

Instituto Tecnológico de Costa Rica

Escuela de Ingeniería Mecatrónica

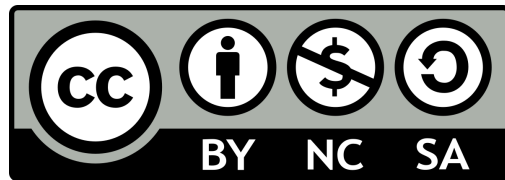


**Emulación dinámica de cargas mecánicas mediante un
dinamómetro controlado por torque**

Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de
Ingeniero en Mecatrónica con el grado académico de Licenciatura

Giancarlo Alvarado Rivera

Cartago, 5 de agosto de 2025



Emulación dinámica de cargas mecánicas mediante un dinamómetro controlado por torque
© 2025 por Giancarlo Alvarado Rivera está licenciado bajo una Licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado enteramente por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado bibliografía he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas. En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.



Giancarlo Alvarado Rivera

Cartago, 5 de agosto de 2025

Céd: 1-1828-0806

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA
PROGRAMA DE LICENCIATURA EN INGENIERÍA MECATRÓNICA
PROYECTO FINAL DE GRADUACIÓN
ACTA DE APROBACIÓN

El profesor asesor del presente trabajo final de graduación, indica que el documento presentado por el estudiante cumple con las normas establecidas por el programa de Licenciatura en Ingeniería Mecatrónica del Instituto Tecnológico de Costa Rica para ser defendido ante el jurado evaluador, como requisito final para aprobar el curso Proyecto Final de Graduación y optar así por el título de Ingeniero(a) en Mecatrónica, con el grado académico de Licenciatura.

Estudiante: Giancarlo Alvarado Rivera

Proyecto: Emulación dinámica de cargas mecánicas mediante un dinamómetro controlado por torque



Dr. -Ing. Yeiner Arias Esquivel

Asesor

Cartago, 5 de agosto de 2025

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA
PROGRAMA DE LICENCIATURA EN INGENIERÍA MECATRÓNICA
PROYECTO FINAL DE GRADUACIÓN
ACTA DE APROBACIÓN

Proyecto final de graduación defendido ante el presente jurado evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniero(a) en Mecatrónica con el grado académico de Licenciatura, según lo establecido por el programa de Licenciatura en Ingeniería Mecatrónica, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Estudiante: Giancarlo Alvarado Rivera

Proyecto: Emulación dinámica de cargas mecánicas mediante un dinamómetro controlado por torque

Miembros del jurado evaluador



Dra. -Ing. Gabriela Ortiz León

Jurado



MSc. Marta Eugenia Vilchez Monge

Jurado

Los miembros de este jurado dan fe de que el presente proyecto final de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por el programa de Licenciatura en Ingeniería Mecatrónica.

Cartago, 5 de agosto de 2025

Resumen

El presente proyecto tiene como objetivo desarrollar e implementar un sistema de emulación de cargas mecánicas para el Laboratorio de Electrónica de Potencia, Accionamientos y Generación Distribuida de la Universidad de Chile. La plataforma diseñada permite evaluar el rendimiento dinámico de un dinamómetro y validar algoritmos de control mediante simulaciones y pruebas Hardware-in-the-Loop (HIL).

La solución propuesta aborda la ausencia de un emulador dinámico de cargas mecánicas, posibilitando la caracterización del comportamiento y la respuesta del sistema ante distintos perfiles de carga antes de su instalación en una planta física. Para ello se diseñó un dinamómetro con control de torque capaz de replicar diversas curvas de carga a través de un sistema de control, lo que facilita la evaluación de estrategias de control y el análisis de múltiples configuraciones experimentales en HIL.

El desarrollo siguió la metodología de Ulrich y Eppinger, lo que permitió identificar necesidades, establecer especificaciones objetivo y seleccionar el concepto ganador. El sistema final integra control vectorial indirecto tanto del motor en prueba como del motor de carga. La planta se implementó en un RT Box y el controlador en un MicroLabBox, comunicándose mediante señales analógicas.

El sistema implementado permitió validar los lazos de corriente y velocidad del modelo de control, obteniendo un error en estado estacionario inferior al 0,5 % en las componentes de corriente directa, en cuadratura y en la velocidad mecánica, con un tiempo de estabilización menor a 100 ms. Gracias a un esquema de control bien definido, se verificó una discrepancia mínima entre la simulación y la plataforma HIL implementada respecto al comportamiento esperado en la planta real, con un error medio del 1,5 % en el torque electromecánico del eje y del 0,3 % en la velocidad. El dispositivo final demostró su capacidad para emular distintos perfiles de carga de torque lineales y no lineales dependientes de la velocidad de rotación del sistema.

Palabras clave: carga, control automático, dinamómetro, emulación, Hardware-in-the-Loop, torque

Abstract

The objective of this project is to develop and implement a mechanical load emulation system for the Power Electronics, Drives and Distributed Generation Laboratory of the University of Chile. The designed platform allows evaluating the dynamic performance of a dynamometer and validating control algorithms through simulations and Hardware-in-the-Loop (HIL) tests.

The proposed solution deals with the lack of a dynamic emulator of mechanical loads, making it possible to characterize the behavior and response of the system under different load profiles before its installation in a physical plant. For this purpose, a torque-controlled dynamometer capable of replicating different load curves through a control system was designed, which makes easier the evaluation of control strategies and the analysis of multiples configurations in HIL.

The development followed the Ulrich and Eppinger methodology, which allowed identifying requirements, establishing objective specifications and selecting the final concept. The final system integrates indirect vector control of both the motor under test and the load motor. The plant was implemented in an RT Box and the controller in a MicroLabBox, communicating through analog signals.

The implemented system allowed validating the current and speed loops of the control system, obtaining a steady state error of less than 0.5 % in the direct current, quadrature and mechanical speed components, with a stabilization time of less than 100 ms. Thanks to a well-defined control scheme, a minimum deviation between the simulation and the implemented HIL platform with respect to the expected behavior in the real plant was verified, with an average error of 1.5 % in the electromechanical shaft torque and 0.3 % in the speed. The final device demonstrated its ability to emulate different linear and nonlinear torque load profiles dependent on the rotational speed of the system.

Keywords: automatic control, dynamometer, emulation, Hardware-in-the-Loop, load, torque

Dedicado a mis padres, por ser mi fuerza en la caída y mi alegría en el logro. Todo lo que soy, se los debo.

Agradecimientos

Primeramente, agradezco a Dios, por darme la claridad, fortaleza y perseverancia necesarias para alcanzar esta etapa de mi vida y carrera profesional.

A mis padres Hazel y Gustavo por estar siempre a mi lado con amor incondicional y apoyo en cada paso. Gracias por creer en mí, por enseñarme el valor del esfuerzo y por brindarme todo lo necesario para llegar hasta aquí. Son lo que más aprecio en esta vida.

A mis amigos, por haber sido un pilar fundamental durante estos años de universidad. Con ustedes compartí además de aprendizajes, momentos de diversión, alegría y crecimiento personal que siempre voy a recordar.

A mi pareja, por su paciencia, comprensión y constante apoyo emocional, incluso en los momentos difíciles. Gracias por ser esa fuente de motivación y amor.

A mi profesor asesor Dr. Yeiner Arias Esquivel, por confiar en mí y brindarme la oportunidad de vivir una experiencia académica en Chile. Al profesor Dr. Roberto Cárdenas Dobson, por abrirme las puertas del laboratorio de Electrónica de Potencia de la Universidad de Chile, por su hospitalidad y por facilitar todas las condiciones para que pudiera trabajar con comodidad y enfoque durante mi estancia.

A mi asesor del proyecto en la Universidad de Chile, Felipe Ibañez y a mis compañeros del laboratorio por su amabilidad, disposición y por integrarme como uno más del equipo, lo cual hizo que esta experiencia fuera mucho más agradable.

Finalmente, gracias a todas las personas que de alguna forma cruzaron este camino conmigo. Cada gesto y consejo ha sido parte de este logro.

Y a mí mismo, por no rendirme cuando las cosas se pusieron difíciles, por confiar en mi capacidad y seguir adelante con la determinación para superar cualquier reto.

Giancarlo Alvarado Rivera

Cartago, 5 de agosto de 2025

Índice general

Índice de figuras	iv
Índice de tablas	vi
Lista de símbolos y abreviaciones	viii
1 Introducción	1
1.1 Entorno del proyecto	1
1.2 Descripción del problema	1
1.3 Justificación	2
1.4 Síntesis del problema	3
1.5 Objetivos	3
1.5.1 Objetivo General	3
1.5.2 Objetivos Específicos	3
1.6 Estructura del documento	4
2 Marco Teórico	5
2.1 Descripción	5
2.2 Hardware-in-the-loop	5
2.3 Motor de inducción	7
2.3.1 Principio de Funcionamiento del Motor de Inducción	8
2.3.2 Características eléctricas y mecánicas	8
2.4 Dinamómetro	10
2.4.1 Emulación estática	10
2.4.2 Emulación dinámica	10
2.5 Emulación de cargas	11
2.5.1 Tipos de cargas mecánicas comúnmente emuladas	11
2.5.2 Aplicaciones típicas de cargas	12
2.6 Variador de Frecuencia	12
2.6.1 Principios de operación	13
2.6.2 Topologías de convertidores	13
2.7 Control automático	15
2.7.1 Control Escalar (V/F)	15
2.7.2 Control Vectorial (FOC)	15
2.7.3 Control Directo de Torque (DTC)	22

3	Metodología	23
3.1	Identificar necesidades del cliente	23
3.2	Establecer especificaciones objetivo	24
3.3	Generar conceptos de producto	27
3.3.1	Descomposición funcional del problema	27
3.3.2	Búsqueda interna	30
3.3.3	Búsqueda externa	31
3.3.4	Organización y combinación de conceptos	33
3.4	Selección de concepto ganador	36
3.4.1	Concepto ganador	37
4	Diseño Experimental del Set Motor-Dinamómetro en HIL	39
4.1	Equipo de plataforma HIL	39
4.1.1	Opciones de dispositivos HIL	40
4.1.2	Configuración física del equipo	42
4.1.3	Unidad de Control y Procesamiento en dSPACE y RT Box	45
4.2	Implementación general del esquema de control	49
4.2.1	Estrategia de control utilizada	50
4.2.2	Diseño de los controladores PI	51
4.2.3	Límites del actuador	55
4.2.4	Términos de desacoplamiento	57
4.3	Esquema para un único MI	57
4.4	Esquema para el conjunto dinamómetro-motor bajo prueba	58
4.4.1	Diseño en simulación y HIL (Plecs + Simulink)	60
4.5	Implementación de la etapa de potencia	68
4.6	Cargas dinámicas	69
4.6.1	Perfil de torque dinámico lineal	69
4.6.2	Emulación de carga lineal mediante perfil de torque	69
4.6.3	Emulación de carga cuadrática mediante perfil de torque	70
4.7	Análisis de riesgos	70
5	Resultados y Análisis	72
5.1	Validación del sistema de control	72
5.1.1	Prueba de concepto: Comprobación del comportamiento de los lazos de control	72
5.2	Validación de perfiles de carga	80
5.2.1	Prueba de concepto: Validación cruzada de variables entre planta HIL y controlador	81
5.2.2	Prueba de concepto: Comparación de resultados experimentales en HIL con resultados del artículo	90
5.3	Confirmación de validaciones y métricas	94
6	Análisis económico	96

7 Conclusiones y Recomendaciones	99
7.1 Conclusiones	99
7.2 Recomendaciones	100
Bibliografía	101
A Código implementado en Matlab-Simulink	106
B Código implementado en PLECS	109
C Tablas de resultados	110

Índice de figuras

2.1	Dispositivo RT Box de Plexim.	7
2.2	Diagrama del proceso de control en HIL	7
2.3	Curva de velocidad-torque típica para un motor de inducción.	9
2.4	Marcos de referencia para la transformación Clarke Park.	16
2.5	Circuito equivalente del estator en el eje α	18
2.6	Circuito equivalente del rotor en el eje α	19
3.1	Proceso metodológico para el desarrollo del concepto.	23
3.2	Método de generación de conceptos de cinco pasos.	28
3.3	Caja negra del sistema dinamómetro, emulador de cargas en HIL.	28
3.4	Descomposición funcional del problema a resolver.	29
3.5	Diagrama de solución propuesta al problema.	38
4.1	Conexión del equipo HIL.	43
4.2	Tarjeta de entradas y salidas analógicas para el RTBox.	44
4.3	Visualización de entradas y salidas analógicas en el dSPACE.	44
4.4	Escalado dSPACE (a) ADC y (b) DAC.	46
4.5	Escalado en RT Box, (a) ADC y (b) DAC.	46
4.6	Configuración de codificador en Plecs.	47
4.7	Herramienta ControlDesk de dSPACE.	48
4.8	ControlDesk: variables y opciones de visualización.	49
4.9	Diagrama del lazo de corriente.	52
4.10	Diagrama del lazo de velocidad.	53
4.11	Configuración del controlador PI en Plecs, (a) PI corriente y (b) anti-windup corriente.	54
4.12	Configuración del controlador PI en Plecs, (a) PI velocidad y (b) anti-windup velocidad.	55
4.13	Configuración del controlador PI en Simulink, (a) PI corriente y (b) anti-windup corriente.	55
4.14	Representación de un anti-windup generalizado.	56
4.15	Diagrama reducido para el control de un motor de inducción usando IFOC.	58
4.16	Diagrama completo para el control de un motor de inducción usando IFOC	58
4.17	Diagrama completo para el control del conjunto dinamómetro-motor bajo prueba usando IFOC.	60
4.18	Esquema de conexión controlador-planta en Plecs.	61

4.19	Diseño de la planta en Plecs con ambos motores de inducción.	61
4.20	Parámetros en Plecs para los motores de inducción.	62
4.21	Diseño de control en Plecs para el motor bajo prueba.	62
4.22	Diseño de control en Plecs para el dinamómetro con una carga de ejemplo.	63
4.23	Diseño del deslizamiento en Plecs para obtener θ_s	63
4.24	Consumo en simulación de la planta.	64
4.25	Diseño de la planta en Plecs para la emulación de cargas, ajustados a los parámetros del MI real.	65
4.26	Diseño de control en MATLAB para el motor bajo prueba.	66
4.27	Diseño de control en MATLAB para el dinamómetro con una carga de ejemplo.	67
4.28	Bloque del controlador PI de corriente i_{sd} en el diseño de MATLAB.	67
4.29	Bloque del controlador PI de corriente i_{sq} en el diseño de MATLAB.	68
4.30	Diseño del bloque de deslizamiento en MATLAB para obtener θ_s	68
5.1	Estructura de datos importados de ControlDesk.	74
5.2	i_{sq} medida vs referencia en condiciones de carga: vacío, carga lineal y no lineal (4 A, 1000 rpm).	78
5.3	i_{sd} medida vs referencia en condiciones de carga: vacío, carga lineal y no lineal (4 y 4.8 A, a 1000 rpm).	79
5.4	w_r medida vs referencia en condiciones de carga: vacío, carga lineal y no lineal.	79
5.5	Bloque añadido para la obtención de datos de la planta.	82
5.6	Curvas de torque lineal del 50% en simulación, planta y controlador.	85
5.7	Curvas de torque cuadrático del 50% en simulación, planta y controlador.	85
5.8	Curvas de torque cuadrático del 70% en simulación, planta y controlador.	86
5.9	w_r medida en controlador, planta y simulada para carga lineal.	87
5.10	w_r medida en controlador (MicroLabBox) vs w_r medida en planta (RT Box).	87
5.11	Ventana de estabilización en la planta, (a) velocidad rotacional y (b) torque cuadrático.	88
5.12	Bloque de carga de emulación de referencia.	91
5.13	Respuestas de torque de carga en HIL comparadas con el artículo de referencia para $J_{em} = J, 4J$ y $10J$	92
5.14	Respuestas simuladas y experimentales de torque y velocidad para $J_{em} = J, 4J$; y $10J$ en artículo de referencia.	92
5.15	Curvas de respuestas de velocidad rotacional para $J_{em} = J, 4J$; y $10J$	93

Índice de tablas

3.1	Lista de necesidades junto con su importancia relativa.	24
3.2	Tabla de métricas y valores objetivo adaptadas para la simulación y la plataforma HIL.	25
3.3	Resumen de ideas generadas en la búsqueda interna	31
3.4	Propuestas de solución por subproblema funcional.	34
3.5	Solución de concepto A.	34
3.6	Solución de concepto B.	34
3.7	Solución de concepto C (Referencia).	35
3.8	Solución de concepto D.	35
3.9	Solución de concepto E.	35
3.10	Matriz de filtrado de conceptos.	36
3.11	Matriz de evaluación ponderada de conceptos.	37
4.1	Parámetros del motor de inducción de referencia.	39
4.2	Correspondencia entre salidas analógicas del RT Box y entradas analógicas en MicroLabBox.	42
4.3	Correspondencia entre salidas analógicas del MicroLabBox y entradas analógicas en RT Box.	43
4.4	Relación de escalas entre señales de RT Box y dSPACE.	46
4.5	Comparación cualitativa entre DFOC e IFOC.	51
4.6	Análisis de riesgos y mitigaciones.	71
5.1	Muestras necesarias para validación de los lazos de control	75
5.2	Valores obtenidos del tiempo de estabilización y error en estado estacionario por ejecución para las corrientes y cargas del sistema.	76
5.3	Muestras necesarias para validación del error promedio entre HIL y planta.	83
5.4	Valores de error medio absoluto y porcentual obtenidos para el torque y velocidad para las 3 configuraciones de carga.	83
5.5	Promedio de error medio porcentual obtenidos para el torque y velocidad para las 3 configuraciones de carga.	84
5.6	Puntuaciones para la métrica 6	89
5.7	Tabla comparativa entre resultados en HIL y artículo.	94
5.8	Resultados obtenidos de acuerdo con las métricas establecidas.	95
6.1	Valores de depreciación del equipo en la plataforma propuesta.	97

6.2	Comparación de plataformas HIL comerciales consideradas.	97
6.3	Desglose de inversión para la plataforma propuesta.	98
C.1	Pruebas piloto realizadas por combinación para obtener la varianza de cada variable, prueba de validación 1.	111
C.2	Pruebas piloto para obtener la desviación estándar del error medio del torque cuadrático (70%), prueba de validación 2.	112
C.3	Pruebas piloto para obtener la desviación estándar del error medio del torque cuadrático (50%), prueba de validación 2.	112
C.4	Pruebas piloto para obtener la desviación estándar del error medio del torque lineal (50%), prueba de validación 2.	113

Lista de símbolos y abreviaciones

Abreviaciones

CA	Corriente Alterna
CC	Corriente Continua
DFOC	Direct Field-Oriented Control
DTC	Direct Torque Control
DUT	Drive Under Test
ECU	Electronic Control Unit
FOC	Field-Oriented Control
HIL	Hardware-in-the-Loop
HVDC	High-Voltage Direct Current
I/O	Inputs/Outputs (Entradas/Salidas)
IFOC	Indirect Field-Oriented Control
ITCR	Instituto Tecnológico de Costa Rica
MI	Motor de Inducción
MMC	Modular Multilevel Converter
PI	Proportional-Integral
PID	Proportional-Integral-Derivative
PWM	Pulse Width Modulation
SVM	Space Vector Modulation

Notación general

$\bar{\psi}_r$	Vector complejo de flujo del rotor en coordenadas $\alpha\beta$.
$\bar{\psi}_s$	Vector complejo de flujo del estator en coordenadas $\alpha\beta$.
\bar{i}_r	Vector complejo de corriente del rotor en coordenadas $\alpha\beta$.
\bar{i}_s	Vector complejo de corriente del estator en coordenadas $\alpha\beta$.
\bar{v}_s	Vector complejo de tensión del estator en coordenadas $\alpha\beta$.
ω_e	Velocidad eléctrica de sincronismo [rad/s].
ω_r	Velocidad mecánica del rotor [rad/s].
ω_{SL}	Velocidad de deslizamiento [rad/s].
ψ_{rd}, ψ_{rq}	Componentes d y q del flujo del rotor en coordenadas dq [Wb].
$\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$	Flujo del estator en coordenadas abc [Wb].
σ	Coefficiente de dispersión global del motor.
τ_r	Constante de tiempo del rotor, $\tau_r = L_r/R_r$.
θ_s	Ángulo eléctrico de sincronismo [rad].

- f_p Frecuencia de alimentación del motor [Hz].
- i_m Corriente magnetizante equivalente [A].
- i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} Corriente de fase del estator en coordenadas abc [A].
- i_{sd}, i_{sq} Componentes d y q de la corriente del estator en coordenadas dq [A].
- K_T Constante de torque equivalente [Nm/A].
- L_m o L_o Inductancia mutua entre estator y rotor (magnetizante) [H].
- L_s, L_r Inductancias propias del estator y rotor, respectivamente [H].
- $L_{ls}, L_{lr'}$ Inductancias de fuga del estator y rotor, respectivamente [H].
- n_s Velocidad síncrona del campo magnético [rpm].
- p Número de polos del motor.
- R_s, R_r Resistencias del estator y rotor, respectivamente [Ω].
- s Deslizamiento relativo del rotor respecto al campo.
- T_e Torque electromagnético generado por el motor [Nm].
- T_l, T_{carga} Torque de carga aplicado al motor [Nm].
- V_m Voltaje eficaz de alimentación del motor [V].
- v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} Tensión de fase del estator en coordenadas abc [V].
- v_{sd}, v_{sq} Componentes d y q de la tensión del estator en coordenadas dq [V].

Capítulo 1

Introducción

1.1 Entorno del proyecto

El proyecto se lleva a cabo en la Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas de la Universidad de Chile específicamente en el Laboratorio de Electrónica de Potencia, Accionamientos y Generación Distribuida. La Universidad de Chile es una institución pública de educación superior fundada en 1842, ubicada en Santiago, Chile. Está conformada por 16 facultades, 3 institutos interdisciplinarios y un hospital clínico, albergando a más de 41,000 estudiantes de pre y posgrado. Además, la universidad contribuye en un 20% de las publicaciones académicas del país. La Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas (FCFM) se divide en 12 departamentos de ciencia e ingeniería, junto con 12 centros de investigación avanzada y más de 80 investigadores postdoctorales de todo el mundo [1]. Cuenta también con un programa alrededor de 142 convenios internacionales, dentro de los cuales se encuentra Costa Rica.

El Laboratorio de Electrónica de Potencia, Accionamientos y Generación Distribuida se enfoca en el control de distintas máquinas eléctricas, generación de energía eléctrica a velocidad variable y el desarrollo de topologías innovadoras de convertidores de potencia, utilizando control digital basado en procesadores de señales digitales [2]. Gracias a las condiciones de trabajo y al equipo del laboratorio, este entorno es ideal para realizar proyectos de investigación aplicada, apoyados por las plataformas de simulación y los equipos especializados con los que cuenta.

1.2 Descripción del problema

En los sistemas de accionamiento mecánico y eléctrico que utilizan convertidores e inversores electrónicos avanzados, es necesario evaluar su desempeño mediante la prueba de distintas cargas mecánicas. Poder replicar las condiciones de torque deseadas en entornos controlados representa un desafío, especialmente cuando se busca emular cargas mecánicas no lineales que presentan características únicas en sus perfiles de torque-velocidad. Un gran crecimiento de cargas no lineales en los sistemas eléctricos hace que la capacidad de evaluación

y validación de estos sistemas sea un reto [3].

Actualmente, el laboratorio cuenta con convertidores de distintas topologías, que deben ser probados con precisión bajo perfiles específicos de torque-velocidad para validar su respuesta y eficiencia. Sin embargo, la falta de una herramienta capaz de emular las cargas mecánicas dinámicas en un entorno de simulación en tiempo real limita la capacidad del laboratorio para realizar pruebas. En consecuencia, la ausencia de un sistema con dinamómetro controlado por par, capaz de replicar perfiles mecánicos complejos, compromete la evaluación precisa de los convertidores y genera una dependencia de métodos que no replican del todo las condiciones del mundo real, lo que dificulta la validación de su desempeño antes de su implementación en hardware real.

Las emulaciones de carga dinámica resultan esenciales para evaluar el desempeño de sistemas de accionamiento en condiciones representativas. Para ello, es fundamental contar con un dinamómetro capaz de replicar perfiles de carga variables y ajustar parámetros clave, como el torque y la inercia, en función de la velocidad o posición. La implementación de un sistema con estas características permitiría realizar pruebas más sistemáticas, optimizando la validación de las estrategias de control antes de su implementación en hardware real.

1.3 Justificación

Este proyecto aborda la necesidad de un sistema de dinamómetro controlado por par en el laboratorio de electrónica de potencia de la Universidad de Chile, lo cual actualmente limita la capacidad del laboratorio para evaluar convertidores electrónicos avanzados bajo condiciones dinámicas de carga. La implementación de este sistema en una plataforma HIL es fundamental, ya que esta tecnología permite validar algoritmos de control y sistemas electrónicos en un entorno controlado previo a su implementación física en hardware real. Esto es relevante en el contexto de cargas mecánicas no lineales, donde replicar las condiciones de trabajo reales puede ser compleja y arriesgada [4].

En el diseño de nuevos dispositivos tecnológicos y sus algoritmos de control, la verificación previa al despliegue juega un papel crítico. Como se señala en [3], el ensayo de accionamientos eléctricos suele seguir dos fases: primero, pruebas en entorno de simulación para validar la metodología y la funcionalidad básica; después, experimentos con dispositivos reales, idealmente sobre la planta definitiva, lo cual es inviable de disponer por los costos. El esquema HIL conecta la plataforma de control a un modelo que emula en tiempo real el comportamiento de la planta, combinando ecuaciones físicas con hardware específico que reproduce la dinámica del sistema sin necesidad de emplear todos los dispositivos físicos. De este modo, se facilita el ajuste preciso de los parámetros de control y se eliminan los riesgos asociados a fallos de un prototipo mecánico.

Cada tipo de carga mecánica presenta perfiles únicos de torque-velocidad, y las distintas topologías de convertidores electrónicos responden de manera diferente ante los niveles de carga aplicados. Para poder probar y validar el rendimiento de los convertidores, es necesario iniciar por un control que emule estas cargas. Además, las cargas mecánicas no

lineales presentan desafíos que requieren de estrategias avanzadas de control para su correcta emulación [5].

El presente proyecto resulta de vital importancia para el Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Universidad de Chile, ya que permite la emulación de cargas dinámicas y el estudio de los convertidores ante diferentes escenarios de operación. Esta capacidad además de validar la viabilidad de las topologías empleadas de convertidores en diversos escenarios operativos garantiza que los resultados obtenidos sean aplicables a aplicaciones industriales reales. La capacidad de simular condiciones de carga realistas en un ambiente simulado permite a los investigadores y estudiantes realizar experimentos significativos, lo que a su vez puede llevar a innovaciones en el diseño de convertidores y sistemas de accionamiento.

Contar con una plataforma HIL especializada acelera el proceso de desarrollo e innovación, ya que permite iterar sobre el diseño de control y verificar resultados en tiempo real sin exponer ni dañar equipos ni poner en riesgo al personal.

