphi)}^R r dr d\varphi = \frac{R^2}{2} (2\theta - \sin(2\theta)) \quad (3.87)$$

y

$$\int r_x ds = \int_{-\theta}^{\theta} \int_{R_1(\varphi)}^R r^2 \cos(\varphi) dr d\varphi = \frac{2}{3} R^3 \sin^3(\theta) \quad (3.88)$$

De modo que el centro de masa de la carga se expresa como

$$R_{cm} = \frac{4}{3} R \frac{\sin^3(\theta)}{2\theta - \sin(2\theta)} \quad (3.89)$$

Estimador de torque de carga para el modelo de sección anular

Como se mencionó anteriormente, modelar el comportamiento dinámico de los requerimientos de potencia del sistema mediante ecuaciones cerradas es una tarea sumamente compleja, debido a la gran

cantidad de variables involucradas. Sin embargo, se han realizado aproximaciones experimentales, que permiten estimar el torque de carga.

En la figura 3.12 se muestra el molino en movimiento, pero esta vez modelando el “riñón de carga” como un sector anular. Este modelo proporciona una mejor representación del comportamiento real de la carga, ya que considera la presencia de material en caída libre que, en ese instante, no contribuye a la masa aparente del sistema.

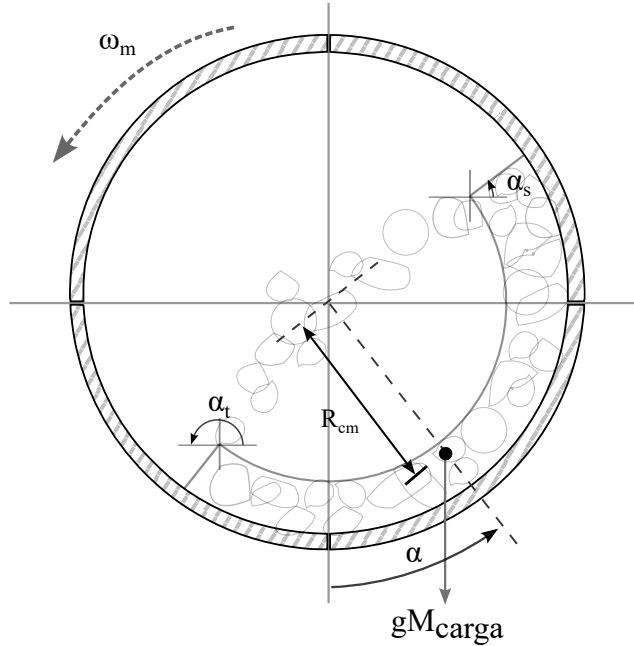


Figura 3.12: Modelo de carga en sección anular.

Basado en este modelo, se determina el torque de carga:

$$T_l = M_{carga} g R_{cm} \sin \alpha \quad (3.90)$$

Para aproximar la posición de la carga, se definen dos ángulos clave: el ángulo de hombro (α_s) y el ángulo de pie (α_t), que representan las posiciones límite de la carga en el molino. Estos ángulos se obtienen de las ecuaciones (3.91) y (3.93), respectivamente:

$$\alpha_T = 2.5307 (1.2796 - J_c) \left(1 - e^{-19.42(\phi_c - \phi)}\right) + \frac{\pi}{2} \quad (3.91)$$

donde

$$\phi_c = \begin{cases} \phi & \text{si } \phi > 0.35 (3.364 - J_c) \\ 0.35 (3.364 - J_c) & \text{si } \phi \leq 0.35 (3.364 - J_c) \end{cases} \quad (3.92)$$

y

$$\alpha_S = \frac{\pi}{2} - \left(\alpha_T - \frac{\pi}{2} \right) \left((0.3386 + 0.1041 \phi) + (1.54 - 2.5673 \phi) J_c \right) \quad (3.93)$$

Estas expresiones fueron obtenidas de manera empírica a partir del trabajo de [9], donde se derivaron en función de la velocidad de giro del molino y el factor de llenado de carga. Si bien ninguna de estas ecuaciones representa directamente el ángulo relativo del centro de masa con respecto a la horizontal (α), el ángulo de hombro (α_S) se considera una aproximación válida para este valor [10].

Este modelo ofrece una mejor aproximación de los requerimientos de torque de carga del molino en comparación con el modelo de sección circular. No obstante, presenta ciertas limitaciones: en primer lugar, no considera el tipo de revestimiento del molino ni el tipo de bolas de acero utilizadas, factores que influyen significativamente en el comportamiento dinámico de la carga. Además, el modelo supone que la carga es homogénea, lo cual no es preciso, especialmente al inicio del proceso de molienda, cuando la distribución del material es menos uniforme. Sin embargo, aunque este modelo no proporciona una representación completamente precisa del comportamiento de la carga, sigue siendo una aproximación válida y útil para los fines de este estudio.

3.4. Accionamiento del sistema de molienda

El accionamiento del sistema de molienda corresponde a un accionamiento con altos requerimientos de potencia, dado que el molino SAG opera en condiciones donde el torque necesario para mover la carga es considerablemente elevado. Además, es fundamental contar con un control preciso de velocidad, que permita ajustar de forma dinámica las condiciones operativas del sistema.

En este contexto, el control vectorial o control por campo orientado se presenta como una solución adecuada, debido a sus características únicas. Este método permite un control rápido y eficiente de las corrientes del sistema, logrando un ajuste casi instantáneo ante cambios de carga o condiciones del proceso. Adicionalmente, este tipo de control es capaz de gestionar el factor de potencia del sistema, lo cual mejora significativamente el rendimiento energético, al minimizar las pérdidas asociadas a la potencia reactiva.

La idea principal del control vectorial es desacoplar los efectos de las corrientes de torque y magnetizante en el sistema. Al realizar esta separación, se consigue que únicamente una de estas componentes sea responsable de la generación de torque, estableciendo una analogía con el comportamiento de una máquina de corriente continua. Este enfoque no solo facilita el control del sistema, sino que también mejora la respuesta dinámica y la estabilidad.

Además, para optimizar aún más el rendimiento del motor, el control vectorial incorpora la regulación del flujo magnético del sistema a un nivel constante. Este control del flujo busca mantener el factor de potencia cercano a la unidad, maximizando la eficiencia del accionamiento y reduciendo las

pérdidas en la máquina.

Teoría de Control Vectorial

El control vectorial implementado en este trabajo se basa en el texto “*Modern power electronics and AC drives*” de Bimal k. Bose [8]. Para ilustrar el desarrollo del control vectorial, primero se analiza el esquema de accionamiento para una máquina de un estator. La teoría de control vectorial se basa en definir un sistema de referencia cuyo eje directo está alineado con el flujo magnético, en este caso alineado con el enlace de flujo magnético del estator. El eje directo o real de este sistema de coordenadas se denomina eje d' , mientras que el eje en cuadratura se denomina eje q' . De esta forma, las corrientes de estator en estos ejes se representan como i_M para el eje d' e i_T para el eje q' . Del mismo modo se define la corriente i_m , la cual representa la componente de corriente de campo (i_f) en el eje d' , asociada a la generación de flujo magnético del estator. En la figura 3.13 se muestra el diagrama fasorial correspondiente al control vectorial.

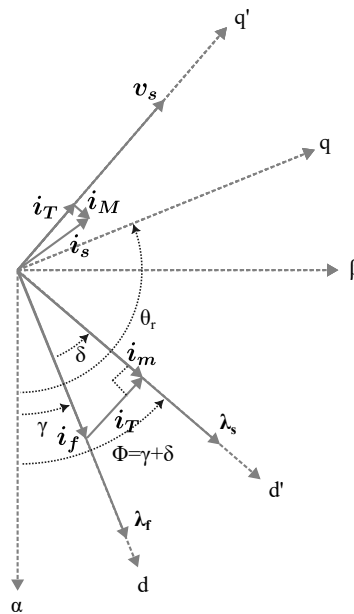


Figura 3.13: Diagrama fasorial del control vectorial.

El torque eléctrico se define como:

$$T_e = \frac{3}{2} p \Im(\lambda_{sg} i_{sg}^*), \quad (3.94)$$

donde:

- λ_{sg} : flujo magnético de estator en un sistema de coordenadas genérico

- i_{sg}^* : corriente de estator en un sistema de coordenadas genérico

fijando el sistema de coordenadas expuesto anteriormente, el torque eléctrico se expresa como:

$$T_e = \frac{3}{2}p\Im((\lambda_s + j0)(i_M + ji_T)), \quad (3.95)$$

donde λ_s es la magnitud del flujo magentico de estator. Luego simplificando la expresión se genera:

$$T_e = \frac{3}{2}p\lambda_s i_T, \quad (3.96)$$

se observa que cuando λ_s se mantiene constante el torque eléctrico depende directamente de la corriente (i_T). Por lo tanto, para controlar el torque generado por la máquina, es suficiente regular i_T , asegurando al mismo tiempo que λ_s mantenga su magnitud constante.

Esquema de accionamiento

El esquema de accionamiento de una máquina sincrónica de un estator se presenta en la figura 3.14.

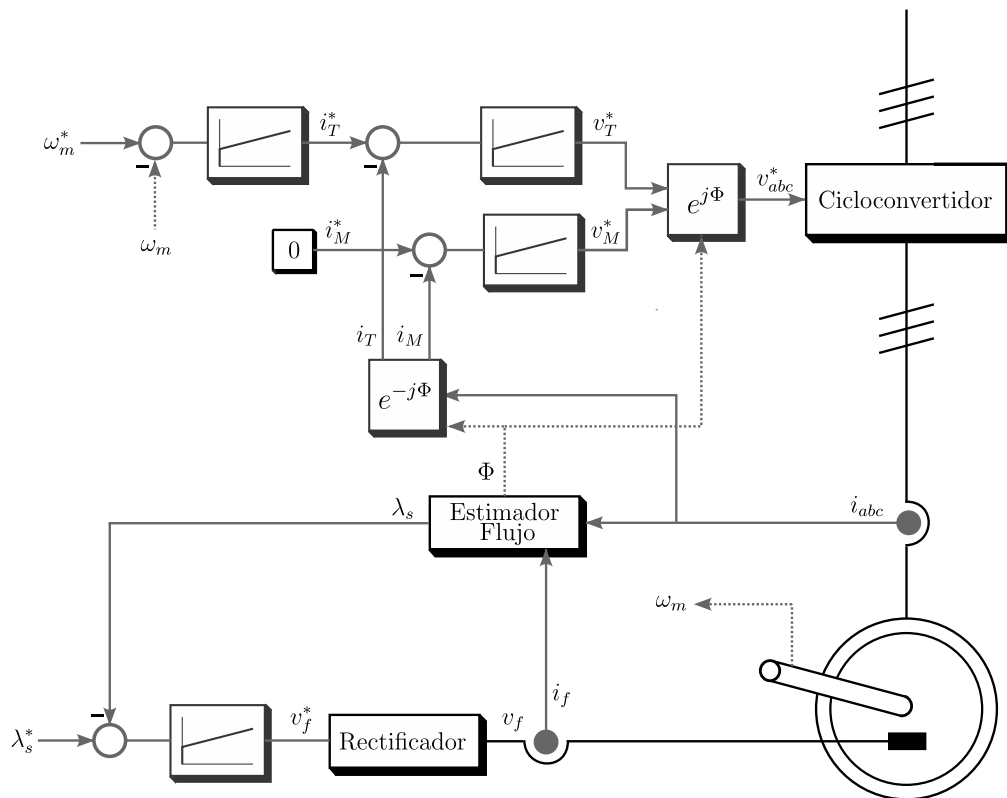


Figura 3.14: Esquema de accionamiento para máquina de un estator.

La lógica de accionamiento del sistema es la siguiente:

A partir de una velocidad de referencia, se calcula el error con respecto a la velocidad medida. Este error es procesado por un controlador proporcional-integral (PI), que genera una referencia de corriente de torque i_T , la cual es responsable de inducir el par electromagnético en la máquina.

Posteriormente, la corriente de torque medida se compara con su referencia, y el error resultante se procesa mediante un segundo controlador PI, cuya salida corresponde a la tensión de referencia en el eje q' , denotada como v_T^* , la cual debe aplicarse al estator.

Adicionalmente, con el objetivo de maximizar el rendimiento y lograr un factor de potencia cercano a la unidad en régimen permanente, se controla la corriente de magnetización del estator i_M , manteniéndola en cero [8]. De este modo, el controlador asociado genera la tensión de referencia en el eje d' , denominada v_M^* , que permite mantener el flujo del estator desacoplado de la generación de torque.

Para el control del flujo en la máquina sincrónica, se emplea el devanado de campo. Aunque su dinámica es más lenta, permite separar el control del flujo magnético del control de corriente del estator. El flujo se mantiene en su valor nominal para asegurar un funcionamiento eficiente. La magnitud del flujo se estima mediante un modelo de corriente, este valor se compara con su referencia, y el error es procesado por un controlador PI que entrega la tensión de referencia a aplicar al campo de la máquina.

El modelo de corriente empleado para determinar el flujo magnético para la máquina sincrónica de un estator esta dada por

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{sd}^2 + \lambda_{sq}^2} \quad (3.97)$$

donde

$$\lambda_{sd} = L_{ls}i_d + L_{md}(i_d + i_f) \quad (3.98)$$

y

$$\lambda_{sq} = L_{ls}i_q + L_{mq}i_q, \quad (3.99)$$

las corrientes i_d e i_q corresponden a las corrientes de estator aplicando la transformación de Park. Como se puede notar no se incluyen las corrientes de jaula, puesto que estas no son medibles.

El bloque estimador de flujo no solo proporciona la magnitud del flujo magnético, sino también su posición angular, representada por el ángulo Φ , mostrado en la ecuación (3.100). Esta información es fundamental para realizar la transformación de las corrientes medidas i_a, i_b, i_c hacia un sistema de coordenadas fijo al flujo magnético de estator, obteniendo así las componentes i_T e i_M . Además, dicha posición angular permite transformar las tensiones de referencia generadas por los controladores de corriente (v_M^* y v_T^*) hacia tensiones de fase, las cuales deben ser aplicadas al cicloconvertidor que alimenta la máquina.

$$\Phi = \arctan\left(\frac{\lambda_{sq}}{\lambda_{sd}}\right) + \gamma \quad (3.100)$$

Esquema de accionamiento para máquinas de doble estator

Siguiendo los principios de control aplicados a las máquinas sincrónicas con un solo estator, se extiende la lógica de control al caso de la máquina sincrónica con doble estator.

Para el diseño del controlador se define un sistema de coordenadas orientado respecto al flujo magnético común (λ_m), lo que permite desacoplar de igual manera el control del momento y del flujo de forma análoga al caso de un solo estator. Esto considerando la expresión general del momento electromagnético para esta topología, y en base a la ecuación 3.65, la formulación del torque eléctrico queda expresada como:

$$T_e = \frac{3}{2}p\lambda_m(i_{T1} + i_{T2}), \quad (3.101)$$

donde p representa el número de pares de polos, λ_m es el flujo magnético de común o mutuo, e i_{T1} e i_{T2} corresponden a las componentes de corriente en el eje en cuadratura de cada uno de los estatores.

La elección de un sistema de coordenadas basado en el flujo magnético común del sistema se debe a la complejidad que implica controlar de manera independiente el flujo de cada estator, debido al acoplamiento existente entre ellos. Este acoplamiento complica el desarrollo de un modelo individual para cada estator. Por esta razón, se opta por utilizar el flujo magnético común como sistema de referencia para el sistema de coordenadas del control, ya que responde de la misma manera a las corrientes de ambos estatores, permitiendo un control más directo y sencillo. Sin embargo esta elección disminuye la eficiencia del sistema al operar con un factor de potencia levemente menor a la unidad.

El diagrama fasorial correspondiente al estado estacionario del sistema se presenta en la figura 3.15. En él se observa que las tensiones y corrientes de ambos estatores se encuentran en fase, lo cual se debe a que en condiciones de equilibrio el sistema está balanceado cuando el segundo estator presenta un desfase temporal igual al desfase espacial (ε) propio del sistema [11].

El esquema general del accionamiento para este sistema se muestra en la figura 3.16, donde se representan los bloques funcionales del sistema de control, las transformaciones de coordenadas, los lazos de corriente y velocidad, y las etapas de potencia correspondientes a cada estator.

De manera similar al caso anterior, la velocidad mecánica medida de la máquina se compara con una referencia impuesta al sistema. El error resultante se regula mediante un controlador PI, el cual genera la corriente de torque de referencia i_T^* . Esta señal se compara con sus respectivas corrientes medidas, y el error de cada lazo se procesa a través de controladores PI que generan las tensiones de torque v_{T1}^* y v_{T2}^* que deben aplicarse a cada estator.

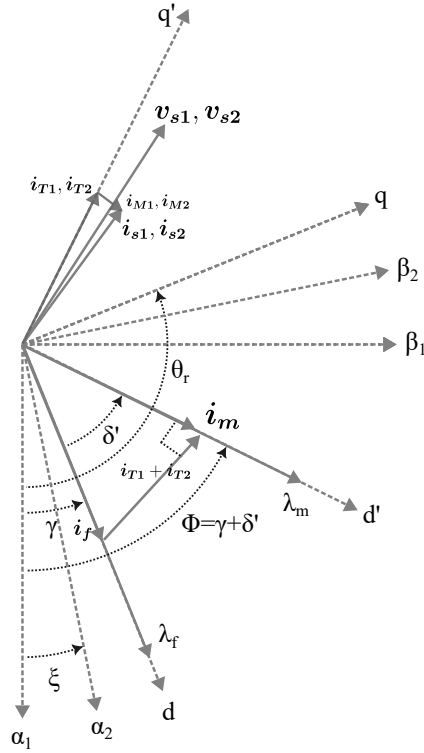


Figura 3.15: Diagrama fasorial del accionamiento de una máquina síncrona con doble estator.

De forma análoga, la regulación de las corrientes de magnetización i_{M1} e i_{M2} se realiza manteniéndolas en cero, como se explicó en la sección anterior, con el fin de lograr un factor de potencia cercano a la unidad. Cada corriente es regulada por su correspondiente controlador PI, que genera las tensiones v_{M1} y v_{M2} .

En cuanto al control del flujo, el estimador calcula la magnitud del flujo magnético común a partir de la suma de sus componentes en los ejes d y q , tal como se muestra en la ecuación (3.102). Además, estima la posición angular de dicho flujo siguiendo la expresión presentada en la ecuación (3.103).

$$\lambda_m = \sqrt{\lambda_{md}^2 + \lambda_{mq}^2} \quad (3.102)$$

$$\Phi = \arctan\left(\frac{\lambda_{mq}}{\lambda_{md}}\right) + \gamma \quad (3.103)$$

Con el ángulo de posición del flujo Φ_1 se realiza la transformación de las corrientes de fase i_a, i_b, i_c , obteniéndose las componentes i_{T1} e i_{M1} , así como la transformación inversa de las tensiones de referencia v_{T1}^* y v_{M1}^* para determinar las tensiones de fase v_a, v_b, v_c a aplicar mediante el cicloconvertidor correspondiente. De forma equivalente, con el ángulo $\Phi_1 - \varepsilon$, se realiza la transformación de las corrientes de fase del segundo estator i_x, i_y, i_z para obtener i_{T2} e i_{M2} , y se aplican las transformaciones inversas de v_{T2}^* y v_{M2}^* para generar las tensiones v_x, v_y, v_z que deben aplicarse al segundo

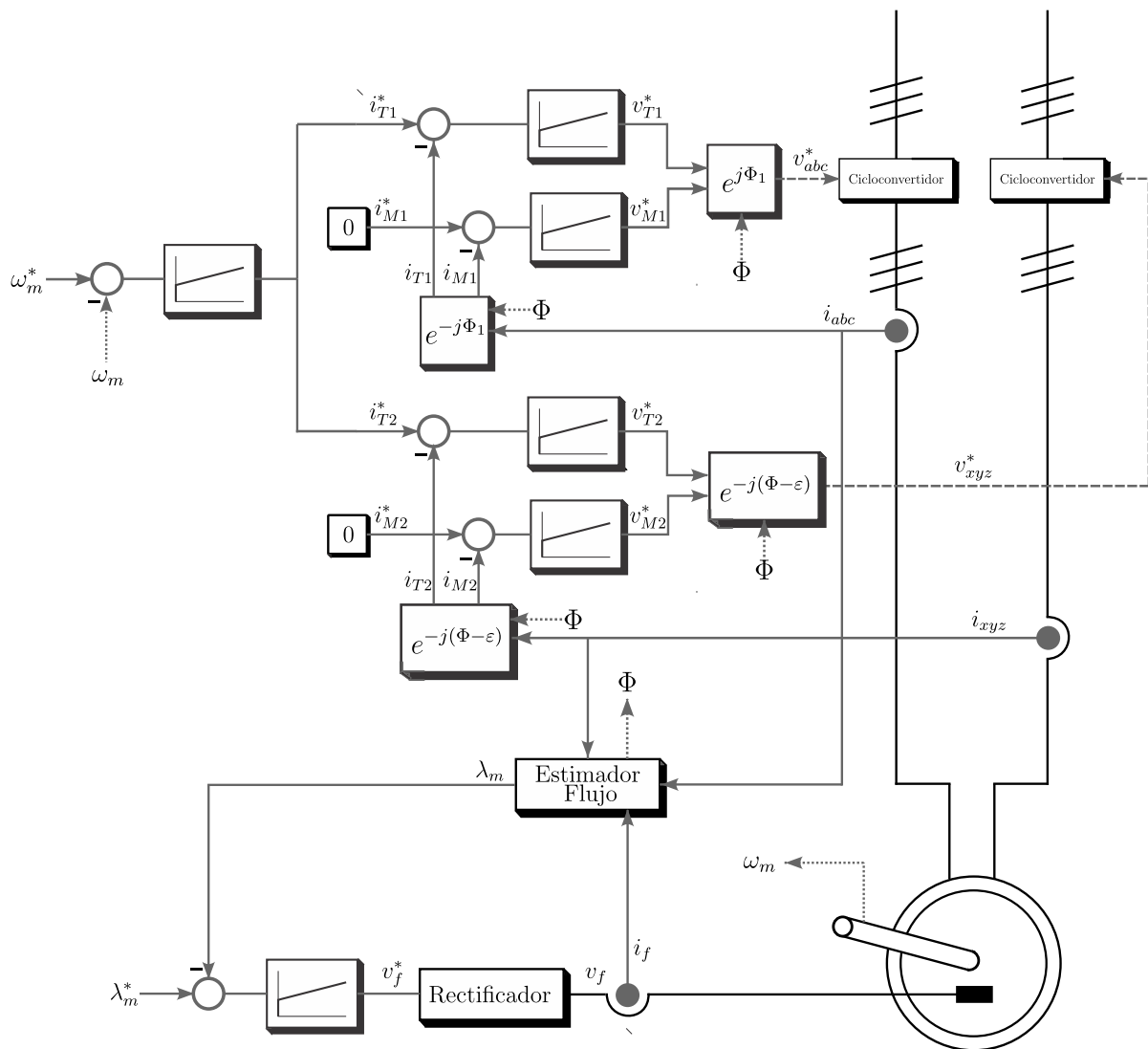


Figura 3.16: Esquema de accionamiento del molino SAG con máquina sincrónica de doble estator.

cicloconvertidor.

El ajuste de los controladores utilizados en este sistema se detalla en el Anexo 7.2, donde se especifican las estrategias de diseño adoptadas para garantizar un desempeño óptimo del sistema de control.

Capítulo 4

Desarrollo de simulaciones computacionales

En este capítulo se presenta el desarrollo de los modelos computacionales de los elementos que componen el sistema encargado de accionar la máquina sincrónica de doble estator, la cual representa el molino SAG. Para ello, se utilizó el *software* de simulación eléctrica denominado PLECS-PLEXIM, ampliamente utilizado en la simulación de aplicaciones de electrónica de potencia.

En primer lugar, se mostrará el desarrollo y la modelación del cicloconvertidor, presentando su lógica de control, junto con simulaciones que demuestran el correcto desempeño del sistema.

En la segunda parte de este capítulo se presenta la modelación computacional de la máquina sincrónica de doble estator. A través de esta modelación se realizarán pruebas de cortocircuito trifásico, para contrastar los resultados con los datos proporcionados por el fabricante.

Finalmente, en la última sección se expone el desarrollo del modelo completo del sistema de accionamiento, evaluando el desempeño del control implementado y validando el comportamiento del modelo mediante la comparación de las principales variables de interés con datos reales obtenidos desde la planta.

Cabe mencionar que los datos que se analizarán a continuación se encuentran normalizados respecto a los valores base del sistema. Estos valores están definidos en la tabla 7.2 y se obtienen a partir de los parámetros nominales contenidos en las especificaciones técnicas de la máquina.

4.1. Modelación y simulación del cicloconvertidor

Modelación del cicloconvertidor en PLECS

En la figura 4.1 se muestra el modelo de un cicloconvertidor trifásico implementado en el *software* PLECS, el cual alimenta una carga pasiva trifásica del tipo R-L conectada en configuración estrella sin neutro. Este modelo tiene como propósito analizar el desempeño del cicloconvertidor bajo condiciones controladas. Para ello, se incorpora un sistema de control abierto, en el que se regulan tanto la amplitud como la frecuencia de la tensión de salida a partir de señales de referencia trifásicas. Dichas señales se generan en el bloque denominado “Controlador”.

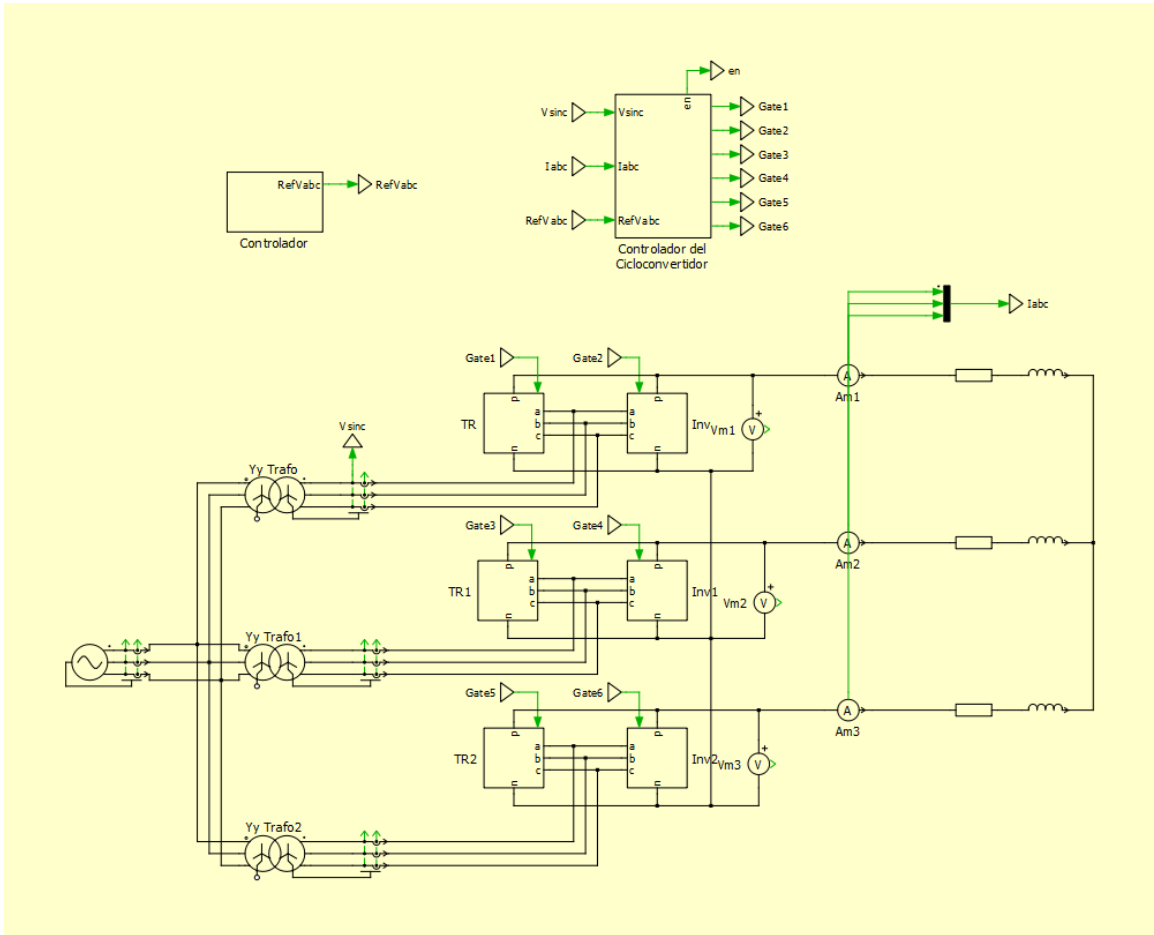


Figura 4.1: Esquema del modelo de cicloconvertidor en PLECS.

En la figura anterior se destaca el bloque denominado “Controlador del cicloconvertidor”, el cual, a partir de las señales de referencia, se encarga de generar los pulsos de disparo adecuados para el correcto funcionamiento de cada uno de los puentes que conforman el cicloconvertidor. La estructura interna de este bloque se muestra con mayor detalle en la figura 4.2, donde se identifican cuatro secciones principales.

La sección denominada “Obtención de ángulo de disparo” tiene como función calcular los ángulos de disparo requeridos para cada puente de la configuración del cicloconvertidor, utilizando como entrada las señales de referencia deseadas. Estas señales se entregan de forma continua, por lo que es necesario implementar una lógica de habilitación que determine en qué condiciones debe operar cada puente.

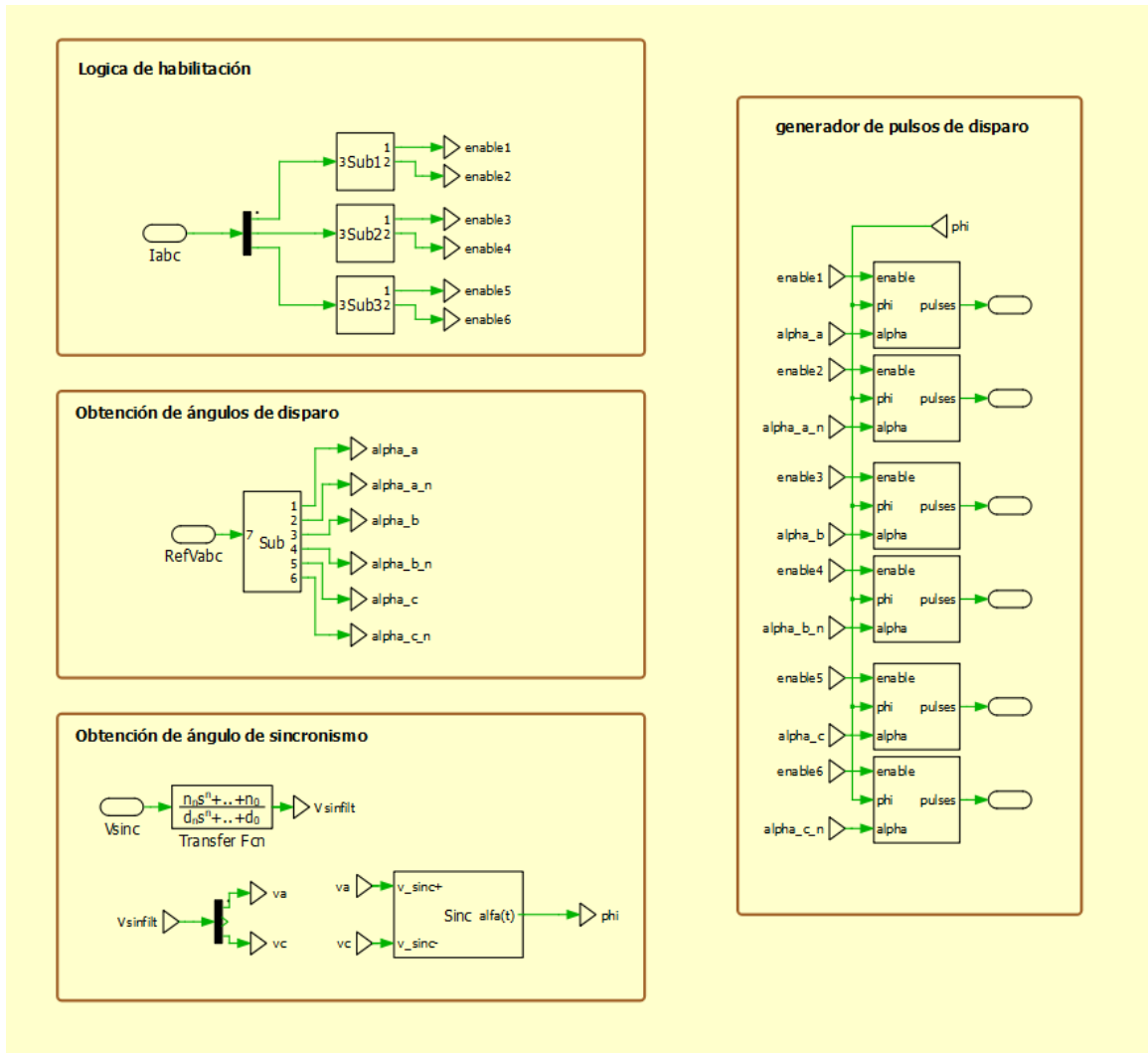


Figura 4.2: Esquema del bloque controlador del cicloconvertidor en PLECS.