1.4 Síntesis del problema

El laboratorio de electrónica de potencia no dispone de un dinamómetro controlado por par para emular cargas mecánicas en convertidores multinivel, lo que limita la evaluación de su rendimiento dinámico. Este proyecto desarrolla una plataforma experimental con control configurable y simulación HIL para replicar perfiles de carga realistas, optimizando las pruebas dinámicas y fortaleciendo la capacidad del laboratorio en investigación y validación de convertidores.

1.5 Objetivos

1.5.1 Objetivo General

Emular de manera dinámica cargas mecánicas lineales y no lineales en la plataforma HIL para el Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Universidad de Chile.

1.5.2 Objetivos Específicos

1. Realizar un diagnóstico y análisis del estado actual del laboratorio y los requerimientos de la plataforma HIL.
2. Diseñar el sistema de control para la emulación de distintos perfiles de carga.
3. Implementar el sistema de control avanzado diseñado en la plataforma HIL.
4. Validar el funcionamiento del dinamómetro mediante pruebas de desempeño y comparación con resultados esperados.

1.6 Estructura del documento

Este trabajo cuenta con una estructura definida en varios capítulos, los cuales guían el proceso de diagnóstico, diseño y validación de un sistema HIL para la emulación dinámica de cargas mecánicas. En el primer capítulo, se introduce el proyecto proporcionando una visión general sobre su contexto, el laboratorio donde se desarrolla, la problemática abordada y los objetivos específicos del trabajo. Luego, en el capítulo dos, se presentan los fundamentos teóricos esenciales para comprender el diseño y funcionamiento del dinamómetro, abarcando conceptos clave como la emulación de cargas mecánicas, el control automático y el modelado dinámico. El tercer capítulo se enfoca en la metodología utilizada para desarrollar la solución al problema, describiendo el enfoque adoptado en el diseño del sistema. A continuación, en el capítulo cuatro, se detalla el diseño del dinamómetro, explicando cada una de las etapas seguidas en su desarrollo.

Posteriormente, el capítulo cinco está dedicado a la validación del sistema, donde se describen los procedimientos de prueba, los experimentos realizados y el análisis de los resultados obtenidos para evaluar su desempeño. En el capítulo seis, se presentan las conclusiones del trabajo, se discuten sus implicaciones y se proponen recomendaciones para futuras mejoras o investigaciones en la materia, así como el análisis económico del proyecto. Finalmente, el capítulo siete recoge las referencias bibliográficas utilizadas a lo largo del documento, y el capítulo ocho contiene los anexos, en los cuales se incluyen datos complementarios, códigos, esquemas y cualquier otra información relevante para una mejor comprensión del proyecto.

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1 Descripción

En este capítulo se presentan los fundamentos teóricos y la información relevante para comprender el desarrollo del proyecto de emulación de cargas mecánicas dinámicas a través de un dinamómetro controlado por par, con el objetivo de proporcionar al lector una comprensión profunda de los principios y tecnologías involucradas. Se establece la importancia de contar con una base conceptual robusta que vincule áreas clave como la electrónica de potencia, el control automático, las características de las máquinas eléctricas y la técnica de HIL. Se abordan conceptos fundamentales relacionados con los accionamientos eléctricos, los principios de emulación de cargas mecánicas (lineales y no lineales) y los fundamentos matemáticos del sistema de control empleado. Además, se explica la relevancia en la industria de contar con plataformas que permitan caracterizar y probar convertidores bajo distintos perfiles de carga para acelerar el desarrollo de nuevos esquemas de control y topologías. Asimismo, se describe detalladamente el funcionamiento de la plataforma experimental propuesta, incluyendo aspectos clave de la electrónica de potencia como diversas topologías de convertidores, el control de motores eléctricos y la implementación de simulaciones HIL. Esta base teórica es esencial para fundamentar las decisiones de diseño e implementación, permitiendo validar y evaluar el desempeño del sistema propuesto bajo diversas condiciones operativas.

2.2 Hardware-in-the-loop

El HIL es una técnica de simulación en tiempo real que intercala una unidad de control física, la *Electronic Control Unit* (ECU), con una planta virtual ejecutada en un computador determinista. El objetivo principal es evaluar y validar el desempeño de algoritmos o componentes físicos bajo condiciones cercanas a las reales, pero sin incurrir en los riesgos o costos de pruebas sobre la planta física o aplicación final [6]. Todos los sensores, actuadores y la propia dinámica del sistema se sustituyen por un modelo matemático que se resuelve a intervalos fijos de pocos microsegundos, de modo que las señales que recibe la ECU son

indistinguibles de las que entregaría la máquina real, y las acciones de control que devuelve la ECU se inyectan inmediatamente en la simulación. Este método ofrece ventajas significativas frente a las pruebas convencionales, pues permite realizar experimentos en entornos seguros, disminuyendo considerablemente los riesgos asociados a fallas en la planta real [7].

El problema de control conserva sus tres elementos clásicos: planta, controlador y lazo de retroalimentación. La diferencia es que la planta (motor y convertidor) se representa numéricamente y se compila en código C o HDL mediante generación automática (por ejemplo, desde MATLAB/Simulink o PLECS), mientras que la ECU permanece implementada en hardware real, como lo puede ser un microcontrolador, una FPGA (Field Programmable Gate Array) o un DPS (Digital Signal Processor). Este esquema requiere un comportamiento *hard real-time*, en el que deben cumplirse estrictamente ciertas restricciones temporales, ya que su incumplimiento puede provocar fallas. Alternativamente, puede tratarse de un comportamiento *firm real-time*, donde si el computador no concluye el cálculo dentro de la ventana de muestreo y no se satisfacen algunas restricciones temporales, no es posible garantizar la validez completa de la ejecución de la prueba [8].

En el ámbito de los accionamientos eléctricos, el ensayo HIL resulta especialmente útil. El controlador se conecta a modelos en tiempo real que reproducen el motor, la carga y el convertidor. Esto permite observar la respuesta del sistema con total seguridad y repetir la prueba cuantas veces haga falta. Además, se pueden introducir fallas o escenarios extremos que serían costosos (o peligrosos) de recrear en la máquina real. Y cuando es necesario retocar el algoritmo de control, el cambio se carga en cuestión de segundos, lo que acorta el ciclo de diseño y reduce gastos.

Entre los proveedores más reconocidos en sistemas HIL se encuentran dSPACE, Plexim, National Instruments (NI), OPAL-RT y Speedgoat. En particular, dSPACE es ampliamente utilizado para la validación de software en unidades de control electrónico (ECU), simulaciones de aplicaciones de modelado, y pruebas de convertidores incluyendo tanto el controlador como la electrónica de potencia [9]. Su integración nativa con Simulink permite una configuración directa del entorno de simulación para el envío y recepción de señales analógicas y digitales, así como la visualización de respuestas como el torque y la velocidad rotacional. Una de las herramientas complementarias de dSPACE es ControlDesk, una plataforma interfaz hombre-máquina (HMI, por sus siglas en inglés) que facilita la supervisión en tiempo real de variables del sistema, el ajuste dinámico de parámetros y la validación del comportamiento del sistema bajo prueba. ControlDesk permite crear paneles de control personalizados, lo cual resulta fundamental para realizar pruebas de manera intuitiva y eficiente durante el proceso de desarrollo y validación de controladores.

Por otro lado, PLECS RT Box de Plexim, cuyo equipo se muestra en la figura 2.1, es una plataforma orientada específicamente a simulaciones HIL en electrónica de potencia y sistemas de control embebido. Esta herramienta permite ejecutar modelos de convertidores, sistemas fotovoltaicos, tracción eléctrica y control de máquinas eléctricas en tiempo real [7]. Al igual que dSPACE, RT Box se integra de forma nativa con su entorno de modelado correspondiente, PLECS, facilitando así una transición eficiente desde el diseño del modelo hasta su validación.

En el laboratorio se cuenta con plataformas como la MicroLabBox de dSPACE y RT Box de Plexim, las cuales son capaces de ejecutar modelos a alta velocidad de muestreo (del orden de microsegundos), lo cual es fundamental para sistemas de potencia donde la dinámica eléctrica y mecánica se desarrolla.



Figura 2.1: Dispositivo RT Box de Plexim [7].

En el caso de los sistemas de accionamiento eléctrico, el HIL se puede dividir en tres etapas básicas: nivel de control de proceso, nivel de electrónica de potencia y nivel mecánico. [3]. Para cada nivel, un número distinto de tipo de dispositivo hardware está envuelto en la simulación HIL y se comienza por el modelo matemático del sistema completo.

En el caso de este proyecto, el nivel de control de proceso fue el centro de enfoque. Se prueba la unidad de control real, mientras que la etapa de potencia, motor y cargas mecánicas son simulados. La plataforma HIL reemplaza la electrónica de potencia y la máquina, enviando señales equivalentes a corrientes y tensiones medidas. En la figura 2.2 se muestra un diagrama inicial de la implementación.

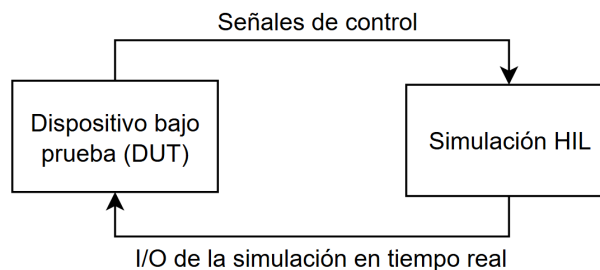


Figura 2.2: Diagrama del proceso de control en HIL. [Elaboración propia]

2.3 Motor de inducción

Un motor de inducción (MI), también llamado motor asíncrono es un tipo de máquina eléctrica utilizado comúnmente en la industria debido a su diseño robusto, precio bajo, mantenimiento reducido y relación potencia-peso. Se compone de dos partes fundamentales, el rotor y estator. Funciona basándose en la **inducción electromagnética** generada cuando las corrientes alternas (CA) que circulan por el devanado del estator, crean un campo magnético giratorio [10], [11]. Este campo corta el rotor y produce corrientes inducidas según la ley de Faraday que al interactuar con el campo, originan el par electromagnético para que el motor gire.

2.3.1 Principio de Funcionamiento del Motor de Inducción

Campo magnético giratorio en el estator

El estator se compone de varias bobinas distribuidas espacialmente y alimentadas por un sistema de tensión alterna trifásico. Al aplicar tres señales sinusoidales de igual magnitud y frecuencia, pero desfasadas 120° eléctricamente entre sí, se genera un campo magnético giratorio. Este campo rota con una velocidad angular constante denominada *velocidad síncrona*, calculada mediante la expresión:

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (2.1)$$

donde n_s es la velocidad síncrona del campo magnético (en *rpm*), f es la frecuencia de la red (en Hz), y p es el número de polos del estator. Este campo giratorio atraviesa el entrehierro e induce corrientes en las barras conductoras del rotor por efecto de la ley de Faraday, siempre que exista una velocidad relativa entre ambos.

Deslizamiento

El principio de operación del motor de inducción se basa en que el rotor gira a una velocidad ligeramente inferior a la del campo magnético del estator, es decir, $n_r < n_s$. Esta diferencia de velocidad se conoce como *deslizamiento* (s), y es lo que permite que haya inducción de corriente en el rotor, y, por tanto, torque electromagnético [11]. En ausencia de deslizamiento, el rotor se movería en sincronía con el campo, y no existiría un flujo relativo que indujera corriente, lo cual haría imposible la generación de torque. Por esta razón, el deslizamiento es una condición fundamental para el funcionamiento del motor de inducción.

El deslizamiento se define como:

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (2.2)$$

Esta magnitud puede modificarse indirectamente mediante parámetros como la tensión aplicada al estator, la resistencia del rotor o la frecuencia de excitación, y determina la magnitud de las corrientes inducidas y, por ende, del torque producido [12].

2.3.2 Características eléctricas y mecánicas

Como estas máquinas son de una sola excitación, la relación del par y potencia son diferentes a las relaciones de motores síncronos. En la curva de torque vs. velocidad del capítulo 6 de [12] mostrada en 2.3, se presenta un torque de arranque, nominal y máximo. Se demuestra que al iniciar el movimiento, el motor produce un torque alto porque el rotor está quieto y se generan corrientes intensas. Luego, cuando el rotor gira más rápido y se acerca a la velocidad síncrona, las corrientes disminuyen y el torque se reduce.

Luego, la velocidad en el motor de inducción conectado directamente a la red es prácticamente constante, la variación es casi imperceptible, debido a la relación de deslizamiento que se comentó anteriormente. Para alcanzar un control preciso de velocidad y torque se utilizan los variadores de frecuencia, ajustando la frecuencia de alimentación y, por ende, la velocidad de sincronismo [12].

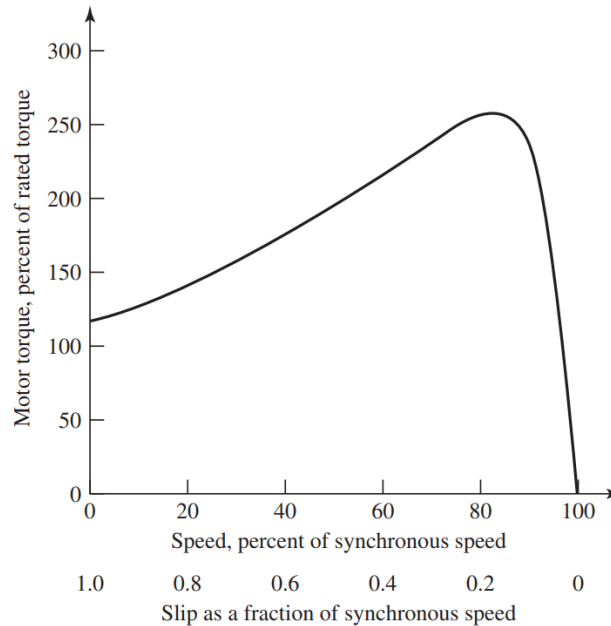


Figura 2.3: Curva de velocidad-torque típica para un motor de inducción [12].

Como estas máquinas son de una sola excitación, la relación entre par y potencia difiere de la de los motores síncronos. La figura 2.3 (adaptada de la Fig. 6.3 de [12]) ilustra la típica curva par-velocidad de un motor de inducción trifásico, en la cual se distinguen tres puntos clave: torque de arranque, nominal y máximo.

Para deslizamientos pequeños (s) la corriente del rotor y, por tanto, el par crecen casi en proporción a s porque la inductancia del rotor es baja y la mayor parte de la tensión inducida cae en la resistencia. Cuando s aumenta, la impedancia sube, la corriente se retrasa y el par deja de aumentar hasta alcanzar un pico llamado torque de ruptura; después disminuye con rapidez. El valor de s en ese pico depende de la resistencia de rotor R_r . Si esta se incrementa (rotor devanado con resistencia externa), el pico se mueve a mayor deslizamiento y la máquina puede girar más despacio para el mismo par. En un motor de jaula R_r es fijo; el pico aparece a un deslizamiento muy bajo, por lo que, a frecuencia de red, el motor funciona casi a velocidad constante con solo unos pocos porcentajes de caída entre vacío y plena carga.

Históricamente, esta característica confinó a la jaula de ardilla a aplicaciones de velocidad casi constante. Hoy, sin embargo, los variadores de frecuencia permiten modificar simultáneamente tensión y frecuencia de alimentación, manteniendo el flujo casi constante [12]. Así se consigue un control preciso tanto de velocidad como de torque sin recurrir a resistencias externas ni a motores de rotor devanado.

2.4 Dinamómetro

Un dinamómetro es un dispositivo capaz de aplicar, medir y regular cargas, así como la fuerza, el torque y la potencia de salida de motores o accionamientos eléctricos, permitiendo evaluar el desempeño de una carga mediante su simulación sobre un motor en prueba y emulando perfiles de torque típicos en aplicaciones industriales, como torque constante, lineal, cuadrático o pulsante, así como sus combinaciones [13]. En el marco de la electrónica de potencia y los accionamientos eléctricos, su función se expande para no solo medir, sino también emular distintos escenarios de carga (lineales, no lineales, estáticos o dinámicos), lo cual facilita el análisis del desempeño de convertidores, motores y algoritmos de control bajo condiciones que replican de forma más realista las exigencias operativas [14].

En este proyecto se implementa un dinamómetro de carga controlado por par basado en un motor de inducción y un sistema de control a lazo cerrado. Se mide o estima la velocidad y par del eje y se utiliza un algoritmo de control que ajusta las corrientes que se inyectan a la máquina, generando el par requerido en cada instante. Para lograr un control preciso del par aplicado, comúnmente se utilizan estrategias de control vectorial (FOC), que requiere una modulación eficiente de las señales hacia el inversor que alimenta el motor [15].

2.4.1 Emulación estática

La emulación estática se enfoca en reproducir situaciones de carga que permanecen relativamente constantes en el tiempo o cambian de forma lenta. Un ejemplo es aplicar un torque fijo para evaluar el rendimiento del motor en condiciones de estado estacionario. En estos casos, el dinamómetro opera como un freno pasivo o inercial que disipa energía en forma de calor o se realimenta a la red [13], [16].

2.4.2 Emulación dinámica

La emulación dinámica se utiliza en ensayos que se encuentran bajo condiciones transitorias más complejas o donde la carga varía rápidamente (torques pulsantes, perfiles cuadráticos, efectos de fricción no lineal). Aquí, el dinamómetro se dota de un control activo de par, para que sea capaz de recrear perfiles de carga realistas de modelos matemáticos [16].

Por ejemplo, los **dinamómetros activos** utilizan un segundo motor (de inducción, síncrono o de imanes permanentes) conectado a un convertidor de potencia para absorber o suministrar energía, lo que posibilita una operación en cuatro cuadrantes de velocidad-par. Este motor actúa como un *cargador activo* y, con un control adecuado de torque o velocidad, puede recrear múltiples perfiles mecánicos dinámicos, incluyendo cargas lineales y no lineales [14], [17].

La importancia del dinamómetro activo reside en su capacidad para simular características de cargas industriales típicas. Entre las que se encuentran la simulación de dinámicas lineales, como una inercia más coeficiente de fricción (carga de primer orden), así como cargas

con elementos como ejes flexibles (carga con eje elástico), cuya dinámica total puede llegar a ser de cuarto orden [18]. Además, estos dinamómetros también permiten emular efectos no lineales como el *backlash* (juego mecánico) o la fricción estática, factores importantes en ciertas aplicaciones de control.

2.5 Emulación de cargas

La emulación de cargas consiste en reproducir de forma controlada, el comportamiento dinámico de cargas reales que actúan sobre motores o generadores. El propósito principal es permitir pruebas de accionamientos y sistemas de control sin requerir la maquinaria final, en un entorno reproducible para verificar algoritmos y diseños de control o convertidores. En el contexto de un laboratorio donde se aplica el esquema del HIL, esta técnica permite el ensayo de accionamientos y controladores bajo condiciones de carga realistas. De modo que así se puedan anticipar y resolver problemas que podrían surgir en aplicaciones industriales antes de la puesta en servicio real.

2.5.1 Tipos de cargas mecánicas comúnmente emuladas

En la teoría de máquinas y accionamientos, las cargas mecánicas son modeladas mediante relaciones de torque y velocidad junto con sus dinámicas las cuales pueden ser lineales o no lineales. Entre las cargas lineales se encuentran las compuestas por inercia y pura fricción viscosa constante. Un modelo simple es el de un momento de inercia (J) acoplado a un coeficiente de fricción (B), donde el torque sigue la ley de la siguiente ecuación.

$$T_e(\omega_r) = J_{em} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + B_{em} \cdot \omega_r \quad (2.3)$$

Estas cargas lineales funcionan para representar maquinaria con partes giratorias donde predominan las fuerzas de aceleración y pérdidas por fricción. Sin embargo, no todas las cargas se comportan de manera lineal, teniendo dependencias de la posición, velocidad o estado del sistema. Las cargas inerciales requieren de torque solo para acelerar o desacelerar, o las cargas viscosas que imponen un torque proporcional a la velocidad de giro del motor. También se tienen cargas cuadráticas dependientes de la velocidad, típicas en turbomáquinas; en ventiladores, turbinas y bombas centrífugas, donde el torque va creciendo aproximadamente con el cuadrado de la velocidad de rotación [19] [20]. También existen algunas cargas que dependen de la posición angular, como por ejemplo bombas de pistón donde el torque varía cíclicamente con el ángulo debido a fuerzas periódicas, generando perfiles pulsantes o de impacto.

2.5.2 Aplicaciones típicas de cargas

Turbinas eólicas: El rotor de una turbina eólica opera a baja velocidad y con un torque elevado. A través de multiplicadores mecánicos se eleva la velocidad del eje a valores superiores a 1000 *rpm*, reduciendo proporcionalmente el torque. El perfil torque–velocidad de una turbina está determinado por la aerodinámica del rotor: a bajas velocidades del viento, el torque crece de manera no lineal, aproximadamente con el cuadrado de la velocidad angular ($T \propto \omega^2$), hasta alcanzar un punto de máxima potencia. Luego, el control de paso actúa limitando el torque a un valor constante [21]. Al considerar este sistema como una fuente de generación, el torque debe ser adaptado al motor emulador mediante un escalamiento adecuado según la potencia disponible y la relación de conversión.

Bombas centrífugas: Estas constituyen ejemplos clásicos de cargas con perfil de torque cuadrático. El torque requerido por una bomba centrífuga sigue típicamente la relación $T \propto \omega^2$, considerando un fluido de características constantes y una geometría fija [22]. En consecuencia, si la velocidad se reduce al 50% de su valor nominal, el torque requerido disminuye aproximadamente al 25% del valor de diseño, lo cual tiene implicatorias directas en el diseño del sistema de control y en el dimensionamiento del actuador.

Tracción eléctrica: Los motores utilizados en aplicaciones ferroviarias o de transporte pesado deben enfrentarse a perfiles de carga variables. Durante el arranque y a bajas velocidades, se requiere un alto torque para superar la inercia del sistema y las fuerzas de fricción, lo cual se aproxima a un perfil de par constante. A medida que la velocidad aumenta, se transita hacia una zona de potencia constante, lo que implica una reducción progresiva del torque con la velocidad [23]. Este comportamiento híbrido impone retos en el diseño del controlador, especialmente en aplicaciones donde se busca emular estos perfiles dinámicamente.

Bandas transportadoras y otras cargas de par constante: Las bandas transportadoras, elevadores de cangilones y otros mecanismos similares presentan, en general, un perfil de carga de torque constante. En estos casos, el par requerido se mantiene aproximadamente fijo, dado que depende principalmente del peso del material transportado y de las fricciones del sistema, las cuales son en gran medida independientes de la velocidad de operación. La potencia, sin embargo, aumenta linealmente con la velocidad. Es importante destacar que el torque de arranque suele ser superior al requerido en régimen permanente, debido a la necesidad de vencer la fricción estática y la inercia inicial, lo que debe considerarse en la selección y configuración del sistema motor [24].

2.6 Variador de Frecuencia

Un variador de frecuencia es un dispositivo electrónico encargado de regular la velocidad y el torque de un MI al controlar la amplitud de la tensión y la frecuencia. Esto permite ciertas mejoras en la eficiencia energética y flexibilidad de operación de los accionamientos electrónicos [10].

2.6.1 Principios de operación

Conversión AC-DC-AC

En la mayoría de los casos, el variador realiza primero una rectificación de la señal CA de entrada a CD mediante un puente de diodos o un rectificador activo, seguida de una etapa inversora que genera pulsos de tensión modulados y reconvierte la señal CD en una señal trifásica con frecuencia y tensión ajustables. Este proceso se efectúa comúnmente mediante una topología de 6 pulsos.

Modulación por Ancho de Pulso (PWM)

La modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) es la técnica más extendida para regular la conmutación de dispositivos de potencia en el inversor del variador de frecuencia. Se quiere sintetizar una frecuencia y tensión variables a la salida, ajustando así la forma de onda que recibe el MI [25], [10].

En la forma clásica de la onda, se compara una onda portadora de alta frecuencia (triangular) con una onda moduladora (senoidal) de menor frecuencia. En cada cruce de la triangular con la senoidal, se da la conmutación de los transistores, se generan pulsos de diferentes anchura por fase. Además, la tensión de salida se relaciona con la magnitud de la portadora y la moduladora, así como en la tensión aplicada al motor [25], [26].

La frecuencia de conmutación (f_p) generalmente es mucho mayor que la frecuencia fundamental (f_f) de la señal de salida. Al aumentar f_p , mejora la calidad de la onda generada, pues se incrementa el número de pulsos cortos en cada período fundamental, lo que reduce los armónicos de baja frecuencia. Sin embargo, una mayor frecuencia de conmutación también implica mayores pérdidas en los dispositivos de potencia, ya que éstos deben cambiar más rápido y con mayor frecuencia entre los estados de encendido y apagado.

Actualmente, la modulación se realiza principalmente usando un microcontrolador (por ejemplo, DSP o FPGA). Estos equipos digitales generan con precisión las señales necesarias para activar y desactivar los transistores, coordinando este proceso con la información que reciben desde sensores de voltaje y corriente. De esta manera, es más sencillo combinar la técnica PWM con métodos avanzados de control, adaptando la forma de conmutar según cómo responde el motor y qué necesita la carga en cada momento.

2.6.2 Topologías de convertidores

Para accionar el motor dinamómetro, normalmente se utiliza un inversor trifásico con transistores de potencia (IGBT o MOSFET) el cual puede trabajar en modo regenerativo (enviar energía de retorno a la red). Entre las configuraciones más típicas, se encuentra la back-to-back (AC-DC-DC-AC) y el inversor con freno regenerativo. En la primera, el convertidor de red y otro de máquina comparten el bus de continua, permitiendo el flujo de

energía en ambas direcciones y la conexión de ambos [27].

Un convertidor de potencia es un circuito electrónico que transforma la energía eléctrica (de CC a CA o de CA a CC) para adaptarla a la necesidad del accionamiento eléctrico puesto en práctica [10]. El convertidor para el caso del dinamómetro y del motor de inducción tiene como función regular la corriente y/o tensión y permitir el flujo de potencia en ambos sentidos, de modo que el dinamómetro pueda absorber o devolver energía, siendo carga o generador.

Inversor de 2 niveles

Es la topología más comúnmente utilizada, donde transistores semiconductores como IGBT o MOSFET conmutan de forma coordinada para sintetizar una señal trifásica de salida a partir de un bus de continua [28]. Esta arquitectura está presente en la mayoría de las aplicaciones industriales de baja y media potencia. Su control se puede realizar mediante modulación PWM senoidal, o a través de técnicas más avanzadas como la modulación de vectores espaciales (SVM), que mejora la utilización del bus de continua y reduce el contenido armónico.

Desde el punto de vista de implementación en entornos HIL, esta topología presenta un número reducido de estados de conmutación (8 en total), lo cual permite utilizar pasos de simulación pequeños y estables, facilitando su ejecución en plataformas sin comprometer el tiempo real.

Topología back-to-back

Esta configuración consiste en la conexión en cascada de un rectificador activo (AC–DC) y un inversor trifásico (DC–AC), ambos conectados a través de un bus de continua común. Es ideal para aplicaciones regenerativas, como bancos de pruebas de motores o sistemas de emulación de cargas, ya que permite controlar el flujo de energía en ambas direcciones: desde la red hacia la carga o desde la carga hacia la red. El rectificador activo se encarga de mantener el bus de continua regulado y permitir el retorno de energía sin distorsionar la red [29]. Esta topología es ampliamente usada en ensayos de motores, trenes de potencia y sistemas industriales de alta eficiencia.

Convertidores multinivel

Para aplicaciones de mayor potencia o donde se requiere mejorar la calidad de la señal de salida, se utilizan convertidores multinivel como el inversor de 3 niveles tipo NPC (Neutral Point Clamped), CHB (Cascaded H-Bridge), FC (Flying-Capacitor), entre otros. La principal ventaja de los convertidores multinivel es la drástica reducción de la distorsión armónica, que permite cumplir normas de calidad de potencia con filtros más pequeños o incluso prescindir de ellos en ciertas aplicaciones. Además, al dividir la tensión total entre varios dispositivos, se reduce el estrés sobre cada transistor y se mejora la eficiencia global del sistema. Aunque su implementación en tiempo real es más exigente debido al mayor

número de estados de conmutación, pueden ser simulados eficientemente en plataformas HIL avanzadas para evaluar distintas estrategias de modulación.

2.7 Control automático

Para el control de accionamientos eléctricos, los métodos han evolucionado con el objetivo de manejar la velocidad y el torque con diferentes niveles de precisión. Estos métodos van desde técnicas simples, como el control escalar, hasta métodos más complejos y con mejor desempeño dinámico, como el FOC. La selección del método más adecuado dependerá de factores como la precisión requerida, la dinámica de respuesta deseada o el hardware disponible. Esto último es especialmente relevante, ya que el equipo utilizado (según su potencia, antigüedad o capacidades técnicas) determinará qué estrategia de control puede implementarse eficazmente.

2.7.1 Control Escalar (V/F)

El principio fundamental del control escalar, también llamado "V/F constante", en un MI es el de regular la velocidad ajustando proporcionalmente la tensión y la frecuencia de alimentación [10]. El objetivo es mantener aproximadamente constante el flujo magnético del motor, por lo que la amplitud de la tensión se ajusta directamente en proporción a la frecuencia aplicada. Esto permite conservar constante el torque máximo disponible dentro del rango nominal de velocidades. Por encima de la velocidad nominal, se alcanza una zona llamada de debilitamiento de campo, donde la frecuencia sigue aumentando pero la tensión permanece fija al valor nominal, reduciendo así el flujo magnético [24].

Este método destaca especialmente por su sencillez de implementación, implicando menores costos y menores exigencias en el hardware de medición. Sin embargo, la calidad dinámica del control escalar es limitada debido a que únicamente se ajustan la amplitud y frecuencia fundamentales del voltaje aplicado.

2.7.2 Control Vectorial (FOC)

Contrario a lo visto en el control escalar, cuando se requieren sistemas con un control preciso y respuestas dinámicas rápidas como en sistemas de posicionamiento para máquinas herramienta, se prefieren técnicas como esta. El control vectorial brinda un desacople entre el torque y el flujo, logrando así un comportamiento similar al de un motor de CC en lazo cerrado [30]. Se divide en dos tipos: el directo e indirecto.

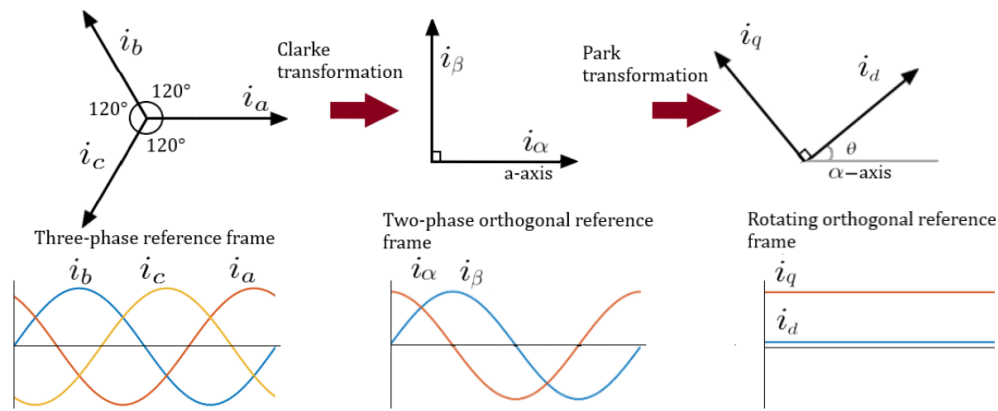


Figura 2.4: Marcos de referencia para la transformación Clarke Park. [31].

Fundamentos de Control Vectorial

Las transformaciones de Clarke y Park son métodos matemáticos utilizados para simplificar el análisis y control de máquinas eléctricas trifásicas. Inicialmente, la transformación de Clarke convierte las corrientes o tensiones trifásicas originales (i_a, i_b, i_c) y tensiones se proyectan a un sistema de coordenadas $\alpha\beta$ y luego mediante la transformación de Park, se proyectan estas señales a un marco rotatorio llamado directo-cuadratura ($d-q$), el cual gira sincronizadamente con el flujo principal del rotor (o del estator, dependiendo del método empleado) [26] [31].

En este sistema $d-q$, el eje queda alineado con el flujo magnético principal de la máquina, mientras que el eje q se encuentra perpendicular al eje d . Por este cambio de perspectiva, las señales dejan de ser senoidales variables en el tiempo y pasan a convertirse en componentes prácticamente constantes en estado estacionario, simplificando a la vez el control del MI. Esto permite regular de manera independiente tanto el flujo magnético (ψ) en el eje d como el torque generado (T) en el eje q [26]. Se define una referencia de flujo (ψ^*) y una referencia de par (T^*) o velocidad (ω^*). En la figura 2.4 se muestra el comportamiento y los marcos de referencia para la transformación Park Clarke.

Directo

El control vectorial directo (DFOC, por sus siglas en inglés) mide o estima de manera directa el ángulo del flujo (rotor o estator) para alinear el eje directo con dicho flujo. Para realizarlo, es común utilizar sensores de flujo, o estimadores u observadores basados en la integración de la fuerza electromotriz [14]. Sin embargo, este estimador no funciona del todo bien cuando se opera a baja velocidad rotacional y presenta una alta sensibilidad a la precisión del observador de flujo. El ángulo se encuentra orientado en el flujo y puede ser encontrado de los componentes alfa-beta mediante la siguiente ecuación:

$$\theta_s = \text{atan} \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \quad (2.4)$$

Indirecto

El control vectorial indirecto (IFOC, por sus siglas en inglés) es una de las estrategias más utilizadas en la industria para la regulación precisa de motores de inducción. Su principal ventaja radica en que no requiere medir directamente el ángulo del flujo del rotor. En lugar de ello, este ángulo se estima de forma indirecta a partir del cálculo del deslizamiento eléctrico (ω_{SL}), utilizando las corrientes del estator, la velocidad mecánica del rotor (ω_r) y parámetros característicos de la máquina, como la constante de tiempo del rotor y las inductancias [32], [28].

A través de esta estimación, es posible alinear el eje directo (d) del sistema de coordenadas rotatorias d - q con el vector de flujo rotorico sin necesidad de sensores de flujo ni del conocimiento directo de las tensiones o corrientes del rotor. Esta alineación es fundamental para lograr el desacoplo entre las variables de control que regulan el flujo y aquellas que generan torque.

El enfoque consiste en descomponer la corriente del estator en dos componentes ortogonales:

1. i_{sd} encargada de regular el flujo del rotor ψ_{rd} .
2. i_{sq} encargada de generar el par electromagnético T_e .

Luego, el control vectorial utiliza: la velocidad mecánica medida ω_r , una estimación del deslizamiento ω_{SL} y la realimentación de corrientes del estator i_{sd} e i_{sq} para alinear correctamente el ángulo de las variables de control con el flujo del rotor.

Relación básica del deslizamiento y el torque

En el IFOC, el deslizamiento ω_{SL} se calcula a partir de la ecuación que vincula el torque con la relación de corrientes. Se asume que la componente d de la corriente estatorica define el flujo, mientras que la componente q regula el torque. De forma simplificada,

$$\omega_{SL} = \frac{1}{\tau_r} i_{sq} \quad (2.5)$$

donde $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ es la constante de tiempo del rotor, i_{sd} es la componente directa y i_{sq} la componente en cuadratura. A medida que i_{sq} aumenta (para generar más par), el deslizamiento también crece, siempre y cuando i_{sd} (asociada al flujo) se mantenga constante. Por otro lado, la velocidad síncrona es:

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{SL} \quad (2.6)$$

y para alinear el eje d con el flujo del rotor, se debe integrar dicha velocidad eléctrica, obteniendo la siguiente ecuación:

$$\theta_s = \int (\omega_{SL} + \omega_r) dt \quad (2.7)$$

que orienta el eje d con el flujo rotor. Este método evita sensores o estimadores de flujo directos y es más estable ante pequeñas variaciones de flujo, además de dar una respuesta rápida y exacta en el control de par y velocidad.

Fundamentos matemáticos del IFOC en el motor de inducción

Para entender el sustento matemático, se parte de las ecuaciones del motor de inducción. Inicialmente, se tienen las ecuaciones en abc , las cuales se pueden representar según el circuito eléctrico presentado en la Figura 2.5:

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt}, \quad v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt}, \quad v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt}, \quad (2.8)$$

mientras que en coordenadas $\alpha\beta$ se representa como

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt}. \quad (2.9)$$

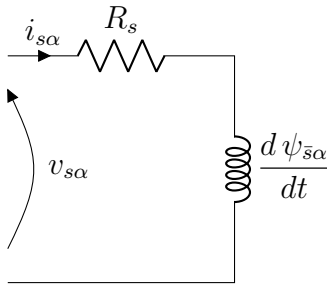


Figura 2.5: Circuito equivalente del estator en el eje α .

El rotor jaula de ardilla se modela como un lazo sin fuente externa, ya que no se miden corrientes en el rotor. En la figura 2.6 se muestra el circuito correspondiente a las siguientes ecuaciones, interpretándolo como un lazo cerrado con resistencia e inductancia.

$$0 = R_r i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt}, \quad 0 = R_r i_{rb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt}, \quad 0 = R_r i_{rc} + \frac{d\psi_{rc}}{dt}, \quad (2.10)$$

En $\alpha\beta$ se representa como:

$$0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt}. \quad (2.11)$$

Para el control vectorial, se combinan i_s y ψ_r , eliminando la necesidad de i_r (no medible) y de ψ_s (reemplazada por ψ_r). Las expresiones de flujo estator y rotor se vinculan por:

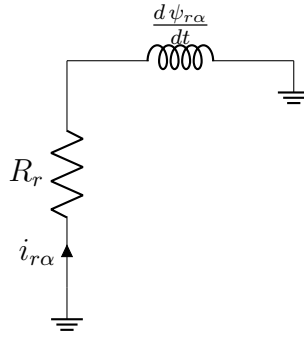


Figura 2.6: Circuito equivalente del rotor en el eje α .

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_0 \bar{i}'_r, \quad \bar{\psi}_r = L_0 \bar{i}'_s + L_r \bar{i}_r, \quad (2.12)$$

donde L_s, L_r, L_0 son inductancias de estator, rotor y mutua respectivamente, y \bar{i}'_s, \bar{i}'_r indican las corrientes estator/rotor en un sistema de referencia apropiado. Sustituyendo las siguientes ecuaciones de la corriente, flujo y coeficiente de dispersión,

$$i_r = \frac{\psi'_r - L_0 i'_s}{L_r} \quad (2.13)$$

$$\psi_s = L_s i_s + L_0 \left(\frac{\psi'_r - L_0 i'_s}{L_r} \right) \quad (2.14)$$

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_0^2}{L_s L_r} \quad (2.15)$$

se obtiene la fórmula del flujo en el estator

$$\psi_s = \sigma L_s i_s + \frac{L_0}{L_r} \psi'_r \quad (2.16)$$

Tras ciertas operaciones algebraicas, y usando la relación de dispersión σ , se reescriben las ecuaciones de tensión de estator y rotor en función de \bar{i}_s y $\bar{\psi}_r$. El resultado son ecuaciones como:

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{L_0}{L_r} \frac{d\bar{\psi}'_r}{dt} \quad (2.17)$$

$$0 = \frac{\bar{\psi}'_r}{\tau_r} - \frac{L_0 \bar{i}'_s}{\tau_r} + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} \quad (2.18)$$

con $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$. Este par de ecuaciones sigue estando en un marco $\alpha\beta$ o de ejes fijos.

Además, es importante mencionar que para efectos del motor, se deben definir las inductancias de fuga para el estator y rotor definidas en la siguiente ecuación, donde la inductancia del rotor está referida por el estator.

$$L_{ls} = L_s - L_m \quad L'_{lr} = L_r - L_m \quad (2.19)$$

Transformación a ejes d - q y referencia orientada

Para poder emplear de manera correcta el FOC, es necesario convertir estas ecuaciones a un marco rotatorio d - q que gira a ω_e , ya que las señales del flujo del rotor y corriente del estator se comportan como ondas senoidales y la frecuencia cambia [33]. Esto implica multiplicar por $e^{-j\theta_e}$ y separar en componentes real (eje d) e imaginaria (eje q), mostrado en la ecuación 2.20.

$$v_s e^{-j\theta_e} = \left[R_s i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} + \frac{L_0}{L_r} \frac{d\psi'_r}{dt} \right] e^{-j\theta_e}, \quad 0 = \left[\frac{\psi'_r}{\tau_r} - \frac{L_0 i'_s}{\tau_r} + \frac{d\psi'_r}{dt} \right] e^{-j\theta_{SL}} \quad (2.20)$$

El desarrollo de ambas ecuaciones se muestra como la del estator en 2.21 y la del rotor en 2.22.

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_0}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \omega_e \frac{L_0}{L_r} \psi_{rq}, \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_0}{L_r} \frac{d\psi_{rq}}{dt} - \omega_e \frac{L_0}{L_r} \psi_{rd}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{\psi_{rd}}{\tau_r} - \frac{L_0 i_{sd}}{\tau_r} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{SL} \psi_{rq}, \\ 0 &= \frac{\psi_{rq}}{\tau_r} - \frac{L_0 i_{sq}}{\tau_r} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{SL} \psi_{rd} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Estas expresiones son aún generales y no imponen ningún alineamiento específico.

Para simplificar el control, el IFOC orienta al eje d con el flujo del rotor, es decir, $\psi_{rq} = 0$. De este modo, la componente d del flujo ψ_{rd} concentra la magnitud total del flujo rotorico y la componente q es nula. Bajo esta orientación, se desacoplan flujo y par, donde i_{sd} regula ψ_{rd} e i_{sq} general el torque electromagnético T_e . En estado estacionario (flujo constante), se cumple:

$$\psi_{rd} = L_0 i_{sd}, \quad \psi_{rq} = 0. \quad (2.23)$$

Debido a esto, se obtienen las ecuaciones finales para el estator en 2.24 y para el rotor en 2.25.

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma \omega_e L_s i_{sq} + \frac{L_0}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt}, \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \sigma \omega_e L_s i_{sd} + \omega_e \frac{L_0}{L_r} \psi_{rd} \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned}
0 &= \frac{\psi_{rd}}{T_r} - \frac{L_o}{T_r} i_{sd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt}, \\
0 &= -\frac{L_o}{T_r} i_{sq} + \omega_{SL} \psi_{rd}
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Cálculo del par y expresión del deslizamiento

El par electromagnético en una máquina de inducción puede obtenerse a partir de un balance de potencias de entrada y salida. La potencia eléctrica entregada al estator se define como

$$P_{el} = \frac{3}{2} \vec{v}_s \cdot \vec{i}_s \tag{2.26}$$

Al descontar las pérdidas por efecto Joule y el término de magnetización, la potencia mecánica desarrollada es:

$$P_{mec} = \frac{3}{2} p (\vec{\lambda}_{dq} \cdot \vec{i}_{dq}) \tag{2.27}$$

y dividiendo por la velocidad mecánica ω_r , se obtiene la expresión general del torque:

$$T_e = \frac{P_{mec}}{\omega_m} = \frac{3}{2} p (\vec{\lambda}_{dq} \wedge \vec{i}_{dq}) \tag{2.28}$$

En un sistema con referencia orientada al rotor (orientación de flujo rotor), el flujo ψ_{dq} se alinea con el eje d y el par se reduce a una forma escalar:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} p (\psi_{rd} i_{sq}) \tag{2.29}$$

Aquí $\lambda_q = 0$ bajo control vectorial indirecto, $\lambda_d = \psi_{rd} = L_o i_m$, donde i_m es la corriente magnetizante ficticia, y $p = P/2$ indica los pares de polos del motor.

$$i_m = \frac{i_{sd}}{\tau_r (s + \frac{1}{\tau_r})} \tag{2.30}$$

Al cambiar la corriente i_{sd} , el flujo alcanza un nuevo punto de operación en $t \approx 4$ o 5 veces el valor de τ_r , por lo que la ecuación en estado estacionario se mantiene el flujo ψ_{rd} como:

$$\psi_{rd} = L_o i_{sd} \tag{2.31}$$

Sustituyendo los valores anteriores, se obtiene la siguiente ecuación:

$$T_e = K_T i_{sq} \tag{2.32}$$

donde la constante de torque K_T es:

$$K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_o^2}{L_r} i_{sd} \quad (2.33)$$

Se obtiene 2.34, misma ecuación de torque en términos de la corriente alineada.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_o^2}{L_r} (i_{sq} i_{sd}), \quad (2.34)$$

Por otro lado, la ecuación del deslizamiento ω_{SL} se extrae de las componentes q del rotor:

$$0 = -\frac{L_0}{\tau_r} i_{sq} + \omega_{SL} \psi_{rd}, \quad (2.35)$$

lo cual conduce a

$$\omega_{SL} = \frac{L_0 i_{sq}}{\psi_{rd} \tau_r}. \quad (2.36)$$

Suponiendo $\psi_{rd} = L_0 i_{sd}$ en régimen estacionario, resulta la forma simplificada:

$$\omega_{SL} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}}, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}. \quad (2.37)$$

Esta es la ecuación más empleada en el IFOC para estimar el deslizamiento a partir de las corrientes i_{sd} e i_{sq} . Una vez se tiene ω_{SL} , se suma la velocidad mecánica ω_r (ecuación 2.6) y se integra para obtener el ángulo eléctrico θ_s que sincroniza la transformación $d-q$ con el flujo del rotor, implementado en el procesador digital de control.

$$\theta_s = \int (\omega_{SL} + \omega_r) dt = \int \left(\omega_r + \frac{i_{sq}}{\tau_r i_m} \right) dt \quad (2.38)$$

2.7.3 Control Directo de Torque (DTC)

El Control Directo de Torque (DTC, por sus siglas en inglés) fue introducido por [34] en 1986, con el propósito de mejorar la rapidez de respuesta y reducir la complejidad de los modelos matemáticos utilizados en otras técnicas como el FOC. El principio fundamental del DTC se basa en controlar directamente el torque y el flujo del motor mediante la selección adecuada de vectores de tensión generados por el inversor, sin necesidad de recurrir a transformaciones complejas ni a lazos internos adicionales. Debido a que el torque desarrollado en un motor de inducción depende directamente del producto escalar entre los vectores de flujo del estator y del rotor, cualquier variación en el flujo del estator influye directamente sobre el torque generado. De esta forma, el método DTC aprovecha las mediciones instantáneas de tensión y corriente del estator para estimar continuamente tanto el flujo magnético como el torque reales, comparándolos con los valores deseados o de referencia para realizar el control adecuado del motor [35].

Capítulo 3

Metodología

Este capítulo integra la metodología de Ulrich y Eppinger con el desarrollo concreto del dinamómetro en HIL. Cada sección abre con la fase metodológica seguida y continúa con la implementación práctica que se dio.

Para el desarrollo del proyecto final de graduación y la definición de una solución adecuada para el problema planteado, se empleó la metodología detallada por Karl T. Ulrich y Steven D. Eppinger en su libro *Diseño y Desarrollo de Productos* [36]. Este enfoque sigue un proceso de diseño en ingeniería estructurado en siete etapas iterativas, cuyo objetivo es facilitar la consecución de los objetivos del proyecto. En la figura 3.1 se ilustran estas etapas.

Sin embargo, en este trabajo se hizo énfasis en las primeras cinco fases, que abarcan desde la identificación de las necesidades del cliente hasta la validación del concepto ganador del producto. Estas etapas fueron fundamentales para garantizar el desarrollo exitoso de la solución propuesta.

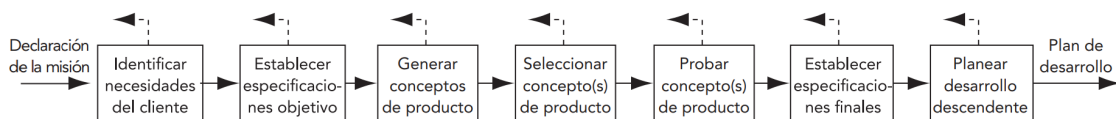


Figura 3.1: Proceso metodológico para el desarrollo del concepto [36].

3.1 Identificar necesidades del cliente

En la etapa inicial de la metodología, se debe conocer cuales son las necesidades y expectativas del cliente. Para ello, se establece un proceso de comunicación que permite analizar la información proporcionada, detectar posibles sesgos y definir con precisión el problema que se aborda a lo largo del proyecto. El primero se basa en la recopilación de información sin procesar del cliente. Para lograrlo, se llevó a cabo la identificación de necesidades mediante dos entrevistas al encargado del proyecto Felipe Ibáñez, identificado como el cliente. En la primera entrevista, se plantearon una serie de preguntas clave para recopilar información,

comprender mejor el proyecto y definir el problema a resolver. En la segunda, se abordaron aspectos más específicos, enfocándose en los beneficios del proyecto dentro del laboratorio y en aclarar dudas técnicas.

Con base en las respuestas obtenidas, se identificaron las necesidades del proyecto, las cuales se recopilaron en una lista detallada, presentada en la tabla 3.1.

Una vez identificadas las necesidades, se envió al asesor industrial un formulario con una encuesta en la que debía asignar un nivel de importancia a cada necesidad, utilizando una escala de valoración del 1 al 5 mostrada a continuación. La valoración dada se muestra en la misma tabla.

1. La función es indeseable. No se consideraría una solución con esta función.
2. La función no es esencial, pero no importaría tenerla.
3. Sería bueno tener esa función, pero no es necesaria.
4. La función es altamente deseable, pero consideraría un producto sin ella.
5. La función es de importancia crítica. No consideraría un producto sin esta función.

Tabla 3.1: Lista de necesidades junto con su importancia relativa [Elaboración propia].

Núm. necesidad	Necesidad	Importancia
1	El SD emula cargas dinámicas con múltiples perfiles de carga.	5
2	El SD implementa una estrategia de control para la emulación de cargas.	5
3	El SD opera aprovechando los recursos de hardware y software disponibles en el laboratorio.	5
4	El SD permite la ejecución en tiempo real de la planta en entornos HIL.	5
5	El SD intercambia señales de mando y medición entre planta y controlador sin pérdidas críticas de información.	5
6	El SD separa lógicamente la planta emulada y el controlador, posibilitando implementaciones futuras.	5
7	El SD permite el ajuste configurable de parámetros.	5
8	El SD muestra un comportamiento dinámico coherente entre lo simulado y experimental.	5
9	El SD garantiza estabilidad en régimen permanente para las cargas emuladas dentro de los parámetros establecidos.	5
10	El SD evalúa la precisión de la emulación mediante comparaciones contra referencias documentadas.	4

3.2 Establecer especificaciones objetivo

Esta segunda etapa consiste en definir los criterios de selección para las soluciones propuestas, es decir, las especificaciones objetivo.

Se requiere traducir las necesidades identificadas en la sección anterior a un conjunto de métricas cuantificables, estableciendo para cada una valores marginales e ideales. Estas

métricas son importantes para analizar y contrastar las distintas soluciones que se propongan más adelante, simplificando así la selección y limitando el número de alternativas consideradas.

Cada métrica refleja el grado en que el sistema propuesto satisface la necesidad específica, estableciendo con claridad el nivel mínimo que debe alcanzar una solución para considerarse válida, incluso cuando no logra cumplir totalmente con el valor óptimo establecido. Al asignar al menos una métrica por cada necesidad, se asegura que todas las necesidades puedan evaluarse de forma concreta. Por otro lado, el valor ideal representa la especificación deseada en condiciones óptimas, mientras que la importancia relativa, definida según la percepción del cliente, ayuda a priorizar el esfuerzo de diseño para alcanzar dichos objetivos.

De acuerdo con lo anterior, se definieron métricas específicas que se adapten a las necesidades descritas, tales especificaciones objetivo se muestran en la tabla 3.2. Estas métricas fueron obtenidas según algunos datos dichos por el cliente y los demás se dedujeron según la investigación realizada en fuentes relacionadas al tema de la emulación de un sistema de control. A continuación se da una descripción de cada métrica:

Tabla 3.2: Tabla de métricas y valores objetivo adaptadas para la simulación y la plataforma HIL [Fuente propia].