La lógica de habilitación implementada para el puente positivo se muestra en la figura 4.3. Esta lógica opera de la siguiente manera: si la corriente de salida medida es positiva, se habilita la generación de pulsos. En caso de que la corriente sea aproximadamente cero, se evalúa la polaridad de la tensión de referencia; si esta es positiva, también se habilita el puente. En cualquier otro caso, la habilitación no se permite. Además, se incorpora un retardo de encendido (“Turn On Delay”) para asegurar el tiempo de seguridad entre los ciclos de conducción de los distintos puentes. Esta misma lógica se replica para la habilitación de los puentes negativos, con la diferencia de que tanto la corriente como la tensión de referencia deben ser negativas.

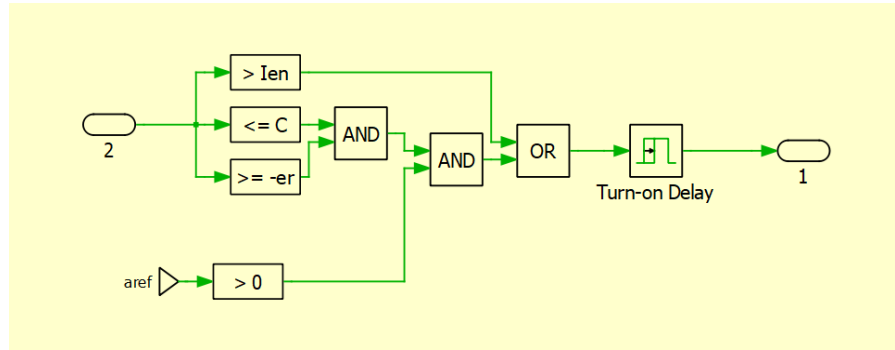


Figura 4.3: Esquema de la lógica de habilitación del puente positivo.

También se identifica en la figura 4.2 la sección denominada “Obtención de ángulo de sincronismo”, la cual tiene como objetivo generar el ángulo de sincronización necesario para alinear cada puente con la frecuencia de la red, asegurando así que los pulsos de disparo sean aplicados a los tiristores en el instante adecuado.

Finalmente, la sección “Generador de pulsos de disparo” se encarga de sintetizar las señales de disparo para cada puente. Este bloque recibe como entradas el ángulo de disparo, el ángulo de sincronismo y las señales de habilitación generadas en las secciones anteriores. La generación de los pulsos se lleva a cabo mediante el uso del bloque “6-Pulse Generator”.

De esta forma, se desarrolla y modela el esquema y la lógica de operación del cicloconvertidor trifásico en el entorno PLECS.

Simulación y resultados del modelo de cicloconvertidor en PLECS

En la figura 4.4 se presentan los resultados obtenidos de señales de tensión y corriente en la carga, aplicando tensiones de fase de referencia de magnitud y frecuencia nominal.

A partir de la figura se observa un comportamiento característico del cicloconvertidor tiristorizado en régimen permanente, de acuerdo con lo expuesto en la sección 3.2. Cada fase de tensión presenta un *ripple* asociado a la conmutación de los tiristores, mientras que la señal de corriente se encuentra suavizada, debido al efecto inductivo de la carga. Otro aspecto relevante es la presencia de los tiempos de seguridad, los cuales se manifiestan cuando la corriente se aproxima a cero, manteniéndose en ese nivel durante el período correspondiente al tiempo de seguridad, como medida para evitar conmutaciones simultáneas.

En la figura 4.5 se presenta la señal de la fase a de salida junto con su descomposición de Fourier. En la subfigura 4.5a el oscilograma superior muestra las señales habilitadoras para los puentes positivo y negativo, mientras que el oscilograma central muestra la tensión de referencia superpuesta con la tensión de salida. Finalmente, el oscilograma inferior representa la corriente de la fase a.

De los resultados obtenidos se puede apreciar que el cicloconvertidor realiza un buen seguimiento

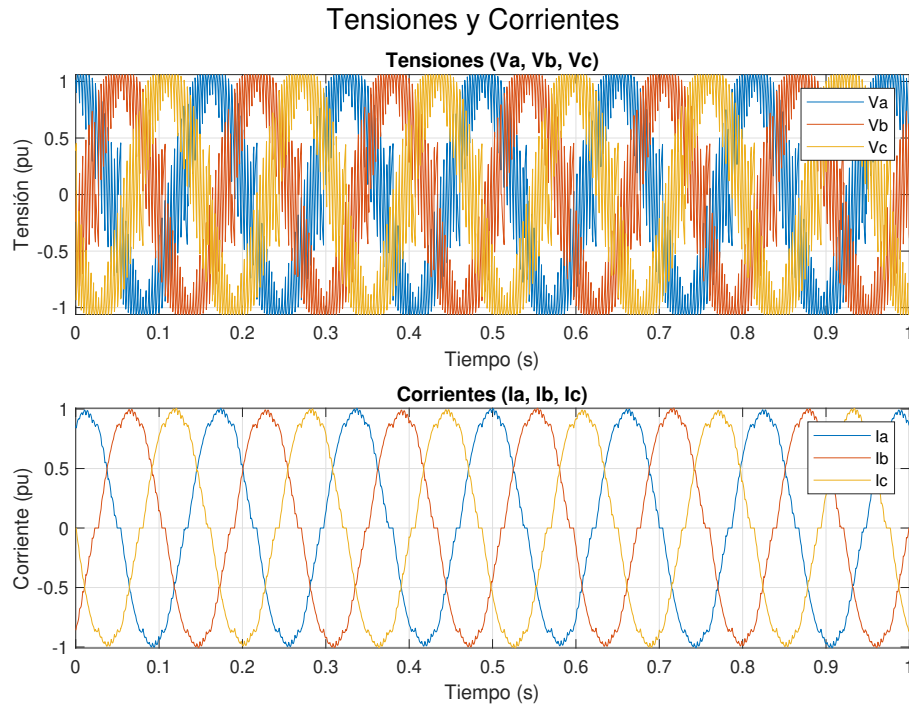
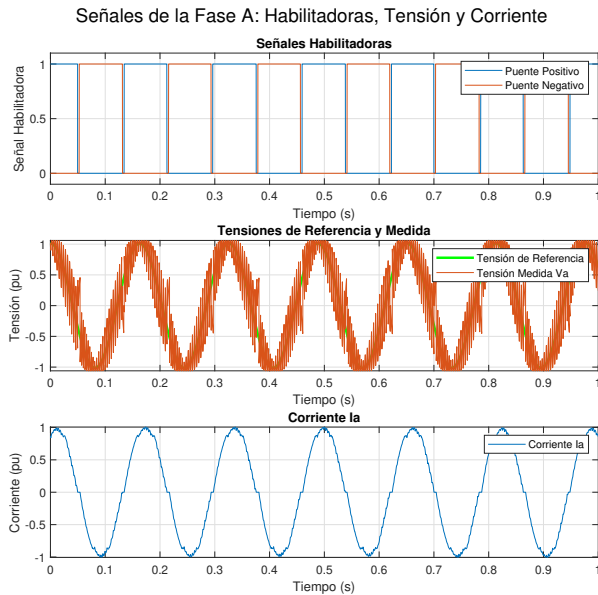
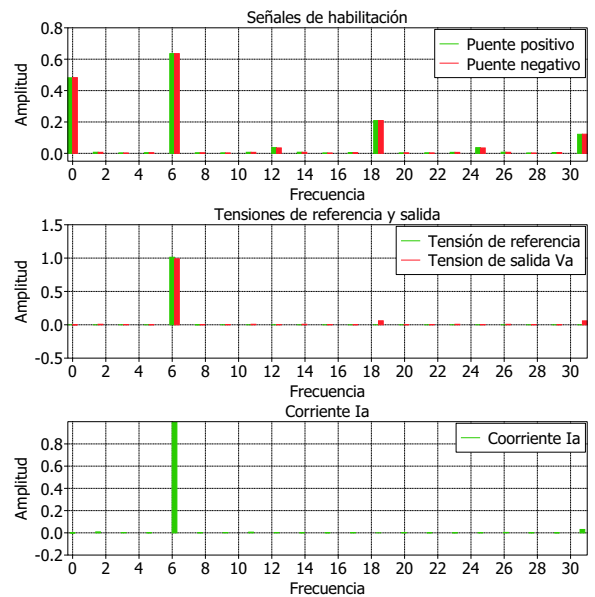


Figura 4.4: Oscilograma de tensión y corriente en la carga.

de la tensión de referencia, tanto en amplitud como en frecuencia. Esto se valida mediante el análisis de Fourier, el cual confirma un adecuado comportamiento de las señales de salida. Las atenuaciones observadas en el análisis de Fourier se deben al ruido intrínseco en la operación del cicloconvertidor.



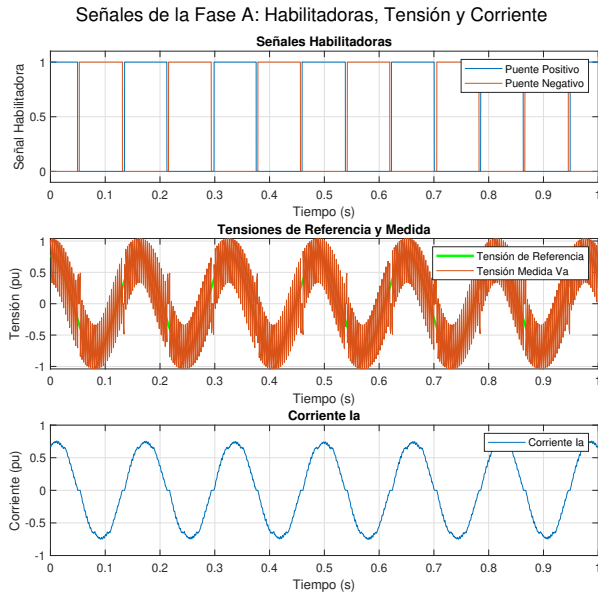
(a) Señales de fase a.



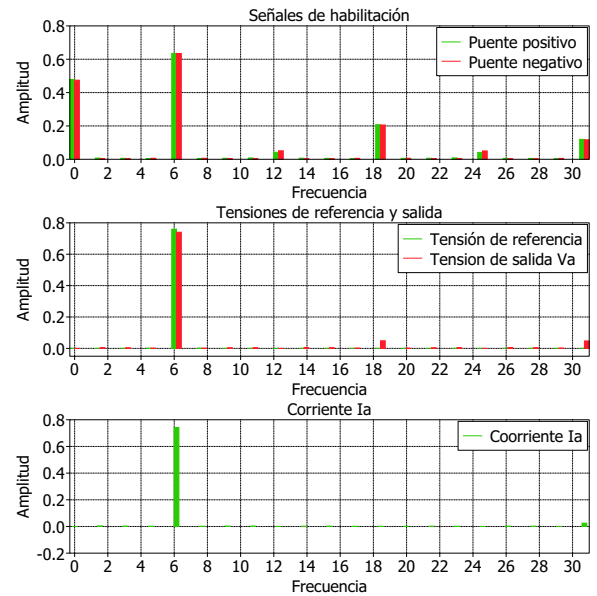
(b) Descomposición de Fourier.

Figura 4.5: Oscilogramas de fase a de la carga junto con su descomposición en Fourier para señal de referencia de amplitud V_b

El desempeño también fue analizado para diferentes niveles de amplitud de la tensión de referencia. En las figuras 4.6, 4.7 y 4.8 se presentan los resultados para tensiones de referencia de $0.75V_{nom}$, $0.5V_{nom}$ y $0.25V_{nom}$, respectivamente.

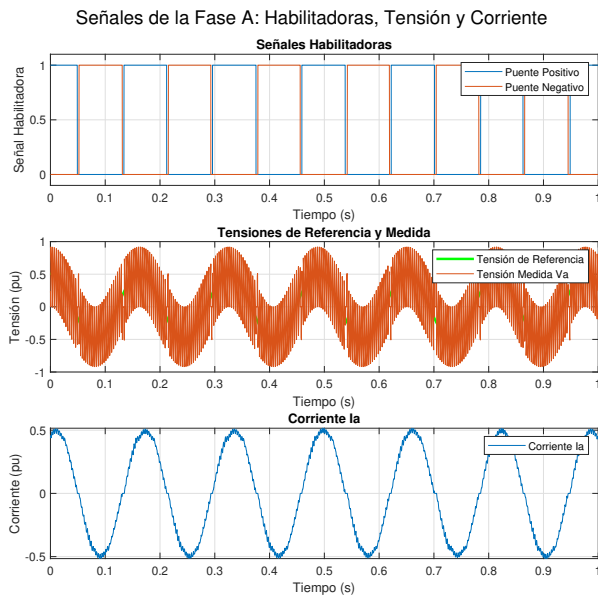


(a) Señales de fase a.

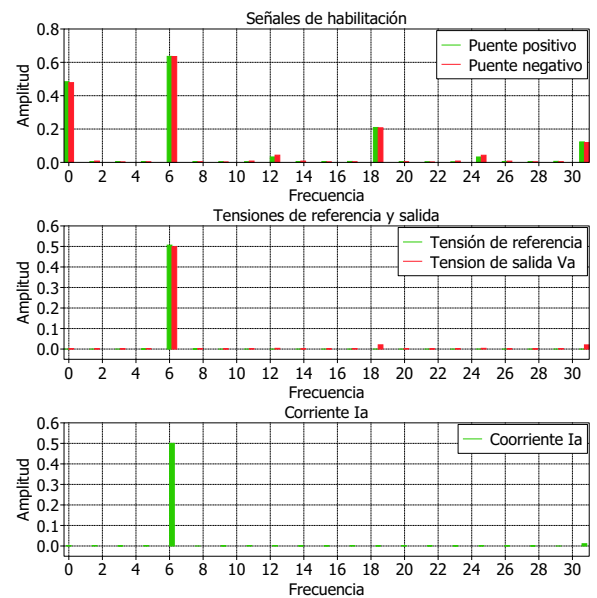


(b) Descomposición de Fourier.

Figura 4.6: Oscilogramas de fase a de la carga junto con su descomposición en Fourier para señal de referencia de amplitud $0,75V_b$.



(a) Señales de fase a.



(b) Descomposición de Fourier.

Figura 4.7: Oscilogramas de fase a de la carga junto con su descomposición en Fourier para señal de referencia de amplitud $0,5V_b$.

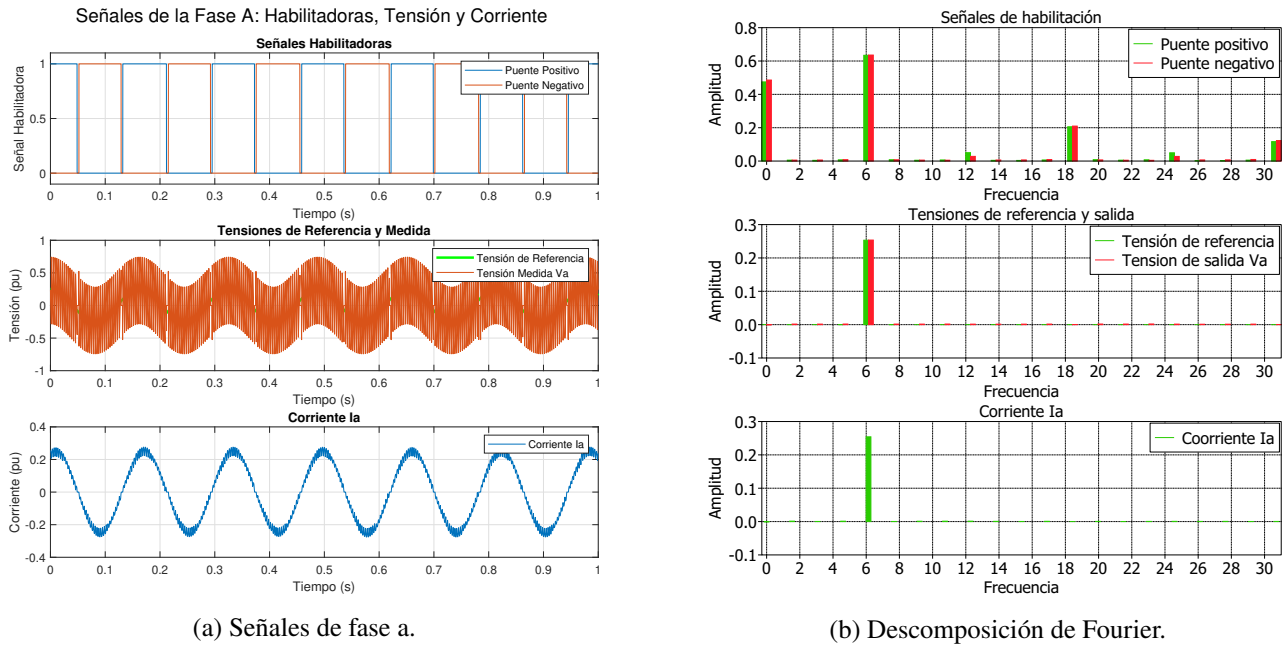


Figura 4.8: Oscilogramas de fase a de la carga junto con su descomposición en Fourier para señal de referencia de amplitud $0,25V_b$.

En todos los casos analizados se observa que la tensión de salida sigue correctamente la referencia impuesta, demostrando un buen desempeño del cicloconvertidor.

Para cuantificar este desempeño, se realizó una regresión lineal entre la amplitud de la tensión de salida y la amplitud de la tensión de referencia. El resultado se muestra en la figura 4.9.

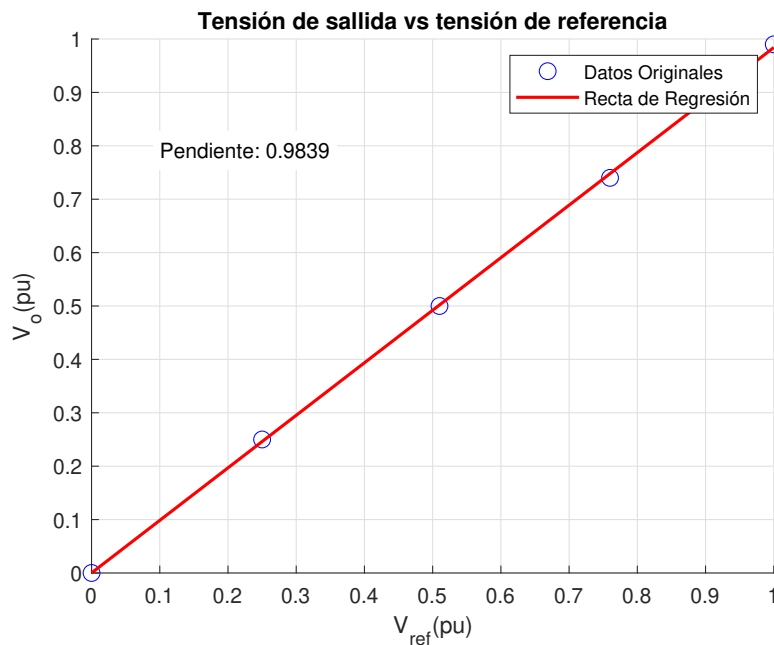


Figura 4.9: Regresión lineal entre la tensión de salida y la tensión de referencia.

De la figura 4.9 se concluye que la ganancia del cicloconvertidor es cercana a la unidad, lo que demuestra un buen desempeño para diferentes niveles de tensiones de referencia, incluso con las pérdidas generadas por el *ripple* y las perturbaciones ocasionadas por el tiempo de seguridad.

4.2. Modelación computacional de la máquina síncrona de doble estator

Modelación computacional en PLECS

La máquina síncrona de doble estator fue expresada matemáticamente en la sección 3.1, a través de las ecuaciones (3.63) a (3.63), además de la ecuación de equilibrio mecánico (3.66).

En la figura 4.10 se muestra el bloque creado para representar el comportamiento de la máquina. Este modelo presenta como entradas las tensiones trifásicas de ambos estatores, la tensión de campo y el torque de carga. Las salidas incluyen las corrientes de los estatores, la corriente de campo, la velocidad mecánica del rotor, la posición angular y el torque eléctrico generado.

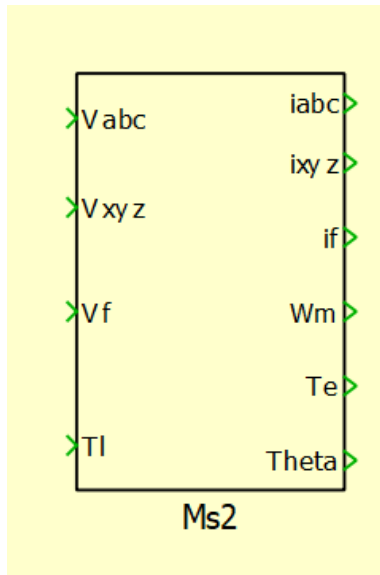


Figura 4.10: Bloque de máquina síncrona de doble estator generado en PLECS.

Para obtener este modelo se reinterpretaron las ecuaciones mencionadas como un sistema matricial de la forma:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{AX} + \mathbf{BU} \quad (4.1)$$

donde:

- **X**: matriz de variables de estado.
- **A, B**: matrices que describen el comportamiento dinámico del sistema.
- **U**: matriz de variables de entrada.

Esta representación facilita la implementación de las ecuaciones diferenciales mediante diagramas de bloques.

En la figura 4.11 se visualiza el esquema del sistema en forma de diagrama de bloques, construido a partir de las ecuaciones dinámicas previamente descritas.

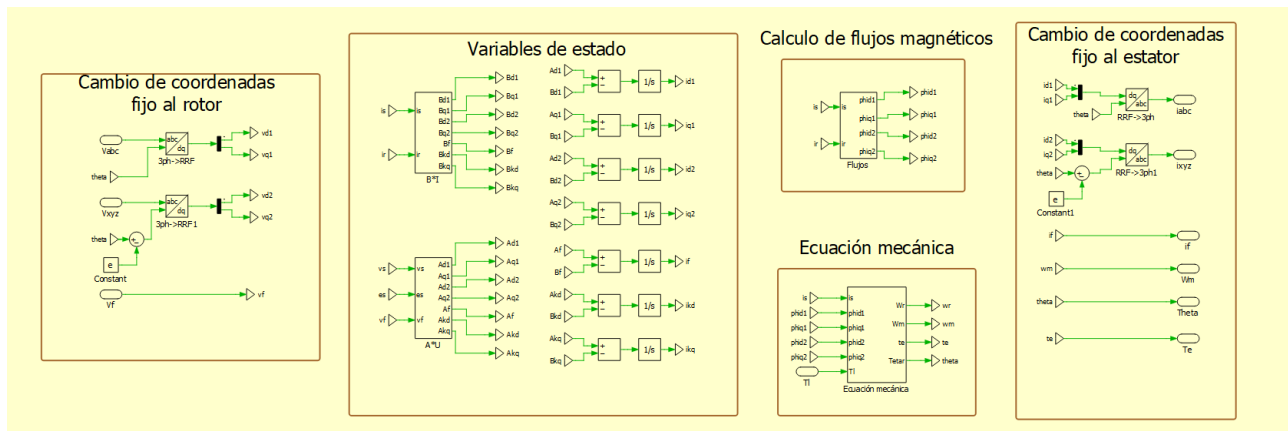


Figura 4.11: Esquema de ecuaciones dinámicas de la máquina síncrona de doble estator en PLECS.

A continuación se presentan de forma más detallada las distintas secciones que componen el modelo de la máquina síncrona de doble estator.

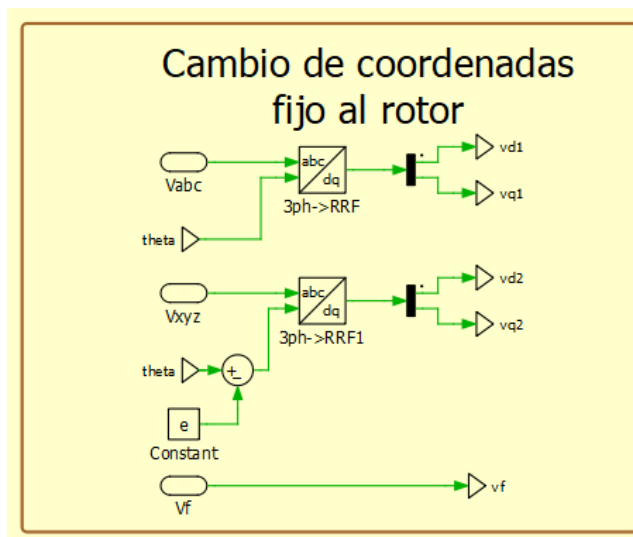


Figura 4.12: Sección de cambio de coordenadas de variables.

En la figura 4.12 se muestra la sección denominada “cambio de coordenadas fijo al rotor” la cual transforma las variables de entrada del sistema a un sistema de coordenadas rotante sincronizado con el rotor. Esta operación se realiza mediante el bloque “3ph → RRF”, encargado de convertir las señales trifásicas del sistema en coordenadas fijas a un sistema de referencia.

Para el caso del primer estator se utiliza un sistema de coordenadas alineado directamente con la posición del rotor. En cambio, para el segundo estator se emplea un sistema de coordenadas rotante con un desfase angular ε respecto al rotor, lo cual se representa con la letra “e” en el esquema.

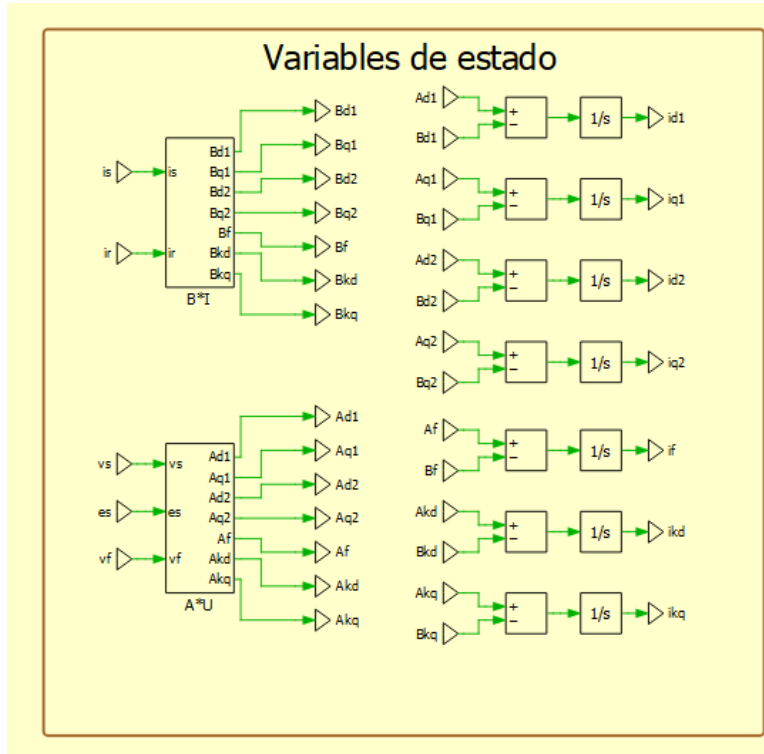
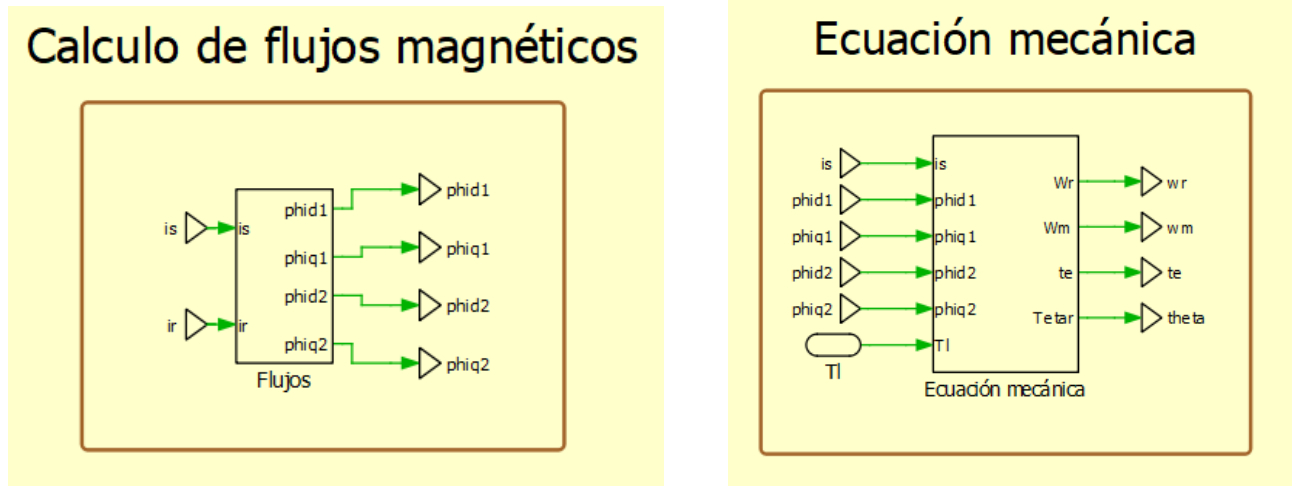


Figura 4.13: Sección de obtención de variables de estado.

La figura 4.13 presenta la sección “variables de estado”, donde, mediante las ecuaciones matriciales previamente descritas, se obtienen las variables de estado del sistema.



(a) Sección de cálculo de flujos.

(b) Sección de ecuación mecánica.

Figura 4.14: Secciones de cálculo de flujo y ecuación mecánica.

En la figura 4.14a se muestra la sección “cálculo de flujos magnéticos”, donde, a partir de las variables de estado, se determinan los flujos magnéticos. En la figura 4.14b se presenta la sección “ecuación mecánica”, donde se calcula la posición, la velocidad mecánica y el torque eléctrico del sistema.

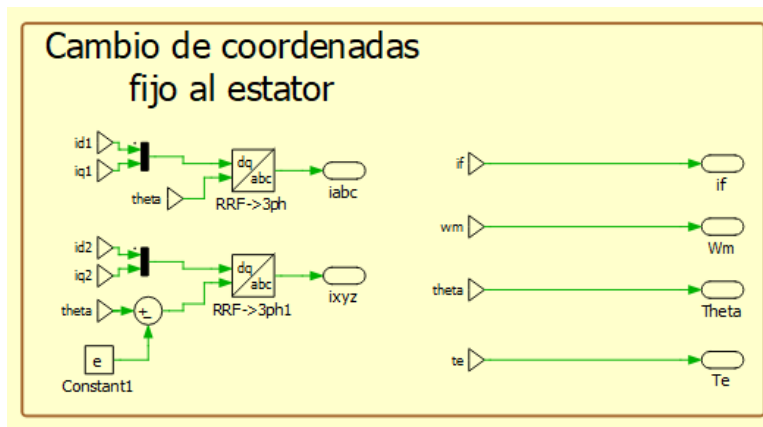


Figura 4.15: Cambio de coordenadas a sistema fijo al estator.

Finalmente, en la figura 4.15 se observa la sección “cambio de coordenadas fijo al estator”, donde se transforman las señales de corriente, desde el sistema rotatorio a coordenadas fijas abc y xyz. Estas secciones entregan las señales eléctricas de salida del modelo.

Análisis de desempeño de la máquina sincrónica de doble estator

Para validar el desempeño del modelo se realizó un ensayo de cortocircuito trifásico, comparando el comportamiento obtenido con el comportamiento teórico esperado basado en los parámetros transitorios proporcionados por el fabricante.

El comportamiento teórico de la corriente $i_a(t)$ del estator en un cortocircuito trifásico desde condiciones de funcionamiento previo en vacío a velocidad ω , con tensión inducida V_p , está dado por la ecuación [12]:

$$\begin{aligned}
 i_a(t) = & -\frac{\sqrt{2}V_p}{x_d} \cos(\omega t - \gamma_0) - \sqrt{2}V_p \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} \cos(\omega t - \gamma_0) \\
 & - \sqrt{2}V_p \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \cos(\omega t - \gamma_0) + \frac{\sqrt{2}V_p}{2} \left(\frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q} \right) e^{-\frac{t}{T_a}} \cos(\gamma_0) \\
 & + \frac{\sqrt{2}V_p}{2} \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x''_q} \right) e^{-\frac{t}{T_a}} \cos(2\omega t - \gamma_0)
 \end{aligned} \quad (4.2)$$

donde:

- x_d, x'_d, x''_d : reactancias directa, transitoria y subtransitoria, respectivamente.
- x''_q : reactancia subtransitoria en cuadratura.
- T'_d, T''_d : constantes de tiempo transitoria y subtransitoria en el eje directo.
- T_a : constante de tiempo de armadura.
- V_p : tensión rms inducida en los bornes en vacío.
- γ_0 : ángulo inicial del rotor.

Las corrientes $i_b(t)$ e $i_c(t)$ tienen las mismas expresiones, con desfases de $-\frac{2\pi}{3}$ y $\frac{2\pi}{3}$, respectivamente.