Número de métrica	Necesidad asociada	Métrica	Unidades	Valor marginal	Valor ideal
1	1	Cantidad de perfiles de carga a implementar	Cantidad	≥ 2	≥ 4
2	2	Error de estacionario medio en los lazos de control	Porcentaje	≤ 5	≤ 2
3	2	Tiempo de estabilización en los lazos de control	ms	≤ 500	≤ 200
4	3	Adaptabilidad a equipos existentes	Binario	Sí	Sí
5	4	Ejecuciones completadas en tiempo real sin errores o "overruns"	Porcentaje	≥ 98	≥ 99
6	5	Precisión de comunicación en HIL	Porcentaje	≥ 90	≥ 95
7	6	Índice de preparación previo a implementaciones futuras de planta	Escala	≥ 80	≥ 90
8	7	Parámetros ajustables en planta y controlador	Binario	Sí	Sí
9	8	Error medio porcentual entre curvas simuladas y en HIL	Porcentaje	≤ 15	≤ 5
10	9	Nivel de estabilidad en régimen permanente	Nivel	2	3
11	10	Desviación máxima en par-velocidad según referencia	Porcentaje	≤ 20	≤ 15

1. Para comprobar la utilidad del dinamómetro, este debe ser capaz de emular no solo una carga fija, sino varios perfiles torque-velocidad representativos. Esta métrica determina cuántos perfiles de carga (lineales, no lineales, etc.) puede manejar el sistema de manera fiable. Es fundamental para comprobar la amplitud de escenarios que el dinamómetro logra reproducir, pues mientras mayor sea la diversidad de cargas simuladas, más versátil resulta el sistema para pruebas en el laboratorio. Se estimó 2 perfiles mínimos (por ejemplo, lineal, cuadrático, pulsante) como referencia práctica para validar la funcionalidad básica. Sin embargo, alcanzar 4 o más perfiles distintos refleja un mayor nivel de adaptabilidad para varias topologías.
2. Esta métrica promedia el porcentaje de error en estado estacionario medido en los lazos de control durante una ventana de prueba en control de lazo cerrado. Un error elevado en este parámetro afecta directamente la precisión de la emulación. Se estableció un

- margen de error máximo del 2% como referencia para considerar una alta precisión en las pruebas y un 5% para considerar a la planta como funcional.
3. Mide en milisegundos, el tiempo de estabilización presente en los lazos de control teniendo presente las bandas del 2%, dentro de las cuales se mide este tiempo. Empieza a contar desde que se acciona el escalón o la corriente empieza a operar en los motores, obteniendo los debidos resultados en la plataforma HIL.
 4. Corresponde a un parámetro binario que indica si el sistema es compatible con las herramientas y equipos existentes en el laboratorio. Un valor afirmativo implica que el equipo disponible permite su uso inmediato sin costos adicionales ni modificaciones importantes, salvo por fallas o problemas puntuales de hardware.
 5. Para validar que el sistema dinamómetro ejecuta la planta en tiempo real dentro del entorno HIL, se adopta una métrica binaria basada en la detección de errores de ejecución durante la simulación. Esta métrica se considera cumplida cuando al menos un 98% de las pruebas, durante toda la duración de la simulación, el entorno de ejecución no reporta ningún evento de sobrecarga de cálculo (“overrun”) ni interrupciones del tiempo real. Se define como valor ideal un 99% de las pruebas ya que es primordial que el sistema en tiempo real funcione en todas las ocasiones.
 6. Define en porcentaje, que tan precisa es la comunicación en tiempo real entre las plataformas utilizadas en el HIL. Se considera aceptable un 10% como máximo en pruebas y un 5% o menos como estándar ideal.
 7. La métrica de índice de preparación previo a futuras implementaciones de planta mide en una escala de 0 a 100 el grado de separación entre la lógica del control y la planta, considerando criterios como el uso de interfaces físicas estandarizadas, documentación de señales, y validación de desconexión simulada. Un índice de 80 puntos se considera como funcional, mientras que alcanzar 90 puntos o más garantiza una integración apta para plantas físicas reales en el futuro.
 8. Esta métrica indica si el sistema permite ajustar ciertos parámetros mecánicos como la inercia o fricción. Es clave para realizar iteraciones de prueba ágiles según las fases de experimentación. Se considera binario, por lo que se debe de cumplir en la condición marginal e ideal.
 9. Esta métrica indica el error medio absoluto y porcentual que existe entre los resultados obtenidos mediante simulación y la planta y controlador dentro del HIL. Una diferencia menor o igual a un 5% indica que el HIL replica con mucha precisión los modelos simulados y una diferencia menor o igual a 15% indica que el sistema replica los modelos con algunos desperfectos, pero se aceptan como funcional.
 10. Esta métrica evalúa la estabilidad del sistema en régimen permanente ante cargas emuladas, considerando tanto la presencia de oscilaciones como la cercanía al valor de referencia. Un valor 0 indica un comportamiento inestable, con oscilaciones mayores al $\pm 5\%$ o errores sostenidos. Un valor 1 corresponde a un sistema parcialmente estable,

con oscilaciones leves o tiempos de estabilización prolongados. Un nivel 2 refleja un sistema estable, con error de $\pm 2\%$ y sin oscilaciones apreciables, mientras que un nivel 3 indica una respuesta muy estable, con error inferior al $\pm 2\%$ y asentamiento rápido.

11. Indica, mediante un porcentaje, el grado de concordancia entre la curva promedio obtenida y la curva estándar de referencia en las pruebas realizadas en HIL. Un alto porcentaje significa que la emulación reproduce adecuadamente los perfiles de carga comunes, aunque por tratarse de cargas dinámicas, el porcentaje de error no puede ser muy pequeño.

Con base en estas métricas, se conoce que matriz de correlación entre las necesidades del cliente y las métricas representa una correspondencia adecuada entre ambas. Esta relación se refleja mediante una disposición diagonal que indica claramente cómo cada métrica contribuye directamente a satisfacer una necesidad específica del cliente. Dicha configuración no solo valida que todas las métricas aportan un valor real, sino que también define de manera directa y óptima la relación específica entre las variables involucradas.

3.3 Generar conceptos de producto

La tercera etapa se enfoca en la generación de conceptos, profundizando en las necesidades previamente identificadas. La fase de generación de conceptos es fundamental para transformar las necesidades y especificaciones iniciales del cliente en soluciones creativas y prácticas. En la figura 3.2 se muestra el método de generación de conceptos seguido. Estos pasos aseguran que el equipo aborde el problema desde diferentes perspectivas, generando múltiples opciones que luego serán evaluadas para identificar aquellas más prometedoras y efectivas. Como subrayan Ulrich y Eppinger [36], la generación de conceptos es casi siempre iterativa, y cada idea seleccionada se sustenta en un cierto nivel de investigación, ya sea mediante análisis de patentes, estudios de mercado, simulaciones o análisis de artículos técnicos, de modo que ninguna propuesta se elija “porque sí”, sino sobre la base de criterios objetivos de viabilidad técnica, coste, riesgo y alineación con los requerimientos del cliente.

3.3.1 Descomposición funcional del problema

Para iniciar, es importante realizar una descomposición funcional del problema principal en subproblemas específicos. Mediante esto se puede llegar a generar soluciones específicas para cada una de las divisiones, reduciendo la posibilidad de error en las demás etapas. El problema se aborda como una “caja negra”, donde solamente se conocen las entradas y las salidas, permitiendo una visión más general sin tener que detallar tanto. Para el caso del dinamómetro, en la figura 3.3 se muestra el diagrama principal de la descomposición del problema con las entradas y salidas del sistema.

En el diagrama de caja negra se observan 3 distintas entradas de señales las cuales se refieren al perfil de carga que se tiene de referencia, las consignas de control necesarias como

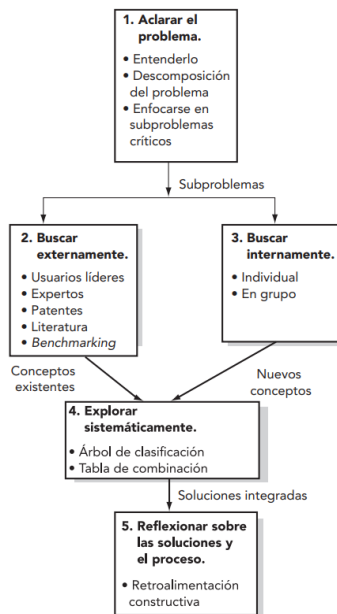


Figura 3.2: Método de generación de conceptos de cinco pasos. Fuente [36]

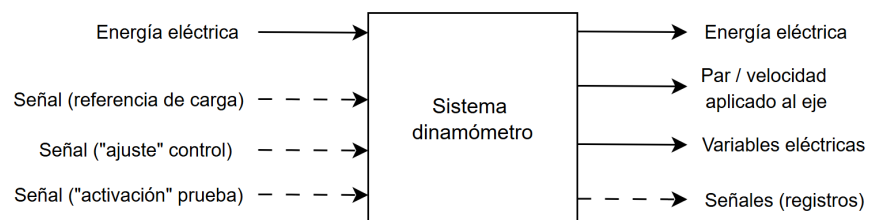


Figura 3.3: Caja negra del sistema dinamómetro, emulador de cargas en HIL [Elaboración propia].

referencias de corriente y velocidad, y la señal para iniciar la prueba. Todas estas entradas son procesadas en tiempo real por plataforma HIL, obteniendo así como salidas las variables eléctricas (tensiones y corrientes), el par y la velocidad de salida, junto con una serie de canales de registro que quedan almacenados para su análisis posterior.

Seguidamente, es necesario desarrollarlo a mayor detalle donde se denoten los subproblemas a analizar y resolver. En la figura 3.4 se muestra el diagrama ampliado con la conexión lógica entre cada subproblema. La división del sistema se realizó en 6 subproblemas, dentro de los cuales se aprecia una debida interrelación, ya que las salidas alimentan la entrada del siguiente bloque y las mediciones realimentan continuamente el regulador del perfil para garantizar un correcto manejo de señales y valores electro mecánicos tanto de la planta como del controlador.

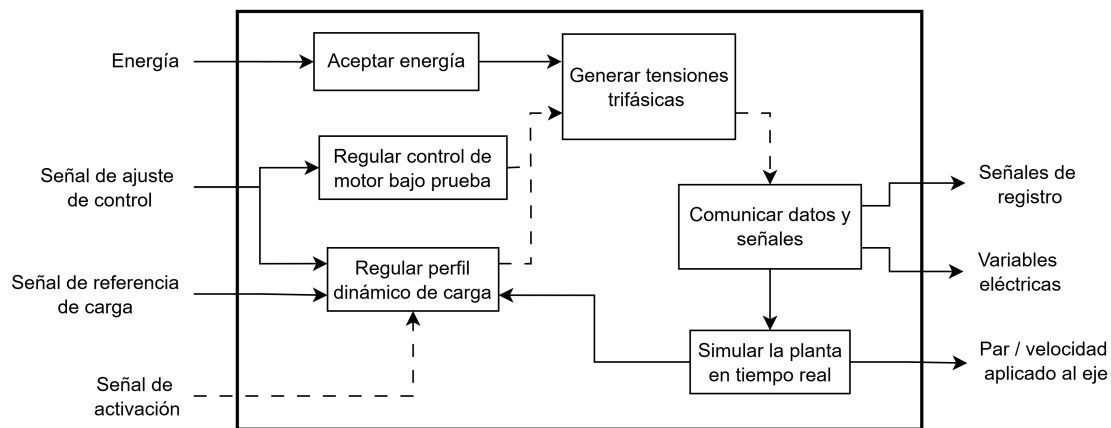


Figura 3.4: Descomposición funcional del problema a resolver [Elaboración propia].

Cada uno de estos subproblemas se explican a continuación:

- **Aceptar energía:** Este subproblema se refiere a cómo el sistema recibe y gestiona la energía proveniente de una fuente externa. Incluye aspectos como la conexión, protección y estabilización del suministro, asegurando que la energía entregada cumpla con los requerimientos de tensión y corriente para alimentar los diferentes módulos del sistema.
- **Generar tensiones trifásicas:** Este subproblema consiste en la generación de señales de tensión alterna trifásica controladas, necesarias para accionar las máquinas eléctricas del sistema y producir trabajo mecánico en el dinamómetro. Se busca que estas tensiones puedan variar en amplitud y frecuencia según lo requiera el comportamiento dinámico del sistema a emular entre la planta y el controlador.
- **Regular perfil dinámico de carga:** Este subproblema implica la capacidad del sistema para ajustar en tiempo real las condiciones de carga mecánica impuestas al motor bajo prueba. Esto incluye modificar parámetros como el torque y la inercia aparente, con base en una referencia predefinida, para simular distintos escenarios de operación.

- **Regular control del motor bajo prueba:** Este subproblema se refiere a la regulación sobre el motor que se desea evaluar. Consiste en recibir las referencias de velocidad o torque, compararlas con las mediciones reales, y generar las acciones de control necesarias para seguir estos perfiles y mantener buen desempeño.
- **Comunicar datos y señales:** Este subproblema aborda el intercambio confiable de señales entre los distintos módulos del sistema, se enfoca en capturar las variables eléctricas y mecánicas clave, escalarlas, filtrarlas y convertirlas a un formato adecuado para otros bloques. Implica el manejo adecuado de señales analógicas y digitales, la sincronización temporal de datos, y la integridad de la información durante la transmisión.
- **Simular en tiempo real la planta:** Este subproblema se enfoca en la representación computacional y en tiempo real del conjunto motor-generador. Implica la emulación del comportamiento dinámico de los sistemas "físicos" involucrados, considerando las ecuaciones electromecánicas y los efectos transitorios, para que puedan interactuar fielmente con el controlador como si fueran reales.

Una vez definidos con claridad los subproblemas, se procede a la fase de búsqueda de información, tanto interna como externa, en la que se exploran diversas alternativas para abordar cada reto identificado. Esta etapa permitió identificar posibles enfoques preliminares desde la perspectiva del desarrollador, aportando una base para contrastar ideas posteriormente y avanzar hacia las etapas de generación, combinación y selección de conceptos.

3.3.2 Búsqueda interna

En la fase de búsqueda interna, se empleó el método de lluvia de ideas para explorar posibles soluciones a los problemas identificados. Es importante señalar que esta búsqueda sirvió como punto de partida para estructurar criterios de selección y no como fuente directa de la solución final. Algunas de las soluciones propuestas para cada uno de los problemas se presentan en la tabla 3.3.

Tabla 3.3: Resumen de ideas generadas en la búsqueda interna

Función	Ideas propuestas
Aceptar energía externa	Conexión a red del laboratorio, fuente CC regulable
Generar tensiones trifásicas	Fuentes de tensión monofásicas controladas, conversión directa desde referencias del controlador
Regular perfil dinámico de carga	Algoritmo de control vectorial, algoritmo de control predictivo
Regular el motor bajo prueba	Control vectorial (IFOC), regulación con PI clásico
Comunicar datos y señales	Comunicación mediante bloques Simulink (intercambio HIL)
Simular la planta en tiempo real	Implementación en Plecs RT Box, modelación en FPGA

3.3.3 Búsqueda externa

En el paso de búsqueda externa, se llevó a cabo una revisión de artículos científicos y fuentes especializadas, con el objetivo de encontrar información relevante y soluciones existentes para los distintos subproblemas identificados. A continuación, se presentan los resultados obtenidos para cada subproblema, destacando las mejores tecnologías y enfoques que se consideraron durante el desarrollo del proyecto. Esta búsqueda permitió validar ideas iniciales, identificar oportunidades de mejora y, en algunos casos, adoptar soluciones probadas que fueron adaptadas a los requerimientos específicos del sistema.

Aceptar energía externa

- Fuente CC regulable de 250 V/10 A
- Alimentación desde el equipo de implementación HIL

Generar tensiones trifásicas

- Inversor con modulación PWM en FPGA
- Inversor con modulación SVM en FPGA

Regular perfil dinámico de carga

- Control vectorial indirecto
- Control vectorial directo
- Control por par directo con estimación de flujo

Regular control del motor bajo prueba

- Control vectorial indirecto
- Método de control lazo abierto V/f
- Control por par directo con estimación de flujo

Comunicar datos y señales

- Comunicación analógica entre dSPACE y RT Box (ADC/DAC)
- Comunicación analógica/digital entre RT Box y
- Post-procesamiento con Matlab en dSPACE

Simular la planta en tiempo real

- Implementación en plataforma OPAL-RT
- Interfaz de tarjeta de control para RT Box

A continuación se presenta parte de la búsqueda externa ampliada para cada una de las soluciones propuestas por problema.

- **Aceptar energía:** En el laboratorio se dispone de fuentes de corriente continua y suministros programables que entregan hasta 250 V y 20 A, con precisión, protección integrada y comunicación USB/LAN. Estos equipos pueden conectarse directamente al sistema HIL si los requerimientos de tensión son variables. Por otro lado, la MicroLab-Box I cuenta con una conexión universal de 100–240 V AC y distribuye internamente las tensiones necesarias para sus entradas/salidas [37].
- **Generar tensiones trifásicas:** La implementación de un inversor trifásico con modulación PWM puede realizarse en una FPGA mediante la comparación de señales de referencia con una portadora triangular. Este diseño puede desarrollarse en VHDL o Verilog, utilizando herramientas como Xilinx System Generator para la creación del esquemático [38]. Estudios académicos han demostrado que la modulación SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation), ya sea en su forma vectorial o simplificada, implementada en FPGA, mejora la utilización del bus de DC y reduce la distorsión armónica total (THD) [39].
- **Regular perfil de carga / control del motor bajo prueba:** El control vectorial indirecto (IFOC) es ampliamente utilizado en la industria para el control de motores de inducción, ya que desacopla el par del flujo, reduce el rizado y mejora la estimación de velocidad [40]. En el capítulo 4 se detallan estas estrategias de control. Alternativamente, el control vectorial directo (DFOC) deriva la orientación del flujo directamente del

modelo del estator, logrando una respuesta más rápida en ciertas condiciones [33]. Por su parte, el control por par directo (DTC) destaca por su bajo rizado y tiempos de conmutación reducidos. Es especialmente adecuado para un amplio rango de velocidades, incluso sin sensores, como se evidencia en aplicaciones de vehículos eléctricos [41].

- **Comunicar datos y señales:** La comunicación analógica entre dSPACE y RT Box se realiza mediante conversión A/D y D/A de alta resolución, sincronizada con el ciclo de ejecución en tiempo real. Este intercambio puede implementarse mediante el procesador principal o, si se requiere mayor frecuencia de actualización, con el apoyo de FPGA o microcontroladores externos [42]. Ambas plataformas garantizan sincronización siempre que el sistema esté correctamente configurado. Además, durante el post-procesamiento en MATLAB, la API de ControlDesk permite exportar registros de datos para análisis offline y generación automática de reportes [43], lo cual es útil para el análisis detallado de las ejecuciones en tiempo real [44].
- **Simular la planta en tiempo real:** Para la simulación de la planta, se cuenta con herramientas como OPAL-RT, que integra simuladores PC/FPGA con solvers especializados en electrónica de potencia [45]. Aunque está disponible en el laboratorio, su curva de aprendizaje es considerable. Como alternativa, la tarjeta de control de RT Box permite simular la planta mediante señales digitales conectadas al socket de interfaz, ofreciendo una solución eficiente en la implementación [46].

3.3.4 Organización y combinación de conceptos

En esta fase se generaron combinaciones entre las soluciones seleccionadas en la búsqueda interna y externa para cada uno de los seis subproblemas identificados. A partir de estas opciones, se seleccionan las mejores y se descartan aquellas que no contribuyen significativamente a la resolución del problema o que no merece la pena seguir explorando. Dado que el número de combinaciones posibles puede ser elevado, se prioriza una selección subjetiva fundamentada en criterios de viabilidad y coherencia.

Algunas de las soluciones presentan cierta semejanza, ya que, mediante la búsqueda externa, se lograron mejorar ideas previamente consideradas sobre posibles alternativas u opciones aplicables utilizando las herramientas presentes en el laboratorio de electrónica de potencia. En este sentido, se identificó la posibilidad de unificar el subproblema de regulación del perfil de carga con el de regulación del motor bajo prueba, ya que ambos comparten soluciones similares. Esta integración permitió simplificar el proceso de análisis y minimizar posibles errores o problemas en la implementación. Asimismo, al reducir la redundancia entre subproblemas, se optimizó la selección de soluciones de la búsqueda realizada.

Una mejor visualización de las soluciones que pueden ser empleadas en la generación de conceptos se aprecia en la tabla 3.4.

Siguiendo con el proceso, se generaron 6 combinaciones de conceptos las cuales se presentan a continuación en las tablas 3.5, 3.6, 3.7, 3.8 y 3.9.

Tabla 3.4: Propuestas de solución por subproblema funcional [Elaboración propia].

Aceptar energía	Generar tensiones trifásicas	Regular perfil de carga y control de motor bajo prueba	Comunicar datos y señales	Simular la planta
Conexión a red de laboratorio.	Tres fuentes monofásicas controladas.	Control vectorial indirecto.	Comunicación analógica entre dSPACE y RT Box (ADC/DAC).	Implementación modelo en Plecs RT Box.
Alimentación desde el equipo de implementación HIL.	Inversor trifásico con modulación PWM.	Control vectorial directo.	Comunicación analógica/digital entre RT Box y dSPACE.	Modelación en FPGA.
	Inversor trifásico con modulación SVM en FPGA.	Método de control lazo abierto V/f.	Post-procesamiento con Matlab en dSPACE.	Interfaz de tarjeta de control para RT Box.
		Control por par directo con estimación de flujo.		

Tabla 3.5: Solución de concepto A [Elaboración propia].

Aceptar energía	Generar tensiones trifásicas	Regular perfil de carga y control de motor bajo prueba	Comunicar datos y señales	Simular la planta
Conexión a red de laboratorio.	Tres fuentes monofásicas controladas.	Control vectorial indirecto.	Comunicación analógica entre dSPACE y RT Box (ADC/DAC).	Implementación modelo en Plecs RT Box.
Alimentación desde el equipo de implementación HIL.	Inversor trifásico con modulación PWM.	Control vectorial directo.	Comunicación analógica/digital entre RT Box y dSPACE.	Modelación en FPGA.
	Inversor trifásico con modulación SVM en FPGA.	Método de control lazo abierto V/f.	Post-procesamiento con Matlab en dSPACE.	Interfaz de tarjeta de control para RT Box.
		Control por par directo con estimación de flujo.		

Tabla 3.6: Solución de concepto B [Elaboración propia].

Aceptar energía	Generar tensiones trifásicas	Regular perfil de carga y control de motor bajo prueba	Comunicar datos y señales	Simular la planta
Conexión a red de laboratorio.	Tres fuentes monofásicas controladas.	Control vectorial indirecto.	Comunicación analógica entre dSPACE y RT Box (ADC/DAC).	Implementación modelo en Plecs RT Box.
Alimentación desde el equipo de implementación HIL.	Inversor trifásico con modulación PWM.	Control vectorial directo.	Comunicación analógica/digital entre RT Box y dSPACE.	Modelación en FPGA.
	Inversor trifásico con modulación SVM en FPGA.	Método de control lazo abierto V/f.	Post-procesamiento con Matlab en dSPACE.	Interfaz de tarjeta de control para RT Box.
		Control por par directo con estimación de flujo.		

Tabla 3.7: Solución de concepto C (Referencia) [Elaboración propia].

Acceptar energía	Generar tensiones trifásicas	Regular perfil de carga y control de motor bajo prueba	Comunicar datos y señales	Simular la planta
Conexión a red de laboratorio.	Tres fuentes monofásicas controladas.	Control vectorial indirecto.	Comunicación analógica entre dSPACE y RT Box (ADC/DAC).	Implementación modelo en Plecs RT Box.
Alimentación desde el equipo de implementación HIL.	Inversor trifásico con modulación PWM.	Control vectorial directo.	Comunicación analógica/digital entre RT Box y dSPACE.	Modelación en FPGA.
	Inversor trifásico con modulación SVM en FPGA.	Método de control lazo abierto V/f.	Post-procesamiento con Matlab en dSPACE.	Interfaz de tarjeta de control para RT Box.
		Control por par directo con estimación de flujo.		

Tabla 3.8: Solución de concepto D [Elaboración propia].

Acceptar energía	Generar tensiones trifásicas	Regular perfil de carga y control de motor bajo prueba	Comunicar datos y señales	Simular la planta
Conexión a red de laboratorio.	Tres fuentes monofásicas controladas.	Control vectorial indirecto.	Comunicación analógica entre dSPACE y RT Box (ADC/DAC).	Implementación modelo en Plecs RT Box.
Alimentación desde el equipo de implementación HIL.	Inversor trifásico con modulación PWM.	Control vectorial directo.	Comunicación analógica/digital entre RT Box y dSPACE.	Modelación en FPGA.
	Inversor trifásico con modulación SVM en FPGA.	Método de control lazo abierto V/f.	Post-procesamiento con Matlab en dSPACE.	Interfaz de tarjeta de control para RT Box.
		Control por par directo con estimación de flujo.		

Tabla 3.9: Solución de concepto E [Elaboración propia].

Acceptar energía	Generar tensiones trifásicas	Regular perfil de carga y control de motor bajo prueba	Comunicar datos y señales	Simular la planta
Conexión a red de laboratorio.	Tres fuentes monofásicas controladas.	Control vectorial indirecto.	Comunicación analógica entre dSPACE y RT Box (ADC/DAC).	Implementación modelo en Plecs RT Box.
Alimentación desde el equipo de implementación HIL.	Inversor trifásico con modulación PWM.	Control vectorial directo.	Comunicación analógica/digital entre RT Box y dSPACE.	Modelación en FPGA.
	Inversor trifásico con modulación SVM en FPGA.	Método de control lazo abierto V/f.	Post-procesamiento con Matlab en dSPACE.	Interfaz de tarjeta de control para RT Box.
		Control por par directo con estimación de flujo.		

3.4 Selección de concepto ganador

Una vez completada la generación y combinación de conceptos para abordar el problema de la emulación de cargas dinámicas en un entorno HIL, se procedió a la etapa de filtrado y evaluación de conceptos. En esta fase, los conceptos generados fueron analizados en función de las necesidades del cliente y otros criterios relevantes, permitiendo así comparar sus fortalezas y debilidades mediante un análisis estructurado basado en criterios de selección. Para facilitar este proceso, se empleó una tabla de filtrado y una tabla de selección, las cuales permitieron explicar con mayor detalle el enfoque metodológico seguido.

Filtrado de conceptos

El objetivo de esta fase fue eliminar aquellos conceptos que no ofrecían una solución favorable para el proyecto y, a su vez, generar alternativas viables. La matriz de filtrado de conceptos, presentada en la tabla 3.10, detalla los criterios de evaluación, los cuales se seleccionaron en función de las necesidades identificadas y otros factores relevantes para la elección del concepto final. Para este proceso, se eligió un concepto de referencia (en este caso, el concepto C), frente al cual se compararon los demás conceptos utilizando una escala cualitativa. A cada criterio se le asignó una evaluación relativa: 0 si el desempeño del concepto es igual al de la referencia, + si es mejor y – si es peor. Con base en la evaluación neta obtenida, los conceptos se ordenaron según su puntuación y se decidió si alguno de ellos continuaba a la siguiente etapa o si resultaba conveniente realizar una combinación con otro concepto antes de ser sometido a la matriz de evaluación.

En este caso, los conceptos seleccionados para el podio fueron A, C y E. Se decidió continuar con estos tres conceptos hacia la siguiente etapa del proceso. Por otro lado, los conceptos B y D fueron descartados al presentar una evaluación neta negativa y un desempeño inferior al del concepto de referencia. Además, estos conceptos presentan características que no resultan favorables para su implementación ni para una solución efectiva del problema.

Tabla 3.10: Matriz de filtrado de conceptos [Elaboración propia].

Criterios de selección	Conceptos				
	A	B	C (Referencia)	D	E
	Alim. HIL + PWM + DTC + FPGA A/D	Red + SVM + V/f + ControlCard A/D	Alim. HIL + PWM + IFOC + ControlCard A/D	Red + Fuentes mono + DFOC + Post-proc MATLAB + RT Box	Alim. HIL + Fuentes monofásicas + IFOC + dSPACE + RT Box Analógico
Facilidad de conexión eléctrica	0	-	0	-	0
Buena precisión de emulación	0	+	0	-	-
Escalabilidad a otras topologías	+	-	0	+	+
Facilidad de implementación	0	-	0	+	0
Tiempo de respuesta de control	-	0	0	0	0
Adaptabilidad al laboratorio	+	0	0	-	0
Versatilidad de control	-	-	0	0	0
Compatibilidad HIL	0	-	0	-	0
Suma +	2	1	0	2	2
Suma 0	4	2	8	2	5
Suma -	2	5	0	4	1
Evaluación neta	0	-4	0	-2	1
Lugar	2	3	2	3	1
¿Continuar?	Sí	No	Sí	No	Sí

Selección de conceptos

Una vez realizado el filtrado de conceptos, se procedió a seleccionar el candidato a desarrollar. Este proceso se llevó a cabo mediante una matriz de evaluación, presentada en la tabla 3.11, en la cual se pondera la importancia relativa de los conceptos **A**, **C** y **E**. A cada criterio de selección se le asignó un peso correspondiente a su relevancia, definido en función de las necesidades identificadas y de los subproblemas establecidos.

Para la evaluación, se definió un concepto de referencia por cada criterio de selección, identificado con una calificación de 3. La comparación del desempeño relativo de los conceptos se realizó con base en una escala del 1 al 5, detallada a continuación:

- **1:** Notablemente inferior a la referencia.
- **2:** Ligeramente inferior a la referencia.
- **3:** Equivalente a la referencia.
- **4:** Ligeramente superior a la referencia.
- **5:** Notablemente superior a la referencia.

Tabla 3.11: Matriz de evaluación ponderada de conceptos [Elaboración propia].

Criterios de selección	Peso	Conceptos					
		A		C		E	
		Calificación	Evaluación ponderada	Calificación	Evaluación ponderada	Calificación	Evaluación ponderada
Facilidad de conexión eléctrica	5,0%	3	0,15	3	0,15	3	0,15
Buena precisión de emulación	8,0%	3	0,24	3	0,24	2	0,16
Escalabilidad a otras topologías	10,0%	4	0,40	3	0,30	3	0,30
Facilidad de implementación	12,0%	2	0,24	1	0,12	3	0,36
Tiempo de respuesta de control	10,0%	3	0,30	3	0,30	3	0,30
Adaptabilidad al laboratorio	15,0%	3	0,45	3	0,45	3	0,45
Versatilidad de control	15,0%	2	0,30	3	0,45	4	0,60
Compatibilidad HIL	25,0%	3	0,75	2	0,50	3	0,75
Total de puntos		2,83		2,51		3,07	
Lugar		2		3		1	
¿Continuar?		No		No		DESARROLLAR	

Tras completar la evaluación ponderada, se determinó que el concepto **E** es ganador para desarrollar al haber obtenido la mayor puntuación.

3.4.1 Concepto ganador

Esta solución se basa en la implementación de un sistema dinamómetro para la emulación de cargas, que genera tensiones trifásicas mediante tres fuentes de tensión monofásicas controladas, conectadas en estrella para las fases V_a , V_b y V_c .

El control de ambos motores (el motor bajo prueba y el motor de carga) se realiza mediante control vectorial indirecto (IFOC), y la comunicación entre la planta y el controlador se efectúa a través de señales analógicas. La ejecución a tiempo real de la planta se lleva

a cabo en la plataforma PLECS utilizando RT Box, mientras que el controlador se implementa en MATLAB/Simulink y se ejecuta en la plataforma dSPACE, compartiendo a su vez información sobre señales. En la figura 3.5 se muestra un diagrama mejor explicado sobre la solución. En el capítulo 4 se explica a profundidad el desarrollo detallado de como se llegó a las decisiones tomadas y su proceso seguido en cada caso.

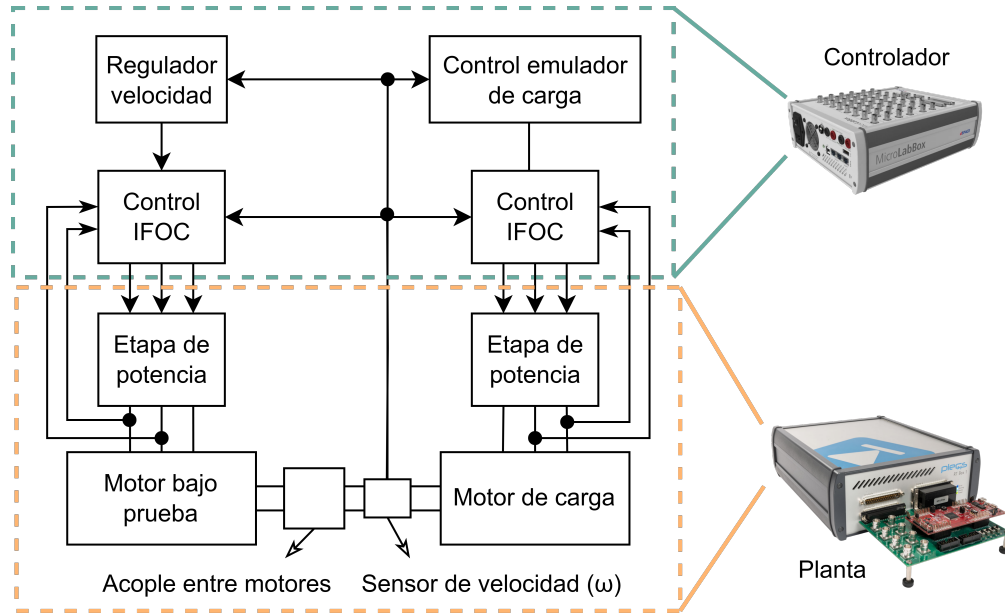


Figura 3.5: Diagrama de solución propuesta al problema.

Capítulo 4

Diseño Experimental del Set Motor-Dinamómetro en HIL

4.1 Equipo de plataforma HIL

En el desarrollo del sistema de control propuesto, se utilizaron herramientas de simulación en tiempo real (HIL) con el objetivo de validar los algoritmos de control en un entorno seguro y controlado antes de su implementación en hardware físico. Este tipo de plataformas, conocidas como targets en tiempo real, se emplean ampliamente en la industria para la verificación funcional de convertidores de potencia, sistemas de accionamiento eléctrico y controladores embebidos [28].

Para trabajar en el diseño del sistema, se definieron en la Tabla 4.1, los valores utilizados como referencia para el diseño del motor en la plataforma de simulación. Estos valores hacen referencia al motor de inducción que se encuentra en el laboratorio de electrónica de potencia.

Tabla 4.1: Parámetros del motor de inducción físico Marelli Motori MA132SB2 [47].

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
p	Polos del motor	2	polos
P_n	Potencia nominal de la máquina	7,5	kW
f_p	Frecuencia de la máquina	50	Hz
V_m	Voltaje RMS de la máquina	380	V
I_n	Corriente nominal de la máquina	14,8	A
I_{max}	Corriente máxima de la máquina	15,6	A
n_n	Velocidad nominal de la máquina	2910	min^{-1}
n_{max}	Velocidad máxima de la máquina	3000	min^{-1}
T_n	Torque nominal de la máquina	25	Nm
η	Eficiencia nominal de la máquina	25	%
$\frac{I_s/T_s}{I_n/T_n}$	Corriente/torque de arranque	7.0/3.5	p.u
J	Momento de inercia	0.019	kgm^2
R_s/R_r	Resistencias de estator/rotor	367/533	m Ω
$L_s/L_r/L_m$	Inductancias de estator/rotor/mutua (magnetizante)	139/139/135	mH

4.1.1 Opciones de dispositivos HIL

Plataformas HIL disponibles en el mercado

Entre las distintas opciones que existen para la simulación en tiempo real, destacan los siguientes:

- **dSPACE (MicroLabBox, Scalexio)**: Se caracterizan por su integración nativa con MATLAB/Simulink, un entorno de programación y depuración sencillo, y una buena trayectoria en el sector industrial y automotriz. La *MicroLabBox* incorpora una unidad de procesamiento de alta velocidad y múltiples puertos de entrada/salida, tanto analógicos como digitales, lo que facilita la conexión con sensores y convertidores [37]. Esta herramienta también ofrece funcionalidades específicas para el control de motores eléctricos, incluyendo entradas para resolvers, sensores de encoder, sensores tipo Hall, entre otros. En cuanto a las entradas/salidas, cuenta con más de 100 canales, de los cuales 48 son digitales bidireccionales capaces de generar y medir señales PWM y pulsos, con una resolución de hasta 10 ns.
- **Plexim (RT Box)**: Diseñada específicamente para aplicaciones de electrónica de potencia, la *RT Box* ofrece modelos de conmutación de alta fidelidad y un paso de simulación en el rango de microsegundos. Se integra de manera directa con Plecs, lo que permite llevar un modelo de convertidores o máquinas eléctricas a una ejecución en tiempo real sin grandes modificaciones [7].
- **OPAL-RT**: Provee plataformas HIL orientadas a la simulación de redes eléctricas de gran magnitud y convertidores de alta potencia. Sus equipos (*OP45xx*, *OP5600*) se emplean en ámbitos de distribución y generación eléctrica, así como en la industria de transporte, gracias a su elevada capacidad de cómputo en paralelo [45].
- **Speedgoat**: Ofrece dispositivos FPGA y CPU con integración en Simulink, orientados al control de movimiento y a la validación de convertidores. Su configuración se realiza dentro de Simulink, pero requiere de módulos especializados para administrar entradas y salidas requeridas [48]. A pesar de tener baja latencia, el costo es un impedimento y lo hace más adecuado para ciertas aplicaciones industriales.
- **National Instruments (NI PXI)**: Se basa en la plataforma PXI con módulos intercambiables y con un software personalizable para poder configurar y analizar datos. El software de control que se emplea es LabVIEW, que permite el desarrollo de aplicaciones en tiempo real para mediciones y pruebas de dispositivos electrónicos [49]. Sin embargo, para electrónica de potencia, se requiere a menudo hardware FPGA adicional, lo cual incrementa significativamente el costo final.

Justificación para el uso de dSPACE y RT Box

En el marco de este proyecto de emulación de cargas mecánicas, se requería una combinación que ofreciera, por un lado, la sencillez de desarrollo y la robustez para ejecutar algoritmos

de control vectorial, y por otro, la posibilidad de simular convertidores y máquinas eléctricas aprovechando el equipo disponible en el laboratorio. Con base en ello, se seleccionaron:

1. **dSPACE (MicroLabBox):** Este equipo permite implementar la sección del controlador que se encarga de regular los MI destinados a actuar como motor bajo prueba y motor de carga. La MicroLabBox permitió desarrollar el algoritmo de control en MATLAB/Simulink y ejecutarlo en su hardware en tiempo real, proporcionando:
 - Facilidad de programación y depuración mediante el bloque *dSPACE Real-Time Interface (RTI)*.
 - Puertos analógicos y digitales suficientes para capturar señales de velocidad, corrientes, tensiones y cargas.
 - Un entorno familiar en el laboratorio, lo cual reduce la curva de aprendizaje y aporta mayor confiabilidad operativa al tratarse de herramientas cuya funcionalidad y rendimiento ya han sido comprobados en previos proyectos.

Sus ventajas radican en la facilidad de uso, y la documentación e integración con *MATLAB Simulink*. Para proyectos similares a este, en laboratorios universitarios, la MicroLabBox resulta idónea gracias a su tamaño reducido y su versatilidad para controlar diferentes tipos de plantas. Además, para la implementación posterior de la modulación en la FPGA programable, esta plataforma funciona muy bien para correr rápido los lazos de control y para poder utilizar los canales digitales bidireccionales, encoders, resolvers y distintas interfaces para la digitalización.

2. **RT Box de Plexim:** En paralelo, se implementó la planta de potencia (motores de inducción y fuentes para la etapa de potencia) en Plecs, ejecutando el modelo en la RT Box para funcionar como la planta virtual en tiempo real. Esto permitió simular, con pasos de integración en microsegundos, la conmutación y las ecuaciones electromecánicas de la máquina [7]. A diferencia de otras plataformas de mayor costo (como OPAL-RT o Speedgoat), la RT Box presenta:

- Un menor costo y orientación más centrada en la electrónica de potencia.
- Conexión directa con Plecs, disminuyendo la complejidad al portar modelos.
- Compatibilidad con señales rápidas (PWM a varios kHz) y control en lazo cerrado.

Ventajas Adicionales y Consideraciones Económicas

Uno de los aspectos más relevantes en la selección de estos dispositivos es que ambos equipos (dSPACE y RT Box) se encontraban disponibles en el laboratorio, lo cual evitó la necesidad de adquisición de nuevas licencias o *hardware*. Además, el uso de un dinamómetro basado en un motor de inducción resultó más económico que adquirir una plataforma de emulación comercial especializada, cuyo costo supera con facilidad los \$25000. Con la solución propuesta, el dinamómetro integrado simulado en tiempo real permitió una validación más cercana a la realidad.

Por otra parte, la emulación de cargas mecánicas mediante un sistema HIL puramente digital (por ejemplo, OPAL-RT) ofrece resultados precisos pero puede resultar poco práctica o demasiado costosa cuando la intención es probar la viabilidad de convertidores multinivel o algoritmos de control avanzados en condiciones cercanas a la industria [14].

4.1.2 Configuración física del equipo

En la figura 4.1 se muestra la conexión entre los dispositivos de emulación: el RT Box (planta) y el MicroLabBox (controlador). Se observan dos dispositivos RT Box 1, de los cuales se trabajará con el ubicado en la parte inferior, el cual incorpora en sus entradas y salidas analógicas una placa (ver figura 4.2) con 16 canales tanto de entrada como de salida. Estas señales se encuentran enlazadas con las entradas y salidas del dSPACE, mostradas en la figura 4.3, mediante cables de conexión BNC, los cuales son comúnmente utilizados para la transmisión de señales de alta frecuencia, como video, audio o datos.

Para llevar a cabo el envío y la recepción de datos, es necesario identificar y realizar pruebas que confirmen que la comunicación entre los canales se está efectuando de manera correcta. Por ello, en la tabla 4.2 se presenta la correspondencia entre las salidas analógicas del RT Box 1 y las entradas analógicas del dSPACE MicroLabBox. De igual manera la correspondencia entre las salidas analógicas del MicroLabBox y las entradas analógicas del RT Box 1 se muestran en la tabla 4.3.

Tabla 4.2: Correspondencia entre salidas analógicas del RT Box y entradas analógicas en MicroLabBox [Elaboración propia].

Canal RT Box (Analog Out)	Canal dSPACE (Analog In)
Ch 0	AI 1 ch 17
Ch 1	AI 1 ch 18
Ch 2	AI 1 ch 19
Ch 3	AI 1 ch 20
Ch 4	AI 1 ch 21
Ch 5	AI 1 ch 22
Ch 6	AI 1 ch 23
Ch 7	AI 1 ch 24
Ch 8	AI 2 ch 1
Ch 9	AI 2 ch 2
Ch 10	AI 2 ch 3
Ch 11	AI 2 ch 4
Ch 12	AI 2 ch 5
Ch 13	AI 2 ch 6
Ch 14	AI 2 ch 7
Ch 15	AI 2 ch 8

Tabla 4.3: Correspondencia entre salidas analógicas del MicroLabBox y entradas analógicas en RT Box [Elaboración propia].

Canal RT Box (Analog In)	Canal dSPACE (Analog Out)
Ch 0	AO 1 ch 13
Ch 1	AO 1 ch 14
Ch 2	AO 1 ch 15
Ch 3	AO 1 ch 9
Ch 4	AO 1 ch 10
Ch 5	AO 1 ch 11

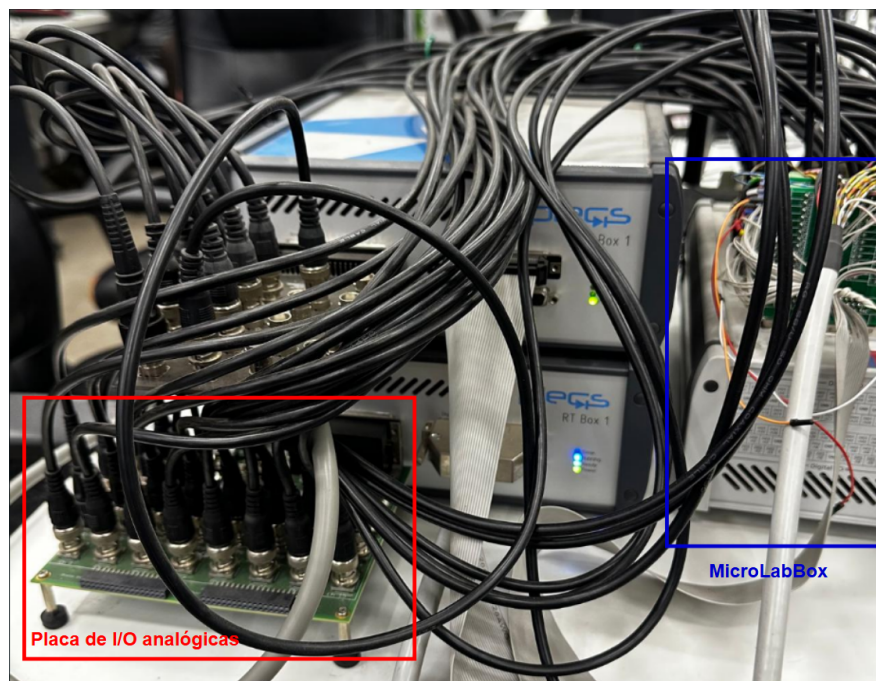


Figura 4.1: Conexión del equipo HIL.



Figura 4.2: Tarjeta de entradas y salidas analógicas para el RTBox.

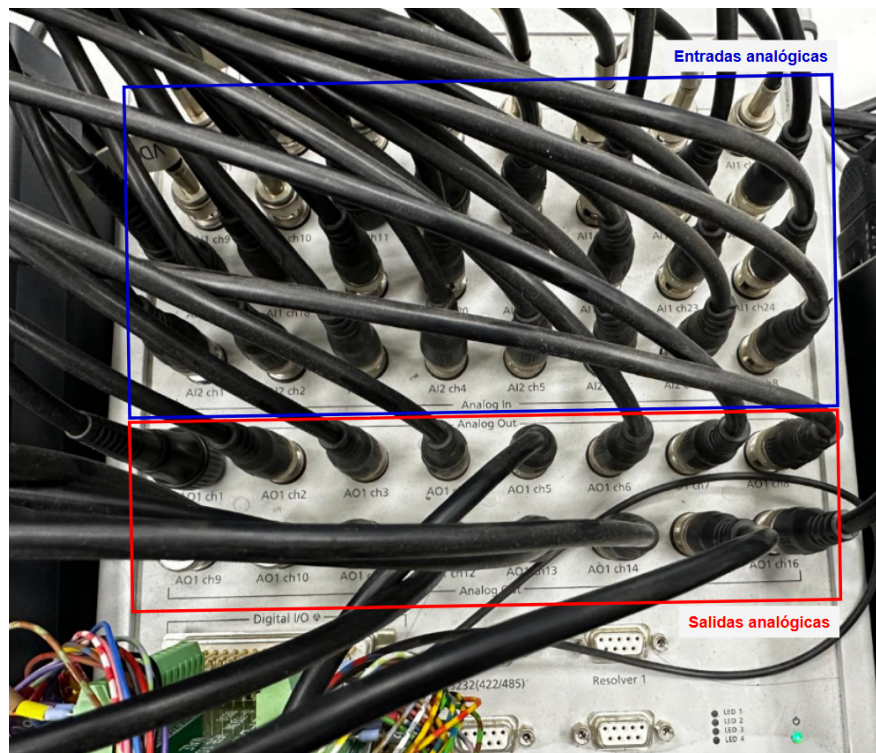


Figura 4.3: Visualización de entradas y salidas analógicas en el dSPACE.

4.1.3 Unidad de Control y Procesamiento en dSPACE y RT Box

La plataforma dSPACE, en concreto la MicroLabBox, posee un *hardware* de procesamiento en tiempo real capaz de ejecutar algoritmos de control diseñados en Simulink. Para ello, es necesario convertir las señales de entrada y salida entre formatos digitales y analógicos, comunicando así la *ECU* con sensores, actuadores o plantas simuladas:

Conversión de Señales

- **Digital a Analógico (DAC):** Las señales generadas internamente por la ECU (en forma de datos digitales) deben transformarse a magnitudes análogas de voltaje o corriente (por ejemplo, entre 0 y 10 V). De este proceso se encarga la placa DAC incorporada dentro del MicroLabBox, que traduce los valores numéricos a una tensión analógica entendible por cualquier sub-sistema externo.
- **Analógico a Digital (ADC):** Del mismo modo, las mediciones físicas que llegan desde sensores (corrientes, tensiones, temperaturas, etc.) se presentan usualmente como señales continuas. Para que la ECU pueda procesarlas, la placa ADC convierte dichas magnitudes análogas en valores digitales, permitiendo su uso dentro del algoritmo de control.

De esta manera, la MicroLabBox funciona como el *cerebro* del sistema, ejecutando las rutinas de control en tiempo real. Los módulos ADC y DAC facilitan la comunicación en ambos sentidos, conectando la plataforma con el mundo físico o con entornos simulados (HIL).

Escalado de Señales y Configuración de Canales

Las entradas y salidas de la MicroLabBox y la RT Box pueden incluir un factor de ganancia integrado. Por ejemplo, si internamente se envían 5 V y la tarjeta aplica una ganancia por 10, la señal que aparece en el conector es de 50 V. Por eso es imprescindible revisar la hoja de datos de cada equipo y realizar pruebas de envío y lectura para comprobar el comportamiento real de cada canal.

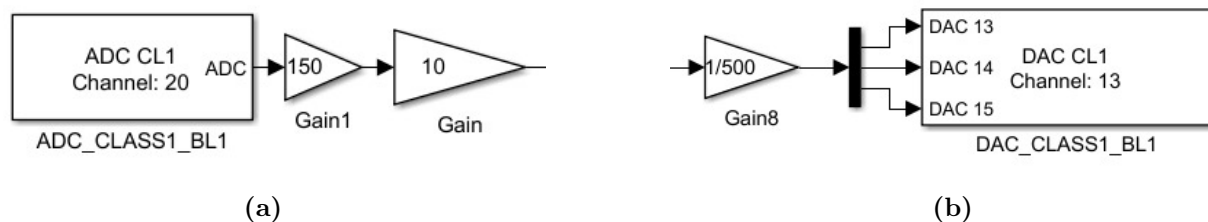
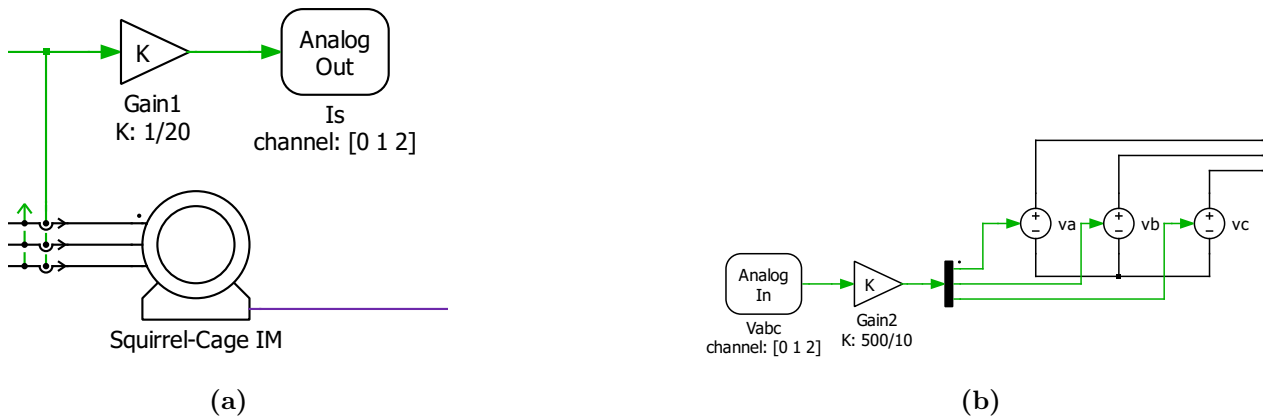
Para este caso, se dio un escalamiento de señales para que el valor que se envía en una plataforma, se reciba el mismo en la salida. Se debe tener en cuenta que existe un límite de saturación para las señales para cada equipo. En el MicroLabBox la saturación máxima es de $\pm 1V$, por lo que si se planea enviar una señal de 100 rad/s por ejemplo, no se va a recibir lo esperado si no se realiza la conversión. Lo mismo sucede con el RT Box, donde los límites de saturación son de $\pm 10V$.

Además del factor de escala, se fijó para cada canal un tope seguro que contempla posibles picos (corriente, tensión, etc.) sin sobrepasar la capacidad del hardware. La tabla 4.4 resume la conversión empleada para que la señal de salida replique con precisión la señal de entrada, e incluye el valor máximo permitido, señalado con la constante a .

Tabla 4.4: Relación de escalas entre señales de RT Box y dSPACE [Elaboración propia].

Señal de envío	Señal de recepción	ADC / DAC	Escalado
RT Box	dSPACE	ADC	$a/10$
dSPACE	RT Box	ADC	$a * 10$
RT Box	dSPACE	DAC	$1/a$
dSPACE	RT Box	DAC	$1/a$

En las figuras 4.4 y 4.5 se aprecian algunos ejemplos de este escalado de la señal para ambas plataformas, donde *Gain* se refiere a la ganancia para de escalado.

**Figura 4.4:** Escalado en dSPACE, (a) ADC y (b) DAC [Elaboración propia].**Figura 4.5:** Escalado en RT Box, (a) ADC y (b) DAC [Elaboración propia].

Configuraciones en Plecs

Dentro de Plecs, los valores analógicos se deben enviar mediante los bloques **Analog Out**, configurando los canales requeridos, ya sea utilizando una matriz de canales o asignando un único canal por salida. De manera similar, para recibir datos analógicos externos en el RT Box, se utiliza el bloque **Analog In**, configurando los canales de acuerdo con los datos que provienen del dSPACE.

En las opciones de Plecs, es necesario seleccionar el dispositivo objetivo. Para ello, dentro de las opciones de codificación, se eligió el dispositivo RT Box 1, como se muestra en la figura 4.6. Además, en la casilla **External Mode**, es importante, al momento de cargar el archivo

y establecer la conexión con el RT Box, activar la opción **Enable Autotriggering** para visualizar en tiempo real los cambios que ocurren en la planta y asegurar que el envío de datos analógicos se realice conforme evolucionan las variables en el tiempo, así como limitar el rango de entrada en $\pm 10V$.

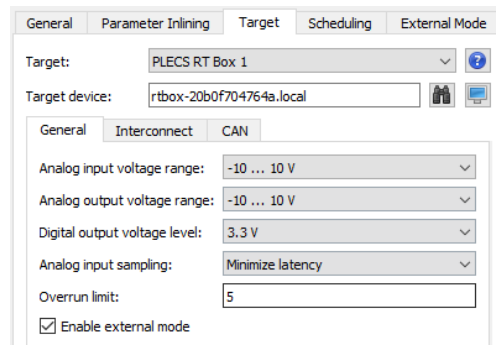


Figura 4.6: Configuración de codificador en Plecs.

Configuraciones en Simulink / dSPACE

Xilinx cuenta con una aplicación para poder ejecutar los sistemas de control y simulaciones en la plataforma de dSPACE, llamada *System Generator*. Este software es MATLAB Simulink con un agregado de ciertos bloques específicos de dSPACE que permiten seleccionar los canales que se quieran usar (analógicos o digitales), el rango de operación y los eventuales factores de corrección o ajuste. Esto asegura la coherencia entre los niveles reales de la plataforma y las referencias internas del modelo.