Las constantes de tiempo cumplen con las siguientes relaciones:

$$x'_d = \frac{T'_d}{T'_{d0}} x_{1d} \quad (4.3)$$

$$x''_d = \frac{T'_d}{T'_{d0}} \cdot \frac{T''_d}{T''_{d0}} x_{1d} \quad (4.4)$$

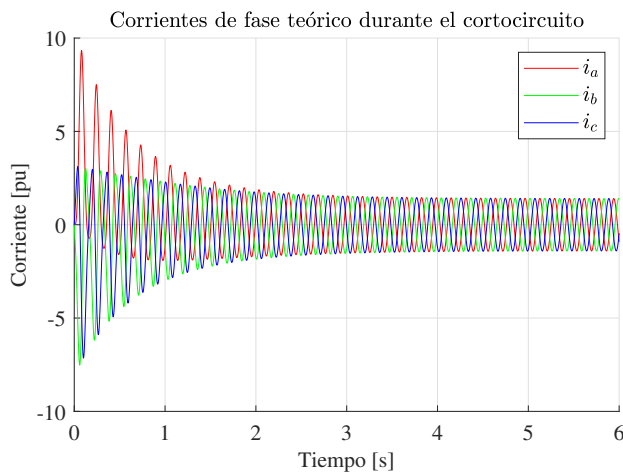
$$T_a = \frac{X_2}{\omega r_s} \quad (4.5)$$

donde:

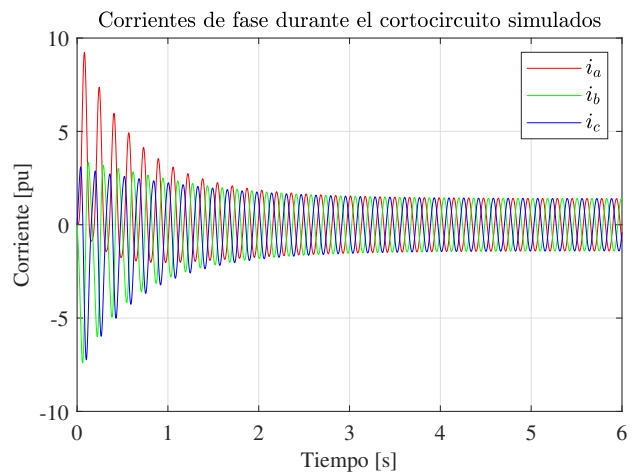
- T'_{d0} : constante de tiempo transitoria de eje d en vacío.
- T''_{d0} : constante de tiempo subtransitoria de eje d en vacío.
- X_2 : reactancia de secuencia negativa del estator.

En la figura 4.16a se presenta el oscilograma teórico de las corrientes de las fases a , b y c , según la ecuación (4.2), considerando los parámetros proporcionados por el fabricante y un ángulo inicial de $\gamma_0 = 0$.

La figura 4.16b muestra las corrientes de fase obtenidas mediante simulación de un ensayo de cortocircuito trifásico en el modelo de la máquina realizado en PLECS.



(a) Corrientes de fase teóricas en ensayo de cortocircuito trifásico.



(b) Corrientes de fase simuladas en ensayo de cortocircuito trifásico.

Figura 4.16: Comparación entre las corrientes de fases entregada por la teoría y la simulada.

La comparación entre las figuras 4.16a y 4.16b demuestra la similitud en magnitud y forma entre el comportamiento simulado y el teórico. Esto se observa con mayor claridad en la figura 4.17, donde se comparan las corrientes de la fase a .

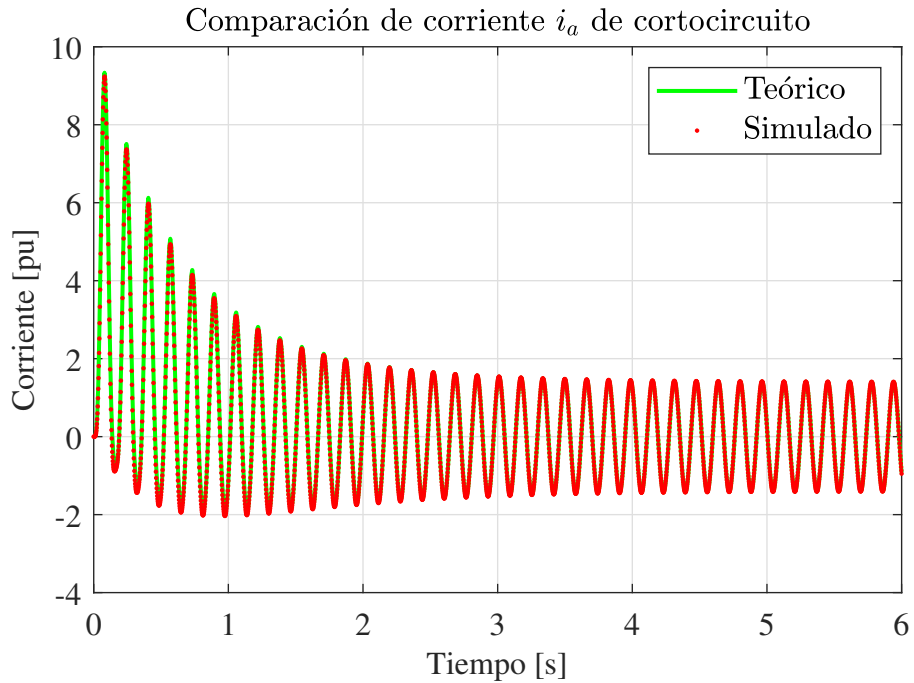


Figura 4.17: Comparación de corriente i_a de cortocircuito simulada y teórica.

La comparación evidencia que el comportamiento simulado es igual al comportamiento teórico esperado, validando así el desempeño del modelo realizado de la máquina en PLECS.

4.3. Modelación y simulación del sistema de accionamiento

El esquema del sistema de accionamiento implementado en PLECS se muestra en la figura 4.18.

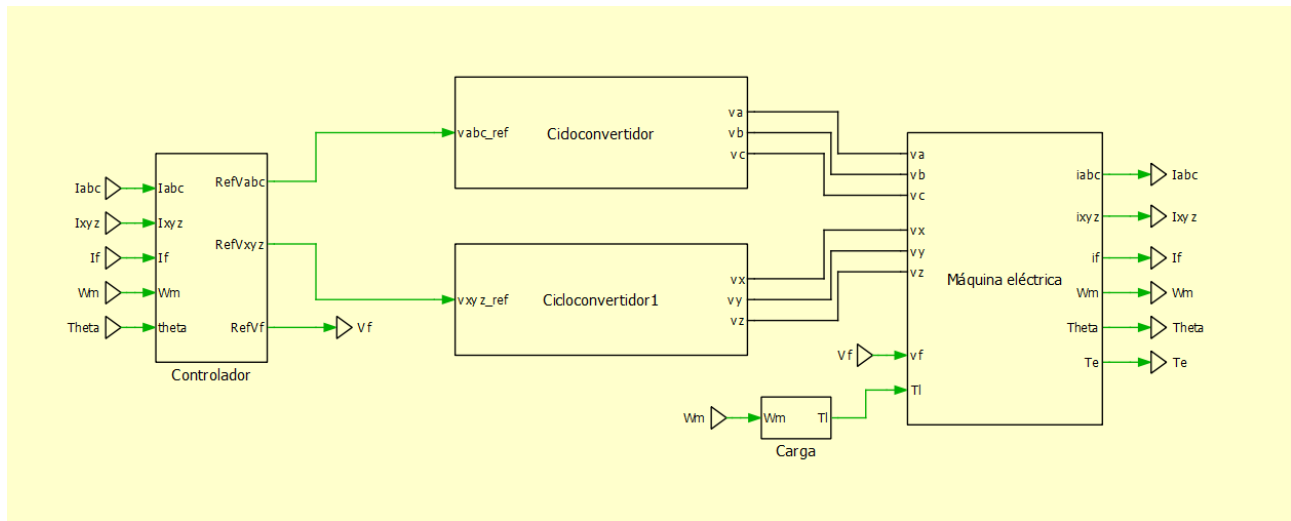


Figura 4.18: Esquema del sistema de accionamiento modelado en PLECS.

En el esquema se representa el modo de operación general del sistema: el bloque de control, a partir de las mediciones de corriente, velocidad y posición del rotor, genera las señales de referencia de tensión que deben aplicar los dos sistemas de cicloconvertidores. Estos, a su vez, alimentan la máquina síncrona de doble estator, según lo descrito en la sección 3.4.

En la figura 4.19 se presenta en detalle el bloque correspondiente al sistema de control.

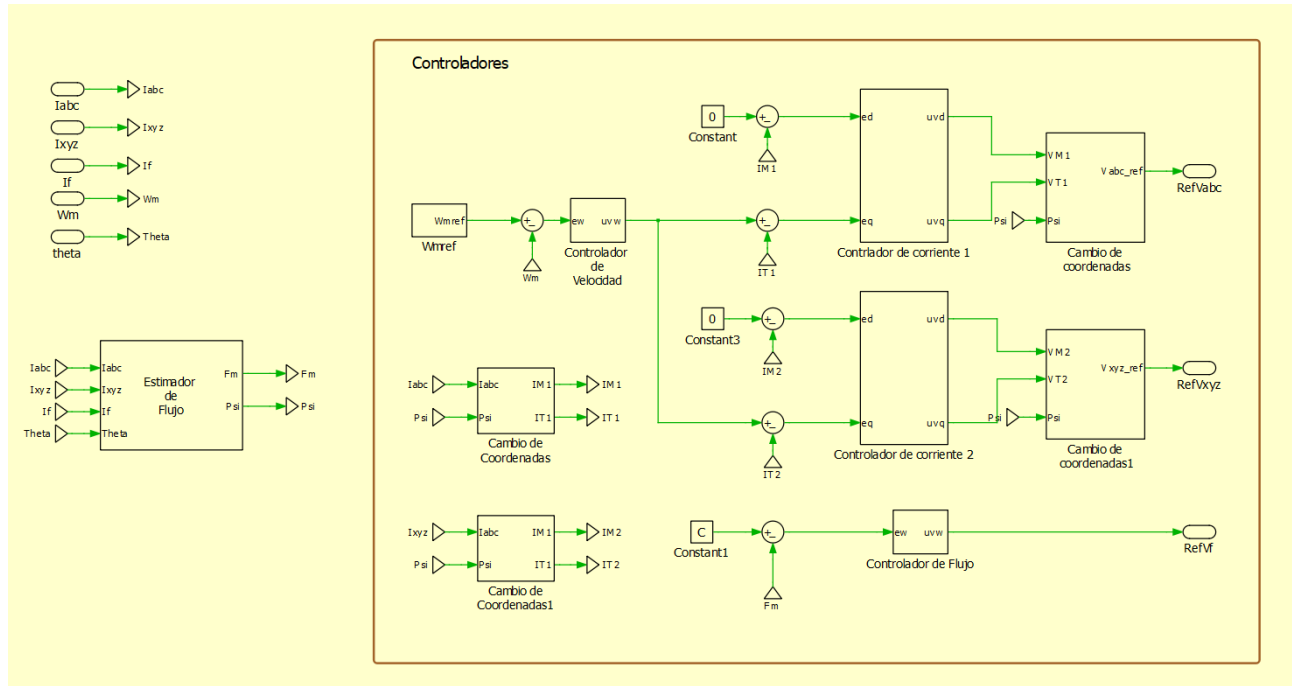


Figura 4.19: Bloque del controlador implementado en PLECS.

La lógica de funcionamiento del controlador sigue lo desarrollado en la sección 3.4, donde se describe el diseño e integración de los distintos lazos de control a través de las plantas específicas en sección 7.2.

A partir de estos modelos, se lleva a cabo el análisis del desempeño dinámico del sistema, cuyos resultados se presentan a continuación.

4.3.1. Desempeño del control de corriente

El desempeño del controlador de corriente fue evaluado mediante una prueba de escalón aplicada a la corriente de torque de referencia i_T^* , con un valor equivalente al 10 % de la corriente base, partiendo de un valor de el 10 % de la corriente base. En la figura 4.20 se observa la respuesta del sistema ante el escalón de corriente de referencia, mostrando las señales medidas de corriente i_T , su referencia i_T^* y la tensión de actuación v_T correspondiente a uno de los estatores.

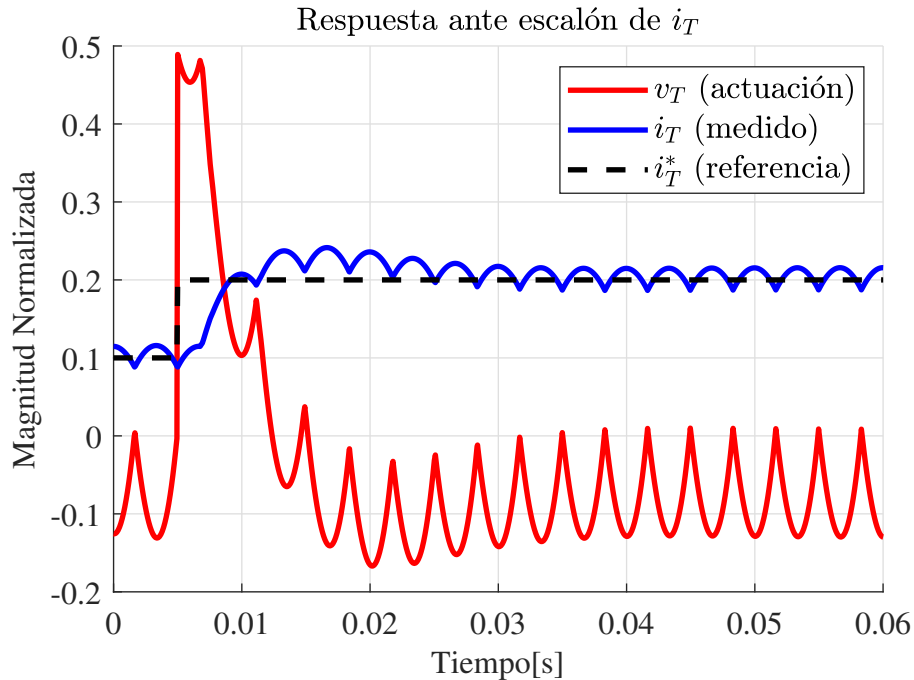


Figura 4.20: Oscilograma de corriente i_T medida y de referencia, junto con la tensión de actuación en el ensayo de escalón.

En la figura se puede apreciar que la corriente i_T sigue adecuadamente la referencia impuesta. No obstante, se observa un *ripple* en su evolución, producto de la operación normal del cicloconvertidor. A pesar de esta oscilación, la corriente media en estado estacionario se mantiene alineada con la referencia, validando el correcto funcionamiento del lazo de control.

Además, en la figura 4.21 se presenta una comparación entre la respuesta obtenida en PLECS (normalizada para fines comparativos) y la respuesta teórica obtenida mediante el diseño del controlador en RLTool.

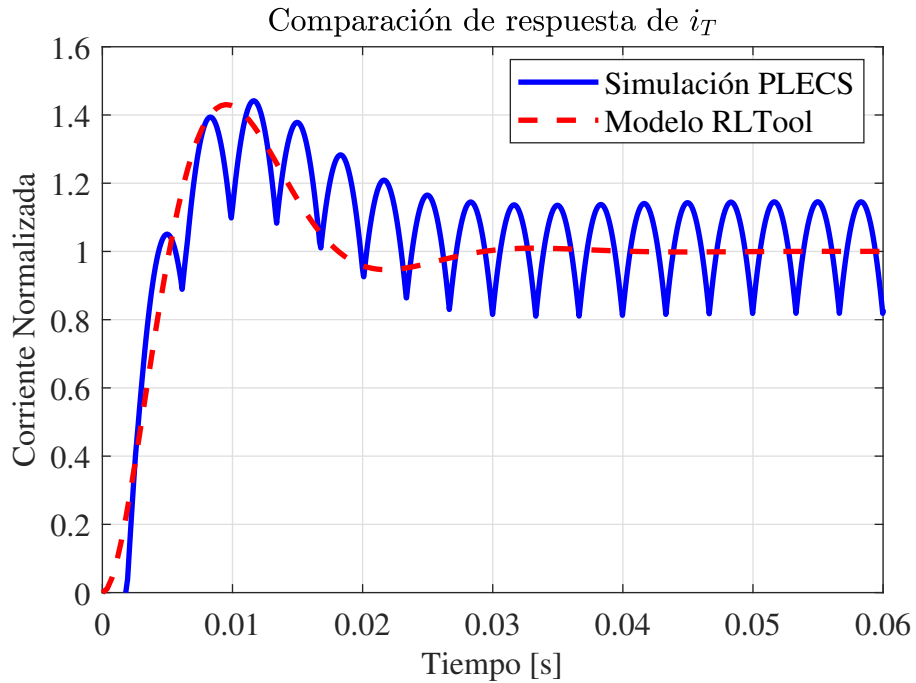


Figura 4.21: Comparación entre la respuesta simulada en PLECS y la respuesta teórica (RLTool) para la corriente i_T .

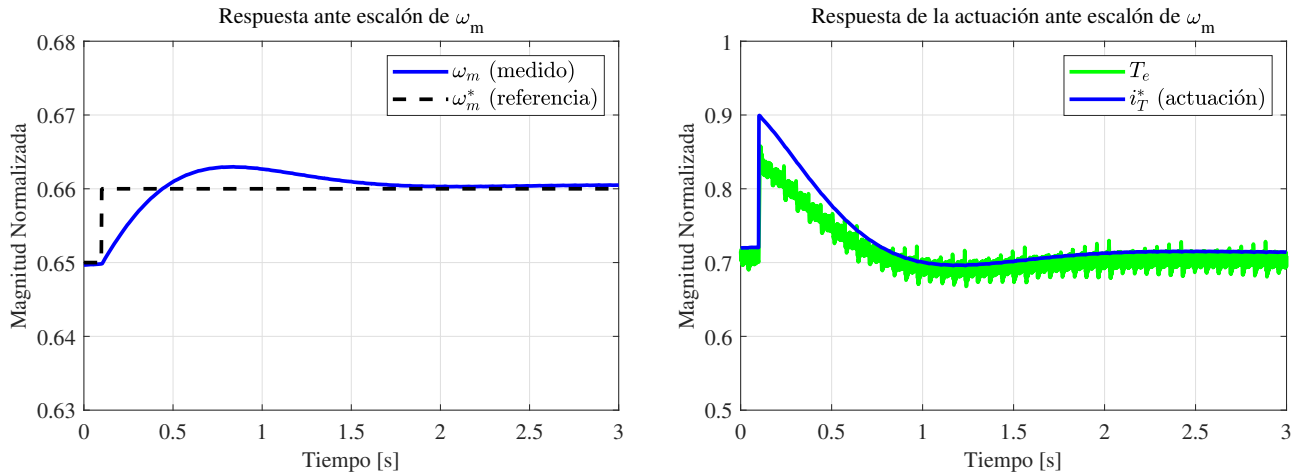
En la comparación se observa una notable similitud entre ambas respuestas, tanto en el tiempo de subida, como en el sobrepaso y el tiempo de establecimiento.

Con base en lo anterior, se concluye que el controlador de corriente presenta un desempeño satisfactorio. Se logra un seguimiento preciso de la referencia, una respuesta dinámica rápida y un ajuste adecuado del regulador PI implementado para el control de corriente en la máquina sincrónica.

4.3.2. Desempeño del control de velocidad

Desempeño ante escalón de referencia

La validación del desempeño del controlador de velocidad se llevó a cabo mediante un ensayo de respuesta tipo escalón. Para ello, se estableció inicialmente una velocidad correspondiente al 65 % de la velocidad mecánica base, junto a una carga constante del 70 % del torque base. A partir de esta condición estable, se aplicó un incremento abrupto del 1 % de dicha velocidad a la referencia de velocidad mecánica (ω_m^*). En la figura 4.22 se presentan las señales medidas de velocidad mecánica (ω_m) y su referencia (ω_m^*), así como las señales correspondientes a la actuación del sistema, la corriente de torque (i_T) y el torque eléctrico generado.



(a) Oscilogramas de velocidad mecánica medida y referencia.

(b) Oscilogramas de corriente de torque de referencia y torque eléctrico.

Figura 4.22: Respuesta del sistema frente a un escalón de velocidad.

En la figura 4.22a se observa que tras la aplicación del escalón, la velocidad mecánica ω_m incrementa rápidamente. Este comportamiento también se observa en la señal de torque eléctrico, evidenciando la relación directa entre la corriente de torque y la generación de torque. No obstante, durante el transitorio inicial del escalón, se observa una discrepancia la señal de corriente de torque y la señal de torque eléctrico, atribuible a la simplificación realizada en el modelo de torque del sistema. Dicho modelo considera que las corrientes de torque generadas por ambos estatores son idénticas, lo cual no es estrictamente válido en régimen transitorio. Aun así, la respuesta del sistema confirma un correcto desempeño del controlador de velocidad ante perturbaciones.

La figura 4.23 presenta la comparación entre la respuesta simulada en PLECS y el modelo teórico generado en RLTool, ambas normalizadas para fines comparativos.

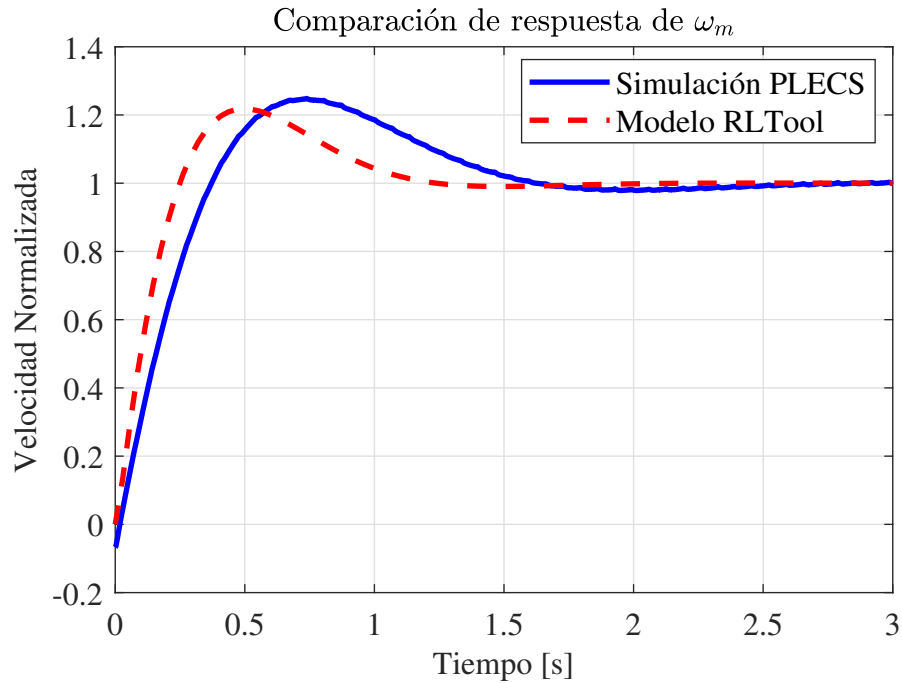


Figura 4.23: Comparación entre la respuesta simulada en PLECS y la respuesta teórica (RLTool) para la velocidad mecánica ω_m .

Tal como se aprecia, ambas respuestas muestran un comportamiento muy similar en cuanto a la forma general de la curva, tiempo de establecimiento y sobrepaso. No obstante, se evidencia que la respuesta simulada presenta un tiempo de subida y de asentamiento levemente mayores, además de un sobrepaso ligeramente superior respecto a la respuesta teórica.

Estas diferencias se atribuyen principalmente a las simplificaciones realizadas durante el diseño del controlador, tales como la no consideración del torque de fricción —que introduce una componente adicional en la dinámica del sistema— y la suposición de que, en estado transitorio, las corrientes de torque en ambos estatores son iguales, lo cual no se cumple estrictamente y afecta la generación del torque electromagnético.

A pesar de estas discrepancias, la respuesta obtenida es adecuada, ya que las curvas simulada y teórica coinciden tanto en valores de sobrepaso y presentan una evolución temporal parecida. Por lo tanto, se concluye que el desempeño del lazo de control de velocidad ante un escalón de referencia es adecuado.

Desempeño ante perturbación de carga

Para evaluar la capacidad del sistema de rechazar perturbaciones externas, se aplicó un escalón en el torque de carga T_l durante el régimen permanente. La magnitud de la perturbación fue equivalente a un aumento del 10% en la carga, aplicado en el segundo 1 de simulación. En la figura 4.24, se

observa la respuesta de la velocidad mecánica ω_m frente a esta perturbación, manteniéndose constante la referencia ω_m^* .

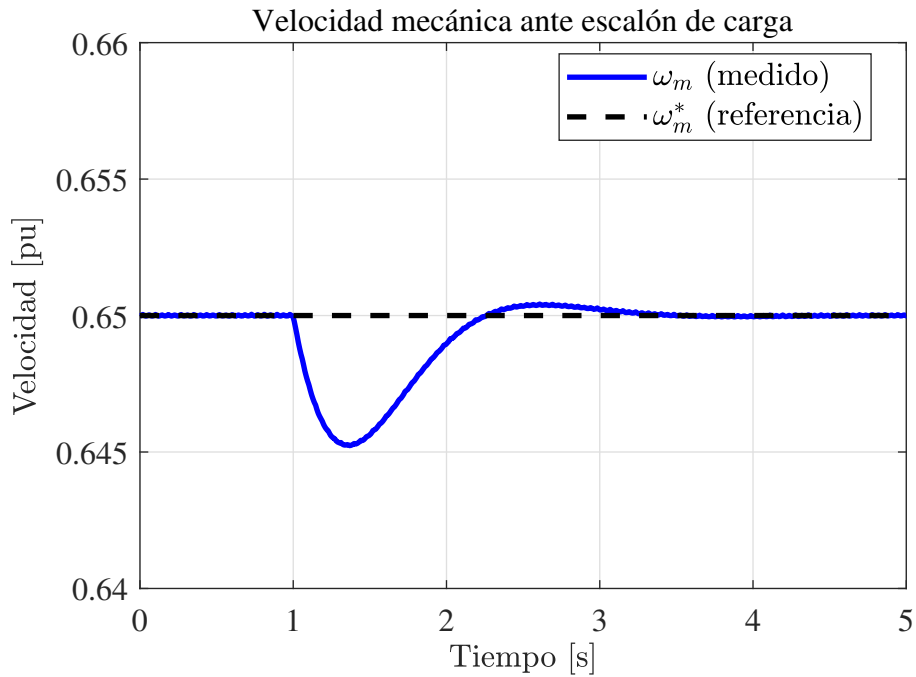


Figura 4.24: Velocidad mecánica medida ω_m ante un escalón de torque de carga, con referencia constante.

Se puede observar que, ante el cambio repentino de carga, la velocidad presenta una caída momentánea, seguida de una recuperación hacia su valor de referencia. Esta acción refleja la capacidad del controlador de velocidad para compensar la perturbación, manteniendo el sistema cercano a la consigna deseada. La desviación máxima es acotada, con un valor de 0,8 %, y el tiempo de recuperación se mantiene dentro de un rango aceptable.

La figura 4.25 muestra el comportamiento del torque eléctrico T_e generado por el controlador, comparado con el nuevo nivel del torque de carga T_l .

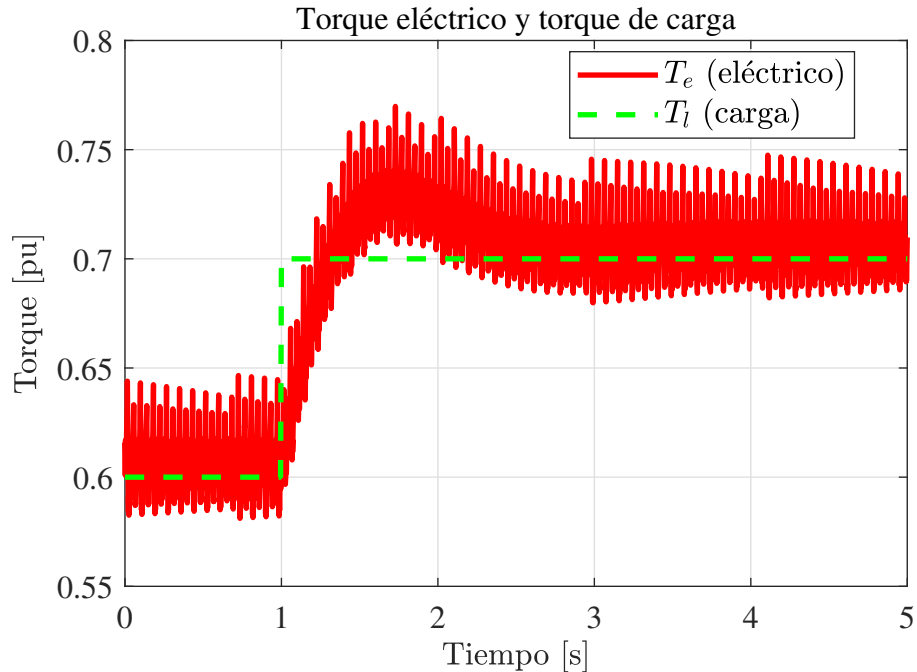


Figura 4.25: Comparación entre el torque eléctrico T_e generado y el torque de carga T_l aplicado.

Se aprecia cómo el torque eléctrico responde casi inmediatamente al cambio de carga, incrementándose para compensar el nuevo nivel de demanda mecánica. A pesar del *ripple* inherente a la conversión electrónica, el sistema mantiene el equilibrio dinámico requerido para estabilizar la velocidad.

Con base en estos resultados, se concluye que el sistema presenta un buen desempeño ante perturbaciones en el torque de carga. El lazo de velocidad, en conjunto con el controlador de corriente, permite una respuesta estable, rápida y efectiva frente a condiciones externas no previstas.

4.3.3. Contraste de operación en estado estacionario con datos de planta

Para verificar el rendimiento del modelo simulado, se realiza una comparación directa con datos reales obtenidos desde la planta, bajo una condición de operación representativa correspondiente al 65 % de la velocidad mecánica base y un torque de carga correspondiente al 70 % del torque base.

La figura 4.26 muestra la comparación entre las tensiones de fase entregadas por la planta y aquellas generadas por la simulación. Todas las señales se presentan normalizadas respecto a los valores base.

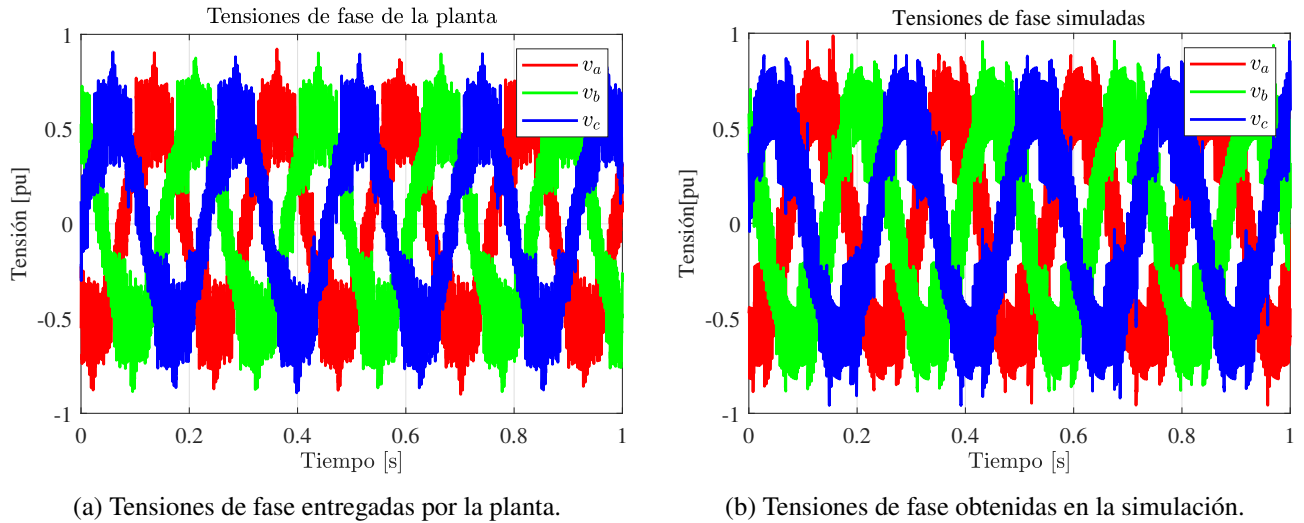


Figura 4.26: Comparación entre las tensiones de fase entregadas por la planta y las simuladas.

Se aprecia una buena correspondencia entre ambas señales, tanto en la forma de onda como en la amplitud y la frecuencia. Las distorsiones observadas son características del funcionamiento con cicloconvertidores, y se presentan de manera consistente tanto en la planta como en el modelo simulado. Además, las tensiones se mantienen balanceadas y simétricas, lo cual refuerza la validez del comportamiento obtenido.

La figura 4.27 presenta la comparación de las corrientes de fase medidas en la planta y aquellas simuladas. Se observa nuevamente una similitud tanto en la forma de las señales como en su amplitud, así como un correcto desfase entre fases, coherente con un sistema trifásico balanceado.