Una vez que se construye el modelo *Simulink*, se genera automáticamente un archivo de descripción con extensión *.sdf* (*description file*). Este documento contiene:

- La asignación de canales (ADC/DAC) y las frecuencias de muestreo.
- La configuración de los puertos de entrada y salida.
- Otros parámetros relevantes para la ejecución en tiempo real.

Para supervisar y modificar los proyectos en dSPACE, se emplea la herramienta *ControlDesk*, que actúa como HMI. Desde este entorno:

- Se cargan y ejecutan los archivos *.sdf*.
- Se visualizan señales en tiempo real (voltajes, corrientes, torques, etc.).
- Se ajustan parámetros y referencias del algoritmo de control.
- Se registran datos y se evalúa el rendimiento del sistema.

Por lo que, con esto, se carga el `.sdf` en la MicroLabBox a través de esta herramienta, lo que posibilita el monitoreo y la modificación de variables en tiempo real. Esto resulta útil para depurar el sistema y ajustar parámetros de control sin detener la ejecución. Un ejemplo visual de la herramienta *ControlDesk* se observa en la figura 4.7.

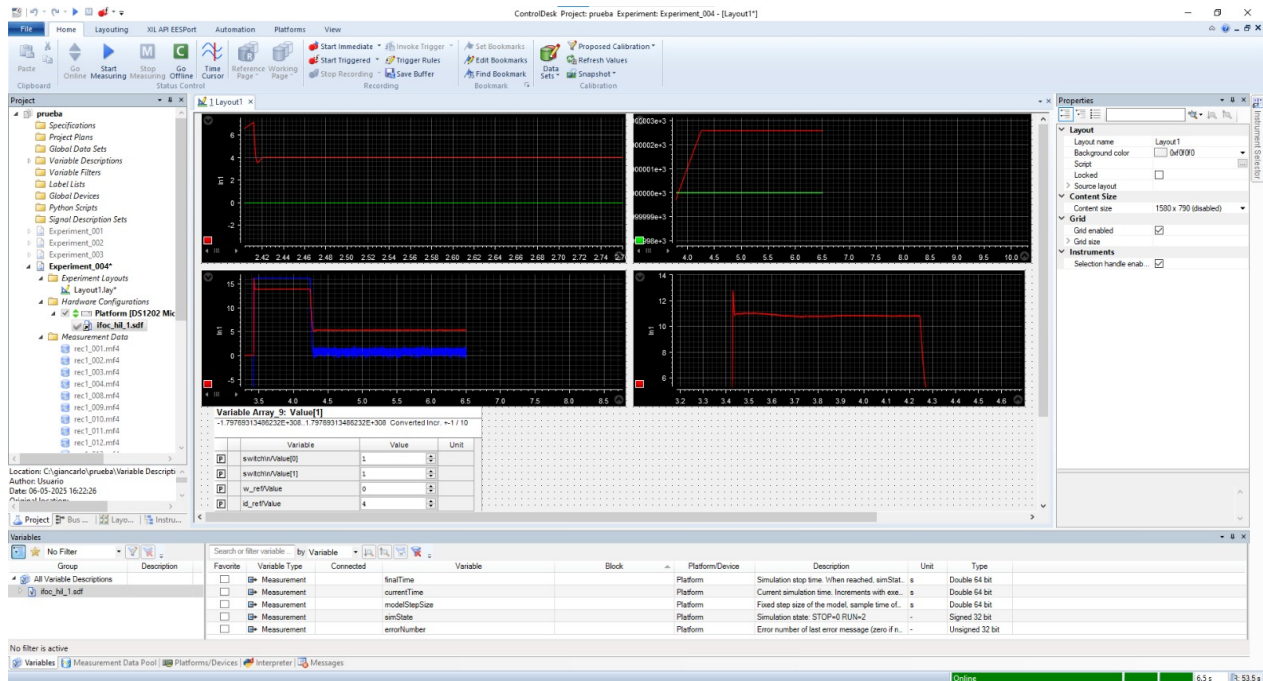
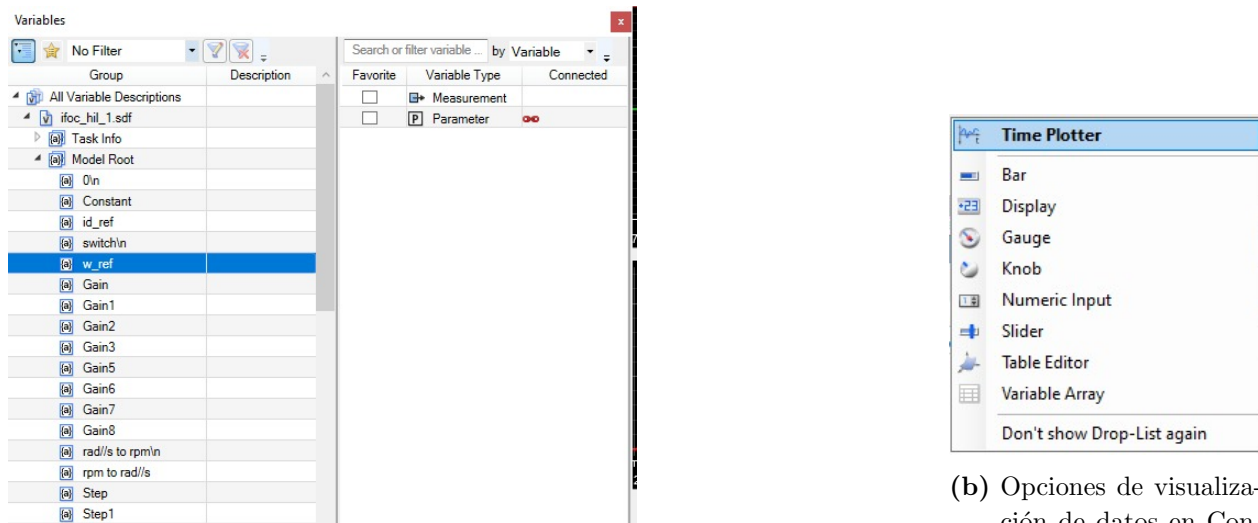


Figura 4.7: Herramienta ControlDesk de dSPACE.

Por otro lado, en la figura 4.8a se muestra la pestaña de variables dentro del Model Root, donde se visualizan las salidas o componentes que pueden ser medidos o, en algunos casos, modificados en tiempo real. Estas variables son utilizadas para registrar curvas o para ajustar parámetros durante la ejecución. Al agregar una nueva variable, se despliegan distintas opciones para su visualización.

La figura 4.8b muestra algunas de las herramientas disponibles para representar estas variables, lo que permite mejor visualización de los datos. Esta es una de las razones por las que esta plataforma se considera una interfaz HMI, ya que permite una interacción directa entre el usuario y el sistema. En particular, la herramienta *Time Plotter* es la más utilizada para representar datos en función del tiempo, y fue empleada en este trabajo para registrar y analizar las señales de interés durante las pruebas.



(a) Pestaña de variables dentro del ControlDesk.

(b) Opciones de visualización de datos en ControlDesk.

Figura 4.8: ControlDesk: variables y opciones de visualización [Elaboración propia].

En consecuencia, la MicroLabBox y *ControlDesk* constituyen la plataforma central para el desarrollo e implementación de los algoritmos de control en tiempo real, mediante una planta simulada en Plects o una real.

4.2 Implementación general del esquema de control

En los esquemas de control por orientación indirecta del flujo (IFOC), el modelo eléctrico del motor en coordenadas $d-q$ se aproxima a dos sistemas de primer orden más un integrador eléctrico. Para el lazo interno de corriente, cuya función de transferencia es de tipo $\frac{1}{Ls}$, se adopta un controlador proporcional-integral (PI). La acción proporcional adelanta la fase y define el ancho de banda, mientras que la acción integral elimina el error en estado estacionario y añade un cero que puede amplificar el sobreimpulso. Dado que este lazo debe rechazar rápidamente perturbaciones y seguir perfiles de par, su frecuencia de corte se sitúa típicamente una década por encima de la del lazo exterior de velocidad. Además, en términos de un PID, el término derivativo multiplicaría el ruido que ya trae la medición de corriente (provocado por la conmutación) y obligaría a filtrar, añadiendo retraso indeseado. Por eso la mayoría de diseños lo descarta.

Visto desde el lazo externo, la planta (motores) se comporta como un sistema de primer orden mecánico, caracterizado por la inercia J y el coeficiente de fricción B . El controlador PI externo elimina el error en estado estacionario entre la velocidad (o par) deseados y los reales, y añade un polo adicional para ubicar la dinámica en la región de interés. Para evitar interacción con el lazo de corriente, la frecuencia natural del control de velocidad se fija una década por debajo ($\approx 10\%$ del ancho de banda del lazo de corriente). A esto se le conoce como lazos anidados, donde el lazo de control de corriente se considera mucho más rápido que el lazo de velocidad. Esto se da ya que la constante $\frac{L}{R}$ es mucho menor que la constante

de tiempo mecánica $\frac{J}{B}$ [50]. Aquí el lazo interno es instantáneo, con cero e_{ss} y el externo es muy lento.

4.2.1 Estrategia de control utilizada

Las estrategias más utilizadas, control vectorial directo e indirecto, tienen como objetivo el desacople de la regulación del flujo y del par para que el motor de inducción se comporte, desde el punto de vista del control, de forma análoga a un motor de corriente continua. Sin embargo, la forma en que cada método obtiene la posición del flujo rotor es distinta y ello tiene implicaciones directas en la precisión, la robustez y el coste de implementación del sistema de control.

Motivos que sustentan la elección del IFOC

1. **Eliminación de sensores de flujo y reducción de ruido:** El DFOC requiere medir (o estimar) de manera directa el ángulo del flujo del rotor, para lo cual se recurre a integradores de tensiones, sensores de flujo o algoritmos de observación sensibles al ruido de medición y a la deriva de los integradores [28, 51]. En cambio, el IFOC calcula dicho ángulo a partir de la velocidad mecánica ω_r (proporcionada por un encoder del MI) y del deslizamiento ω_{SL} . El encoder ofrece una señal digital limpia, con alta inmunidad al ruido y sin los problemas de saturación u *offset* existentes en los integradores analógicos.
2. **Robustez frente a variaciones de flujo:** En aplicaciones donde el flujo puede variar debido a saturación magnética o a cambios en la tensión del bus, el DFOC tiende a ser sensible, pues su estimador de flujo se ve directamente afectado. El IFOC, al basarse en la corriente del estator i_{sd} para fijar el flujo y en la corriente i_{sq} para el par, mantiene el desacople aun cuando la magnitud del flujo rotor cambie dentro de ciertos márgenes, otorgando una respuesta dinámica más estable [40].
3. **Menor carga computacional:** El DFOC exige el cálculo continuo de la posición de flujo mediante integración, compensaciones de resistencias variables y, a veces, filtros de observador. El IFOC sólo necesita un producto y una división para obtener ω_{SL} y posteriormente la suma con ω_r . Esto reduce el tiempo de cómputo por ciclo de control, característica importante cuando se ejecuta el algoritmo en la plataforma de control junto con tareas de comunicación y supervisión en tiempo real.
4. **Compatibilidad con la implementación HIL:** En el proyecto, el dinamómetro se modela en Plecs y la velocidad del eje se mide con un encoder incremental conectado a dSPACE. Al tener que ω_r y ω_e son iguales en el procesador y en el motor, el deslizamiento de ambos va a ser el mismo. Dado que ω_r ya está digitalizada, emplear IFOC aprovecha directamente dicha medición sin requerir hardware adicional ni observadores complejos de flujo, simplificando la interfaz ADC/DAC.

5. **Validación industrial y bibliográfica:** La mayoría de variadores comerciales de media y baja potencia adoptan IFOC como estrategia por defecto, debido a su buen compromiso entre prestaciones dinámicas, coste y robustez [14, 51]. Emplear la misma técnica en el banco de pruebas facilita la comparación con convertidores industriales y asegura la transferencia de resultados a aplicaciones reales.

Tabla 4.5: Comparación cualitativa entre DFOC e IFOC [Elaboración propia].

Criterio	DFOC (Directo)	IFOC (Indirecto)
Medición / estimación de flujo	Requiere sensor de flujo o integrador de tensiones, sensible al ruido y a la deriva.	No necesita sensor de flujo, usa encoder para ω_r y ecuación de deslizamiento.
Complejidad computacional	Alta (observadores, filtros, compensación de R_s).	Moderada, cálculo algebraico sencillo de ω_{SL} .
Robustez ante variaciones de parámetros	Sensible a variaciones de inductancias y saturación de flujo.	Más robusto, el ángulo se corrige con la realimentación de velocidad.
Coste de hardware	Puede requerir sensores adicionales de flujo o voltaje.	Sólo precisa un encoder (ya presente en la aplicación).
Respuesta dinámica en torque	Muy rápida, pero dependiente de la precisión del estimador de flujo.	Rápida y con menor oscilación cuando el flujo varía.
Uso típico en la industria	Menos habitual, reservado a aplicaciones de alta precisión con sensórica especializada.	Utilizado normalmente en variadores comerciales de CA.

Los puntos anteriores, resumidos en la tabla 4.5, justifican la implementación del IFOC en el proyecto. Se obtiene así una solución que, gracias a la medición digital de la velocidad mecánica rotacional, maximiza la precisión, reduce la sensibilidad de perturbaciones y mantiene una dinámica de torque apta.

4.2.2 Diseño de los controladores PI

El objetivo de los controladores PI es lograr un seguimiento rápido y con errores en régimen permanente nulos para las variables de corriente (i_{sd} , i_{sq}) y velocidad ω_r , cumpliendo al mismo tiempo la jerarquía típica de los bucles de control en accionamientos de máquinas eléctricas [40, 52]. Como además se está trabajando con los ejes $d-q$, las señales continuas obtenidas hacen que los controladores puedan regular estas corrientes con cero error en estado estacionario.

Para ambos reguladores se parte del modelo de planta en forma de primer orden y se imponen polos dominantes de segundo orden con razón de amortiguamiento $\xi = 0.707$ (sin sobreimpulso excesivo). La ecuación característica deseada se expresa en todos los casos como

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0, \quad (4.1)$$

donde $\omega_n = 2\pi f_c$ es la frecuencia natural (rad/s) asociada a la banda pasante de la frecuencia.

Lazo de corriente ($d-q$)

La figura 4.9 muestra el lazo interno de corriente en coordenadas $d-q$. El controlador es un PI de la forma

$$C_i(s) = K_i \frac{s + a_i}{s},$$

donde a_i fija el cero del PI para asegurar rechazo de perturbaciones y ancho de banda suficiente. La planta eléctrica equivalente se modela como

$$G_i(s) = \frac{1}{\sigma L_s s + R_s},$$

que incluye la inductancia dispersa σL_s y la resistencia de estator R_s . La realimentación es la corriente i_{sq} medida, comparada con la consigna i_{sq}^* , de modo que el lazo corrige errores dinámicos de corriente con una velocidad de respuesta alta y mínima oscilación.

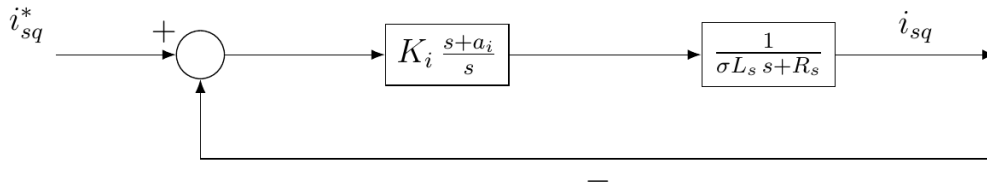


Figura 4.9: Diagrama del lazo de corriente [Elaboración propia].

Se fija la banda pasante en $f_c = 100$ Hz para garantizar que el lazo eléctrico sea al menos una década más rápido que el mecánico. Considerando el PI,

$$C_i(s) = K_{p_i} + \frac{K_{i_i}}{s} \quad (4.2)$$

el denominador del sistema en lazo cerrado siguiendo la ecuación característica queda como

$$(\sigma L_s) s^2 + (R_s + K_{p_i}) s + K_{i_i} \quad (4.3)$$

Igualando con 4.1 y resolviendo para las ganancias se obtienen

$$K_{p_i} = 2\xi\omega_n\sigma L_s - R_s, \quad (4.4)$$

$$K_{i_i} = \omega_n^2\sigma L_s. \quad (4.5)$$

Los valores numéricos calculados K_{pi} y K_{ii} se cargan en Simulink y Plecs con los bloques dedicados para controlador PI, los cuales fueron utilizados en la simulación de Plecs o se descargaron a la MicroLabBox mediante RTI para su debida implementación experimental. Su importancia radica en fijar la rapidez (K_p) y eliminar el error estacionario (K_i) sin sacrificar estabilidad [50, 52].

Lazo de velocidad

Para el diseño del lazo de velocidad se debe tener en consideración que el motor utiliza el torque electromagnético T_e con el cual la velocidad ω_r cambia.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_e - B\omega_r - T_{carga}}{J} \quad (4.6)$$

$$T_e = T_{carga} + J\dot{\omega}_r + B\omega_r$$

donde T_{carga} es el torque externo asociado a la carga. En la figura 4.10 se muestra el lazo de velocidad usado, donde para el controlador también se utiliza un PI:

$$C_\omega(s) = K_{p_\omega} + \frac{K_{i_\omega}}{s}, \quad (4.7)$$

que genera la consigna de par T_e^* en proporción directa a $\omega_r^* - \omega_r$. A continuación, un bloque de ganancia k_t convierte esa referencia de par en una corriente i_{sq}^* .

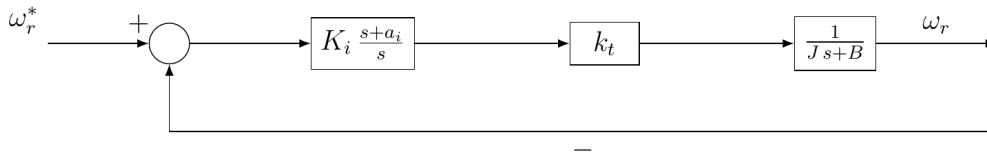


Figura 4.10: Diagrama del lazo de velocidad [Elaboración propia].

Para evitar interacción entre bucles, la banda pasante del lazo de velocidad se elige diez veces menor: $f_\omega = f_c/10 = 10$ Hz. Con la planta mecánica

$$G_\omega(s) = \frac{1}{Js + B},$$

el polinomio característico resulta

$$Js^2 + (B + K_{p_\omega})s + K_{i_\omega}.$$

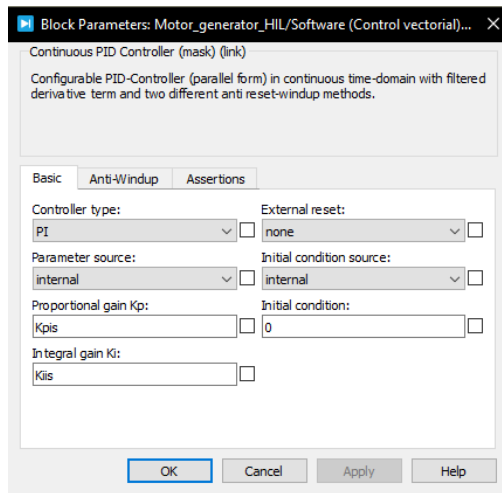
Usando de nuevo (4.1) con $\omega_{n,\omega} = 2\pi f_\omega$ se obtienen

$$K_{p\omega} = 2\xi\omega_{n,\omega}J - B, \quad (4.8)$$

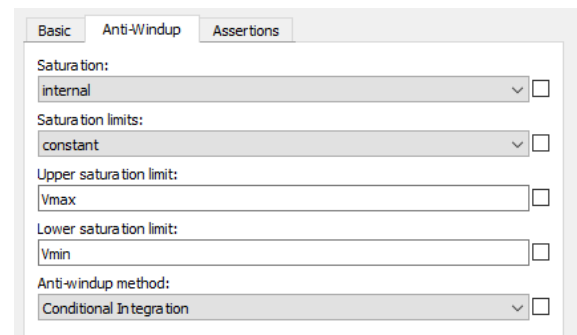
$$K_{i\omega} = \omega_{n,\omega}^2 J. \quad (4.9)$$

Para máquinas de 5–50 kW estas elecciones equivalen a frecuencias de 5–10 Hz, valores típicos en accionamientos industriales con carga inercial moderada [50].

En la figuras 4.11, 4.12 y 4.13 se muestra la configuración empleada en los controladores PI dentro de Ples y MATLAB. El método de *conditional integration* utilizado en el ajuste de los controladores PI para el anti windup funciona para aplicar la acción integral solo en ciertas condiciones, como que el error del control es pequeño y que el actuador no satura [53], en la figura 4.11b se muestra la escogencia de este método y los límites del saturador. Para el PI de la velocidad, estos límites se mantienen según la ecuación 4.12.

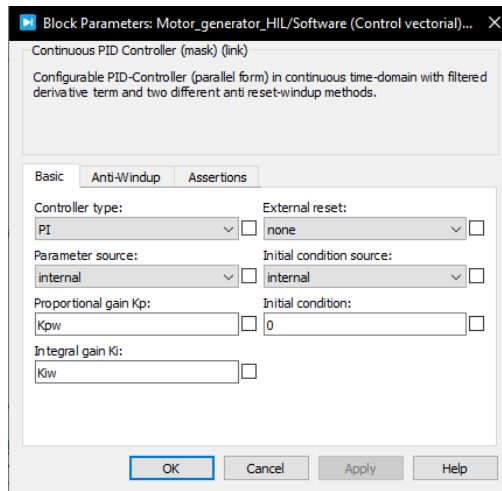


(a)

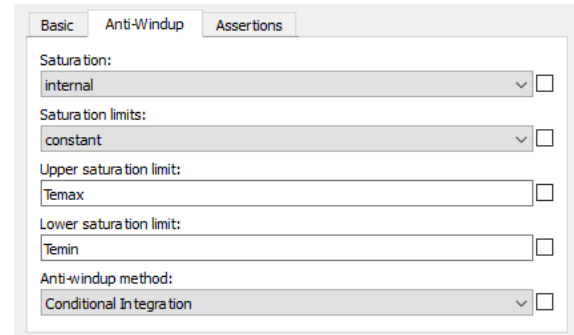


(b)

Figura 4.11: Configuración del controlador PI en Ples, (a) PI corriente y (b) anti-windup corriente.

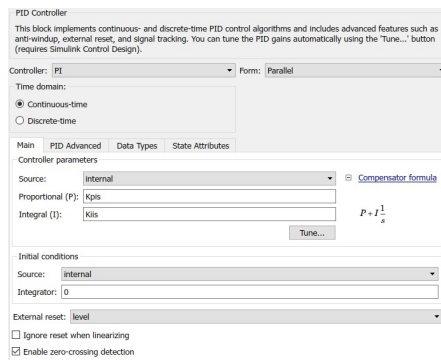


(a)

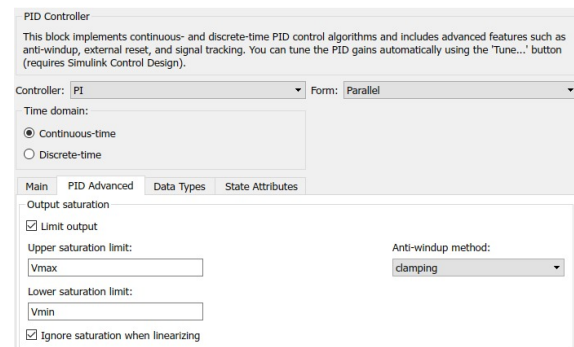


(b)

Figura 4.12: Configuración del controlador PI en Plescs, (a) PI velocidad y (b) anti-windup velocidad.



(a)



(b)

Figura 4.13: Configuración del controlador PI en Simulink, (a) PI corriente y (b) anti-windup corriente.

Por último, es importante mencionar que se validó el diseño teórico mediante la herramienta *sisotool* de Matlab, ajustando manualmente los polos y ceros del PI. Los resultados obtenidos de forma manual coincidieron en su mayor parte con los obtenidos mediante el método de Matlab, obteniendo una respuesta levemente menos precisa debido al carácter iterativo mediante el ajuste manual de los gráficos.

4.2.3 Límites del actuador

El actuador o etapa de potencia, está limitado en la magnitud de la señal de salida que puede entregar, lo que condiciona los tiempos de subida y de asentamiento del sistema. Para impedir que la acción integral se “sature” cuando la señal de control excede los límites físicos de la planta, se implementa un esquema de *anti-windup* [50]. Este mecanismo detiene la integración durante la saturación y la reactiva sólo cuando la salida del controlador vuelve a

operar dentro del rango permitido. Este corrector utiliza la diferencia entre la salida "cruda" del controlador (u_c) y la salida saturada enviada al actuador (u_{sat}) para generar una señal de retroalimentación que ajusta la evolución del integrador [54]. La forma generalizada del circuito de anti-windup se muestra en la figura 4.14.

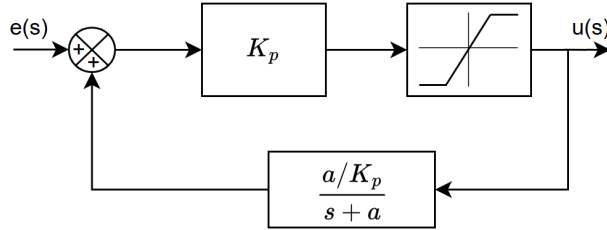


Figura 4.14: Representación de un anti-winding up generalizado.

En el sistema implementado, se optó por esta forma generalizada mediante retroalimentación proporcional entre la salida real del actuador y la del PI. Para los lazos internos de corriente (i_{sd} e i_{sq}), los límites impuestos corresponden a los máximos niveles de tensión aplicables por la fuente, los cuales se calculan de la siguiente manera.

$$V_{fase,pico} = \frac{380\sqrt{2}V_{RMS}}{\sqrt{3}} \quad (4.10)$$

$$V_{max} \approx 311 \text{ V}, \quad V_{min} = -V_{max}. \quad (4.11)$$

Estos valores corresponden a la tensión pico de cada fase en la red trifásica rectificadora y permiten que las referencias de tensión no superen la capacidad del actuador de potencia.

En cuanto al lazo externo de control de velocidad rotacional, se establecieron límites basados en la máxima capacidad de generación de torque bajo condiciones seguras de corriente. El valor máximo de torque utilizado como referencia para la saturación fue calculado a partir de la ecuación de torque nominal, utilizando los datos extraídos de la hoja técnica del motor de inducción (ver tabla 4.1), a partir de la cual se definieron los parámetros del modelo.