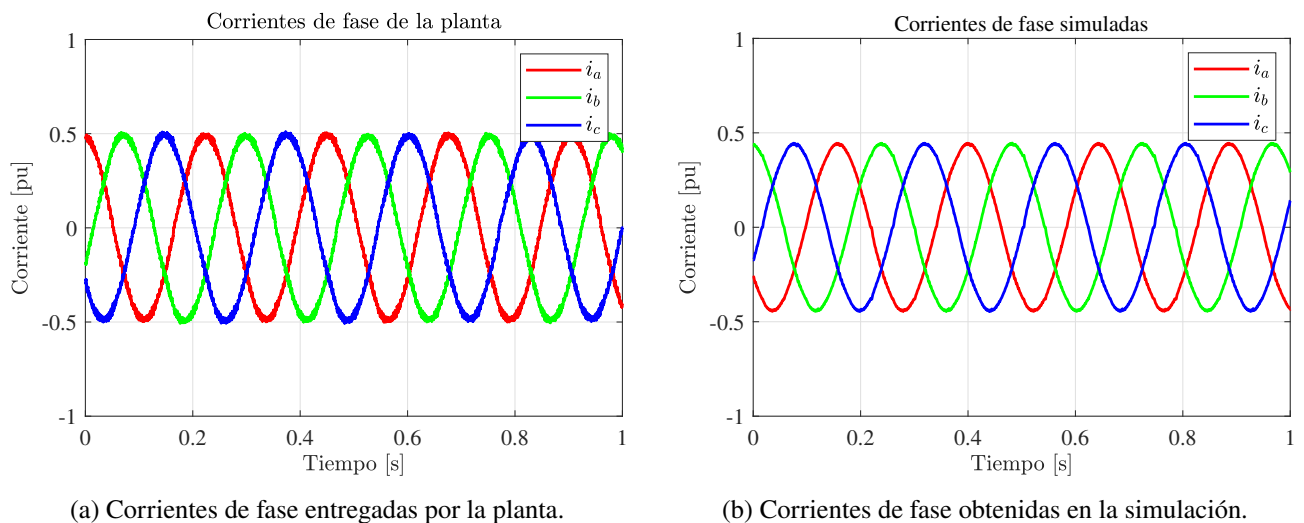


Figura 4.27: Comparación entre las corrientes de fase entregadas por la planta y las simuladas.

Para un análisis más detallado, se contrastan individualmente la tensión y la corriente de fase a, como se muestra en las figuras 4.28 y 4.29.

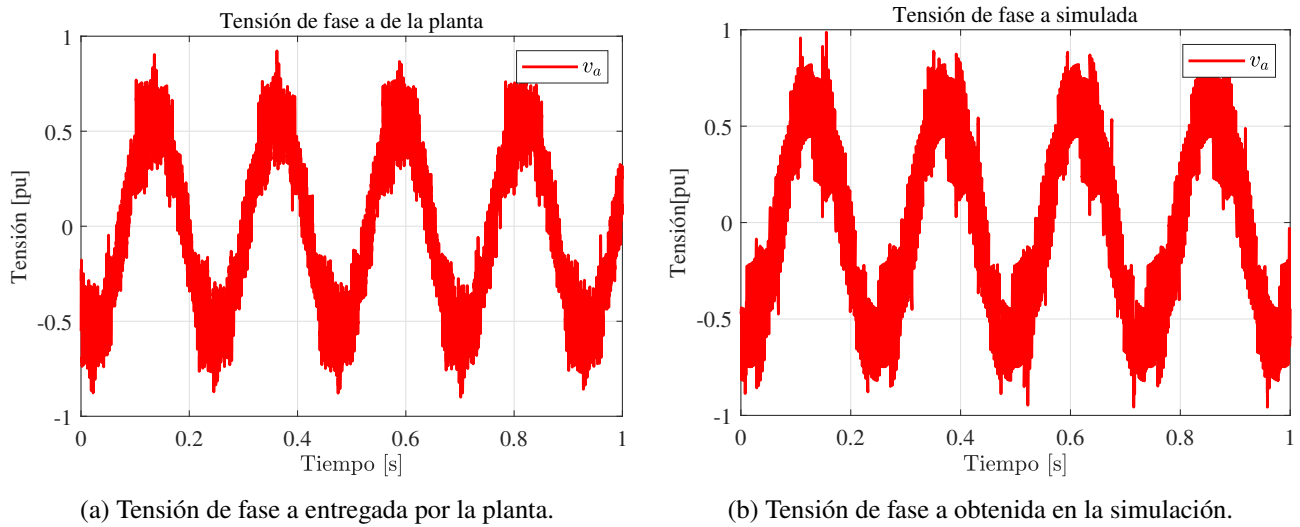


Figura 4.28: Comparación entre la tensión de fase a entregada por la planta y la simulada.

En la comparación de tensiones de fase a se observa una similitud en la forma de onda y la magnitud entre la señal real y la simulada. No obstante, la señal obtenida de la simulación presenta una mayor distorsión, atribuible a la lógica de disparo del cicloconvertidor sin corriente circulante implementado en PLECS, que no contempla el *snubber* exacto utilizado en la planta real.

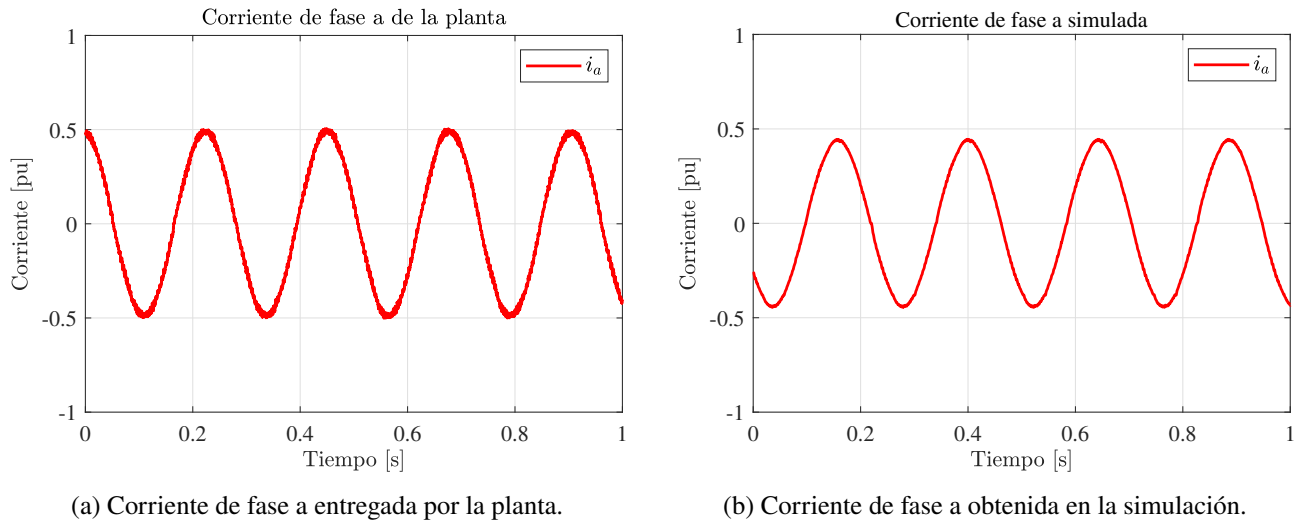


Figura 4.29: Comparación entre la corriente de fase a entregada por la planta y la simulada.

En cuanto a la corriente de fase a , se observa una diferencia en la magnitud entre la señal simulada y la medida en planta, siendo la señal simulada levemente inferior. Esta discrepancia puede atribuirse a la presencia de mayores pérdidas en el sistema real, lo cual genera una mayor exigencia de corriente para compensar dichas pérdidas. Estas diferencias pueden estar relacionadas con la divergencia entre los parámetros nominales utilizados en la simulación y los parámetros reales de la máquina, los cuales pueden variar producto del envejecimiento, las condiciones térmicas de operación y fenómenos como

la fricción, que no han sido modelados con precisión. Estos factores afectan la generación del torque eléctrico, exigiendo un mayor esfuerzo por parte del sistema de control, lo que se traduce en mayores corrientes.

Por otra parte, se aprecia un desfase entre la corriente y la tensión menor en las señales simuladas en comparación con las medidas en planta. Esta diferencia se debe principalmente al modo de control implementado en la planta, el cual incorpora una lógica interna provista por la empresa SIEMENS S.A. que ajusta dinámicamente el factor de potencia del sistema. Esta lógica difiere del método de control utilizado en el modelo simulado, lo cual explica las variaciones observadas en la alineación temporal entre tensión y corriente.

Pese a estas diferencias, los resultados obtenidos permiten concluir que el modelo simulado representa de forma adecuada el comportamiento electromecánico del sistema. La simulación reproduce con fidelidad las principales características observadas en la planta bajo condiciones estacionarias, lo que valida su uso para análisis posteriores.

Capítulo 5

Simulación y estudio de eventos

Una vez realizada la implementación del modelo computacional desarrollado para el sistema de accionamiento electromecánico del molino SAG, es posible analizar su comportamiento dinámico bajo distintas condiciones operativas.

En este capítulo se presenta la respuesta del sistema de las diversas variables de interés, así como la evolución de estas frente a la ocurrencia de eventos indeseados.

Es importante considerar que, en la realidad, el sistema de accionamiento del molino SAG constituye un sistema complejo, equipado con múltiples relés de protección. Estos permiten una apertura rápida de distintos segmentos de la alimentación eléctrica con el fin de despejar fallas eficientemente y proteger los diversos equipos que conforman el sistema.

En este contexto, las simulaciones presentadas en este capítulo constituyen una representación del comportamiento de las principales variables del sistema, bajo el supuesto de no disponer de protecciones activas. Este enfoque permite estudiar y analizar de forma clara la dinámica y la respuesta del sistema ante eventos críticos, proporcionando información valiosa para la evaluación de su desempeño en condiciones adversas.

En cuanto a las condiciones de operación, se implementa el modelo de carga descrito en la sección 3.3, cuyos parámetros de simulación se detallan en la tabla 7.4. Los eventos son inducidos cuando el sistema se encuentra en régimen permanente, operando a una velocidad mecánica del 70% de la velocidad base, la cual corresponde aproximadamente a la velocidad óptima para el nivel de carga estipulado. La perturbación se introduce a partir del instante $t_0 = 1$ s.

5.1. Evento de cortocircuito en el devanado de campo

El objetivo de esta simulación es analizar y estudiar la evolución de las variables del sistema ante un evento de cortocircuito o pérdida de alimentación en el devanado de campo de la máquina.

El comportamiento de las tensiones y corrientes en ambos estatores se muestra a continuación. En la figura 5.1 se presentan las señales del primer estator (sistema de coordenadas abc), mientras que

en la figura 5.2 se muestran las señales correspondientes al segundo estator (sistema de coordenadas xyz).

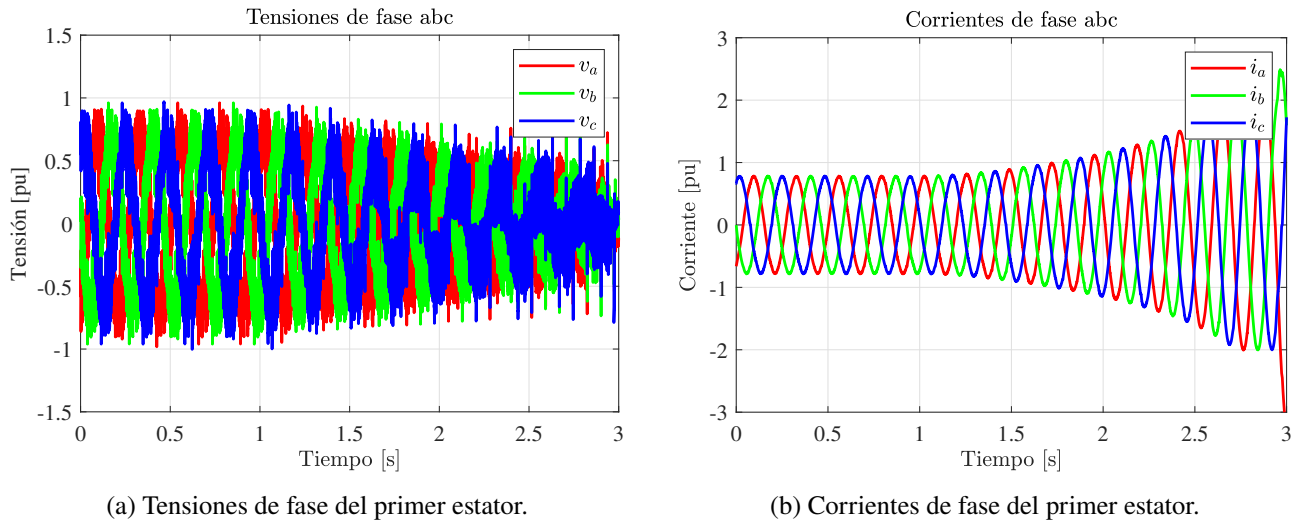


Figura 5.1: Tensiones y corrientes del primer estator durante el evento de cortocircuito en el devanado de campo.

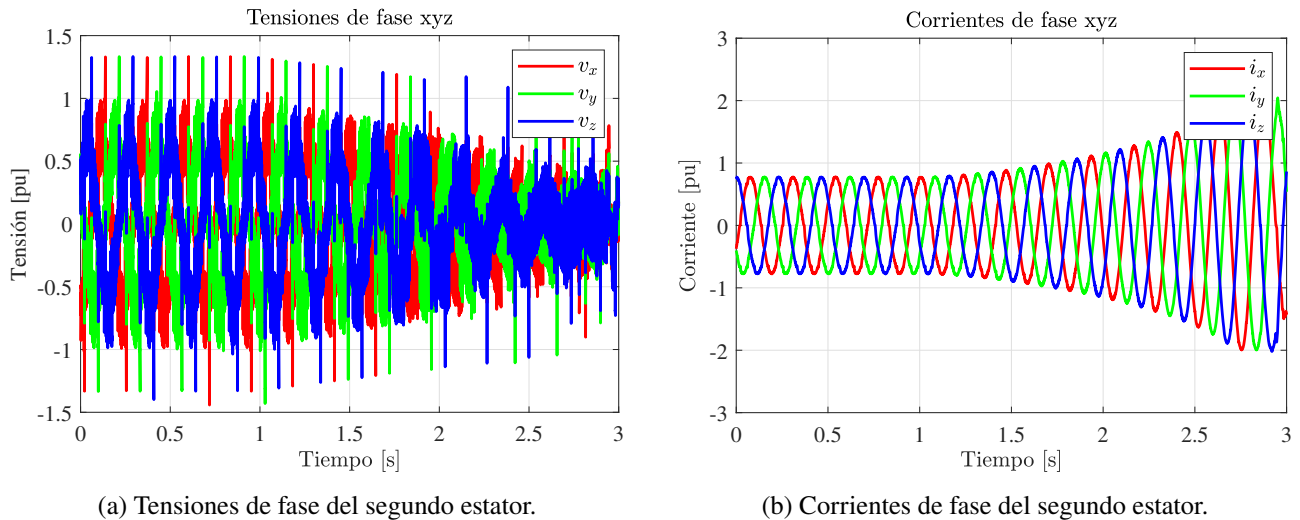


Figura 5.2: Tensiones y corrientes del segundo estator durante el evento de cortocircuito en el devanado de campo.

A partir de las figuras de tensiones y corrientes en ambos estatores, se observa una disminución progresiva en la magnitud de las tensiones. Este fenómeno se explica por la pérdida de alimentación en el devanado de campo, lo que conlleva a una reducción del flujo magnético principal. Como consecuencia, la máquina pierde su capacidad de generar torque electromagnético a través del acoplamiento directo entre campo y estator, quedando solamente el aporte del torque de reluctancia. No obstante, este último resulta insuficiente para contrarrestar el torque resistente de la carga, por lo que la máquina comienza a desacelerar, entrando en un régimen asincrónico. En este estado, al disminuir el

flujo de excitación, también se reduce la tensión inducida en los bornes del estator, lo que se refleja directamente en la caída de las tensiones de fase observadas.

Por otro lado, se observa un aumento en la magnitud de las corrientes. Esta respuesta es consecuencia de la reducción del flujo magnético, que disminuye el torque electromagnético generado. En consecuencia, el sistema de control incrementa la consigna de corriente de torque, lo que se refleja en un aumento de la corriente medida.

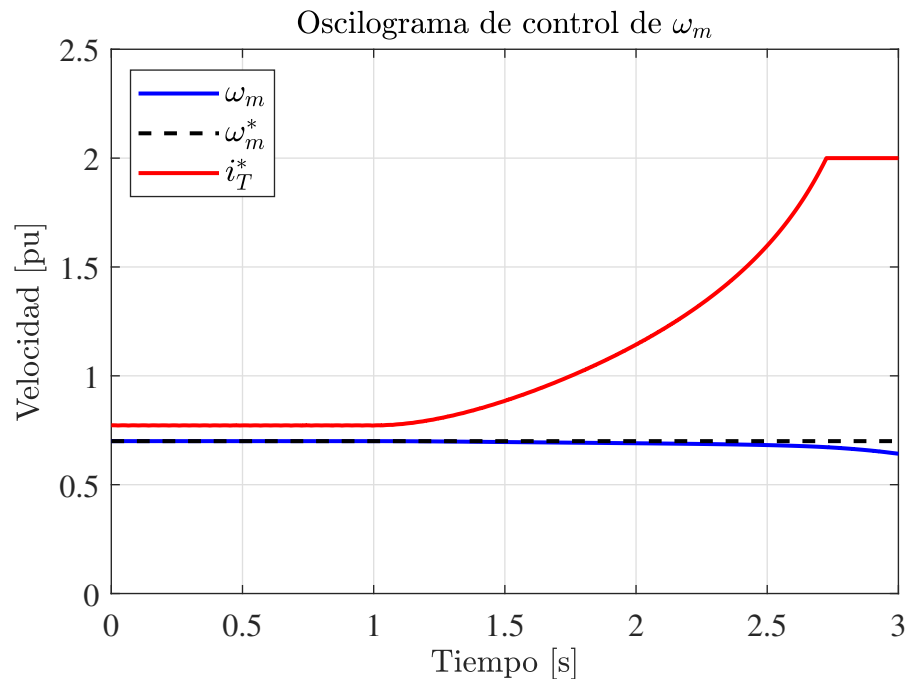


Figura 5.3: Velocidad mecánica medida y de referencia durante el evento de cortocircuito en el devanado de campo.

En la figura 5.3 se observa la evolución de la velocidad mecánica ω_m durante el evento de cortocircuito en el devanado de campo. La velocidad de referencia ω_m^* se mantiene constante en el 70 % de la velocidad base, mientras que la velocidad medida logra seguirla adecuadamente hasta el instante de falla.

A partir de $t = 1$ s, momento en que ocurre el cortocircuito, se evidencia una pérdida progresiva de control. La corriente de torque de referencia i_T^* comienza a aumentar como respuesta del sistema de control ante la pérdida de torque electromagnético, hasta alcanzar su saturación. Sin embargo, al no contar con el flujo magnético necesario para generar dicho torque, la velocidad real se desvía cada vez más del valor de referencia, incrementándose de forma incontrolada. Esto evidencia la pérdida completa de regulación de velocidad producto de la falla.

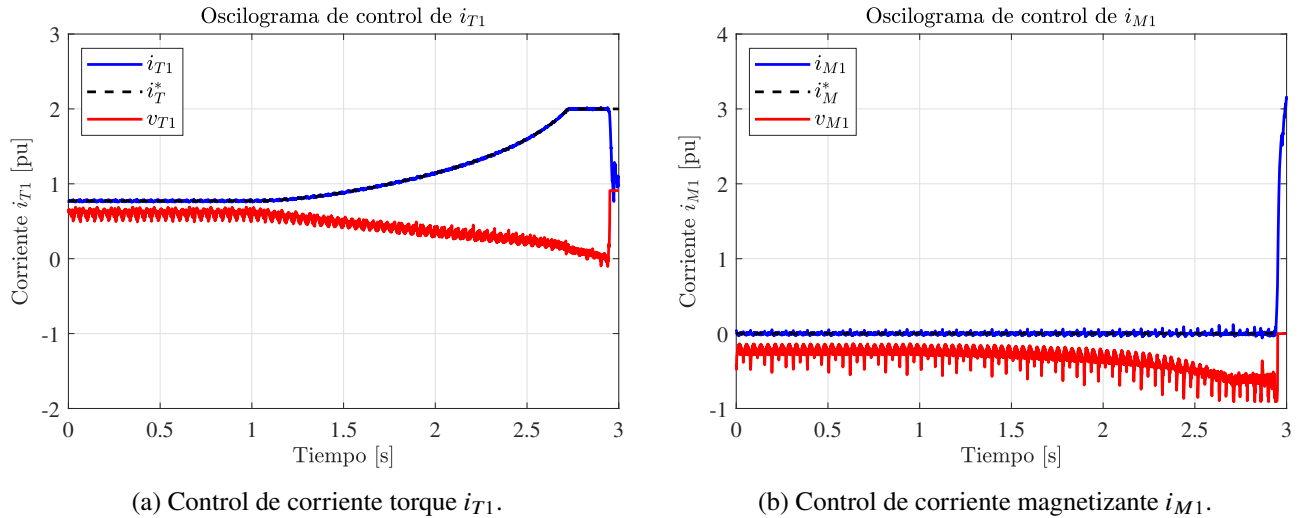


Figura 5.4: Oscilogramas de control de corrientes del primer estator.

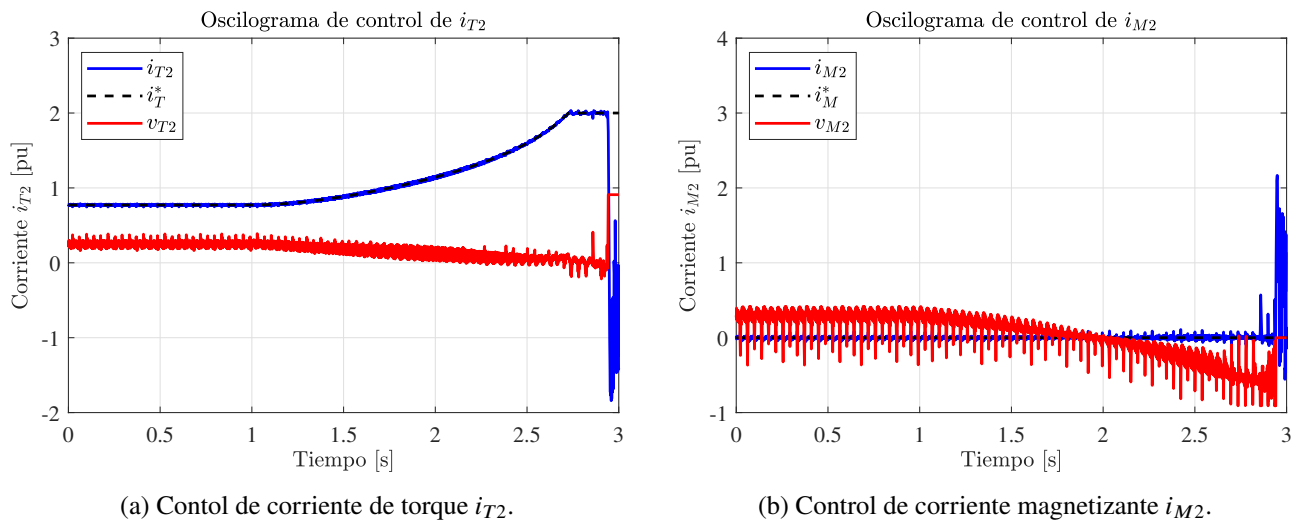


Figura 5.5: Oscilogramas de control de corrientes del segundo estator.

En las figuras 5.4 y 5.5 se presenta la evolución de las señales de control de las corrientes de torque y magnetizantes en ambos estatores durante el evento de cortocircuito en el devanado de campo.

Se observa un comportamiento similar en los oscilogramas de control de las corrientes de torque i_{T1} e i_{T2} , mostrados en las figuras 5.4a y 5.5a, respectivamente. En ambos casos, tras la ocurrencia del evento, las corrientes de torque incrementan su magnitud como respuesta al aumento en la consigna i_T^* , hasta alcanzar un valor de saturación. Posteriormente, alrededor de $t = 3$ s, se pierde la capacidad de control sobre estas señales debido a la inestabilidad del sistema.

De forma análoga, las corrientes magnetizantes de ambos estatores, presentadas en las figuras 5.4b y 5.5b, siguen un patrón coherente: permanecen estables y siguiendo la consigna mientras el

sistema opera en condiciones controladas, pero dejan de ser regulables una vez que se produce la desestabilización, también cerca de $t = 3$ s.

Es importante aclarar que, cuando tanto la corriente de campo como la corriente magnetizante se anulan, se pierde la referencia del flujo magnético común. Si a esto se suma que el sistema comienza a operar en régimen asincrónico, las corrientes de torque y magnetizantes dejan de tener un significado claro en términos del control. En este escenario, las corrientes i_{T1} e i_{T2} se ven involucradas simultáneamente en la generación de torque y en la generación de flujo magnético.

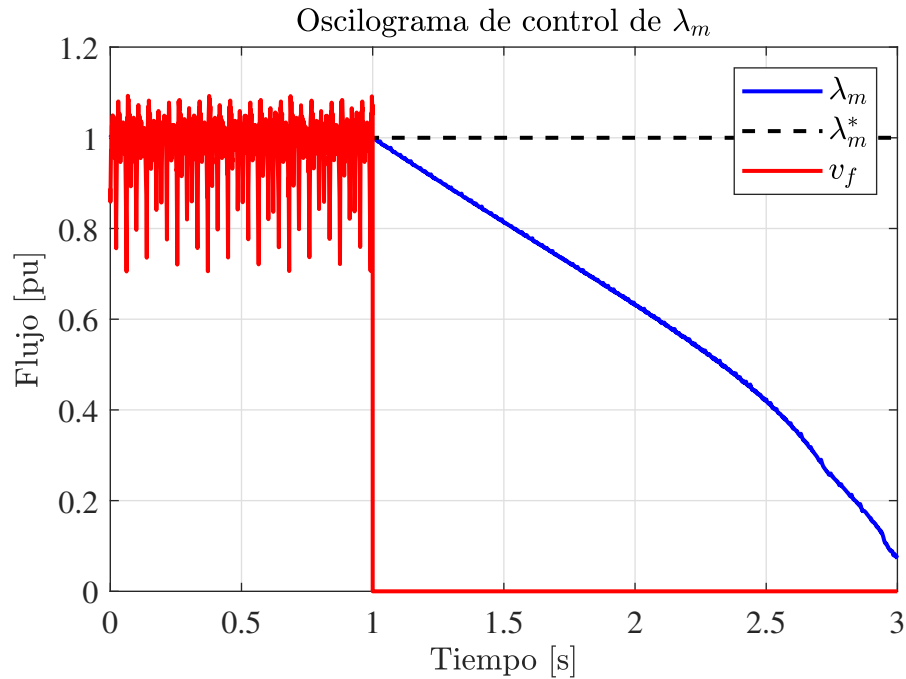


Figura 5.6: Magnitud del flujo magnético estimado durante el evento de cortocircuito en el campo.

En la figura 5.6 se visualiza el comportamiento del flujo magnético ante el evento. Se observa la caída abrupta en la tensión de campo v_f , la cual se anula completamente tras el segundo $t = 1$ s.

Como consecuencia directa de esta pérdida de alimentación, el sistema pierde la capacidad de mantener el flujo magnético λ_m en su valor nominal.

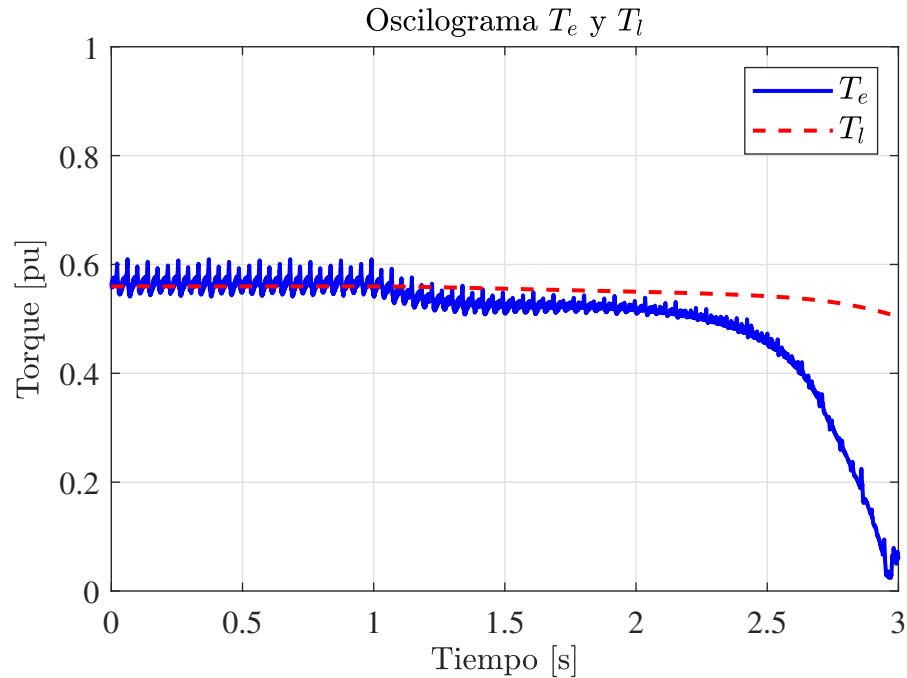


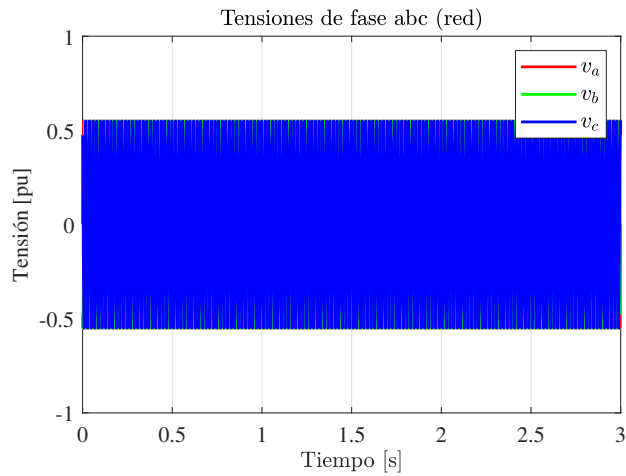
Figura 5.7: Torque electromagnético y torque de carga durante el evento de cortocircuito en el campo.

Con el objetivo de analizar en mayor profundidad el comportamiento del sistema ante el evento, en la figura 5.7 se presenta la evolución del torque electromagnético T_e en comparación con el torque de carga T_l .

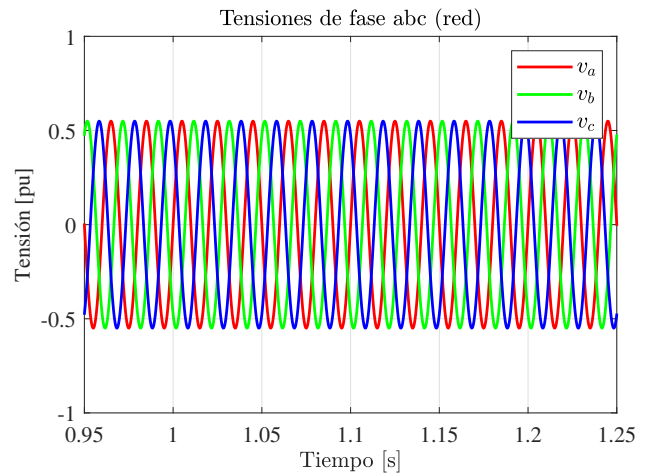
Antes del instante de la falla, el sistema mantiene un adecuado seguimiento del requerimiento de torque, evidenciado por la coincidencia entre T_e y T_l . Sin embargo, a partir del segundo $t = 1$ s, el torque electromagnético comienza a disminuir progresivamente. Esta pérdida se debe directamente a la caída del flujo magnético, lo cual impide al sistema generar el torque necesario para sostener la carga. Como resultado, se observa una pérdida sostenida del par eléctrico hasta alcanzar valores cercanos a cero, evidenciando la pérdida de sincronismo y control del sistema.

Para realizar un análisis más detallado del comportamiento del sistema bajo las condiciones impuestas por el evento de cortocircuito en el devanado de campo, se examina la evolución de la tensión y la corriente en la red de alimentación del cicloconvertidor. Con este propósito, se selecciona como muestra la alimentación del cicloconvertidor que genera de la fase a y la fase x de la máquina.

Los oscilogramas correspondientes a la alimentación de la fase a se presentan en la figura 5.8 para las tensiones de fase, y en la figura 5.9 para las corrientes de fase. Del mismo modo, las señales de alimentación asociadas a la fase x se ilustran en las figuras 5.10 y 5.11, que muestran las tensiones y corrientes de fase de la red, respectivamente.

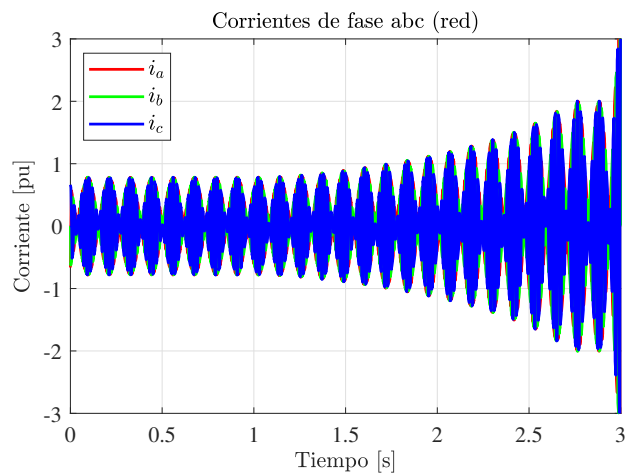


(a) Tensiones de red de alimentación.

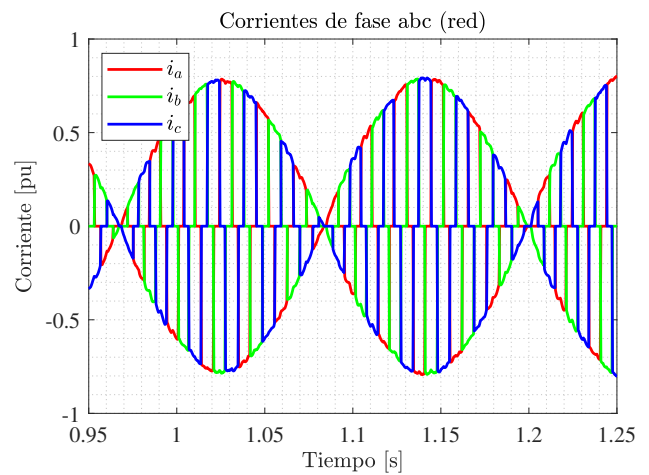


(b) Ampliación en el momento de falla.

Figura 5.8: Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina.



(a) Corrientes de red de alimentación.



(b) Ampliación en el momento de falla.

Figura 5.9: Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina.

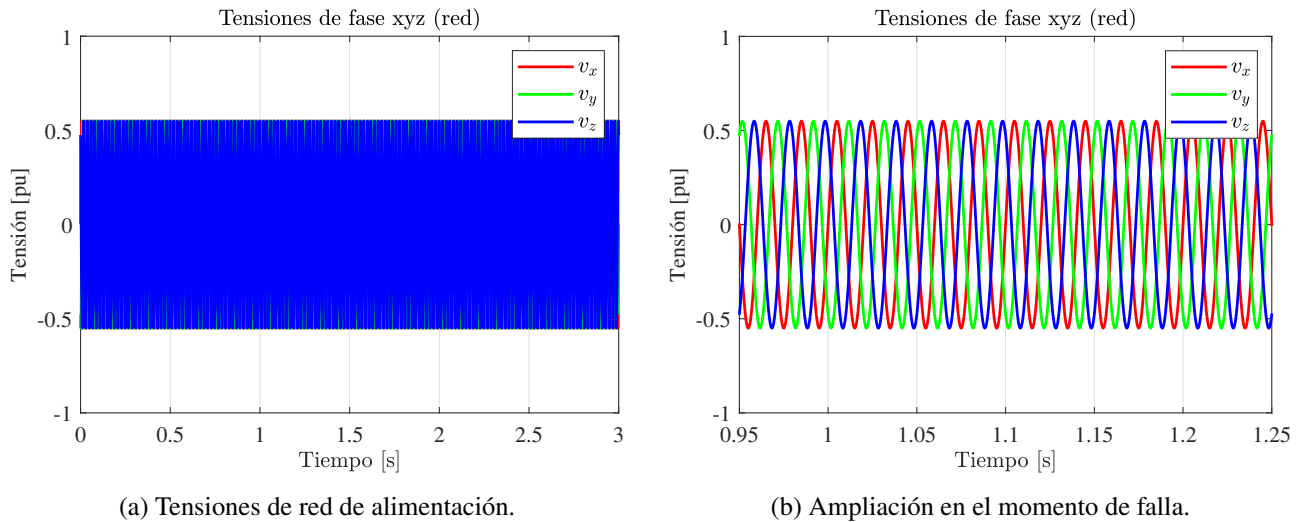


Figura 5.10: Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina.

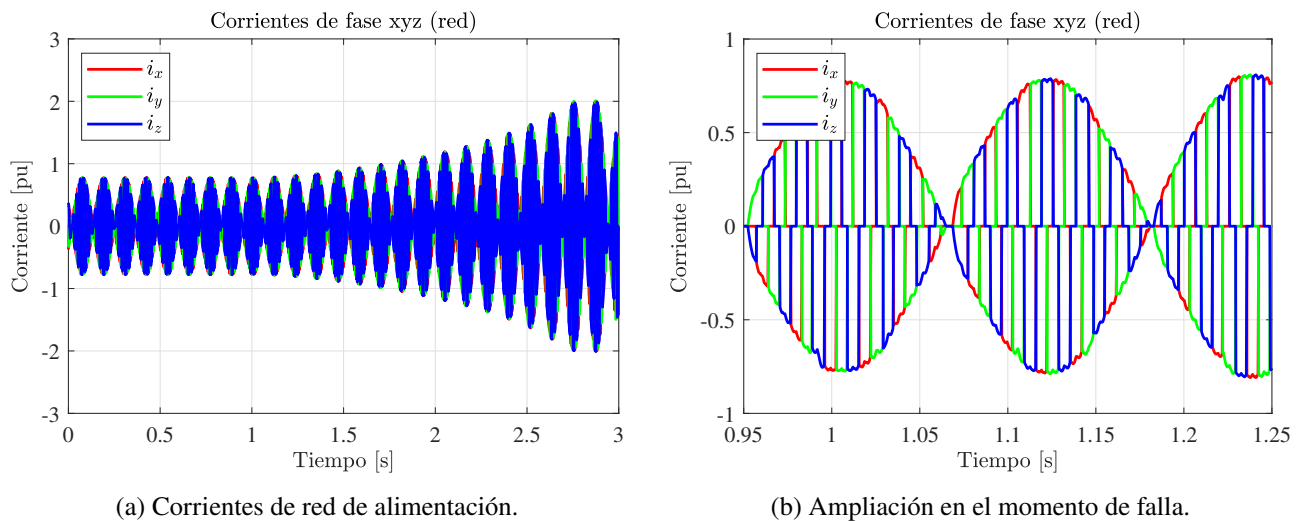


Figura 5.11: Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina.

De las figuras 5.8 y 5.10 se observa que no existe perturbación aparente en las señales de tensión, tanto en la fase a como en la fase x . Esto se aprecia con mayor claridad en las ampliaciones correspondientes, donde tampoco se evidencia deformación alguna en el instante de la falla. Este comportamiento es debido a que, al considerar transformadores ideales en el modelo, las tensiones visualizadas corresponden directamente a la fuente de alimentación. En consecuencia, no se deberían presentar perturbaciones en las tensiones medidas en la red.

En cuanto a las corrientes de la red representadas en las figuras 5.9 y 5.11, tanto en la alimentación de la fase a como de la fase x se aprecia un comportamiento similar, en donde se visualiza que a partir del inicio de la falla, las señales comienzan a aumentar progresivamente su magnitud, coherente con el crecimiento de la corriente de la fase a y x de la máquina. En cuanto al momento exacto de la falla,

no se visualiza ninguna deformación aparente en las señales de corriente, demostrado por las figuras ampliadas respectivas.

A partir de este ensayo se puede concluir que, tras la ocurrencia de un cortocircuito en el devanado de campo, bajo las condiciones iniciales previamente descritas, el sistema intenta adaptar sus señales de control para compensar la pérdida del flujo magnético, el cual ya no puede ser suministrado por dicho devanado. Como consecuencia de esta pérdida de flujo, se reduce progresivamente la generación de torque eléctrico, lo que provoca una disminución continua de la velocidad mecánica. Esta caída genera una consigna de corriente cada vez mayor, lo que incrementa gradualmente las corrientes en el estator. Esta evolución continúa hasta que se alcanza la pérdida de sincronismo, fenómeno que ocurre aproximadamente dos segundos después del inicio del evento.

Además, se observa que las tensiones en el estator disminuyen conforme progresa la falla, mientras que en la red de alimentación no se aprecia una perturbación significativa. Por otro lado, las corrientes tanto en el estator como en la red de alimentación aumentan hasta alcanzar su nivel de saturación, reflejando el esfuerzo del sistema por mantener la operación ante la pérdida de flujo magnético.

5.2. Evento de falla monofásica

Este evento representa la pérdida de una línea de alimentación, representado en la apertura de la línea de una de las fases de la máquina, específicamente la fase *a*. Esta condición permite analizar el comportamiento del sistema ante una falla asimétrica en el circuito de excitación, y observar cómo las distintas variables evolucionan dinámicamente bajo este tipo de contingencia.

En la figura 5.12 se presentan las tensiones y corrientes de fase en el primer estator, mientras que en la figura 5.13 se ilustran las señales correspondientes al segundo estator.

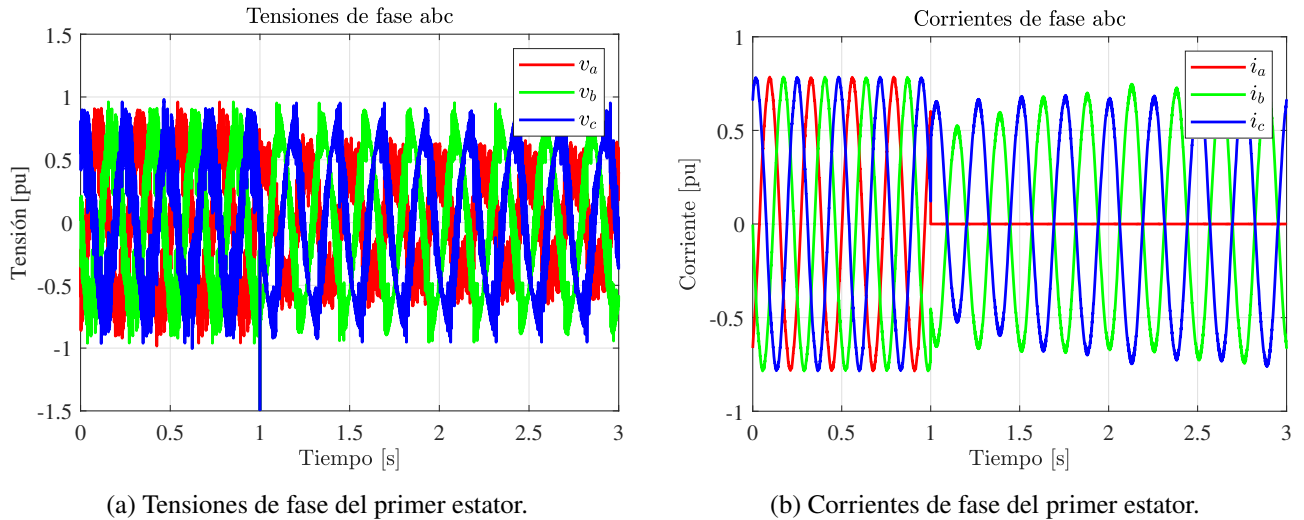


Figura 5.12: Tensiones y corrientes del primer estator durante el evento de falla monofásica en el devanado de campo.

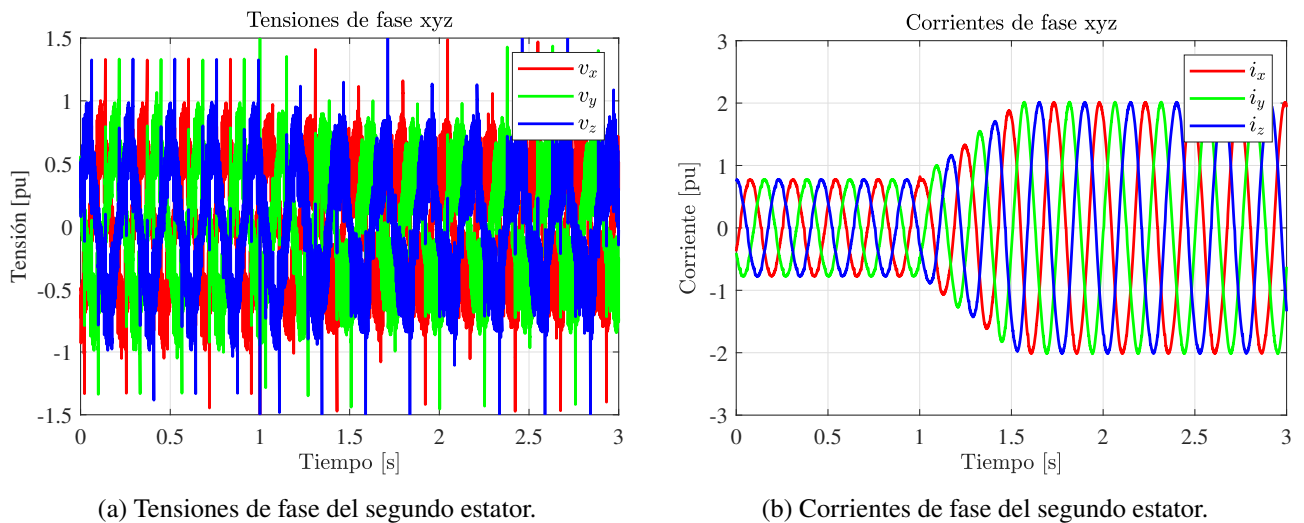


Figura 5.13: Tensiones y corrientes del segundo estator durante el evento de falla monofásica en el devanado de campo.

A partir de la figura 5.12 se observa que inmediatamente después del evento ocurre una alteración abrupta en la tensión de la fase a , manifestada como un pulso transitorio, correspondiente a la apertura repentina de la línea. Posteriormente, se aprecia una clara asimetría en las tensiones del primer estator, evidenciada por la disminución sostenida de la magnitud de la fase afectada.

En la figura 5.12b se confirma esta pérdida de alimentación, al observarse la anulación de la corriente de la fase a , mientras que las corrientes en las fases restantes experimentan un desbalance, manteniéndose activas y desfasadas para suplir parcialmente la pérdida.

Por su parte, la figura 5.13 muestra que el segundo estator mantiene el equilibrio y simetría en sus

tensiones, aunque con leves modificaciones en su magnitud. Las corrientes, sin embargo, aumentan en intensidad, lo cual es coherente con el intento del sistema por compensar la pérdida de generación de torque del primer estator.

La figura 5.14 muestra la evolución de la velocidad mecánica durante el evento. De manera similar al evento anterior, se observa una disminución progresiva en la velocidad medida ω_m , lo que genera un error respecto a la consigna de velocidad ω_m^* . Como consecuencia, el sistema de control incrementa la referencia de corriente de torque i_T^* con el objetivo de compensar la pérdida de velocidad.

Esta caída de rendimiento está directamente relacionada con la pérdida de alimentación en la fase a , lo que impide un control adecuado de las corrientes en el primer estator. En este escenario, el sistema no logra mantener la corriente de torque necesaria para generar el torque eléctrico requerido, lo que se traduce en la pérdida parcial de control sobre la dinámica de velocidad del sistema.

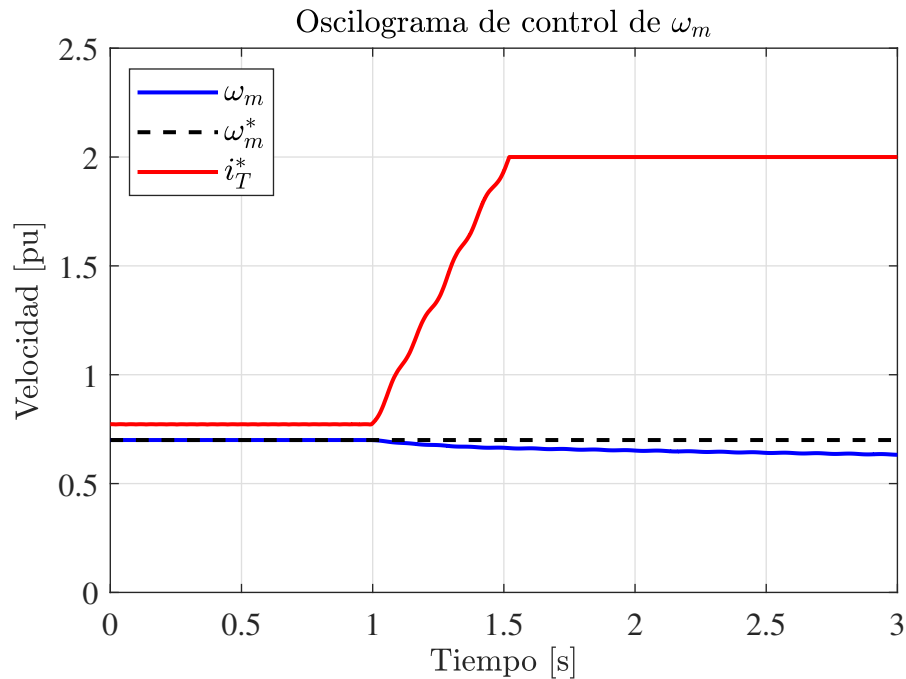


Figura 5.14: Velocidad mecánica medida y de referencia durante el evento de falla monofásica en el devanado de campo.

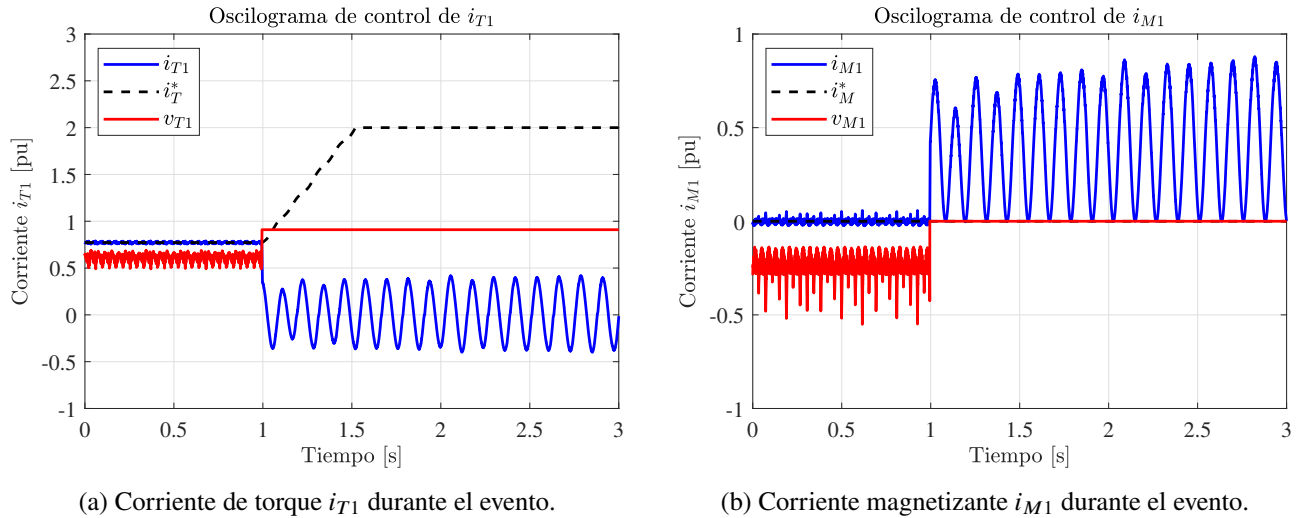


Figura 5.15: Señales de control de corrientes del primer estator durante la falla monofásica.

En la figura 5.15 se presentan las corrientes de control del primer estator. Luego del evento de pérdida de alimentación monofásica en la fase a , se observa claramente una pérdida significativa de control tanto en la corriente de torque i_{T1} como en la corriente magnetizante i_{M1} . Esta condición se manifiesta mediante oscilaciones importantes en ambas señales, indicando la incapacidad del sistema para mantenerlas dentro de sus valores esperados, debido a la asimetría inducida por la falla.

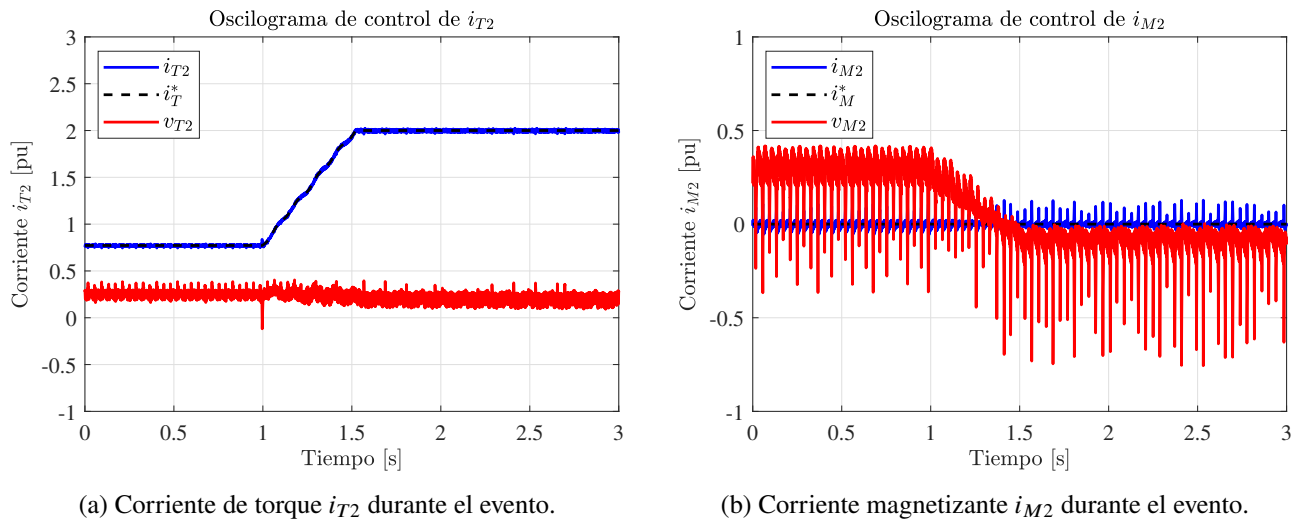


Figura 5.16: Señales de control de corrientes del segundo estator durante la falla monofásica.

En la figura 5.16, correspondiente al segundo estator, se aprecia cómo el sistema logra mantener un control estable y adecuado de las corrientes de torque i_{T2} y magnetizante i_{M2} . La corriente de referencia de torque se incrementa notoriamente tras el evento, reflejando el intento del controlador por compensar la pérdida de generación de torque causada por la falla en el primer estator. De esta forma, aunque el segundo estator mantiene un adecuado seguimiento de las consignas, queda

evidenciado el esfuerzo adicional requerido para mantener la estabilidad dinámica del sistema.

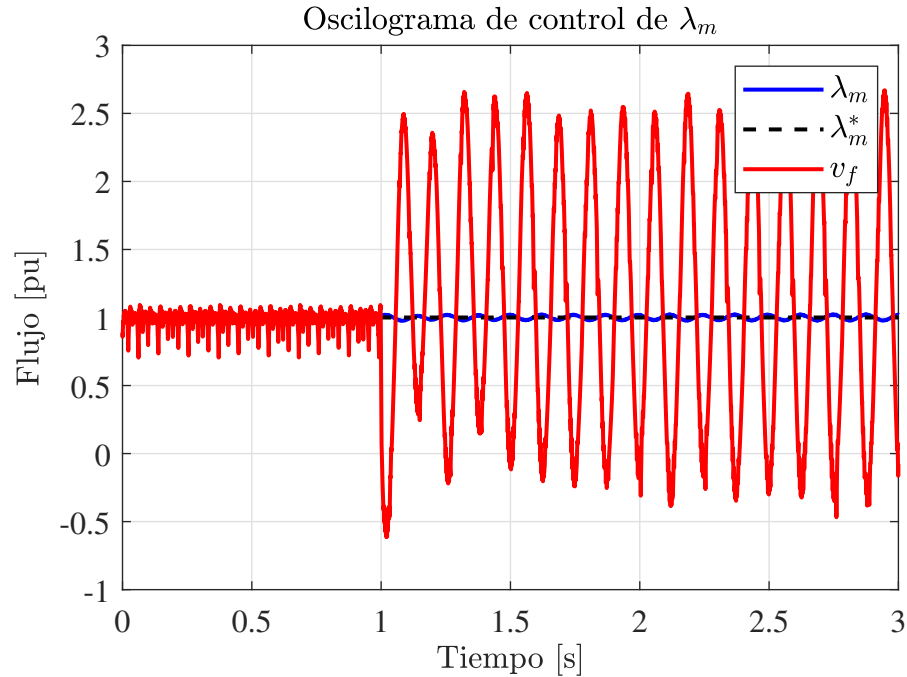


Figura 5.17: Magnitud del flujo magnético estimado durante el evento de falla monofásica en el estator.

En la figura 5.17 se presenta la evolución del flujo magnético durante el evento de falla monofásica. Como consecuencia de la asimetría introducida por la pérdida de alimentación en la fase a , el flujo magnético oscila alrededor de su valor de referencia. En respuesta, la señal de actuación (correspondiente a la tensión de campo) experimenta variaciones significativas con el fin de reducir esta desviación y mantener la estabilidad del sistema dentro de los márgenes operativos aceptables.

Estas oscilaciones pueden explicarse mediante el concepto de campo giratorio. Al tratarse de una falla asimétrica, su descomposición fasorial incluye una componente de secuencia negativa, la cual gira en sentido opuesto al rotor. De esta forma, vista desde el rotor, la falla se manifiesta como una oscilación con una frecuencia equivalente al doble de la velocidad de giro del sistema. Esto se corrobora en el oscilograma de la evolución del flujo magnético, donde se observa una frecuencia de oscilación cercana a 8,5 Hz, valor muy próximo al esperado teóricamente, $8,6 \text{ Hz} = 0,70 f_b 2$.

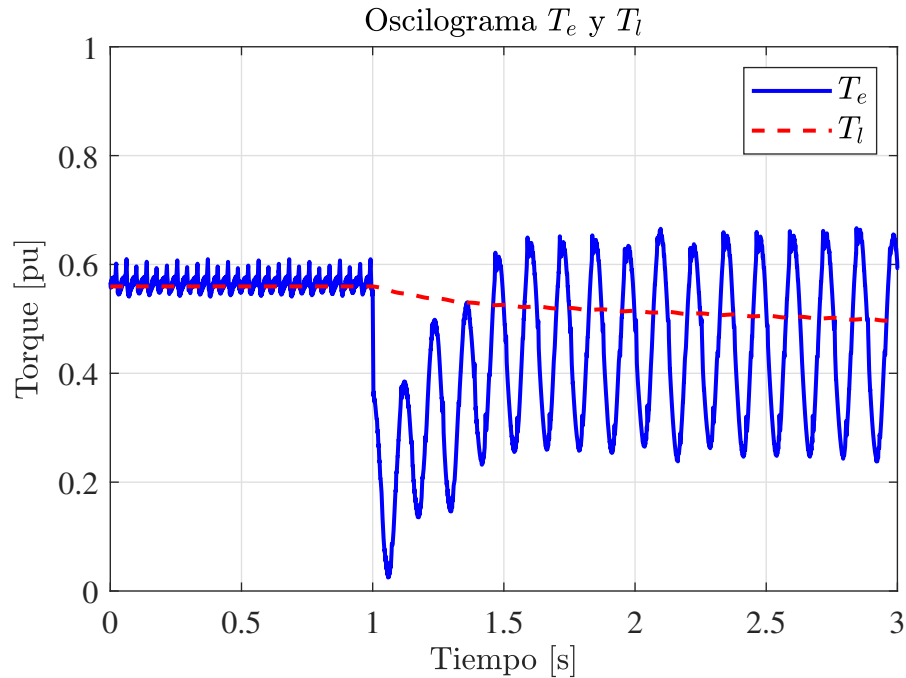


Figura 5.18: Torque electromagnético y torque de carga durante el evento de falla monofásica en el estator.

En la figura 5.18 se observa el impacto de la falla monofásica sobre el torque electromagnético. Tras ocurrir la falla, el torque electromagnético cae inmediatamente debido a la pérdida de generación efectiva en la fase afectada. Posteriormente, el sistema intenta recuperarse aumentando el torque disponible hasta acercarse al nivel del torque de carga, buscando mantener la operación del sistema. No obstante, las oscilaciones provocadas por la asimetría impiden que el torque electromagnético alcance una estabilización efectiva, comprometiendo así la estabilidad dinámica del accionamiento.

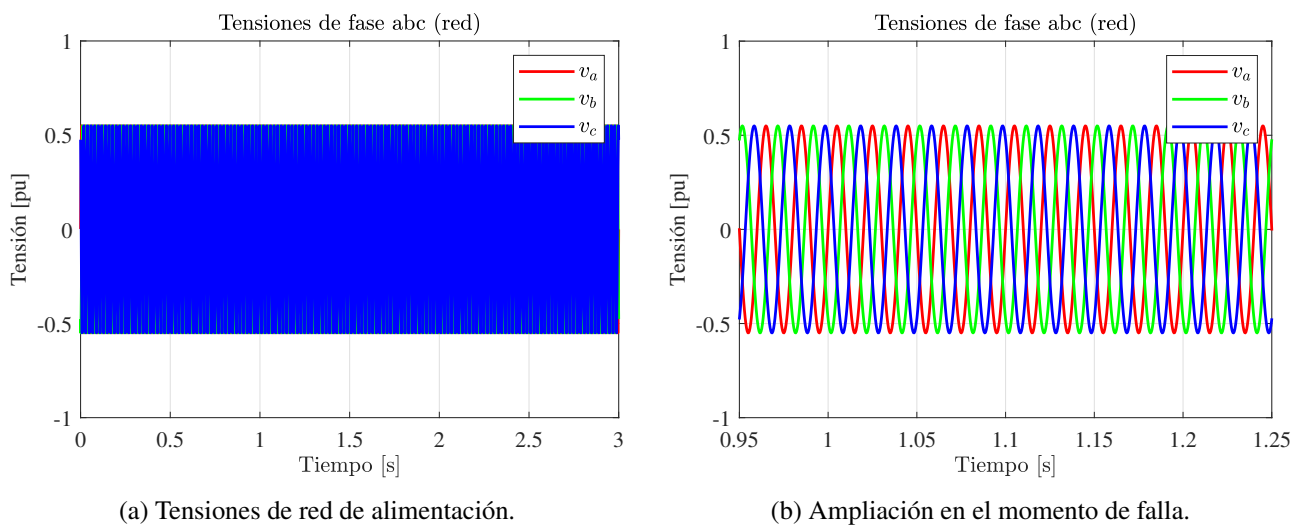


Figura 5.19: Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase *a* de la máquina..

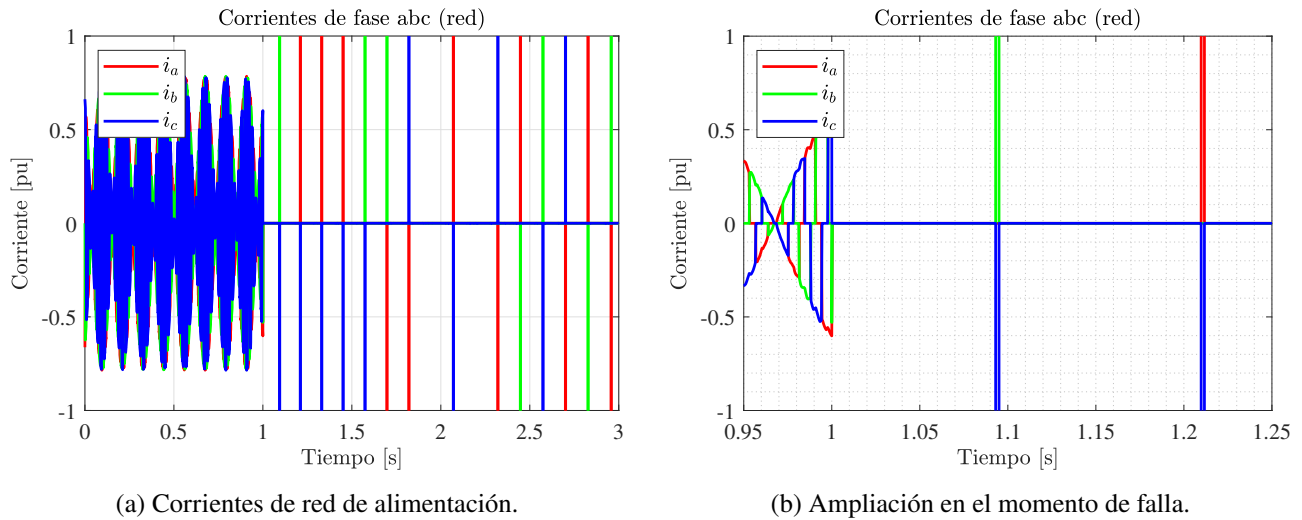


Figura 5.20: Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina..

En las figuras 5.19 y 5.20 se analiza la alimentación del cicloconvertidor responsable de generar la tensión en la fase a .

Del análisis de las tensiones de fase, se observa que estas no presentan perturbaciones significativas ni cambios abruptos durante el evento, lo cual indica un correcto comportamiento de la alimentación desde la red.

Por otro lado, al analizar las corrientes de fase en la alimentación del cicloconvertidor, se evidencia un colapso significativo en la magnitud de la corriente de fase a , reflejando claramente la pérdida de la línea de alimentación. Además, aparecen pulsos transitorios que sugieren un mal funcionamiento del cicloconvertidor debido al cortocircuito interno que se genera entre sus puentes de conmutación. Cabe señalar que estos pulsos podrían no reproducirse completamente en condiciones reales, debido a las diferencias entre la lógica implementada en la simulación y el funcionamiento real del cicloconvertidor.