De forma equivalente, es posible estimar un valor cercano al especificado por el fabricante mediante la ecuación del torque máximo. Sin embargo, es importante considerar que los datos proporcionados por el fabricante están definidos para operar con el motor en configuración Δ , mientras que el sistema de control utilizado está diseñado para operar en configuración Y . Por esta razón, el valor de $T_{e_{max}}$ obtenido debe ser multiplicado por un factor de $\sqrt{3}$, para así obtener un valor comparable con el torque nominal especificado en la hoja de datos.

$$T_{e_{max}} = \frac{3}{2}p \left(\frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sd,max} i_{sq,max}, \quad T_{e_{min}} = -T_{e_{max}}, \quad T_{e_{max}} \approx 14Nm \quad (4.12)$$

donde:

$$i_{s,\max} = 15A, i_{sd,\max} = 5A, i_{sq,\max} = \sqrt{i_{s,\max}^2 - i_{sd,\max}^2}.$$

4.2.4 Términos de desacoplamiento

Como se detalló en el capítulo 2, las ecuaciones finales del estator para el IFOC 2.24 incluyen términos de desacoplamiento que conviene cancelar mediante una pre-realimentación (*feed-forward*) para simplificar el diseño de los reguladores.

Los términos $\frac{L_o}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt}$ y $\omega_e \frac{L_o}{L_r} \psi_{rd}$ no se representan, ya que al operar a flujo nominal el primero es nulo y el segundo resulta irrelevante para el control. Por tanto, los únicos términos de desacoplamiento implementados son:

para el controlador d :

$$R_s i_{sd} - \sigma \omega_e L_s i_{sq},$$

y para el controlador q :

$$R_s i_{sq} + \sigma \omega_e L_s i_{sd}.$$

Sin embargo, con una buena sintonización de los controladores y con frecuencias altas de muestreo, como la empleada en este trabajo, estas pre-alimentaciones resultan poco críticas. La figura 4.17 ilustra gráficamente los términos considerados.

4.3 Esquema para un único MI

La figura 4.15 muestra el esquema global de la estrategia de control vectorial indirecto (IFOC) aplicada a un solo motor de inducción en lazo cerrado. Este mismo diagrama pero a más detalle se muestra en la figura 4.16, en él se distinguen claramente:

- El lazo interno de corriente (bloques PI_d , PI_q , anti-windup y transformaciones $dq \leftrightarrow abc$).
- El lazo externo de velocidad, cuyo PI genera la consigna de par T_e^* .
- La etapa de potencia que convierte las referencias de tensión V_{abc}^* en magnitudes aplicadas al motor mediante las fuentes controladas para cada componente.
- El motor de inducción y la carga emulada, cuyos sensores de corriente y velocidad dan el feedback necesario.

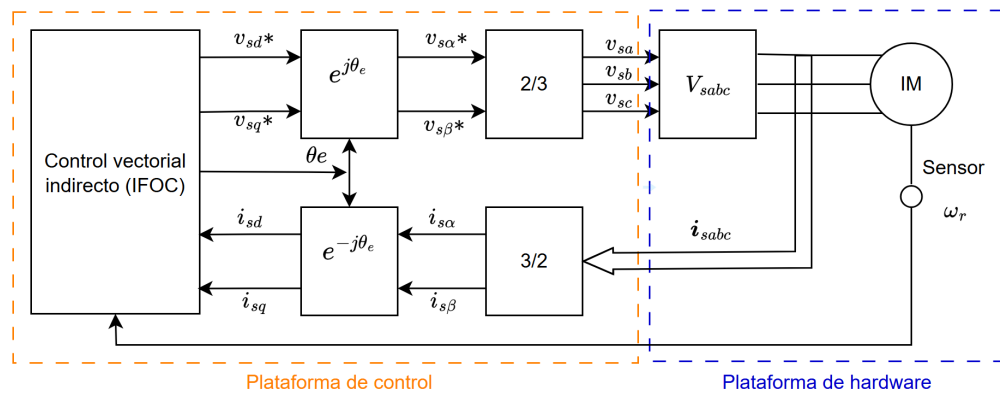


Figura 4.15: Diagrama reducido para el control de un motor de inducción usando IFOC [Elaboración propia].

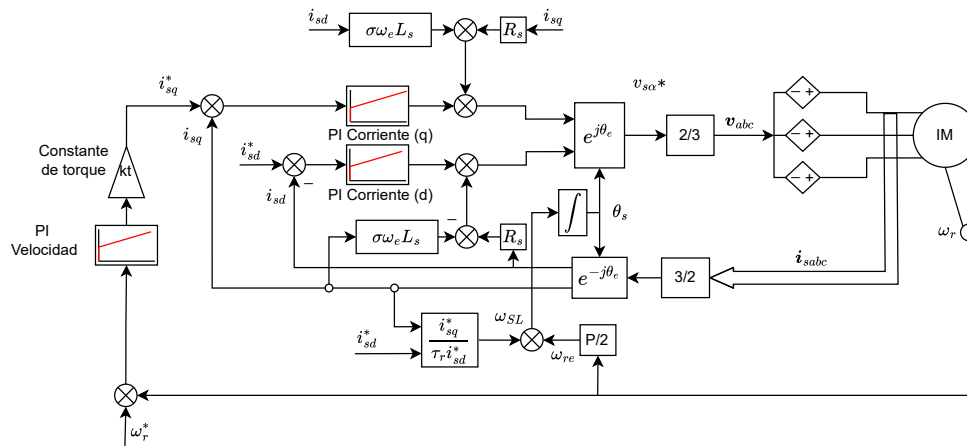


Figura 4.16: Diagrama completo para el control de un motor de inducción usando IFOC [Elaboración propia].

4.4 Esquema para el conjunto dinamómetro-motor bajo prueba

En la figura 4.17 se presenta el diagrama completo del sistema de control. En dicho diagrama, los lazos de control que actúan sobre el motor de prueba y el motor bajo carga, junto con su respectiva carga, están resaltados en color naranja. Por otro lado, en color azul, se muestra la planta simulada, que incluye los dos motores que sustituyen a la planta física, configurados de acuerdo con los parámetros definidos en la tabla 4.1.

Se puede observar que en la parte del controlador, el cálculo del deslizamiento ω_{SL} para obtener el ángulo θ_s es el mismo que para el motor bajo prueba, así como los controladores PI de corriente. Lo anterior se debe a que ambos motores están controlados mediante la estrategia de IFOC, que requiere calcular el ángulo de referencia del flujo para realizar la transformación de Park y descomponer las corrientes en los ejes $d - q$.

En el caso del motor bajo prueba, el control se realiza en los 2 niveles anteriormente explicado, el lazo interno de corriente y el lazo externo de velocidad, utilizando los controladores PI desacoplados. Por otro lado, el motor de carga o dinamómetro, implementa el modelo de la carga emulada. El valor de la corriente en cuadratura de referencia i_{sq2}^* para el lazo de control de este motor se obtuvo a partir de la ecuación del torque de carga definido en 2.32.

En consecuencia, para que el lazo de corriente del segundo motor genere correctamente el torque opositor al movimiento del motor bajo prueba, esta corriente se programó con signo negativo. De este modo, el controlador interno del dinamómetro recibe:

$$i_{sq2}^* = \frac{-T_e}{K_T} \quad (4.13)$$

asegurando que el torque electromagnético producido por la segunda máquina actúe en sentido contrario a la rotación. Teniendo esto en consideración, el valor es procesado por los controladores PI, que regulan las corrientes en cuadratura contra las estimaciones de corriente real, cancelan los términos de acoplamiento y limitan la salida de la tensión al rango definido.

La conexión mecánica de ambos MI implica que comparten la misma velocidad angular mecánica, con una mínima diferencia por los componentes mecánicos que simulan al comportamiento de la conexión real, y cualquier torque que se aplique, uno de ellos influye sobre el otro. De aquí que el motor bajo prueba "sienta" la resistencia del perfil que se esté aplicando.

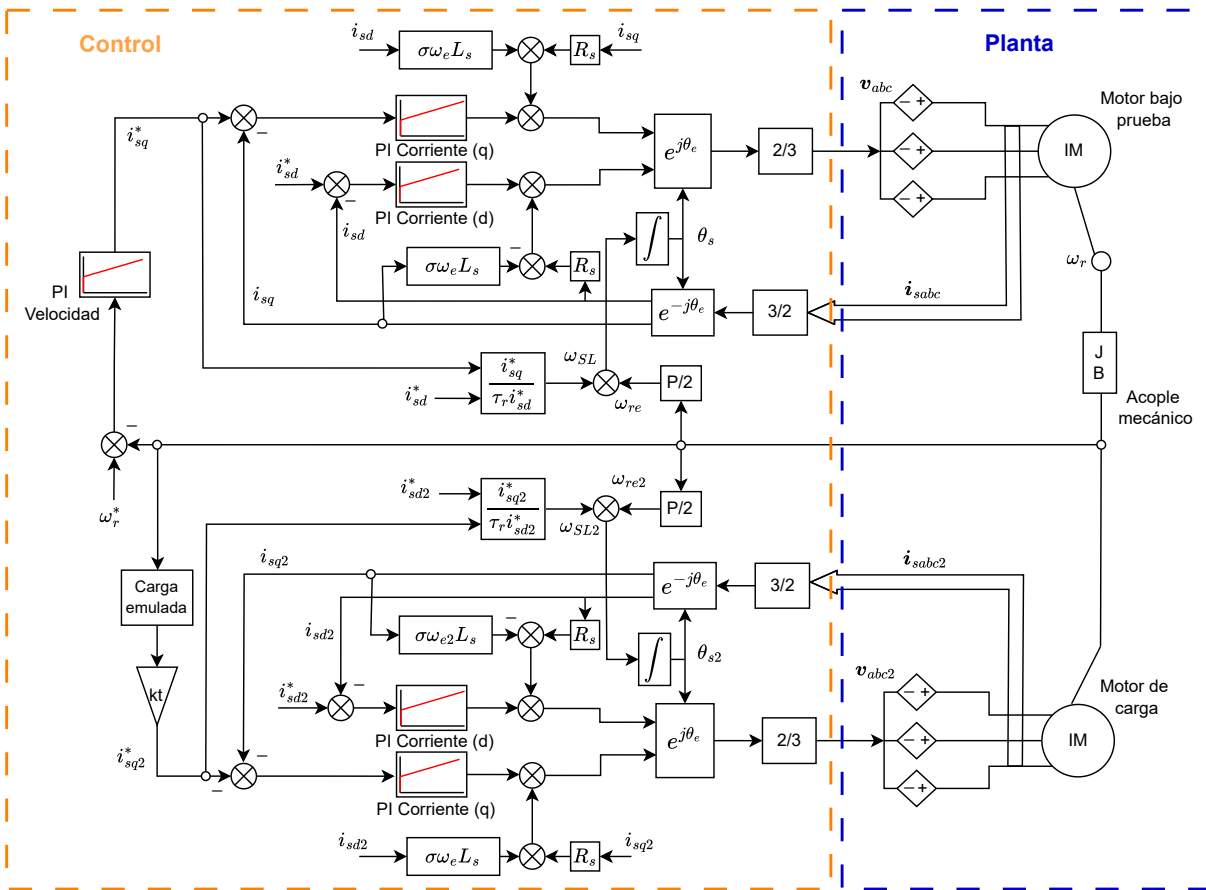


Figura 4.17: Diagrama completo para el control del conjunto dinamómetro-motor bajo prueba usando IFOC [Elaboración propia].

4.4.1 Diseño en simulación y HIL (Plecs + Simulink)

La figura 4.18 presenta el esquema general desarrollado en Plecs, donde se integran tanto la planta como el sistema de control. La planta incluye dos máquinas de inducción con sus correspondientes terminales de entrada y salida, mostradas con mayor detalle en la figura 4.19. Para validar la coherencia de las señales y realizar ensayos previos a la ejecución en tiempo real, el bloque de control se implementó primero en el propio entorno de simulación, combinando Plecs y Simulink.

En las figuras 4.20, 4.21, 4.22 y 4.23 se ilustran los esquemas empleados en Plecs. Los parámetros eléctricos y mecánicos corresponden a los indicados en la tabla 4.1; los valores completos pueden consultarse en el código fuente incluido en el Apéndice B.

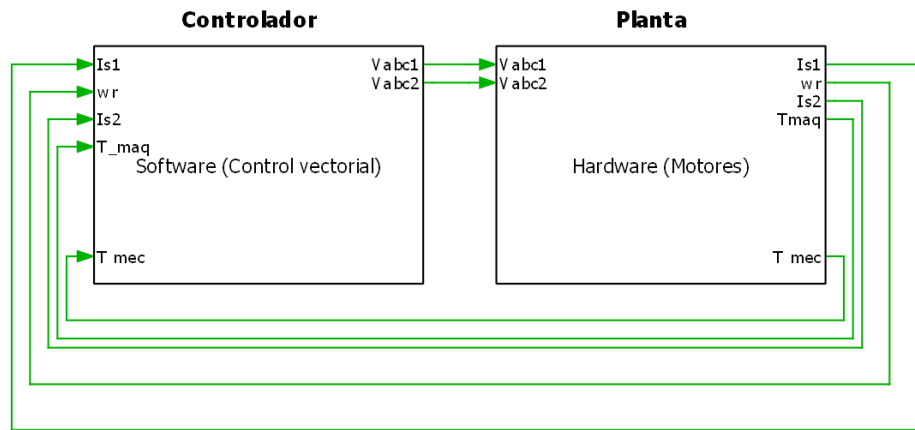


Figura 4.18: Esquema de conexión controlador-planta en Plecs [Elaboración propia].

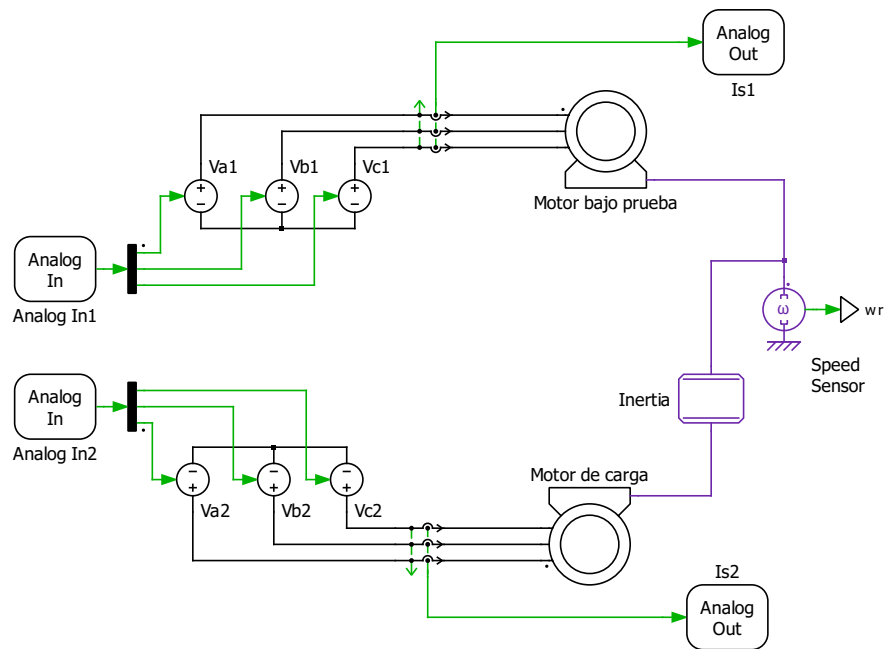


Figura 4.19: Diseño de la planta en Plecs con ambos motores de inducción [Elaboración propia].

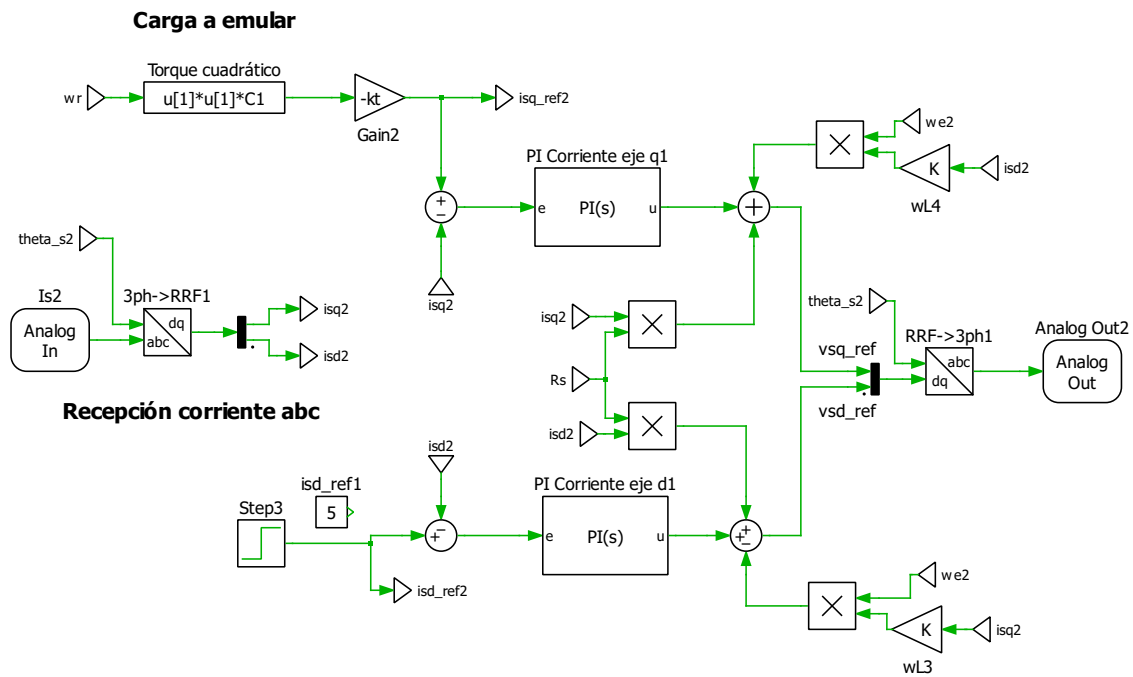


Figura 4.22: Diseño de control en Plects para el dinamómetro con una carga de ejemplo [Elaboración propia].

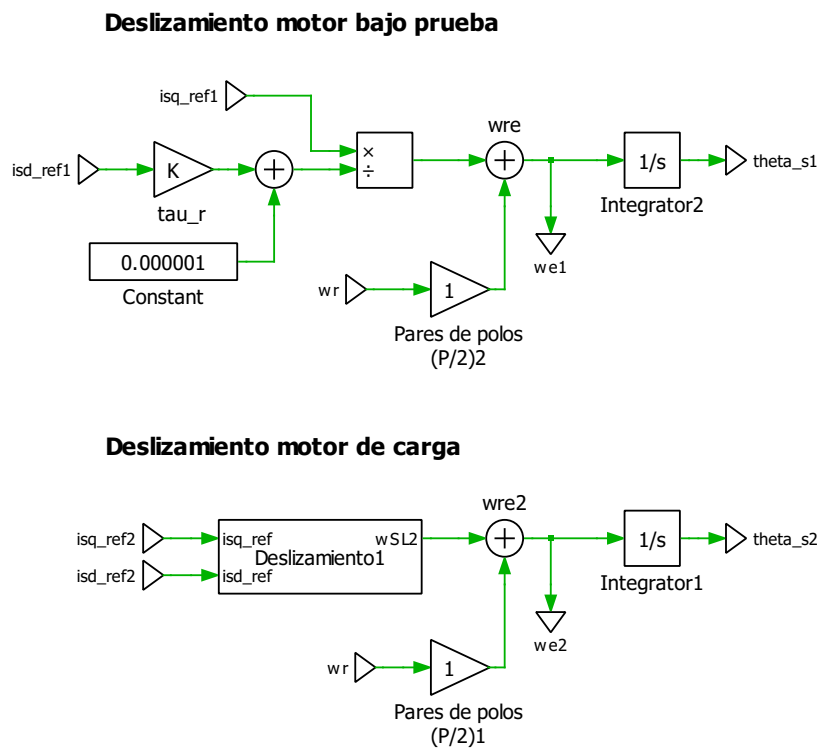


Figura 4.23: Diseño del deslizamiento en Plects para obtener θ_s [Elaboración propia].

Implementación en HIL.

A diferencia de la simulación previa, este modelo se implementa y ejecuta directamente en el RT Box y en el MicroLabBox, empleando Plects para la planta y Simulink para el controlador. Dado que la transmisión de señales se realiza a través de canales analógicos y se digitaliza internamente, es imprescindible definir un tiempo de muestreo adecuado. Este muestreo debe ajustarse a la capacidad de procesamiento de cada plataforma y condiciona la fidelidad de la emulación, así como la estabilidad de los lazos de control.

Un período de muestreo excesivamente largo introduce retardo discreto en el sistema, lo que puede generar oscilaciones, inestabilidad o degradar la precisión en el seguimiento de referencias. Por el contrario, un muestreo demasiado corto incrementa la carga computacional, lo que puede causar pérdidas de datos o sobrecarga en el procesador en tiempo real.

En esta implementación, se seleccionó un tiempo de muestreo de $T_s = 5 \mu s$ para la planta (RT Box) y de $T_s = 100 \mu s$ para el controlador (MicroLabBox). Esto permite lograr el equilibrio de la frecuencia de actualización entre ambos sistemas, permitiendo que la planta se ejecute a una frecuencia mucho mayor que la del controlador. De esta manera, se aproxima su comportamiento a un sistema continuo, teniendo una representación más realista de la dinámica del modelo, al tiempo que se permite mayor resolución temporal en la respuesta de la planta simulada. En la figura 4.24 se muestra el consumo aproximado de la planta con ese tiempo de muestreo, mostrando que se aprovecha un gran porcentaje de procesamiento.

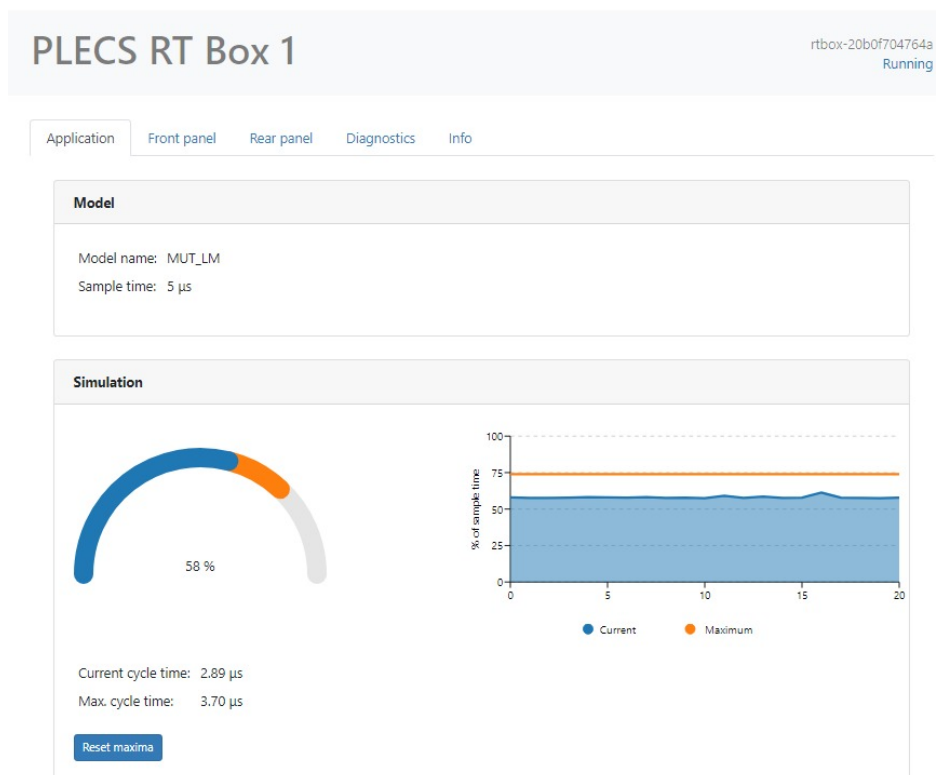


Figura 4.24: Consumo en simulación de la planta [Elaboración propia].

En el modelo de Plects mostrado en la figura 4.25, se incluyen ambos motores de inducción

con sus parámetros eléctricos y mecánicos reales, donde además, cada señal eléctrica atraviesa el bloque de ganancia que ajusta el nivel con el DAC y ADC. Junto a estos, se disponen **Scopes** virtuales que permiten visualizar y registrar en tiempo real las señales de tensión, corriente y velocidad que emulan el comportamiento del motor real.

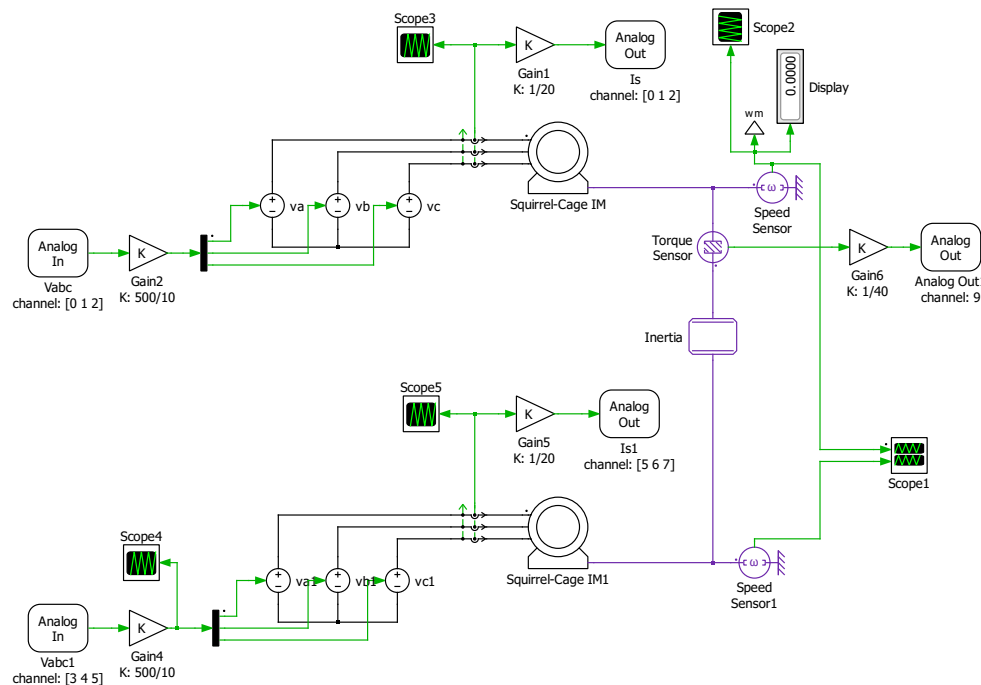


Figura 4.25: Diseño de la planta en Plecs para la emulación de cargas, ajustados a los parámetros del MI real [Elaboración propia].

En el diseño de MATLAB, las figuras 4.26 y 4.27 muestran los modelos en Simulink utilizados para la fase HIL. A diferencia de los esquemas puramente virtuales de Plecs, aquí se añaden los bloques DAC y ADC que gestionan el intercambio de señales entre la RT Box (planta virtual en tiempo real) y la MicroLabBox (controlador en tiempo real). Dichos bloques incluyen las ganancias de escala descritas en esta sección, así como los *scopes* y puertos de salida que permiten registrar las variables mediante ControlDesk.