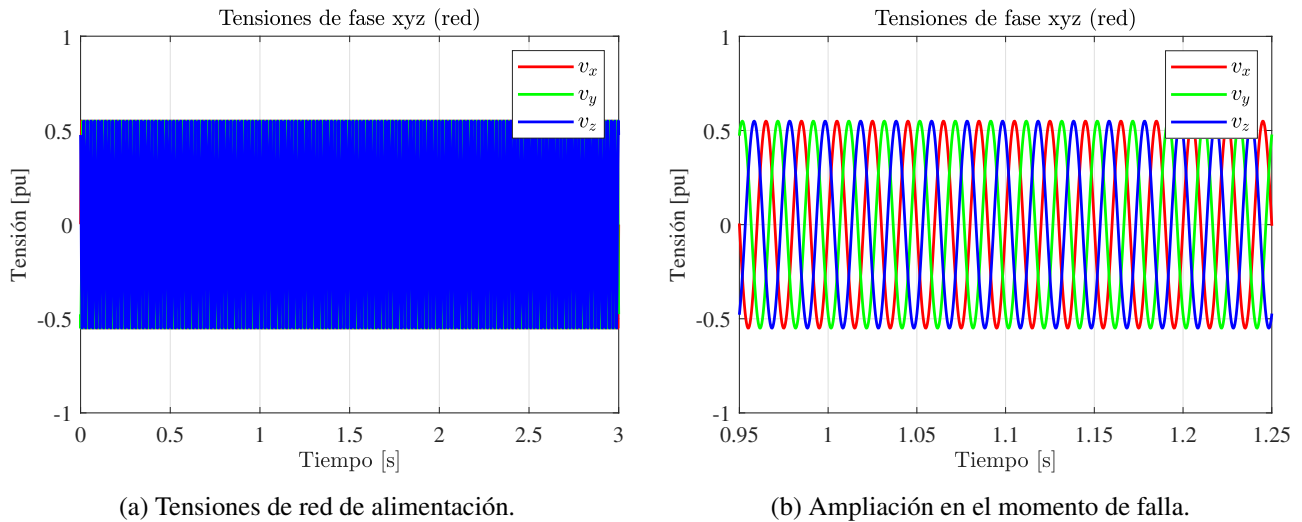


Figura 5.21: Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina..

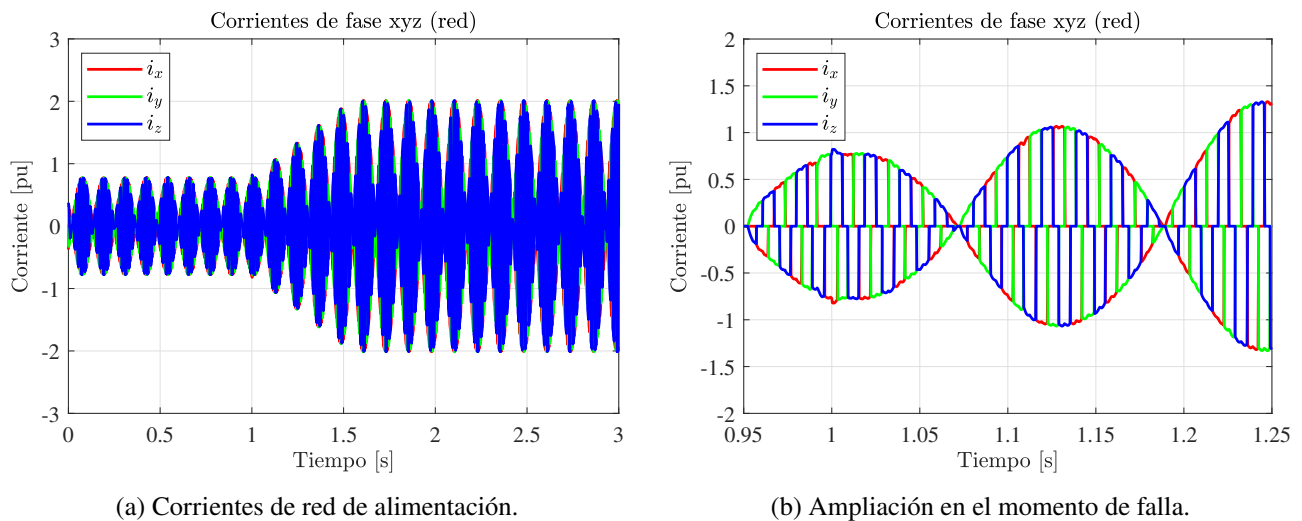


Figura 5.22: Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina.

Finalmente, se analiza la alimentación del cicloconvertidor responsable de la generación de la fase x de la máquina, en las figuras 5.21 y 5.22. En cuanto a las tensiones de fase correspondientes al segundo estator, nuevamente no se observan perturbaciones significativas, lo que sugiere un comportamiento estable de la red de alimentación. En contraste, las corrientes de fase presentan un aumento en su magnitud, asociado a los mayores requerimientos de corriente en el segundo estator, en respuesta a una mayor demanda de torque eléctrico durante el evento.

De este ensayo se concluye que, ante la ocurrencia de una falla monofásica en una de las fases del estator de la máquina, bajo las condiciones previamente descritas, el sistema pierde estabilidad debido a la asimetría introducida en la alimentación. Esta asimetría provoca oscilaciones no deseadas en las corrientes del estator afectado, dificultando su control y resultando en la pérdida de generación

controlada de torque eléctrico. En consecuencia, el segundo estator debe compensar dicha pérdida, lo que se traduce en un aumento sostenido de la consigna de corriente de torque, hasta alcanzar la saturación de las corrientes en dicho estator.

Por otro lado, las corrientes en el primer estator oscilan alrededor de valores inferiores a la corriente base, lo que sugiere que no activarían protecciones por sobrecorriente. No así las corrientes del segundo estator que, producto del control aumentan su valor, superando el valor nominal por un periodo suficiente, lo que conduce a la posible activación de las protecciones. No obstante, los efectos más críticos se manifiestan en la red de alimentación de la fase afectada. Si el sistema de control del cicloconvertidor no cuenta con una lógica robusta, podrían generarse cortocircuitos entre los puentes del convertidor, dando lugar a pulsos de corriente extremadamente peligrosos para la integridad del sistema.

5.3. Evento de caída de tensión (voltage dip)

El ensayo de caída de tensión, también conocido como *voltage dip*, corresponde a un procedimiento normalizado, cuyo objetivo es evaluar la estabilidad dinámica del sistema ante una caída temporal en la tensión de alimentación proveniente de la red.

En el contexto de esta simulación, se modela una anulación total de la tensión de red que alimenta los puentes del cicloconvertidor correspondientes al primer estator (fases *abc*), con una duración de 0,2s. Esta interrupción permite analizar el comportamiento del sistema frente a una perturbación significativa en la alimentación eléctrica.

Para llevar a cabo el estudio, se consideran dos puntos de operación distintos. El primero corresponde a un escenario de arranque, con el sistema operando al 30 % de la velocidad base. Este caso busca evaluar la robustez del sistema en condiciones de operación con bajos requerimientos de torque y corriente.

El segundo punto de operación corresponde a un régimen óptimo de molienda, con una velocidad del 70 % de la velocidad base del sistema. Este análisis permite determinar si la arquitectura de control es capaz de mantener la estabilidad ante una caída de tensión durante condiciones más exigentes del proceso, caracterizadas por mayores demandas de torque eléctrico.

Ensayo de caída de tensión a 30 % de la velocidad base

En la figura 5.23 se presentan los oscilogramas de tensiones y corrientes de fase correspondientes al primer estator. Se observa que, al anular la tensión de alimentación, las tensiones no se reducen completamente a cero, sino que mantienen una magnitud residual. Esto se debe a la presencia de la tensión inducida por la máquina.

Por otro lado, el oscilograma de corriente muestra que, durante el periodo en el que el sistema se encuentra sin alimentación, la magnitud de las corrientes de fase es prácticamente nula. Esto ocurre porque, al no percibirse tensión en la red, la lógica de operación del cicloconvertidor es incapaz de generar el ángulo de sincronismo, lo cual bloquea la generación de pulsos de disparo. Como resultado, los puentes del cicloconvertidor dejan de operar, impidiendo el paso de corriente en las fases abc del estator.

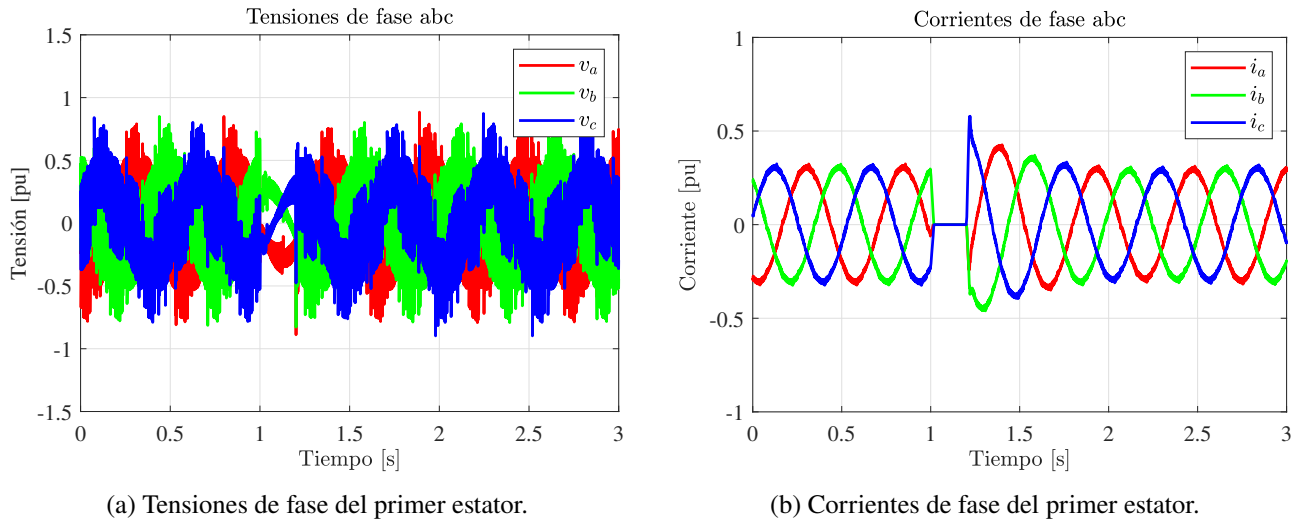


Figura 5.23: Tensiones y corrientes del primer estator durante la caída de tensión (30 % velocidad base).

Asimismo, en la figura 5.24 se muestran los oscilogramas de tensiones y corrientes de fase del segundo estator. En este caso, no se aprecia ninguna distorsión evidente en la generación de tensión durante el evento, lo cual indica que el segundo estator continúa funcionando de manera estable.

Sin embargo, en el oscilograma de corriente se detecta un leve incremento durante el periodo en que ocurre la caída de tensión en el primer estator. Posteriormente, la corriente se estabiliza en su valor anterior al evento. Este comportamiento se debe a la pérdida temporal de velocidad mecánica del sistema, como se explicará más adelante.

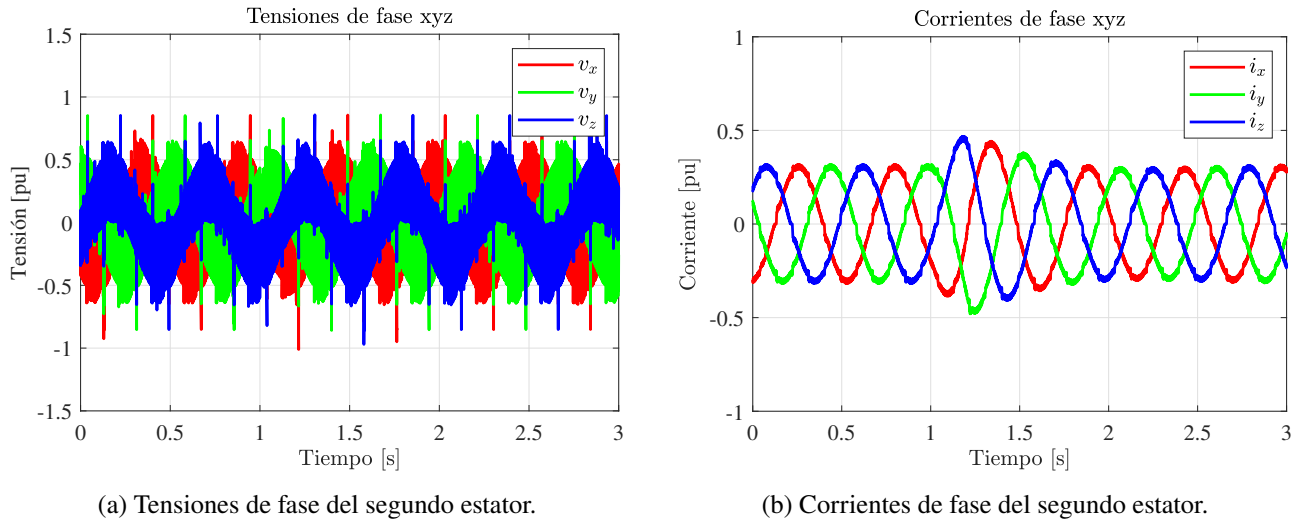


Figura 5.24: Tensiones y corrientes del segundo estator durante la caída de tensión (30 % velocidad base).

En la figura 5.25, donde se observa el oscilograma de las señales de control de la velocidad mecánica, se evidencia que ésta presenta una disminución transitoria leve, lo que eleva la consigna de la corriente de torque, para luego rápidamente volver al valor de referencia, sin mayores dificultades.

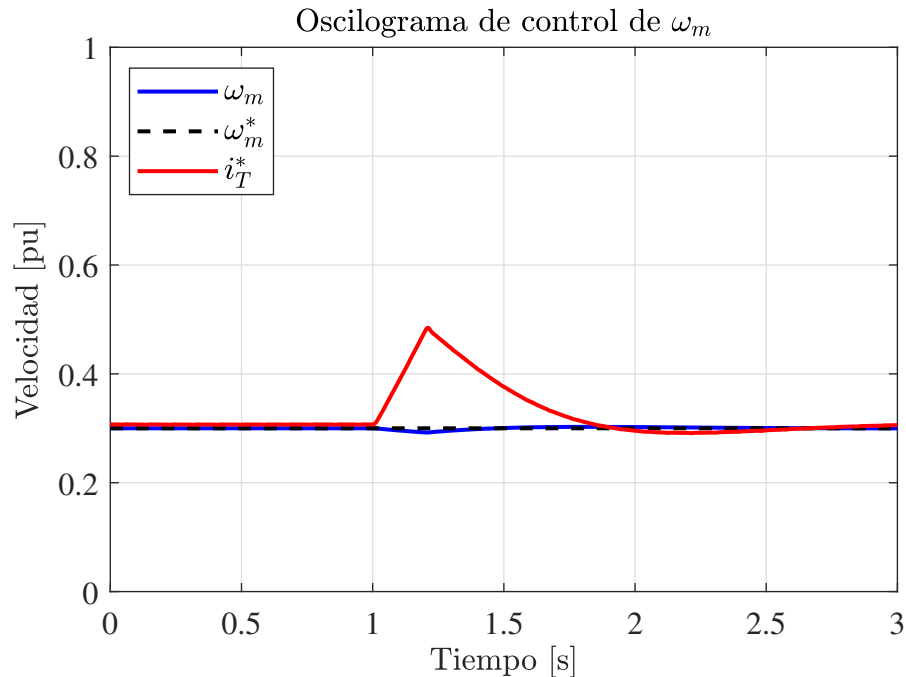


Figura 5.25: Velocidad mecánica medida y de referencia durante la caída de tensión (30 % velocidad base).

Los oscilogramas de control de corriente del primer estator se presentan en la figura 5.26. En el caso de la corriente de torque i_{T1} , figura 5.26a, se observa una pérdida total de control durante la anulación de la tensión de alimentación, lo que se traduce en la desaparición de la corriente de fase.

Sin embargo, una vez finalizado el evento, la señal se recupera rápidamente y logra estabilizarse en torno al valor de la consigna, restableciendo la operación del sistema.

En cuanto a la corriente magnetizante i_{M1} , figura 5.26b, también se pierde momentáneamente el control durante la caída de tensión. No obstante, esta señal no presenta un impacto significativo, ya que su valor de referencia durante este régimen de operación es nulo.

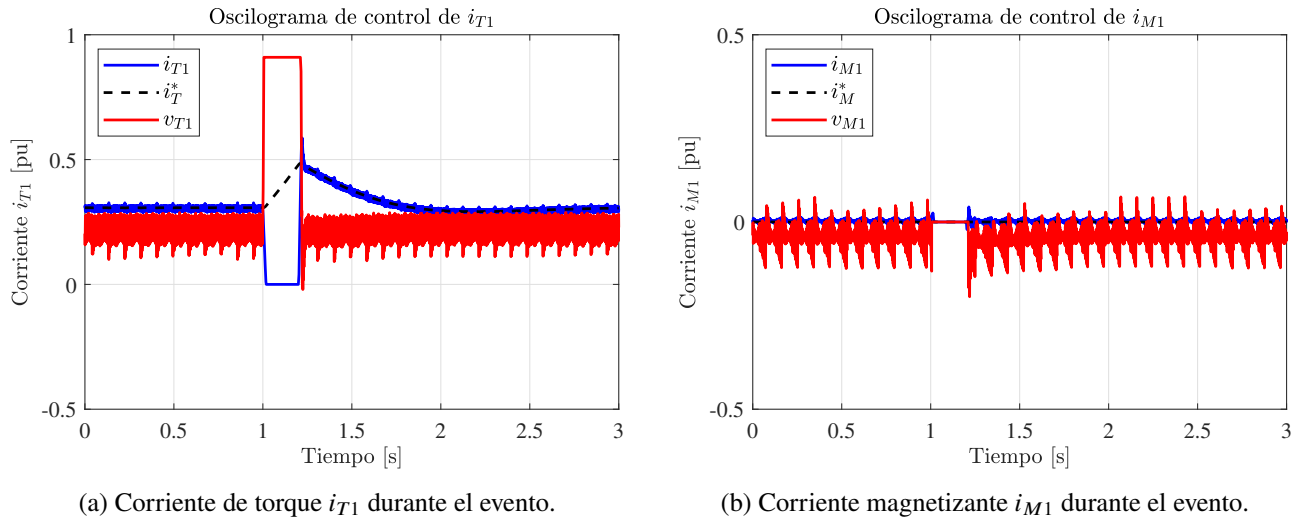


Figura 5.26: Señales de control del primer estator durante la caída de tensión.

Por su parte, las señales de control correspondientes al segundo estator se ilustran en la figura 5.27. En el caso de la corriente de torque i_{T2} , figura 5.27a, se aprecia un seguimiento adecuado de la referencia sin perturbaciones significativas durante el evento. Lo mismo ocurre con la corriente magnetizante i_{M2} , figura 5.27b, cuya evolución permanece estable a lo largo de todo el proceso.

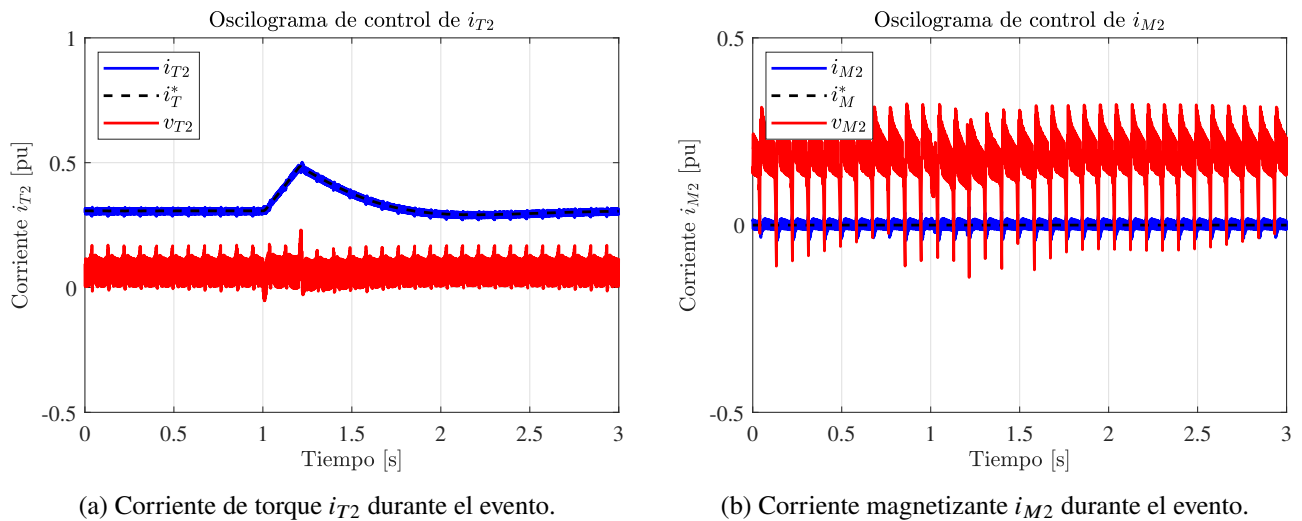


Figura 5.27: Señales de control del segundo estator durante la caída de tensión.

Los oscilogramas de control de corriente muestran que, una vez finalizado el evento, las corrientes del sistema se estabilizan rápidamente, sin presentar mayores dificultades, lo que evidencia una recuperación efectiva del sistema. Sin embargo, se observa que, al anularse la alimentación del primer estator, el segundo estator aún dispone de capacidad para generar mayor momento a través de la corriente de torque i_{T2} , con el fin de mantener de mejor manera la velocidad mecánica en su valor de consigna. No obstante, tal como se aprecia en la figura 5.27a, el incremento de la corriente de torque i_{T2} como su consigna i_T^* es relativamente lento a estos requerimientos. Este comportamiento se debe a que el control implementado divide el torque requerido en dos contribuciones iguales, que deben ser generadas por ambos estatores, y a que la respuesta no se incrementa de forma abrupta debido al ajuste establecido en el controlador de velocidad.

En la figura 5.28, se muestra la magnitud del flujo magnético estimado durante la caída de tensión. Se observa una perturbación transitoria leve en el flujo magnético al inicio del evento, seguida de una rápida recuperación hacia el valor de referencia. La tensión de campo responde también con una oscilación momentánea, estabilizándose rápidamente al restablecerse la alimentación.

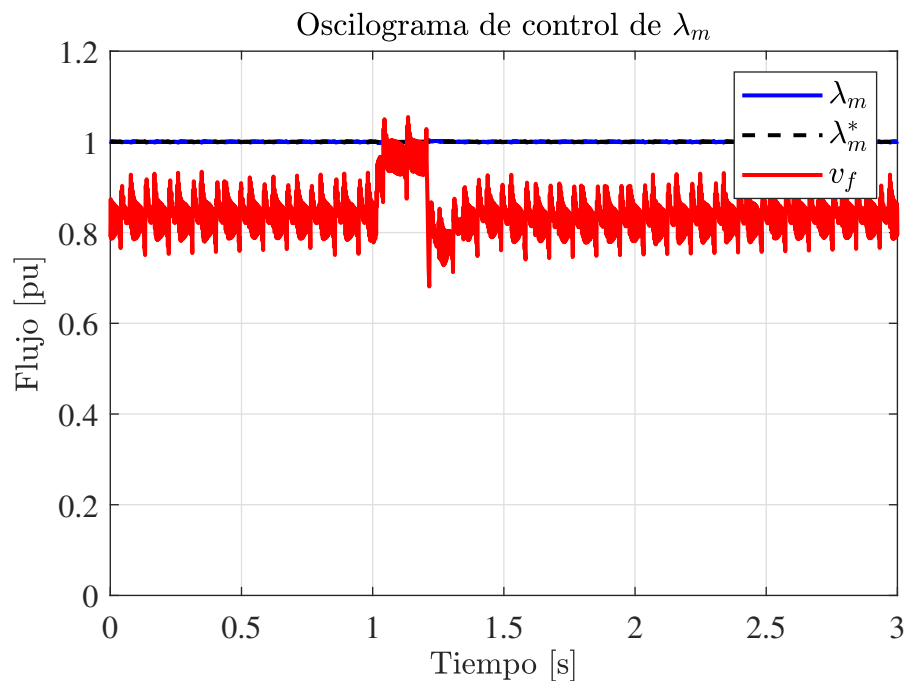


Figura 5.28: Magnitud del flujo magnético estimado durante la caída de tensión.

En la figura 5.29 se observa la evolución del torque electromagnético T_e frente al torque de carga T_l . Durante el evento, el torque electromagnético presenta una caída abrupta, producto de la pérdida momentánea de capacidad de generación de torque, debido a la incapacidad de generar corriente de torque en el primer estator. Sin embargo, luego de restablecerse la tensión de alimentación, el torque electromagnético aumenta rápidamente su valor, estabilizándose y logrando seguir nuevamente al torque de carga.

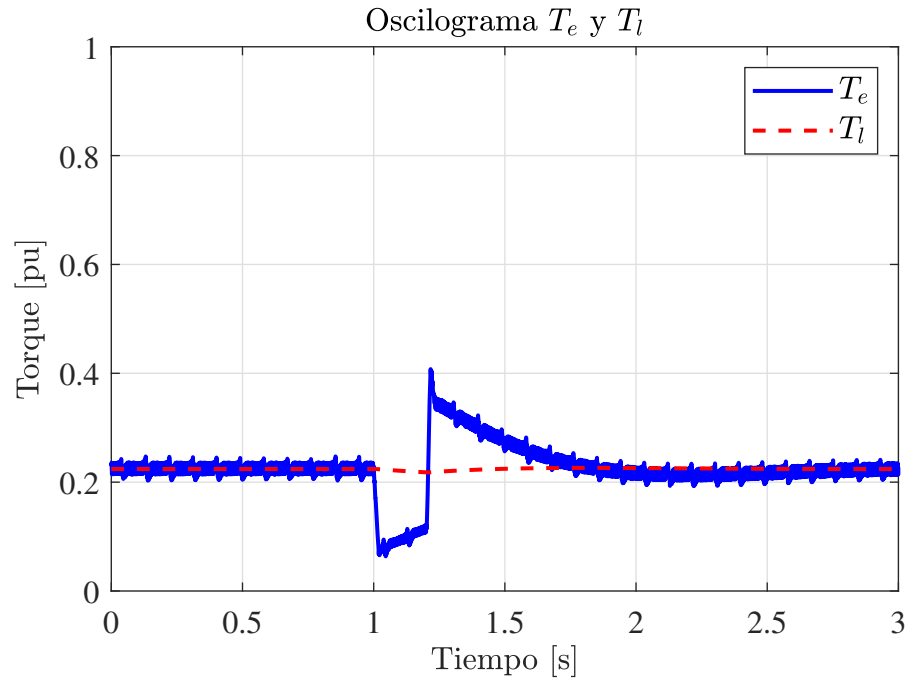


Figura 5.29: Torque electromagnético y torque de carga durante la caída de tensión.

En la figura 5.30 se presentan los oscilogramas de las tensiones de fase correspondientes a la red de alimentación del cicloconvertidor encargado de generar la tensión en la fase a de la máquina. En esta figura se verifica claramente la anulación temporal de la tensión de alimentación, condición necesaria para el desarrollo del ensayo de caída de tensión. Posterior al evento, las tensiones recuperan su magnitud nominal sin presentar perturbaciones adicionales.

Por otro lado, la figura 5.31 muestra las corrientes de fase de la misma red de alimentación. Al igual que las tensiones, las corrientes experimentan una interrupción en el rango de duración del evento, producto del bloqueo de la conmutación en los puentes del cicloconvertidor. Una vez restablecida la tensión, se observa la aparición de transitorios en las corrientes, con magnitudes levemente superiores a las normales. No obstante, estos transitorios se amortiguan rápidamente, permitiendo retomar condiciones de operación estables.

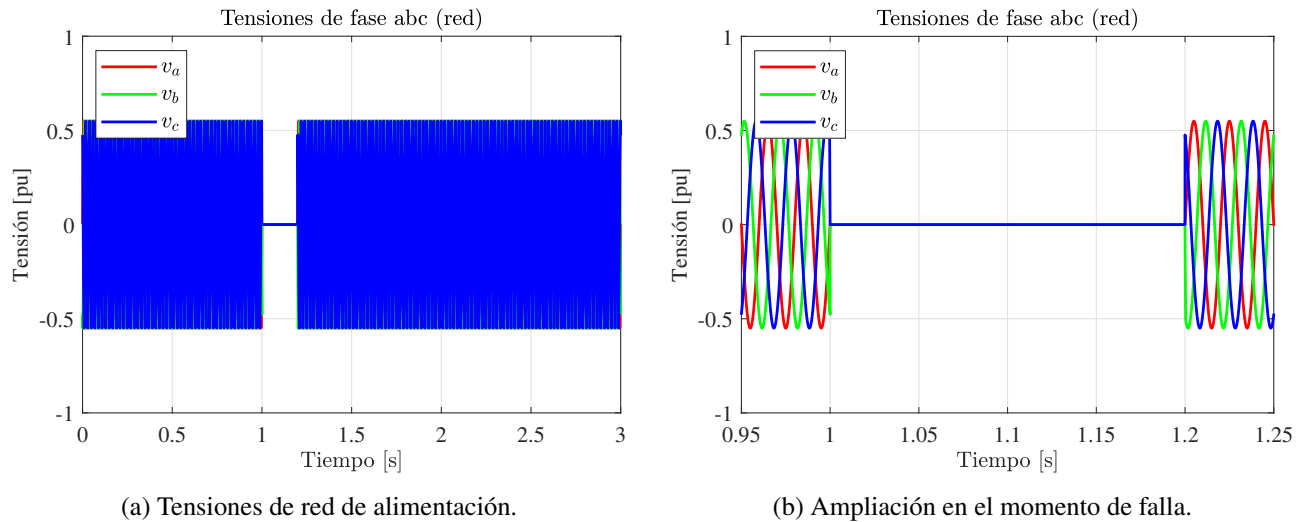


Figura 5.30: Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina.

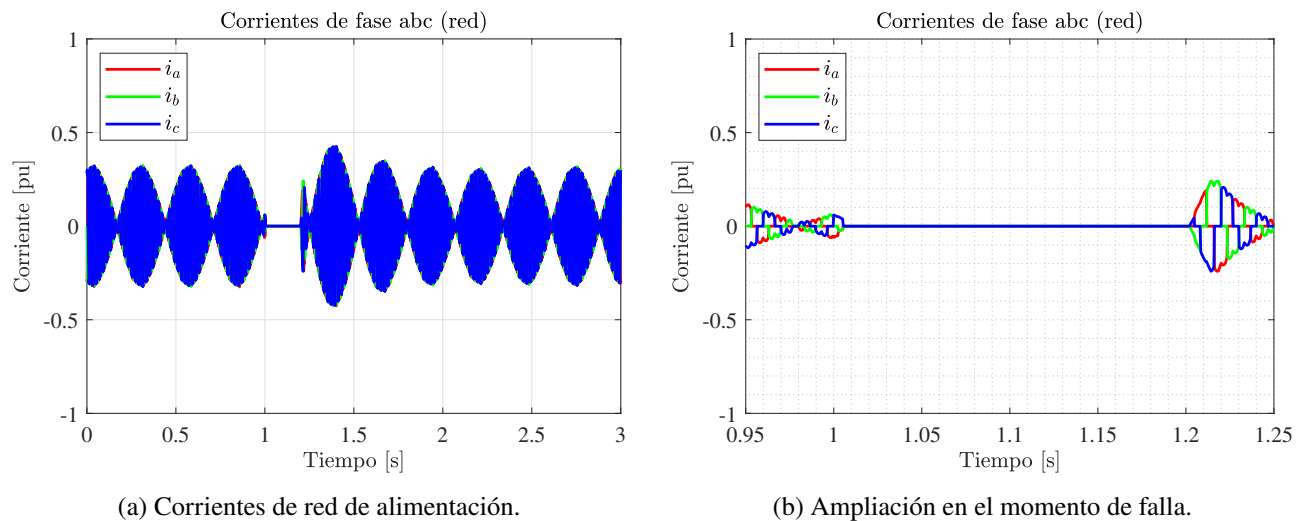


Figura 5.31: Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina.

En cuanto a la alimentación del cicloconvertidor encargado de generar la tensión en la fase x del segundo estator, las tensiones de fase se muestran en la figura 5.32. En este caso, no se observan perturbaciones significativas durante el evento.

Respecto a las corrientes de fase asociadas a esta misma red, representadas en la figura 5.33, se aprecia un leve incremento en su magnitud durante el período en que ocurre la caída de tensión. Este comportamiento es atribuible al aumento de los requerimientos de torque por parte del segundo estator, que debe suplir la pérdida de generación del primero.

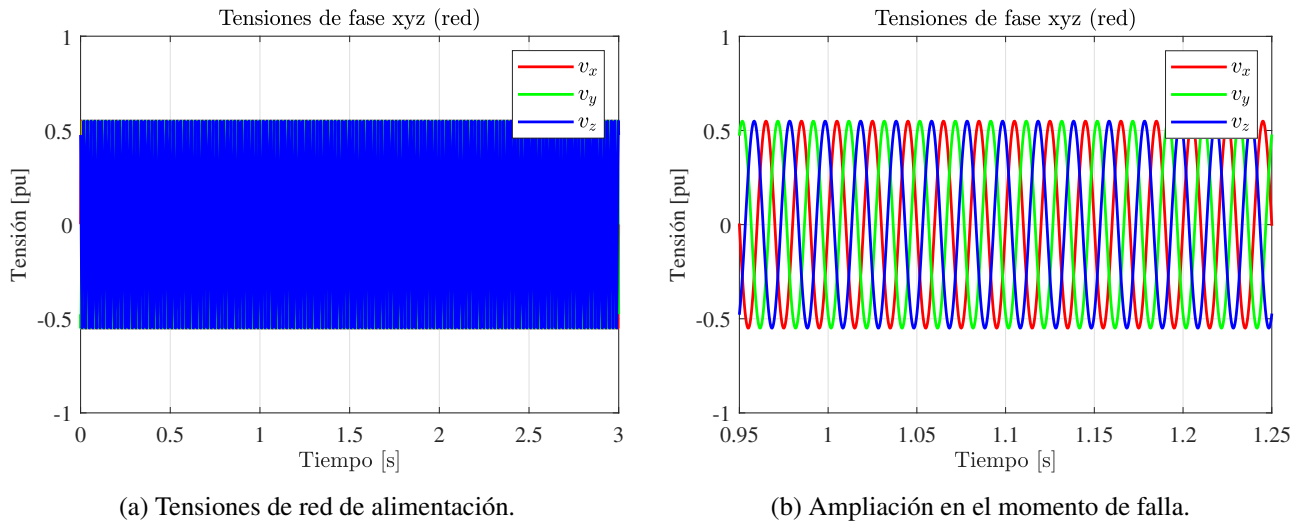


Figura 5.32: Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina.

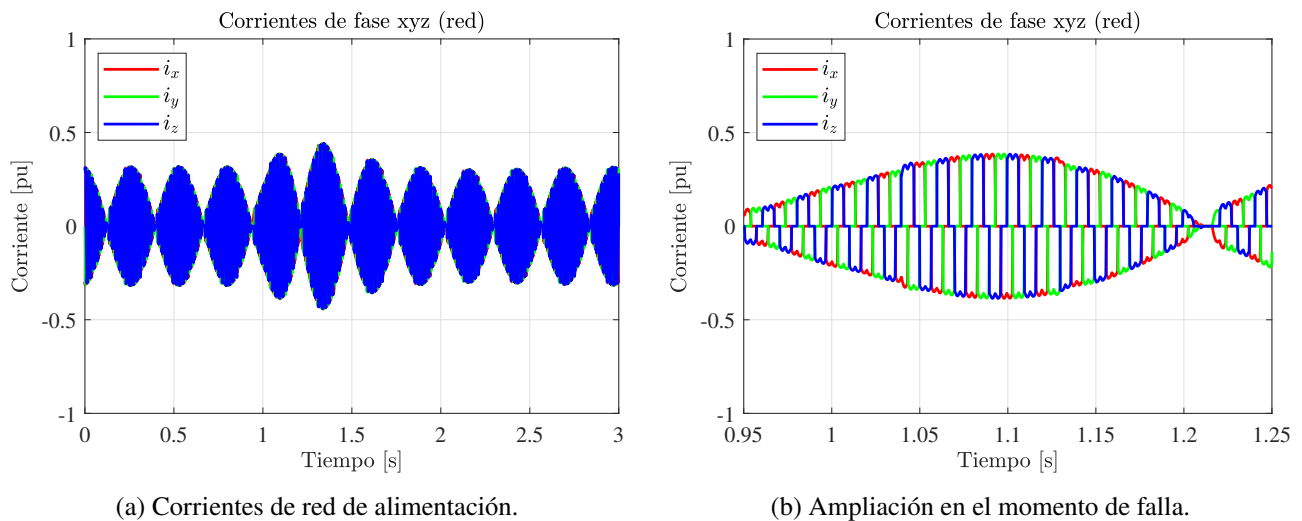


Figura 5.33: Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina.

Del ensayo de caída de tensión para una velocidad mecánica equivalente al 30 % de la velocidad base, se puede concluir que el sistema no presentó en ningún momento valores por sobre los límites nominales, por lo que no se produjo la activación de protecciones. Además, el sistema fue capaz de recuperar exitosamente su estabilidad una vez finalizado el evento. A pesar de la anulación completa de la tensión de alimentación en el primer estator durante un intervalo de 0,2 s, no se observa pérdida de sincronismo ni la presencia de perturbaciones adicionales significativas, tales como oscilaciones prolongadas en las variables eléctricas o mecánicas.

La recuperación de las señales de corriente y tensión tras el restablecimiento de la alimentación se realiza de forma rápida y controlada, lo que demuestra la robustez del sistema de control frente a perturbaciones transitorias.

Ensayo de caída de tensión a 70 % de la velocidad base

En las figuras 5.34 se presentan las tensiones y corrientes de fase del primer estator.

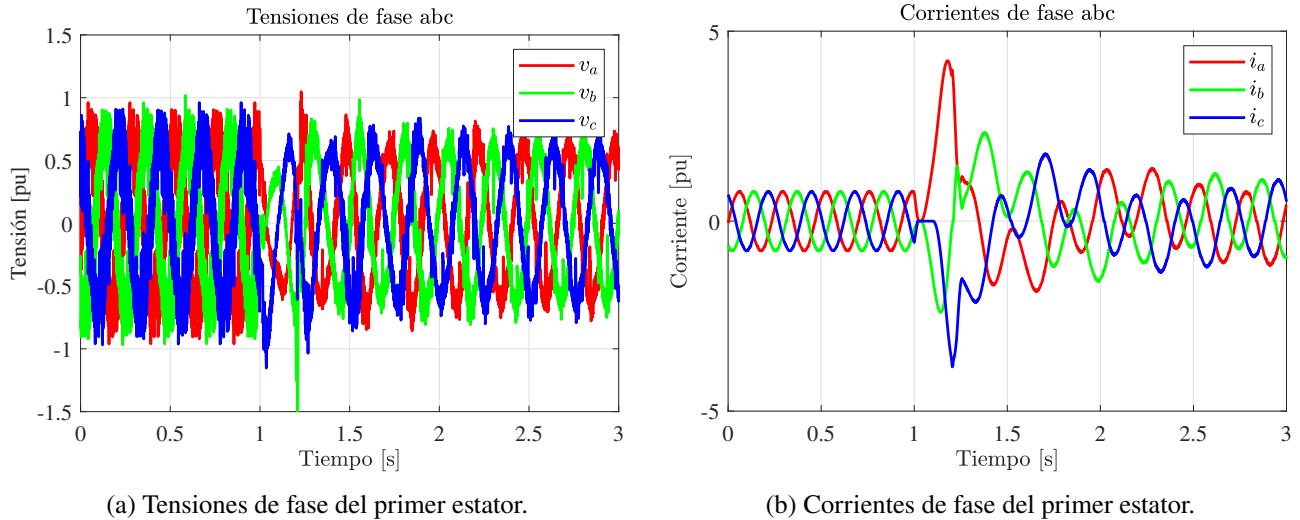


Figura 5.34: Tensiones y corrientes del primer estator durante la caída de tensión (70 % velocidad base).

De la figura 5.34a se observa que, al ocurrir el evento, las tensiones sufren una distorsión importante, perdiendo momentáneamente tanto el balance como la simetría. Tras la finalización del evento, intentan recuperarse, pero aún presentan algunas perturbaciones residuales. Este efecto es aún más evidente en las corrientes de fase 5.34b, que muestran una distorsión significativa, indicando la dificultad del sistema para restablecer su operación balanceada luego del transitorio.

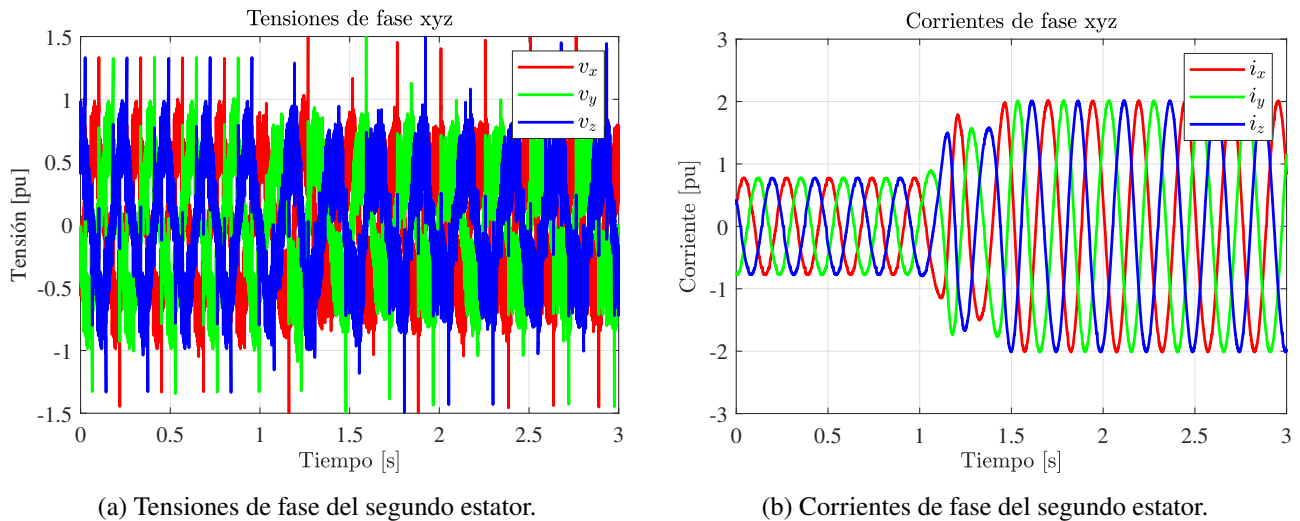


Figura 5.35: Tensiones y corrientes del segundo estator durante la caída de tensión (70 % velocidad base).

En la figura 5.35, donde se observan las tensiones y corrientes de fase del segundo estator, se

observa una caída transitoria moderada en las magnitudes de las tensiones de fase del segundo estator, debido al efecto indirecto de la falla ocurrida en el primer estator. Estas tensiones logran recuperarse rápidamente, dado que no están directamente afectadas por la caída de tensión en la alimentación. Por otro lado, las corrientes incrementan significativamente su magnitud debido a la necesidad del segundo estator de compensar el torque que deja de producir el primer estator, reflejando claramente la redistribución de carga durante el evento transitorio.

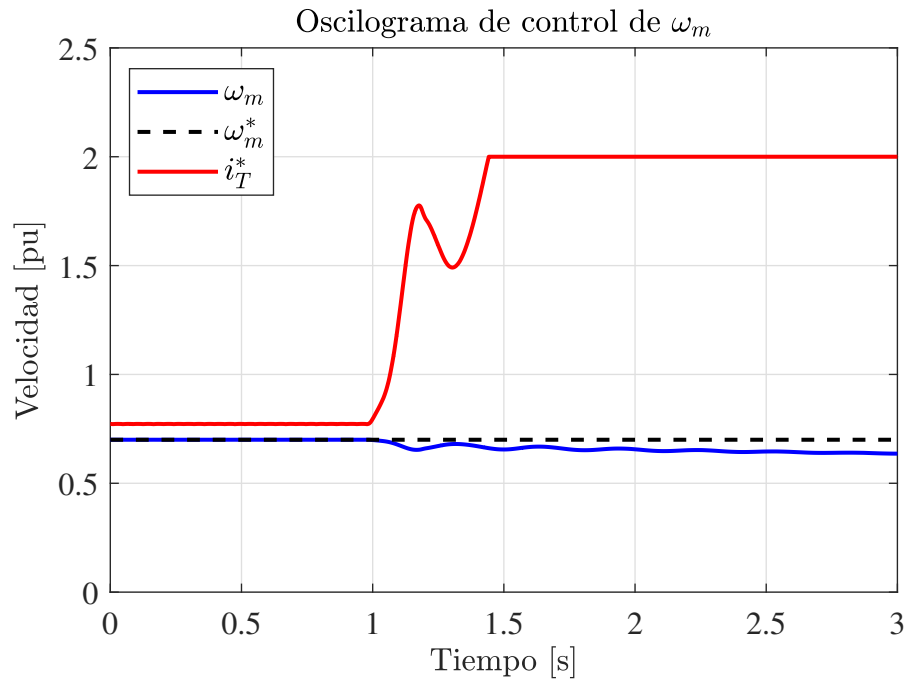


Figura 5.36: Velocidad mecánica medida y de referencia durante el evento de caída de tensión.

En la figura 5.36 se observa que, tras el evento de caída de tensión, se produce inicialmente una disminución en la velocidad mecánica debido al transitorio generado. Sin embargo, producto de la inestabilidad que se origina en las fases del primer estator, el torque disponible para recuperar la velocidad al valor de referencia se ve limitado. Esta diferencia entre la velocidad real y la referencia provoca un aumento considerable en la consigna de corriente de torque, evidenciando el esfuerzo del controlador para intentar restablecer las condiciones óptimas de operación.

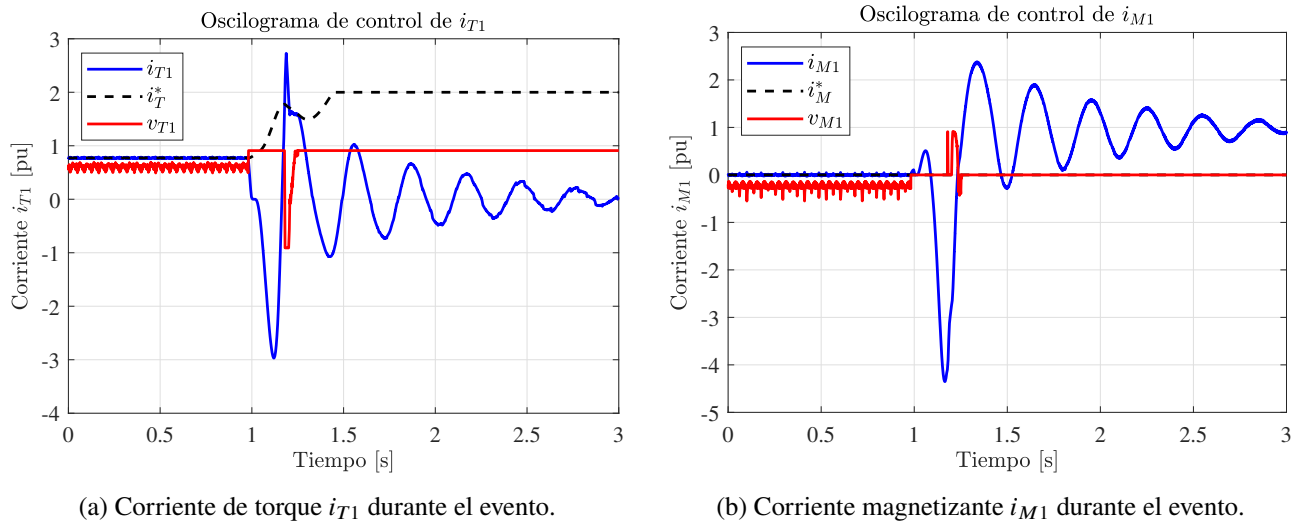


Figura 5.37: Señales de control de corrientes del primer estator durante el evento.

En la figura 5.37 se observa que las corrientes de control del primer estator pierden su estabilidad luego del evento, generando fuertes oscilaciones alrededor de sus referencias sin lograr restablecerse completamente. Este comportamiento refleja claramente la dificultad del sistema para estabilizar el primer estator ante la perturbación ocurrida.

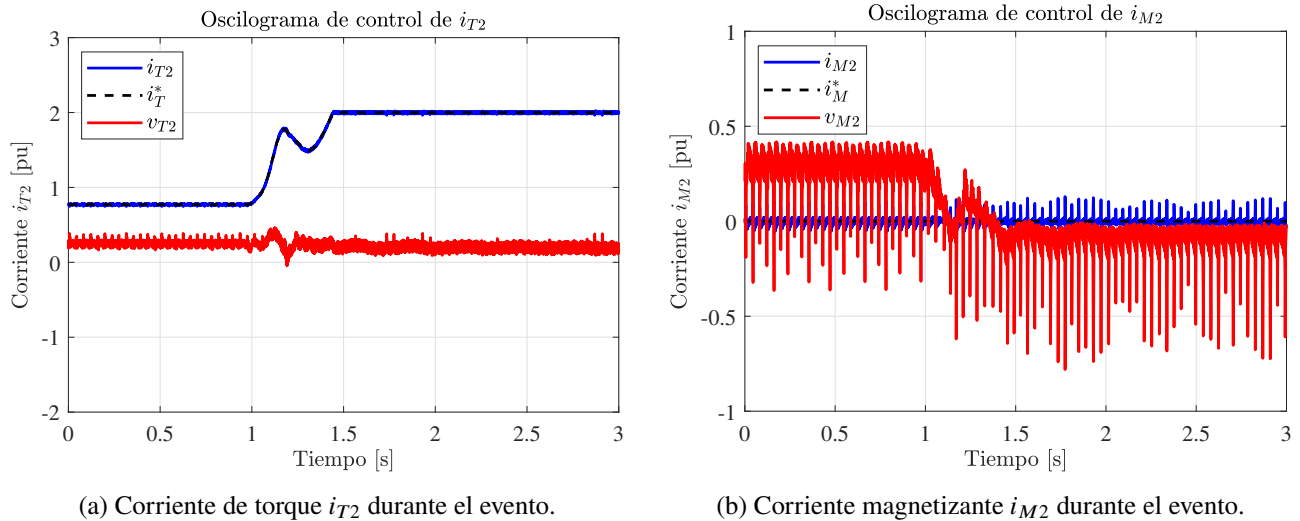


Figura 5.38: Señales de control de corrientes del segundo estator durante el evento.

En contraste, la figura 5.38 muestra que las corrientes de control del segundo estator mantienen un comportamiento estable y logran seguir con precisión las referencias asignadas. Este desempeño indica que el segundo estator no presenta mayores dificultades en adaptarse al cambio producido, manteniendo así la capacidad del sistema para compensar parcialmente las pérdidas de torque ocasionadas por la inestabilidad del primer estator.

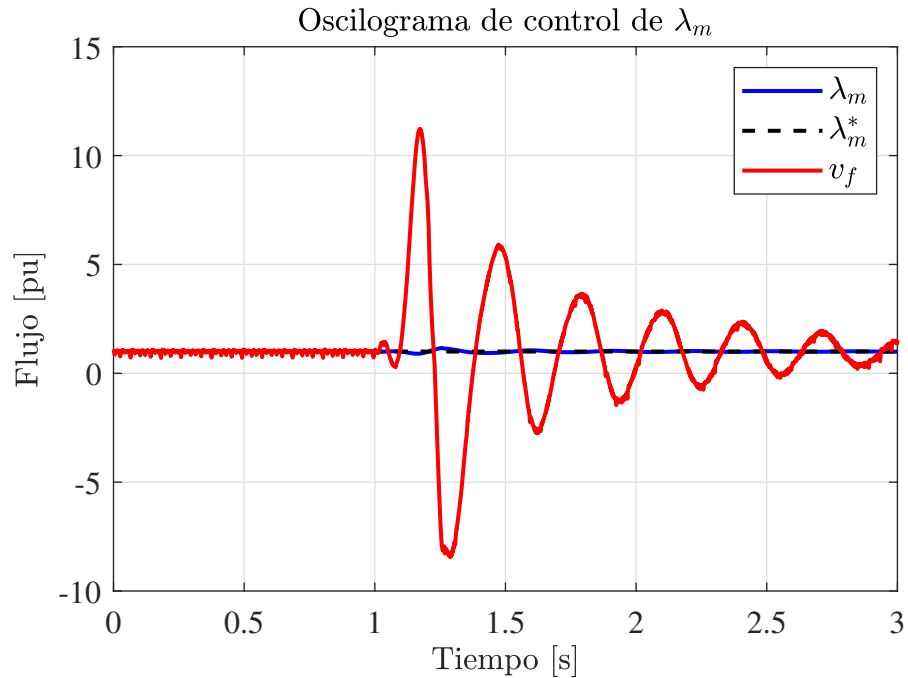


Figura 5.39: Magnitud del flujo magnético estimado durante el evento de caída de tensión.

En la figura 5.39 se observa cómo el flujo magnético experimenta una perturbación significativa durante el evento de caída de tensión. Esta perturbación se manifiesta en forma de oscilaciones, no obstante, tras el evento, el sistema logra estabilizar el flujo magnético nuevamente en valores cercanos a los esperados.

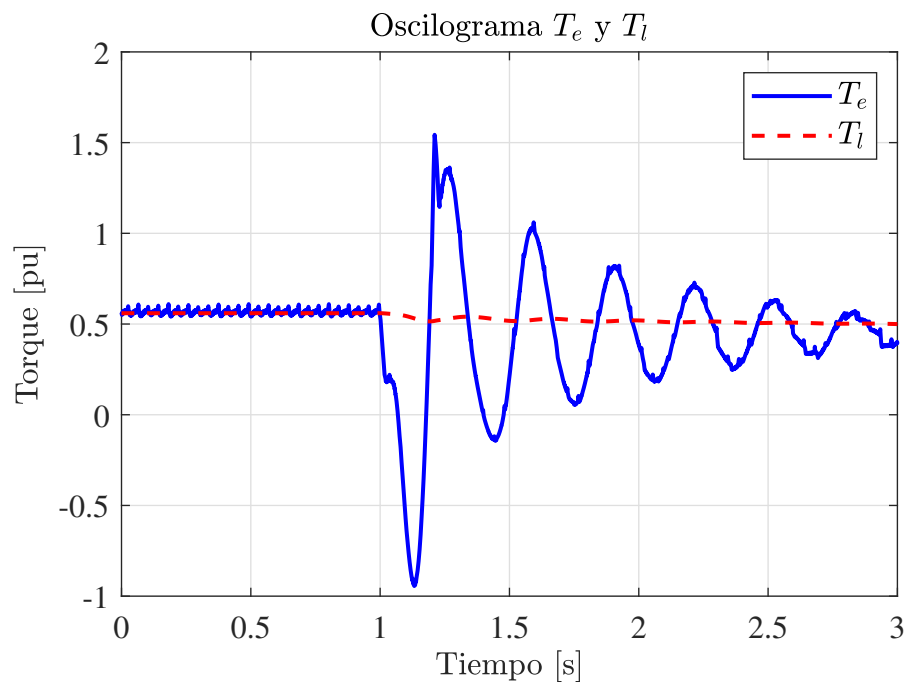


Figura 5.40: Torque electromagnético y torque de carga durante el evento de caída de tensión.

La figura 5.40 evidencia claramente la caída abrupta del torque electromagnético T_e inmediatamente después del evento, alejándose notoriamente del torque de carga T_l . Una vez restablecida la alimentación, el torque electromagnético intenta recuperar su magnitud para cumplir con la demanda de carga; sin embargo, la inestabilidad producida genera oscilaciones persistentes en el torque, dificultando la completa estabilización del sistema.

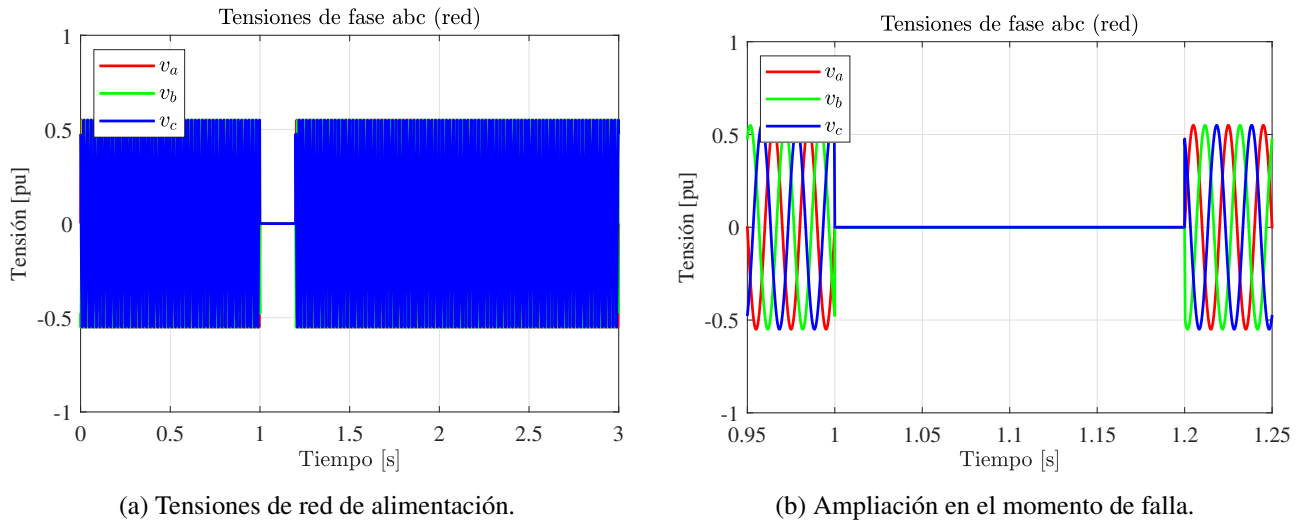


Figura 5.41: Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina.

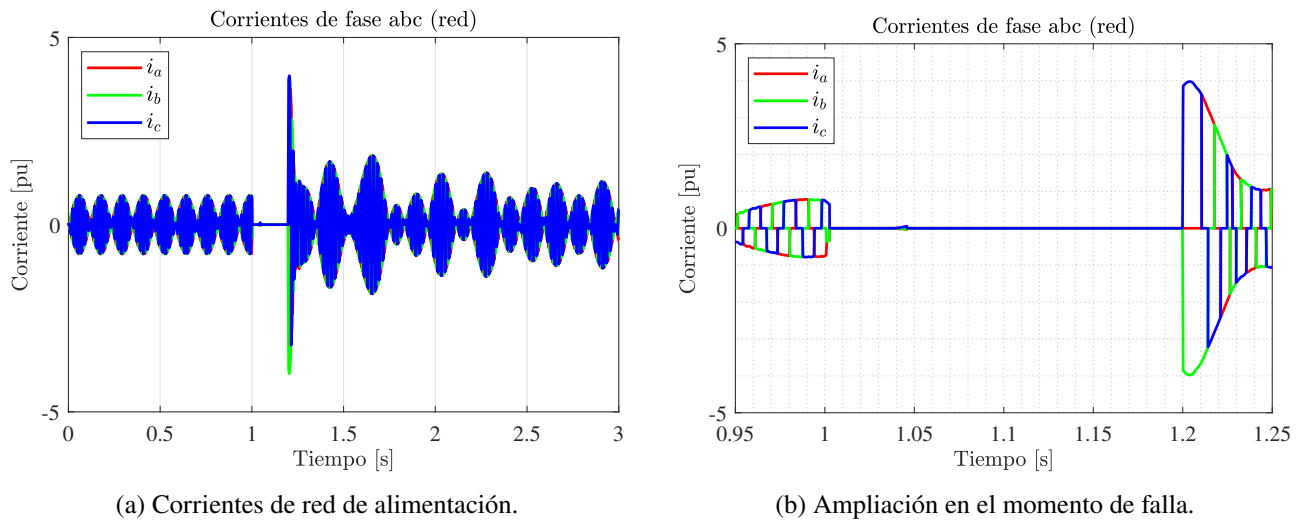


Figura 5.42: Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase a de la máquina.

En la figura 5.41 se confirma claramente la anulación temporal de las tensiones de la red de alimentación del puente del cicloconvertidor encargado de generar la fase a de la máquina. Esta interrupción coincide exactamente con el intervalo establecido para el ensayo, y su recuperación posterior se aprecia con claridad en la vista ampliada. La caída de tensión se presenta de forma abrupta, sin distorsiones notorias al restablecerse.

Por otra parte, la figura 5.42 muestra una interrupción completa en la corriente de la red durante el evento. Este comportamiento se debe al esquema de control del cicloconvertidor, el cual, al no detectar la señal de sincronización de la red, inhibe la conmutación de sus puentes, interrumpiendo de esta forma la circulación de corriente.

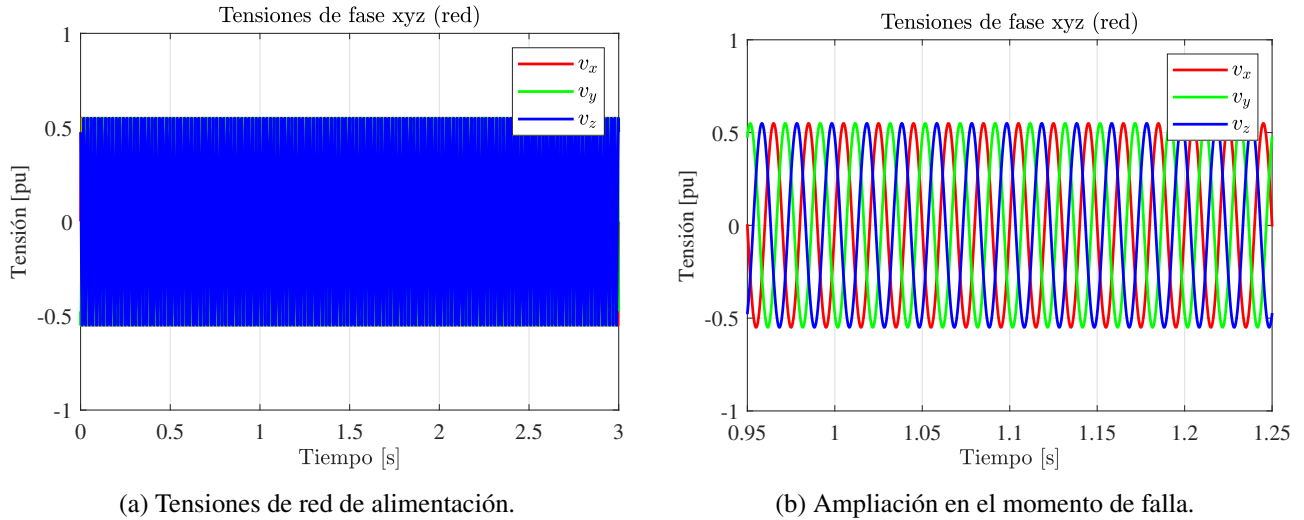


Figura 5.43: Tensiones de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina.

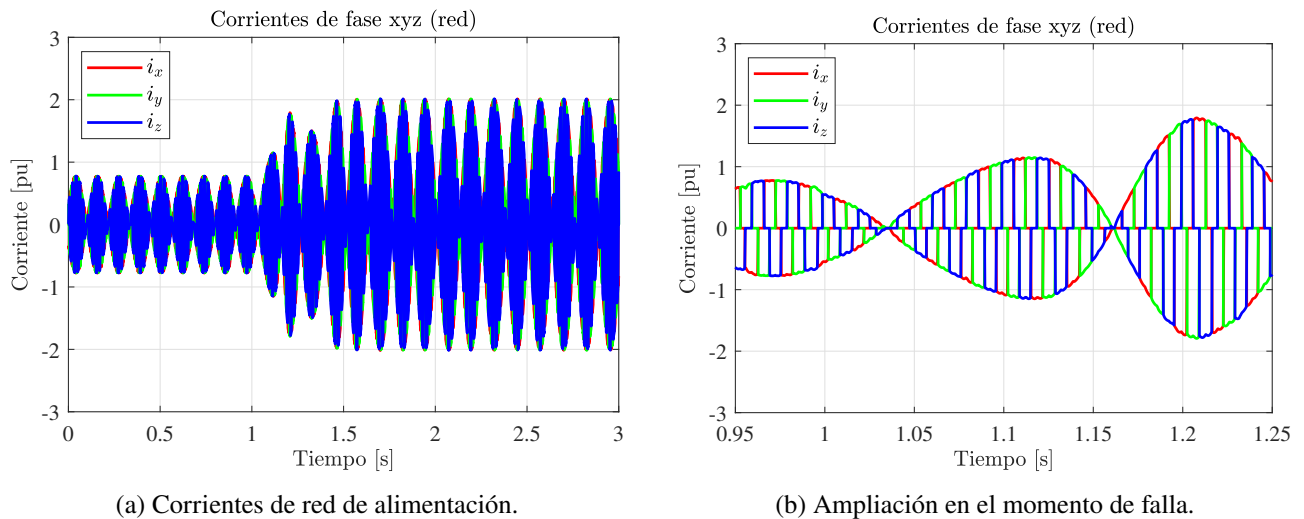


Figura 5.44: Corrientes de alimentación desde la red correspondientes a la fase x de la máquina.

En cuanto a la red que alimenta al cicloconvertidor responsable de generar la fase x , las tensiones correspondientes se presentan en la figura 5.43. En ella se observa que el sistema no presenta perturbaciones visibles, manteniéndose la magnitud y forma de onda de las tensiones en niveles normales.

Finalmente, la figura 5.44 ilustra las corrientes de alimentación de dicha fase. Durante el evento se evidencia un comportamiento oscilatorio transitorio, seguido de un aumento progresivo de la magnitud

de las corrientes hasta alcanzar sus valores máximos. Este fenómeno está directamente relacionado con el incremento en la consigna de corriente de torque del segundo estator, en respuesta a la pérdida temporal de contribución del primer estator.

Para el evento de caída de tensión en un punto de operación correspondiente al 70 % de la velocidad base se concluye que el sistema intenta recuperar su estabilidad tras la perturbación. No obstante, debido a las asimetrías generadas en el primer estator, se pierde la capacidad de generar torque de manera efectiva, lo que compromete la estabilidad global del sistema. Además, tras la ocurrencia del evento, las corrientes alcanzan valores no tolerables, lo que llevaría a la actuación de las protecciones para resguardar la integridad del sistema. Como consecuencia de esta pérdida de capacidad de generación de torque, la velocidad mecánica comienza a disminuir progresivamente, lo que incrementa la consigna de corriente de torque. El segundo estator intenta compensar esta demanda adicional, pero sin éxito. Cabe destacar que se analizó una ventana de tiempo superior a 10 segundos después del evento, sin evidenciar que el sistema alcance un estado estable. Finalmente, el sistema no logra estabilizarse y entra en una dinámica de pérdida continua de velocidad. De este modo, se concluye que el evento de caída de tensión al 70 % de la velocidad base constituye una perturbación transitoria severa, que deriva en una pérdida permanente de estabilidad del sistema.

Capítulo 6

Conclusiones

En el presente trabajo se desarrolló una herramienta computacional orientada al análisis dinámico y control de un sistema de accionamiento eléctrico basado en un motor sincrónico con doble estator, alimentado por cicloconvertidores. Esta herramienta fue implementada en un entorno de simulación que permitió modelar detalladamente tanto el comportamiento eléctrico como mecánico del sistema, incorporando las características principales de la carga acoplada con el fin de representar electromecánicamente el funcionamiento de un molino SAG.

Se logró modelar adecuadamente la máquina sincrónica de doble estator, considerando una inductancia magnetizante compartida entre el estator y el rotor. Si bien esta aproximación permite representar con fidelidad las señales eléctricas del estator, es importante tener precaución al interpretar las respuestas del rotor, ya que esta simplificación podría no capturar con precisión todos los efectos dinámicos presentes en condiciones reales.

Asimismo, se implementó exitosamente el modelo de un sistema de cicloconvertidores trifásicos con neutro flotante, logrando recrear la lógica de operación de los puentes rectificadores, mediante el uso de señales medibles provenientes tanto de la red, como de la alimentación de la máquina. Sin embargo, es importante considerar que los circuitos de *snubbers* utilizados en este estudio no son idénticos a los empleados en la planta real, lo cual puede generar ligeras diferencias en la dinámica observada durante las simulaciones.

En cuanto a la carga, se obtuvo un modelo funcional capaz de representar el acoplamiento mecánico del molino SAG. Sin embargo, se debe destacar que el modelamiento preciso de la carga en molinos es un problema altamente complejo, dado que intervienen múltiples factores como el ángulo y desgaste de los revestimientos, la distribución y movilidad interna de la carga, entre otros. No obstante, si se cuenta con datos provenientes de planta, es posible incorporar una representación más realista mediante el uso de herramientas como tablas de consulta ("*lookup tables*"), que permiten simular la carga a partir de registros empíricos.

Se diseñó e implementó un sistema de control vectorial eficaz, lo cual se comprobó mediante la comparación de los resultados de la simulación con el comportamiento esperado de la planta, obteniendo una buena correlación en magnitudes eléctricas y mecánicas clave.

Uno de los principales objetivos de este estudio fue evaluar el desempeño del sistema ante perturbaciones típicas que pueden presentarse durante su operación. En primer lugar, en el evento de falla en el devanado de campo, se observó una pérdida progresiva del flujo magnético, lo que provocó una disminución del torque eléctrico generado y, en consecuencia, una caída en la velocidad del sistema. Esta condición llevó a un aumento en la magnitud de las corrientes, superando los valores nominales permitidos, lo que representa un riesgo considerable para la integridad del sistema. Finalmente, se evidenció la pérdida de sincronismo, mostrando la incapacidad del control para compensar la pérdida de excitación.

En segundo lugar, ante una falla monofásica en la alimentación del cicloconvertidor, se generó una asimetría que produjo oscilaciones en las corrientes de fase y una desestabilización del sistema de control. Esto derivó en la pérdida del control del torque eléctrico y un aumento en la demanda del segundo estator, el cual alcanzó su límite de saturación, elevando las corrientes a valores fuera de los rangos seguros, lo que podría activar las protecciones del sistema. Además, se advirtió la posibilidad de cortocircuitos entre los puentes del cicloconvertidor, especialmente en ausencia de una lógica de protección robusta.

Finalmente, en cuanto al evento de caída de tensión, se analizaron dos escenarios: uno con el sistema operando al 30 % y otro al 70 % de la velocidad base. En el primer caso, el sistema logró recuperar el sincronismo sin oscilaciones significativas, y además, los valores de corriente en ambos estatores se mantuvieron por debajo de los límites nominales, por lo que no representaron un peligro para el sistema. En cambio, en el segundo caso, debido a los mayores requerimientos de torque, la pérdida temporal de la tensión de alimentación provocó una respuesta transitoria severa, que derivó en una elevación peligrosa de las corrientes en el estator afectado, con niveles que comprometen la seguridad del sistema y que podrían activar sus mecanismos de protección. Esto finalmente condujo a una pérdida definitiva de estabilidad en el sistema.

La herramienta desarrollada permitió visualizar de manera clara y sistemática la evolución temporal de magnitudes eléctricas críticas como las corrientes de control, el flujo magnético y las tensiones de fase, así como también variables mecánicas como la velocidad angular y el torque electromagnético. Gracias al uso de gráficos y oscilogramas generados directamente desde la simulación, fue posible detectar desviaciones respecto a las referencias de control, caracterizar el impacto de las perturbaciones y evaluar la estabilidad del sistema posterior a cada evento.

En conjunto, los resultados obtenidos permiten validar el modelo desarrollado y evidencian la utilidad de la herramienta como apoyo en el diseño, análisis y mejora de sistemas de accionamiento eléctrico complejos como los utilizados en la minería moderna.

Estudios posteriores recomendados

- **Modelación y obtención de circuito equivalente para la máquina sincrónica de doble estator:** para lograr una representación más precisa del comportamiento dinámico del sistema, se propone desarrollar un modelo circuital detallado que capture de forma adecuada los efectos transitorios en el rotor, incluyendo las interacciones magnéticas entre los devanados del estator, la jaula amortiguadora y el rotor de campo.
- **Implementación de control predictivo:** se sugiere estudiar la incorporación de técnicas de control predictivo, como el MPC (Model Predictive Control), con el fin de comparar su desempeño frente al esquema de control vectorial convencional y evaluar posibles mejoras en términos de respuesta dinámica, rechazo a perturbaciones y eficiencia energética.
- **Modelado avanzado de la carga mecánica:** se propone incorporar un modelo mecánico más completo para el molino SAG, considerando factores como el ángulo de los revestimientos, el desgaste progresivo, el deslizamiento de la carga y su distribución no uniforme. Esto permitiría obtener simulaciones más realistas y representativas del entorno operativo real.
- **Análisis de protecciones y fallas adicionales:** se sugiere extender el estudio a otros tipos de fallas eléctricas y mecánicas, e integrar sistemas de protección activa que permitan evaluar el comportamiento del sistema bajo condiciones críticas y su interacción con la lógica de protección y control.

Capítulo 7

Anexos

7.1. Parámetros del accionamiento

Datos generales	
Potencia	8210 [kW]
Factor de potencia	0,95 (inductivo)
Ángulo de carga	24,74 °
Velocidad nominal	10,24 [RPM]
Velocidad máxima	10,92 [RPM]
Velocidad crítica	13,6 [RPM]
Frecuencia nominal	6,144 [Hz]
Número de polos	72
Datos de estator	
Tensión nominal	2000 [V]
Corriente nominal (por estator)	1270 [A]
Conexión	Estrella flotante
Desfase entre estatores	30 °
Datos de rotor	
Tensión de excitación	222 [V]
Corriente de excitación	544 [A]
Datos mecánicos	
Torque nominal	7656 [kNm]
Torque máximo en la partida	9953 [kNm]

Tabla 7.1: Datos generales del motor sincrónico de doble estator bajo estudio.

Valores base		
Potencia base	$S_b = S_n$	8,798 [MVA]
Tensión base	$V_b = \sqrt{2}V_n$	1,633 [kV]
Corriente base	$I_b = \sqrt{2}I_n$	1,796 [kA]
Velocidad base	$\omega_b = 2\pi f_n$	38,603 [rad/s]
Velocidad mecánica base	$\omega_{mb} = \omega_b/p$	1,072 [rad/s]
Flujo base	$\psi_b = V_b/\omega_b$	42,301 [kVb]
Impedancia base	$Z_b = V_b/I_b$	909 [mΩ]
Torque base	$T_b = S_b/(\omega_b/p)$	7,73 [MNm]

Tabla 7.2: Valores base para normalización de variables del sistema.

Parámetros Resistivos		
Resistencia de estator	R_s	6,659 [mΩ]
Resistencia de campo	R_{fd}	1,695 [mΩ]
Resistencia amortiguador eje q	R_{kq}	544 [mΩ]
Resistencia amortiguador eje d	R_{kd}	826 [mΩ]
Parámetros Inductivos		
Inductancia de dispersión estator	L_{ls}	1,243 [mH]
Inductancia magnetización eje q	L_{mq}	4,326 [mH]
Inductancia magnetización eje d	L_{md}	7,175 [mH]
Inductancia dispersión kq	L_{lkq}	1,176 [mH]
Inductancia dispersión kd	L_{lkd}	1,411 [mH]
Inductancia de campo	L_{lfd}	1,217 [mH]
Parámetros Subtransitorios		
Inductancia transitoria eje d	L'_d	2,284 [mH]
Inductancia subtransitoria eje d	L''_d	2,236 [mH]
Inductancia subtransitoria eje q	L''_q	4,406 [mH]
Inductancia secuencia negativa	L_2	3,320 [mH]

Tabla 7.3: Parámetros del motor sincrónico con doble estator.

Parámetros de carga utilizado en el accionamiento		
Inercia rotacional	J	23 [$Mkg \cdot m^2$]
Constante de fricción	b	69,009 [-]
Diámetro del molino	D	9,75 [m]
Volumen interno del molino	V_{mol}	431 [m^3]
Diámetro de bolas de acero	D_b	0,11 [m]
Razón de carga	J_c	0,3 [-]
Razón de carga y agua	w_c	0,1 [-]
Densidad del mineral	ρ_{min}	2700 [kg/m^3]
Densidad de bolas de acero	ρ_b	7800 [kg/m^3]
Porosidad de la carga	ε_{carga}	0,34 [-]
Porosidad de las bolas	ε_{bolas}	0,4 [-]

Tabla 7.4: Parámetros mecánicos utilizados en la modelación de la carga del molino.

7.2. Ajuste de controladores

7.2.1. Controlador de corriente

Para presentar el ajuste del controlador de corriente, se toma como referencia una máquina sincrónica de un solo estator, cuyas ecuaciones de tensión son las siguientes:

$$v_d = r_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \lambda_q \frac{d\theta_r}{dt}, \quad (7.1)$$

$$v_q = r_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \lambda_d \frac{d\theta_r}{dt}, \quad (7.2)$$

$$v_f = r_f i_f + \frac{d\lambda_f}{dt}, \quad (7.3)$$

$$v_{kd} = r_{kd} i_{kd} + \frac{d\lambda_{kd}}{dt}, \quad (7.4)$$

$$v_{kq} = r_{kq} i_{kq} + \frac{d\lambda_{kq}}{dt}, \quad (7.5)$$

donde las expresiones de los flujos magnéticos son:

$$\lambda_d = L_d i_d + L_{md} i_f + L_{md} i_{kd}, \quad (7.6)$$

$$\lambda_q = L_q i_q + L_{mq} i_{kq}, \quad (7.7)$$

$$\lambda_f = L_{md} i_d + L_{md} i_{kd} + L_f i_f, \quad (7.8)$$

$$\lambda_{kd} = L_{md} i_d + L_{md} i_f + L_{kd} i_{kd}, \quad (7.9)$$

$$\lambda_{kq} = L_{mq} i_q + L_{mq} i_f + L_{kq} i_{kq}. \quad (7.10)$$

A partir de este modelo, se busca analizar la respuesta dinámica del sistema frente a las tensiones de entrada al estator. Para ello, se genera el modelo matricial (7.11), en el que, por superposición, se considera $v_f = 0$ y se desprecia el efecto resistivo tanto en la jaula como en el devanado de campo.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_d & -\omega L_q & pL_{md} & pL_{md} & -\omega L_{mq} \\ \omega L_d & r_s + pL_q & \omega L_{md} & \omega L_{md} & pL_{mq} \\ pL_{md} & 0 & pL_f & pL_{md} & 0 \\ pL_{md} & 0 & pL_{md} & pL_{kd} & 0 \\ 0 & pL_{mq} & 0 & 0 & pL_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix}, \quad (7.11)$$

donde $p = \frac{d}{dt}$ representa el operador diferencial. En [13] se realizó un análisis detallado de este sistema matricial, concluyéndose que puede representarse de forma simplificada como:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_d'' & -\omega L_q'' \\ \omega L_d'' & r_s + pL_q'' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad (7.12)$$

donde se demuestra que el comportamiento dinámico del sistema está dominado por las inductancias subtransitorias L_d'' y L_q'' . Esto indica que la planta a controlar presenta un comportamiento subtransitorio.

A partir de la ecuación matricial (7.12), se puede descomponer el sistema en dos ecuaciones:

$$v_d = r_s i_d + L_d'' \frac{di_d}{dt} - \omega L_q'' i_q \quad (7.13)$$

$$v_q = r_s i_q + L_q'' \frac{di_q}{dt} + \omega L_d'' i_d \quad (7.14)$$

Puesto que el control trabaja en un sistema de coordenadas fijo al flujo magnético común de la máquina, presentado en la sección 3.4, es necesario trasladar estas ecuaciones a dicha referencia. Sin embargo, se observa que las inductancias vistas desde este nuevo sistema de coordenadas dependen de las inductancias subtransitorias L_d'' y L_q'' , además del ángulo entre el rotor y la posición del flujo magnético común, denominado δ' , lo que complejiza las expresiones. Considerando lo anterior, y

observando en la tabla 7.3 que las inductancias subtransitorias son similares, se adopta la simplificación $L'' = L''_d = L''_q = L_2$, es decir, se igualan a la inductancia de secuencia negativa. De este modo, las ecuaciones se expresan como:

$$v_d = r_s i_d + L'' \frac{di_d}{dt} - \omega L'' i_q \quad (7.15)$$

$$v_q = r_s i_q + L'' \frac{di_q}{dt} + \omega L'' i_d \quad (7.16)$$

Al considerar que los fasores espaciales de tensión y corriente de estator en coordenadas fijas al rotor son $\mathbf{v}_{sr} = v_d + jv_q$ y $\mathbf{i}_{sr} = i_d + ji_q$, respectivamente, estas expresiones pueden escribirse como

$$\mathbf{v}_{sr} = r_s \mathbf{i}_{sr} + L'' \frac{d\mathbf{i}_{sr}}{dt} + j\omega L'' \mathbf{i}_{sr}, \quad (7.17)$$

donde al aplicar la transformación de coordenadas:

$$\mathbf{v}_{sr} = \mathbf{v}_{s\lambda} e^{j\delta'} = (v_M + jv_T) e^{j\delta'} \quad (7.18)$$

y

$$\mathbf{i}_{sr} = \mathbf{i}_{s\lambda} e^{j\delta'} = (i_M + ji_T) e^{j\delta'}, \quad (7.19)$$

donde $\mathbf{v}_{s\lambda}$ y $\mathbf{i}_{s\lambda}$ corresponden a los fasores de tensión y corriente de estator en coordenadas fijas al flujo magnético común, la ecuación 7.17 se puede expresar como:

$$\mathbf{v}_{s\lambda} e^{j\delta'} = r_s \mathbf{i}_{s\lambda} e^{j\delta'} + L'' \frac{d(\mathbf{i}_{s\lambda} e^{j\delta'})}{dt} + j\omega L'' \mathbf{i}_{s\lambda} e^{j\delta'} \quad (7.20)$$

Simplificando la expresión anterior

$$\mathbf{v}_{s\lambda} = r_s \mathbf{i}_{s\lambda} + L'' \frac{d\mathbf{i}_{s\lambda}}{dt} + j \frac{d\delta'}{dt} L'' \mathbf{i}_{s\lambda} + j\omega L'' \mathbf{i}_{s\lambda}, \quad (7.21)$$

luego separando en parte real e imaginaria se genera

$$v_M = r_s i_M + L'' \frac{di_M}{dt} - \frac{d\delta'}{dt} i_T - L'' \omega i_T \quad (7.22)$$

$$v_T = r_s i_T + L'' \frac{di_T}{dt} + \frac{d\delta'}{dt} i_M + L'' \omega i_M, \quad (7.23)$$

y finalmente reagrupando las expresiones se genera:

$$v_M - e_M = r_s i_M + L'' \frac{di_M}{dt} \quad (7.24)$$

$$v_T - e_T = r_s i_T + L'' \frac{di_T}{dt}, \quad (7.25)$$

donde

- $e_M = -\frac{d\delta'}{dt} i_T - L'' \omega i_T$
- $e_T = \frac{d\delta'}{dt} i_M + L'' \omega i_M$

las cuales se modelan como perturbaciones en el control.

Con las expresiones (7.24) y (7.25), se puede obtener la representación en el dominio de Laplace de las plantas de corriente:

Planta de corriente i_M

$$H_{pM}(s) = \frac{I_M(s)}{V_M(s)} = \frac{1/r_s}{\tau_\lambda s + 1} \quad (7.26)$$

Planta de corriente i_T

$$H_{pT}(s) = \frac{I_T(s)}{V_T(s)} = \frac{1/r_s}{\tau_\lambda s + 1} \quad (7.27)$$

donde $\tau_\lambda = L''/r_s$.

De este modo, se obtienen las plantas de corriente M y T , que describen el comportamiento dinámico del sistema. Estas están representadas en los esquemas de las figuras 7.1 y 7.2.

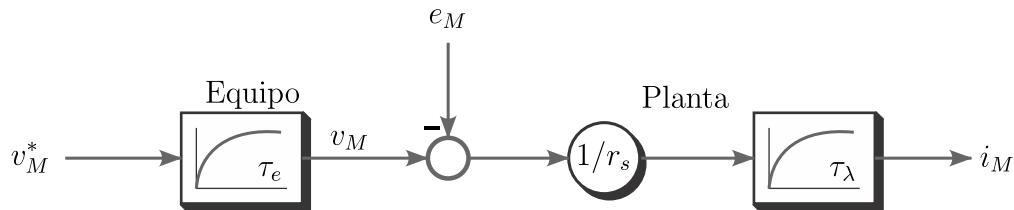


Figura 7.1: Planta de i_M utilizada para el ajuste del controlador

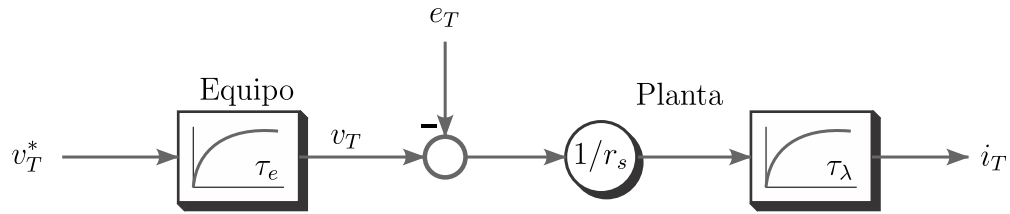


Figura 7.2: Planta de i_T utilizada para el ajuste del controlador

Como se puede observar en los esquemas, se ha incluido un bloque de primer orden que representa la dinámica del cicloconvertidor. Este bloque introduce un retardo inherente a la operación del equipo, determinado principalmente por su frecuencia de conmutación. En este caso, esta frecuencia corresponde a la frecuencia de red dividida por seis, dado que se trata de un convertidor de seis pulsos.

A partir de este modelo, se ajusta el regulador de corriente i_M utilizando un esquema de lazo cerrado, como se muestra en la figura 7.3.

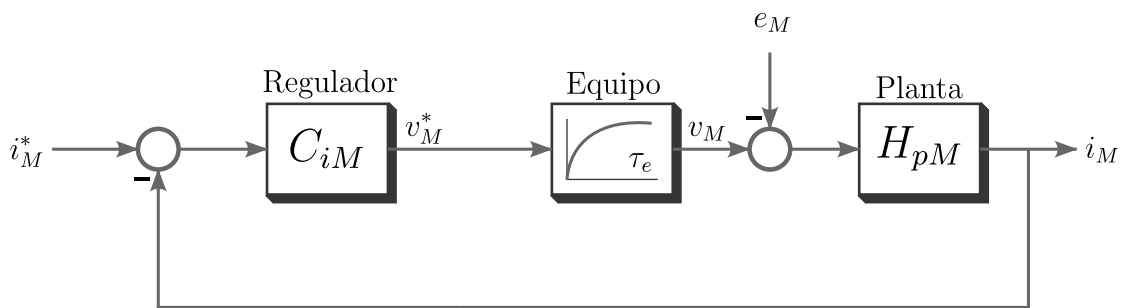


Figura 7.3: Lazo de control de corriente i_M

Para el ajuste del controlador, se supone que la tensión inducida rotatoria actúa como una perturbación del sistema. El diseño del regulador PI se realiza mediante el método de acomodación del lugar de las raíces, utilizando el software MATLAB.

El procedimiento de ajuste del controlador para la corriente i_T es análogo al descrito en el ajuste de la corriente i_M .

7.2.2. Controlador de velocidad

A partir de la ecuación de equilibrio mecánico (3.66), se puede obtener el modelo dinámico de la velocidad en el dominio de Laplace como:

$$\omega(s) = (T_e(s) - T_l(s)) \cdot \frac{1}{J_s}, \quad (7.28)$$

donde:

- $\omega(s)$: transformada de Laplace de la velocidad angular mecánica [rad/s].
- $T_e(s)$: transformada de Laplace del torque eléctrico [Nm].
- $T_l(s)$: transformada de Laplace del torque de carga [Nm].
- J : inercia del sistema [kg·m²].

Considerando la expresión del torque eléctrico para una máquina síncrona de doble estator presentada en la ecuación (3.101), se introducen las siguientes simplificaciones: se supone que ambas corrientes de torque de los estatores son iguales ($i_{T1} = i_{T2} = i_T$) y que el flujo magnético λ_m permanece constante. Bajo estas condiciones, la expresión del torque eléctrico se reduce a:

$$T_e = 2ki_T, \tag{7.29}$$

donde $k = \frac{3}{2}p\lambda_m$, siendo p el número de pares de polos.

Con esto, se obtiene la función de transferencia entre la velocidad mecánica ω y la corriente de torque i_T , lo cual define la planta de control de velocidad mostrada en la figura 7.4.

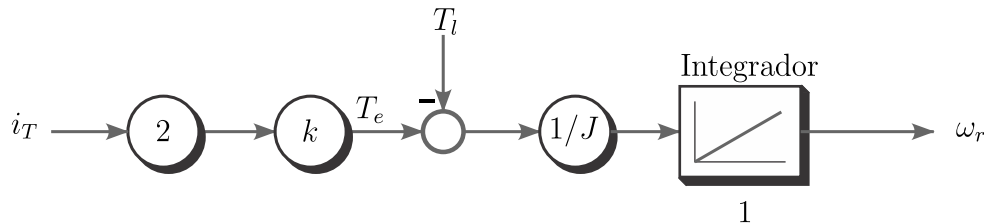


Figura 7.4: Planta de ω utilizada para el ajuste del controlador

El esquema de control en lazo cerrado se presenta en la figura 7.5, donde se incluye la planta equivalente del control de corriente de torque y el controlador PI encargado de regular la velocidad del sistema.

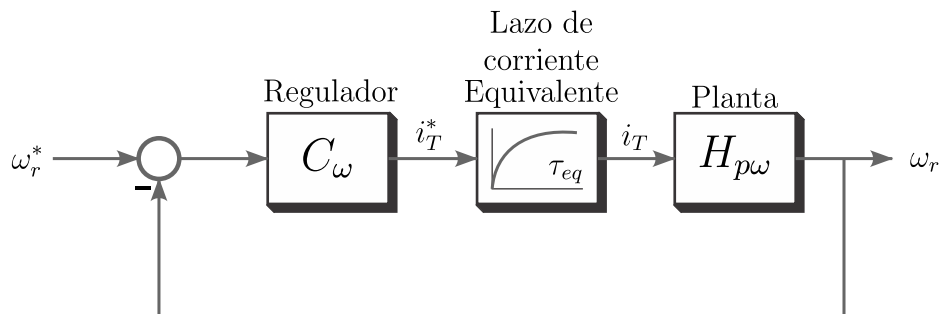


Figura 7.5: Lazo de control de velocidad ω

De forma similar al caso del control de corriente, se supone que el torque de carga actúa como una perturbación externa. El diseño del controlador PI se realiza mediante el método del lugar de las raíces, utilizando herramientas de simulación en MATLAB, buscando lograr una rápida respuesta dinámica sin comprometer la estabilidad del sistema.

7.2.3. Controlador de flujo magnético

El control del flujo magnético en una máquina sincrónica se realiza generalmente a través del devanado de campo. Aunque su respuesta dinámica es más lenta en comparación con los devanados del estator, este permite un control efectivo y desacoplado del flujo magnético, lo cual contribuye significativamente al rendimiento y la estabilidad del sistema.

Para modelar la dinámica de este lazo de control, se parte de la ecuación de tensión en el devanado de campo, despreciando los acoplamientos magnéticos con el estator:

$$v_f = r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}, \quad (7.30)$$

donde:

- v_f : tensión aplicada al devanado de campo,
- r_f : resistencia del devanado de campo,
- L_f : inductancia del devanado de campo,
- i_f : corriente de excitación.

Transformando esta ecuación al dominio de Laplace, se obtiene la función de transferencia de la planta:

$$H_f(s) = \frac{I_f(s)}{V_f(s)} = \frac{1}{\tau_f s + 1}, \quad (7.31)$$

la cual representa un sistema de primer orden con constante de tiempo:

$$\tau_f = \frac{L_f}{r_f}. \quad (7.32)$$

Sin embargo, de acuerdo con el diagrama de referencia mostrado en la figura 3.13, se observa que el flujo magnético total λ_m es proporcional a la componente magnetizante de la corriente de campo i_f , proyectada sobre el eje de flujo d' . Por lo tanto, la relación entre el flujo y la corriente de campo puede expresarse como:

$$\lambda_m = L_{md} i_f \cos(\delta), \quad (7.33)$$

donde L_{md} es el acoplamiento magnético entre el estator y el rotor, e δ representa el ángulo entre el eje de campo y el eje de referencia.

Con esta relación, se define la planta de control de flujo en el dominio de Laplace. El esquema general de esta planta se representa en la figura 7.6.

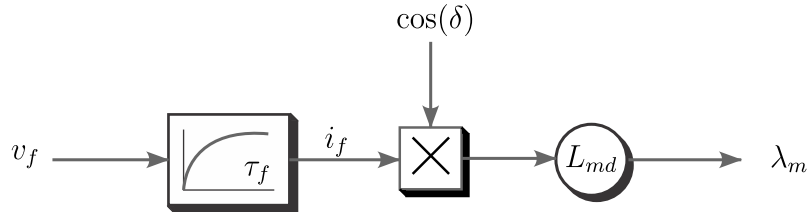


Figura 7.6: Planta de λ_m utilizada para el ajuste del controlador

Posteriormente, se diseña un regulador PI utilizando el método del lugar de las raíces, con el objetivo de lograr una respuesta rápida y estable. El lazo completo de control del flujo magnético se presenta en la figura 7.7.

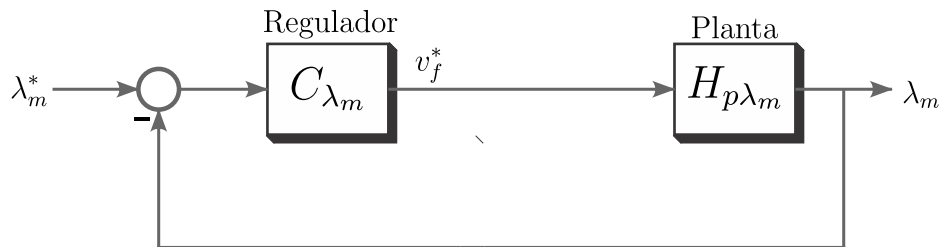


Figura 7.7: Lazo de control del flujo magnético

Antienrollamiento

Dado que el sistema se encuentra limitado por la actuación máxima que puede aplicarse, es necesario incorporar saturadores en la lógica de implementación de los controladores. Estos elementos restringen la señal de control a niveles máximos esperables, evitando así que se excedan los límites físicos del sistema.

No obstante, la presencia de saturación puede provocar el fenómeno conocido como enrollamiento (*windup*), el cual se produce debido a que la componente integral del controlador PI continúa acumulando error, incluso cuando la salida del controlador ya se encuentra limitada. Esta acumulación genera un aumento no controlado de la actuación no saturada, lo que retrasa el establecimiento de la señal de salida y degrada la respuesta dinámica del sistema.

Para mitigar este efecto, se implementa un esquema de antienrollamiento, el cual permite mantener la estabilidad y una rápida respuesta del sistema aun en condiciones de saturación. El esquema utilizado se presenta en la figura 7.8, y ha sido tomado de la referencia [14].

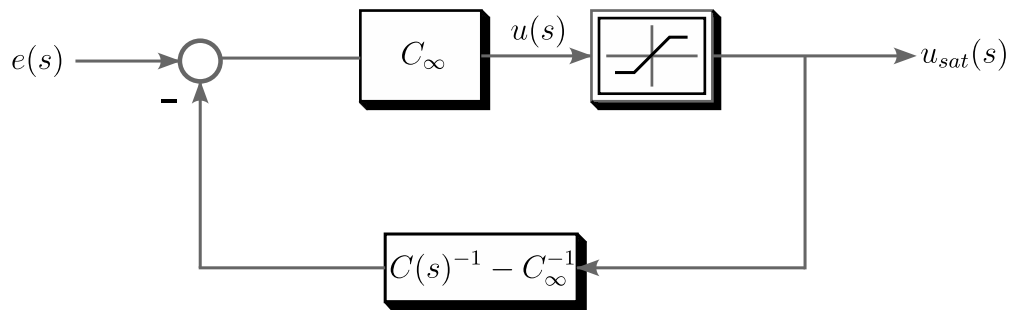


Figura 7.8: Esquema de antienrollamiento.

En este esquema, $C(s)$ representa la función de transferencia del controlador original, sin la compensación por saturación, mientras que C_∞ corresponde a su valor en frecuencia infinita, es decir, a la ganancia del controlador.

Este esquema permite que la componente de la actuación no saturada que depende directamente del valor de la salida saturada converja al valor de esta última cuando exista limitación, evitando así que el integrador continúe acumulando error durante dicho período y mejorando el desempeño transitorio del sistema.

Referencias

- [1] Codelco Educa, “Proceso productivo del cobre,” https://www.codelcoeduca.cl/codelcoeduca/site/edic/base/port/proceso_productivo.html, 2024.
- [2] T. Ledezma, “Análisis y evaluación de modelos de potencia para la estimación del nivel de llenado en molino SAG,” Tesis de titulación para optar al título de Ingeniero Civil Químico y grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería Química, Universidad Técnica Federico Santa María, 2023.
- [3] F. Concha and L. Austin, “Diseño y simulación de circuitos de molienda y clasificación,” *Universidad Técnica Federico Santa María Ediciones*, 1994.
- [4] A. Tassarolo, M. Bortolozzi, and A. Contin, “Modeling of split-phase machines in park’s coordinates. part i: Theoretical foundations,” in *Eurocon 2013*, 2013, pp. 1308–1313.
- [5] C.-M. Ong, *Dynamic simulation of electric machinery: using MATLAB/SIMULINK*. Prentice Hall PTR, 1998.
- [6] P. Castro and A. Valenzuela, “Modeling and evaluation of cycloconverter-fed two-stator-winding sag mill drive—part i: Modeling options,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014.
- [7] J. Müller, “Capítulo I, apuntes para la asignatura Máquinas Eléctricas I,” *DIE, UTFSM*.
- [8] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall PTR, 2002.
- [9] T. J. Napier-Munn, S. Morrell, R. D. Morrison, and T. Kojovic, “Mineral comminution circuits: their operation and optimisation,” 1996.
- [10] P. Fernández, “Análisis Molienda SAG División Chuquicamata, CODELCO Norte,” 2013, memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Concepción.
- [11] P. Castro, “Estimador robusto de carga compactada en molinos SAG,” 2014, tesis para optar al grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería con Mención en Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción.
- [12] J. Juliet, “Máquinas Eléctricas I / Laboratorio de Máquinas Eléctricas: Algunas relaciones para caso cortocircuito trifásico dinámico de máquinas sincrónicas considerando devanado jaula,” Material de clase, apuntes del curso ELI326, ELI327.

Capítulo 7. REFERENCIAS

- [13] J. Müller, “*Capítulo III, apuntes para la asignatura Máquinas Eléctricas I,*” *DIE, UTFSM.*
- [14] D. Barrios, “*Control digital de velocidad para un banco de pruebas,*” memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista, UTFSM, Valparaíso, Abr. 2007.