Por último, las figuras 4.28 y 4.29 detallan los controladores PI para las corrientes directa y en cuadratura. En sus entradas se emplean bloques **switch** que actúan como interruptores de habilitación: el controlador no integra hasta recibir una señal lógica alta, evitándose así posibles offsets después de ejecuciones repetidas. Ambos PI incorporan reset por flanco, de modo que cada activación parte de condiciones iniciales limpias. Se muestra también en la figura 4.30 el diagrama para el cálculo continuo de θ_s , indispensable para las transformaciones $abc \rightarrow dq$ y $dq \rightarrow abc$ empleadas en este tipo de control vectorial.

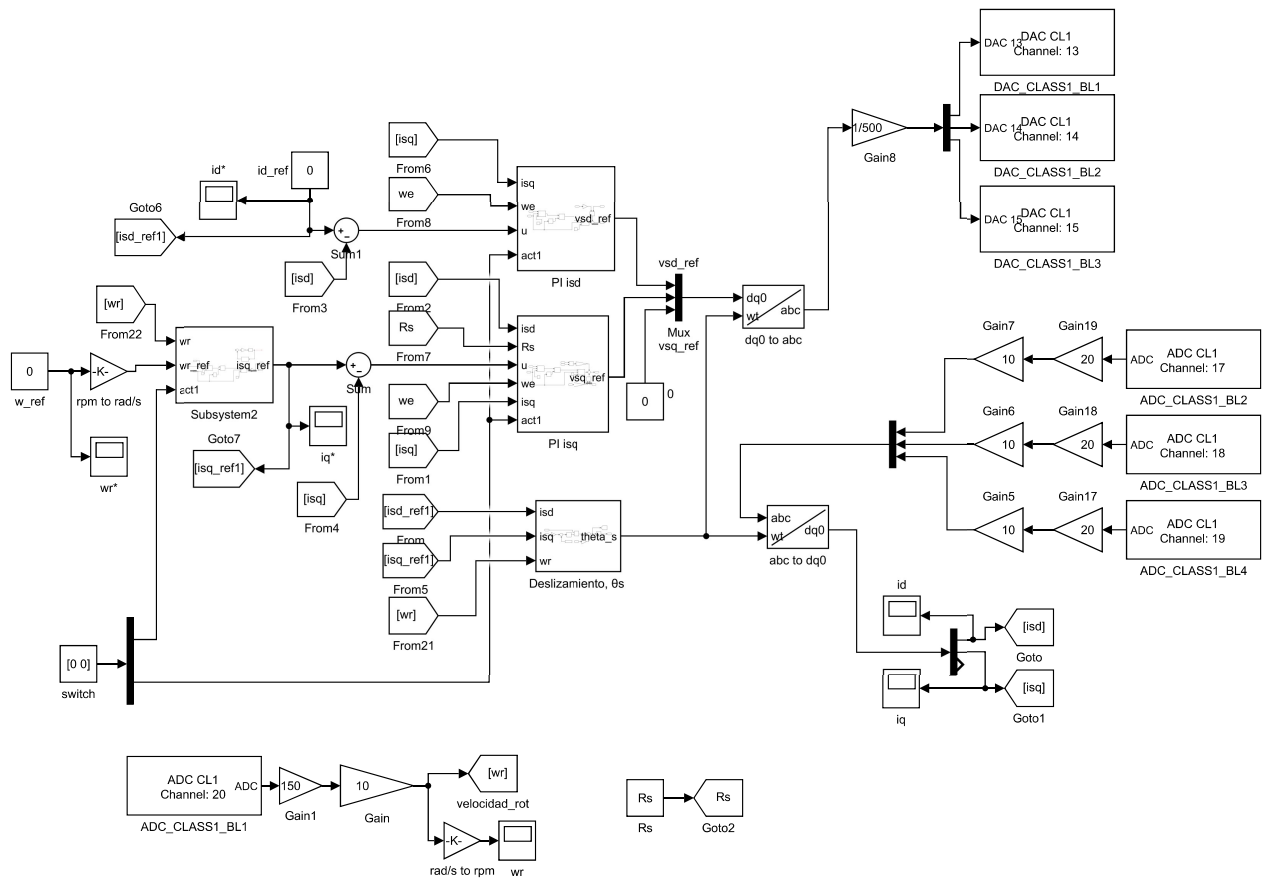


Figura 4.26: Diseño de control en MATLAB para el motor bajo prueba [Elaboración propia].

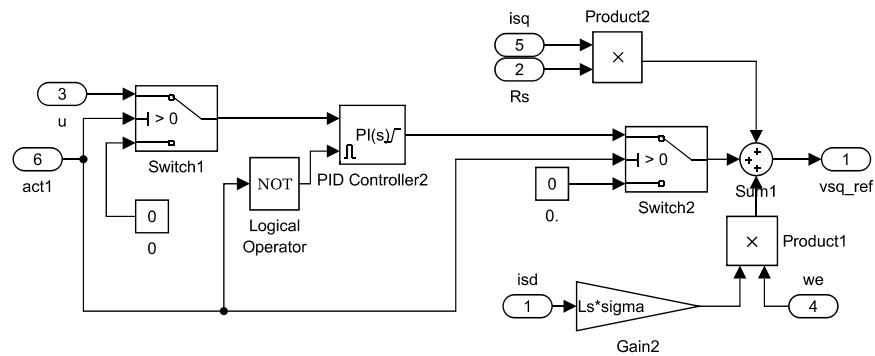


Figura 4.29: Bloque para el controlador PI de corriente i_{sq} en el diseño de MATLAB [Elaboración propia].

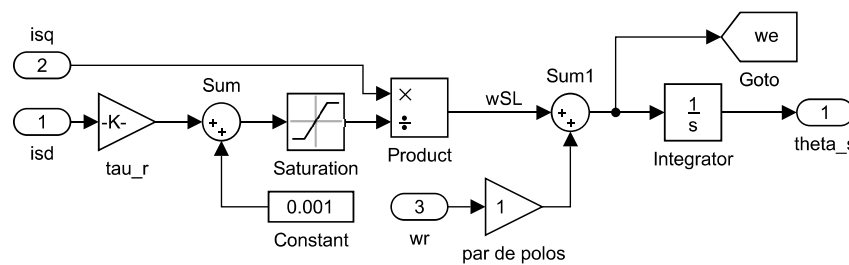


Figura 4.30: Diseño del bloque de deslizamiento en MATLAB para obtener θ_s [Elaboración propia].

4.5 Implementación de la etapa de potencia

En el desarrollo de convertidores de potencia y accionamientos eléctricos, es común emplear un inversor de tipo puente H (*full bridge*) con modulación por ancho de pulso (PWM) o algún tipo de modulación para regular la tensión y la frecuencia que se aplican a un motor de inducción [28]. Sin embargo, considerando los objetivos específicos y el tiempo disponible para el desarrollo de este proyecto, se optó por no incluir esta etapa, priorizando la validación de los algoritmos de control y el funcionamiento del sistema HIL completo.

En su lugar, la planta HIL fue implementada en PLECS utilizando tres fuentes de tensión monofásica controladas, conectadas en configuración estrella, capaces de generar las tensiones trifásicas requeridas para alimentar el motor de inducción [3]. Estas fuentes permiten ajustar de forma directa la amplitud y la frecuencia de cada fase, sin necesidad de una modulación PWM. Esta estrategia no solo simplifica el modelado de la planta, sino que además permite un análisis más claro de la respuesta del sistema ante los cambios de consigna y condiciones de carga.

El uso de tensiones senoidales puras simplifica el modelo eléctrico y centra el esfuerzo en la validación del control, sin incluir el modelado, implementación y validación de un inversor completo. Además, la configuración conserva la flexibilidad para integrar posteriormente un

inversor físico o un perfil de carga sin alterar el algoritmo ya implementado en la plataforma dSPACE/MATLAB. Así se garantiza que los resultados obtenidos en esta fase sigan siendo válidos cuando se amplíe la plataforma.

4.6 Cargas dinámicas

Para la emulación se utilizan distintas cargas mecánicas para probar el comportamiento en los motores.

4.6.1 Perfil de torque dinámico lineal

En este caso, la carga se modela como un sistema de primer orden en velocidad, con un término proporcional a la aceleración (inercia) y otro a la velocidad (fricción viscosa). Se cuenta con la ecuación del torque de carga mostrado en 2.3, donde:

- J es el momento de inercia equivalente de la carga ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$).
- B es el coeficiente de fricción viscosa ($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$).
- ω_r es la velocidad mecánica del eje (rad/s).

4.6.2 Emulación de carga lineal mediante perfil de torque

Para emular una carga cuya resistencia crece de forma lineal con la velocidad, se adopta el modelo

$$T_L(\omega) = C\omega,$$

donde ω es la velocidad angular del eje (en rad/s) y C es la constante de proporcionalidad.

En este caso, la constante C fue calculada a partir de un porcentaje del torque máximo que puede aplicar el motor. Se empleó la expresión:

$$C_1 = \frac{T_{e,\max} \alpha}{\left(\frac{1000\pi}{30}\right)},$$

donde:

- $T_{e,\max} \approx 14 \text{ Nm}$ es el torque que entrega el motor.
- Se considera un punto de diseño a 1000 rpm para determinar la constante.
- El factor $\alpha = 0.5$ representa por ejemplo un 50 o 70 % del torque máximo, para garantizar un margen operativo seguro.

Mediante esta carga se pueden analizar algunas máquinas que dependen linealmente de la velocidad y su respuesta dinámica.

4.6.3 Emulación de carga cuadrática mediante perfil de torque

Para emular una carga sobre el eje del motor bajo prueba, se implementó un modelo cuadrático del tipo:

$$T_L(\omega) = C_1 \omega^2,$$

donde ω representa la velocidad angular del eje (en rad/s) y C_1 es una constante que determina la severidad de la carga aplicada. Esta relación refleja el comportamiento típico de cargas de tipo aerodinámico o centrífugo, en las cuales el par requerido aumenta cuadráticamente con la velocidad.

En este caso, la constante C_1 fue calculada a partir de un porcentaje del torque máximo que puede aplicar el motor. Se empleó la expresión:

$$C_1 = \frac{T_{e,\max} \alpha}{\left(\frac{1000\pi}{30}\right)^2},$$

Análogamente al caso lineal, se fija un punto de diseño en 1000 *rpm*. El resultado es un perfil de carga que crece suavemente con la velocidad angular, permitiendo al sistema alcanzar la velocidad de referencia sin sobrecargar el lazo de control. Esta estrategia garantiza estabilidad y permite analizar adecuadamente la respuesta dinámica del sistema sin comprometer la integridad del motor ni la precisión del control vectorial implementado.

4.7 Análisis de riesgos

Dado que el sistema diseñado involucra plataformas de simulación en tiempo real, controladores digitales, comunicaciones analógicas y ejecución sincronizada entre distintos entornos (Plecs y Simulink), es fundamental prever y mitigar riesgos que puedan afectar la correcta implementación del conjunto dinamómetro-motor en HIL.

El análisis de riesgos permite anticipar fallos potenciales y establecer estrategias para reducir sus consecuencias. Esta práctica es especialmente importante en entornos de laboratorio donde los recursos (como el RT Box y el dSPACE MicroLabBox) son compartidos y el tiempo disponible para pruebas es limitado. Además, debido a la complejidad de los modelos y la sensibilidad de las variables físicas involucradas, se identificaron riesgos tanto a nivel de hardware como de control y validación.

Los principales focos de riesgo considerados fueron:

- Corrupción del alcance definido.
- Disponibilidad y fallos en plataformas HIL (RT Box y dSPACE).

- Inestabilidad de los algoritmos PI por límites físicos o desacoples mal configurados.
- Problemas de comunicación o sincronización entre señales I/O.
- Incompatibilidades de versión entre herramientas de software utilizadas.
- Factor tiempo: retrasos en el acceso a equipos o en la ejecución de pruebas de validación.

A continuación, en la tabla 4.6 se presenta la matriz de análisis elaborada para este proyecto. Se evaluaron los riesgos según su probabilidad de ocurrencia y su impacto potencial, en una escala de 1 (bajo) a 4 (crítico). Para cada caso, se establecieron medidas concretas de mitigación, priorizando una planificación preventiva.

Tabla 4.6: Matriz de análisis de riesgos y acciones de mitigación propuestas para el proyecto [Elaboración propia].

Riesgo	Probabilidad (1-4)	Impacto (1-4)	Mitigación
Falla del HIL (RT Box y MicroLabBox)	3	4	Realizar mantenimiento preventivo, cambiar de dispositivo HIL, utilizar otra plataforma de control o cambiar de versiones.
Inestabilidad en algoritmos de control	2	3	Ajustar límites de saturación y anti-windup, iniciar con casos simplificados, realizar simulación off-line previa a pruebas en HIL.
Desfase del cronograma por fallas en RT Box o errores en comunicación de señales, cargas	3	3	Establecer sesiones de trabajo extra de 6 horas cada uno, validar conexión canal a canal anticipadamente, probar comunicación con señales simples antes del control final.
Equipos (RT Box o dSPACE) ocupados por otros investigadores	2	2	Coordinar horarios con otros estudiantes del laboratorio, trabajar en alguna plataforma fuera del laboratorio.
Retrasos en pruebas de validación	2	2	Validar parte por parte, tener pruebas de respaldo con perfiles más simples para validar la integración.

Este análisis formó parte de la planificación del diseño de la solución, y su ejecución permitió anticiparse a posibles interrupciones, mejorando la eficiencia del uso del laboratorio y asegurando que el sistema propuesto funcionara de forma estable y confiable.

Capítulo 5

Resultados y Análisis

En el presente capítulo se presentan los resultados y el análisis de las pruebas necesarias para la validación de las soluciones implementadas. El objetivo es comprobar que el sistema dinámico cumpla con los requerimientos y objetivos propuestos, y que la solución dada sea viable.

Se explicaron las pruebas de concepto que se definieron para validar distintas secciones de la solución implementada. Estas pruebas tuvieron como propósito comprobar que los resultados obtenidos coincidieran con lo planteado en la etapa metodológica. Para cada prueba se describió en detalle qué se buscaba validar, se identificaron las variables consideradas en la muestra y se establecieron los valores esperados que debían corresponder con los definidos como objetivos dentro de las métricas.

La sección de los resultados y su debido análisis se dividió en la validación del sistema de control, y la validación de la emulación de cargas. Dentro de estas validaciones se incluyen las distintas pruebas de concepto planteadas para abarcar las necesidades y las métricas pertinentes y adecuadas que puedan ser comprobables, para cumplir con lo propuesto en la metodología.

5.1 Validación del sistema de control

5.1.1 Prueba de concepto: Comprobación del comportamiento de los lazos de control

Para validar el sistema de control en un dinamómetro basado en IFOC, es necesario comprobar que los lazos de corriente y velocidad se comportan de manera estable, tanto en simulación como en la ejecución en tiempo real. Con este objetivo, se propone una prueba orientada a la validación funcional de los controladores PI implementados.

Inicialmente, la validación se realiza utilizando un esquema simplificado que involucra únicamente un MI. En este entorno se evalúan distintas combinaciones de valores de velocidad

de referencia, así como escenarios con y sin carga. Las pruebas consideran tanto cargas lineales como no lineales, con el fin de observar el desempeño del control en condiciones diversas. Este enfoque se utiliza en vez del esquema completo del dinamómetro, ya que, como se mencionó en la sub-sección 4.2.2, la estructura de los controladores PI es la misma en ambos casos. Por lo que tanto el comportamiento del lazo de corriente como el del lazo de velocidad es equivalente al del sistema con el par de motores acoplados, y que estos lazos responden correctamente ante variaciones en las referencias impuestas, eliminando el error en estado estacionario y limitando los sobreimpulsos.

Esta prueba de concepto se centra en el análisis del comportamiento del sistema frente a cambios escalonados en la consigna de la velocidad ω_r . Para esto, se seleccionaron los siguientes factores,

- **Velocidad de referencia:** se definió una velocidad de 1000 *rpm*.
- **Corriente directa de referencia i_{sd}^* :** se definieron distintos niveles de magnetización de la máquina de inducción (4.0, 4.8) A.
- **Condiciones de carga:** se analizó el motor sin carga (motor en vacío), con una carga lineal y con una carga no lineal (torque cuadrado respecto a la velocidad).

obteniendo así un total de 6 combinaciones para las 2 variables de corriente directa y las 3 condiciones de carga.

En cada una de estas ejecuciones se registraron las variables claves del sistema: la velocidad angular del rotor ω_r , la corriente directa i_{sd} y la corriente en cuadratura i_{sq} , todas en función del tiempo. El propósito es observar como estas variables siguen sus respectivas referencias y cómo se comportan frente a cambios, cumpliendo con su métrica asociada al error medio, en los lazos de control.

Se analizaron los siguientes indicadores:

- **Error en estado estacionario:** se evaluó si la velocidad y las corrientes alcanzaban sus respectivos valores de referencia indicados para cada prueba, y se midió la diferencia, considerando aceptable un error menor que el 2%.
- **Tiempo de estabilización:** se evaluó el tiempo que tardaba la variable medida en estar dentro del margen de $\pm 2\%$ respecto a la referencia después de la entrada.
- **Valor máximo de corriente:** se verificó que las corrientes i_{sd} e i_{sq} en el pico máximo de las mediciones no superaran el límite especificado por la máquina para la corriente máxima / de arranque.
- **Respuesta de i_{sq} :** este valor es dependiente de la carga aplicada al motor, por lo que se analizó si la salida coincidía con la necesidad de acelerar o desacelerar el rotor ante algún cambio en la referencia.

Al tener el procedimiento para las pruebas es necesario definir la cantidad de repeticiones a hacer para cumplir con la fundamentación estadística. Siguiendo la literatura [55], para una población infinita (o muestra aleatoria simple con reemplazo), el cálculo del tamaño de la muestra se puede obtener según la ecuación 5.1:

$$n = \left(\frac{Z_{\alpha/2} \sigma_x}{d} \right)^2 \quad (5.1)$$

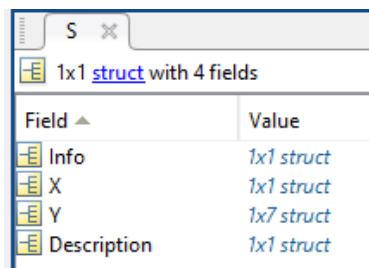
donde:

- n : número de pruebas necesarias.
- $Z_{\alpha/2}$: valor crítico de la distribución normal estándar para un nivel de confianza dado, representando el número de desviaciones estándar.
- σ_x : desviación estándar de la variable de interés (σ).
- d : margen de error tolerado.

En este caso, el valor de Z seleccionado mediante las tablas de distribución normal estándar fue de **1.96**, el cual es utilizado para un 95% de confianza, con un 5% de probabilidad de error (2.5 % de error en cada extremo). Además, el valor para el margen de error tolerado se define en 0,5% y en 0.1 segundos para obtener buena precisión en los resultados.

Obtención de resultados: Para la obtención de los resultados, las grabaciones de datos correspondientes a cada prueba ejecutada en el entorno HIL fueron exportadas desde ControlDesk en formato `.mat` e importadas posteriormente en MATLAB para su análisis. La figura 5.1 muestra de forma general la estructura del archivo en la plataforma, donde **X** representa el vector de tiempos registrados durante la simulación, y **Y** contiene los datos correspondientes a cada señal medida. En cada uno de estos vectores se encuentran las matrices que se utilizaron para el análisis e impresión de la curva mediante cada eje.

El porcentaje de error se calculó como la diferencia promedio entre la señal experimental y la señal de referencia, considerando los valores registrados dentro de una ventana de tiempo de 500 ms después de que el sistema se estabilizara. Por su parte, el tiempo de estabilización se definió como el intervalo entre la activación del escalón de entrada y el momento en que la señal experimental entra en un margen del $\pm 2\%$ respecto a la referencia y permanece dentro de ese margen de forma continua.



Field	Value
Info	1x1 struct
X	1x1 struct
Y	1x7 struct
Description	1x1 struct

Figura 5.1: Estructura de datos importados de ControlDesk [Elaboración propia].

Para estimar de forma preliminar la desviación estándar de cada variable, se llevaron a cabo pruebas piloto con 5 réplicas por combinación de parámetros (ver C.1 apéndice C), donde se midieron el tiempo de asentamiento t_s y el error en estado estacionario e_{ss} . Con los valores de desviación estándar obtenidos en estas ejecuciones y definiendo el margen de error deseado para cada métrica, se aplicó la ecuación 5.1 para calcular el número de muestras requerido por combinación y por variable.

Los resultados de este cálculo se muestran en la tabla 5.1. Se observa que, para la corriente en cuadratura i_{sq} en la medición del error en estado estacionario, la fórmula recomendó realizar 3 réplicas por combinación, mientras que para las demás variables (tanto en tiempo de asentamiento como en error estacionario) se recomendó realizar solamente una réplica. Aunque este valor de muestra parezca muy pequeño, la razón incide en que la desviación estándar obtenida para las pruebas piloto fue mínima, por lo que, aún tolerando un 0,5% de error y siendo los resultados de las pruebas tan similares al valor de referencia, se siguió este procedimiento.

Sin embargo, dado que un tamaño de muestra tan pequeño puede no ser representativo para validar un sistema de este tipo, y considerando que se busca evaluar la estabilidad del comportamiento en condiciones reales, se optó por realizar un mínimo de 30 pruebas por combinación. Esta decisión se basa en el Teorema del Límite Central, el cual establece que, a medida que el tamaño muestral aumenta, la media de los resultados tiende a seguir una distribución normal, independientemente de la forma de la población original, siempre que se cumplan ciertas condiciones. En la práctica, se acepta que con 30 muestras o más se logra una aproximación suficientemente confiable [56].

Con el número de réplicas ya determinado, se ejecutaron las pruebas definitivas. Para cada combinación de velocidad, corriente directa y condición de carga, se recabaron los valores de t_s y e_{ss} en las réplicas indicadas. Estos resultados se muestran a continuación en la tabla 5.2, donde se observa el promedio por variable y prueba, permitiendo verificar el cumplimiento de los márgenes de desempeño.

Tabla 5.1: Muestras necesarias para validación de los lazos de control [Elaboración propia].

Margen de error	Variable	Varianza	Muestras (n)
0.1 s	i_{sd}	1,2644E-08	1
	i_{sq}	5,932E-09	1
	w_r	2,0662E-04	1
2%	i_{sd}	7,3678E-05	1
	i_{sq}	2,2030	3
	w_r	9,8464E-09	1

Tabla 5.2: Valores obtenidos del tiempo de estabilización y error en estado estacionario por ejecución para las corrientes y cargas aplicadas a 1000 rpm [Elaboración propia].

Corrida	Factores controlables		Tiempo Estabilización (s)			Error en Estado Estacionario (%)		
	Corriente (A) a 1000 rpm	Carga a 1000 rpm	i_{sd}	i_{sq}	w_r	i_{sd}	i_{sq}	w_r
1	4	Vacío	0,0078	0,0078	0,1846	0,02	3,43	0,0001
2			0,0077	0,0078	0,1722	0,03	2,49	0,0002
3			0,0079	0,0079	0,1833	0,03	2,41	0,0003
4			0,0078	0,0078	0,1739	0,02	3,14	0,0001
5			0,0079	0,0079	0,1695	0,01	2,89	0,0002
6	4	Lineal	0,0079	0,0078	0,1841	0,03	0,27	0,0002
7			0,0078	0,0080	0,1570	0,02	0,55	0,0004
8			0,0079	0,0077	0,1586	0,03	0,68	0,0003
9			0,0077	0,0079	0,1604	0,03	0,49	0,0002
10			0,0077	0,0078	0,1839	0,02	0,72	0,0002
11	4	No lineal	0,0079	0,0079	0,1923	0,01	0,58	0,0004
12			0,0080	0,0079	0,1734	0,03	0,74	0,0001
13			0,0078	0,0077	0,1499	0,02	0,64	0,0002
14			0,0077	0,0077	0,1631	0,03	0,85	0,0004
15			0,0079	0,0078	0,1618	0,02	0,70	0,0001
16	4,8	Vacío	0,0077	0,0077	0,1540	0,02	3,42	0,0002
17			0,0079	0,0079	0,1685	0,03	3,23	0,0003
18			0,0077	0,0080	0,1675	0,02	2,78	0,0002
19			0,0076	0,0077	0,1610	0,03	5,30	0,0001
20			0,0079	0,0078	0,1592	0,02	3,89	0,0004
21	4,8	Lineal	0,0078	0,0077	0,1539	0,03	0,31	0,0002
22			0,0077	0,0077	0,1645	0,01	0,18	0,0003
23			0,0079	0,0078	0,1693	0,02	0,23	0,0003
24			0,0078	0,0076	0,1461	0,03	0,34	0,0003
25			0,0078	0,0078	0,1850	0,02	0,37	0,0002
26	4,8	No lineal	0,0078	0,0077	0,1561	0,02	0,78	0,0004
27			0,0078	0,0076	0,1678	0,02	0,50	0,0001
28			0,0078	0,0078	0,1623	0,01	0,39	0,0004
29			0,0077	0,0079	0,2020	0,02	0,22	0,0002
30			0,0076	0,0077	0,1560	0,03	0,43	0,0003
Valor promedio por variable			0,0078	0,0078	0,1680	0,0227	1,4317	0,0002
Valor promedio por prueba			0,0612			0,4849		

De acuerdo con los resultados obtenidos, los valores promedio de tiempo de asentamiento dentro de las bandas del $\pm 2\%$ no superaron el umbral establecido de 100 ms, y el error en estado estacionario se mantuvo dentro del 2% para todas las variables analizadas. Para la corriente en cuadratura, además, se realizaron tres réplicas por cada combinación de prueba, y en ningún caso el error en estado estacionario excedió dicho umbral. Por tanto, se puede decir que las pruebas respetaron los criterios de desempeño propuestos.

Un dato importante es que, una vez realizadas las pruebas, se observó que la cantidad de repeticiones no tuvo un impacto significativo en la respuesta final del sistema. Esto ocurre ya que, al tratarse de un sistema de control automático, si los controladores están correctamente sintonizados y el sistema está bien modelado, la respuesta ante condiciones idénticas de entrada tiende a ser altamente reproducible.

A diferencia de los experimentos en sistemas físicos con alta variabilidad o incertidumbre, en entornos de control automático no es necesario aplicar métodos estadísticos convencionales como análisis de varianza o pruebas de significancia para validar la consistencia de los resultados. En estos casos, el enfoque se centra en verificar el cumplimiento de los requisitos de diseño (como el seguimiento de referencia, el error en estado estacionario o el tiempo de establecimiento) más que en analizar la variabilidad de la muestra.

En la figura 5.2 se presentan ejemplos representativos de las respuestas de la corriente en cuadratura bajo tres condiciones de carga: motor en vacío, escalón de carga lineal y carga cuadrática. En todos los casos se observa el cumplimiento del comportamiento esperado, validando así la estrategia de control implementada. Cabe señalar que los resultados mostrados corresponden a las pruebas realizadas con una corriente directa fija de 4 A, ya que los ensayos con 4,8 A no presentaron variaciones significativas. Esto se debe al desacoplamiento entre las componentes directa y en cuadratura del flujo en el esquema de control vectorial indirecto.

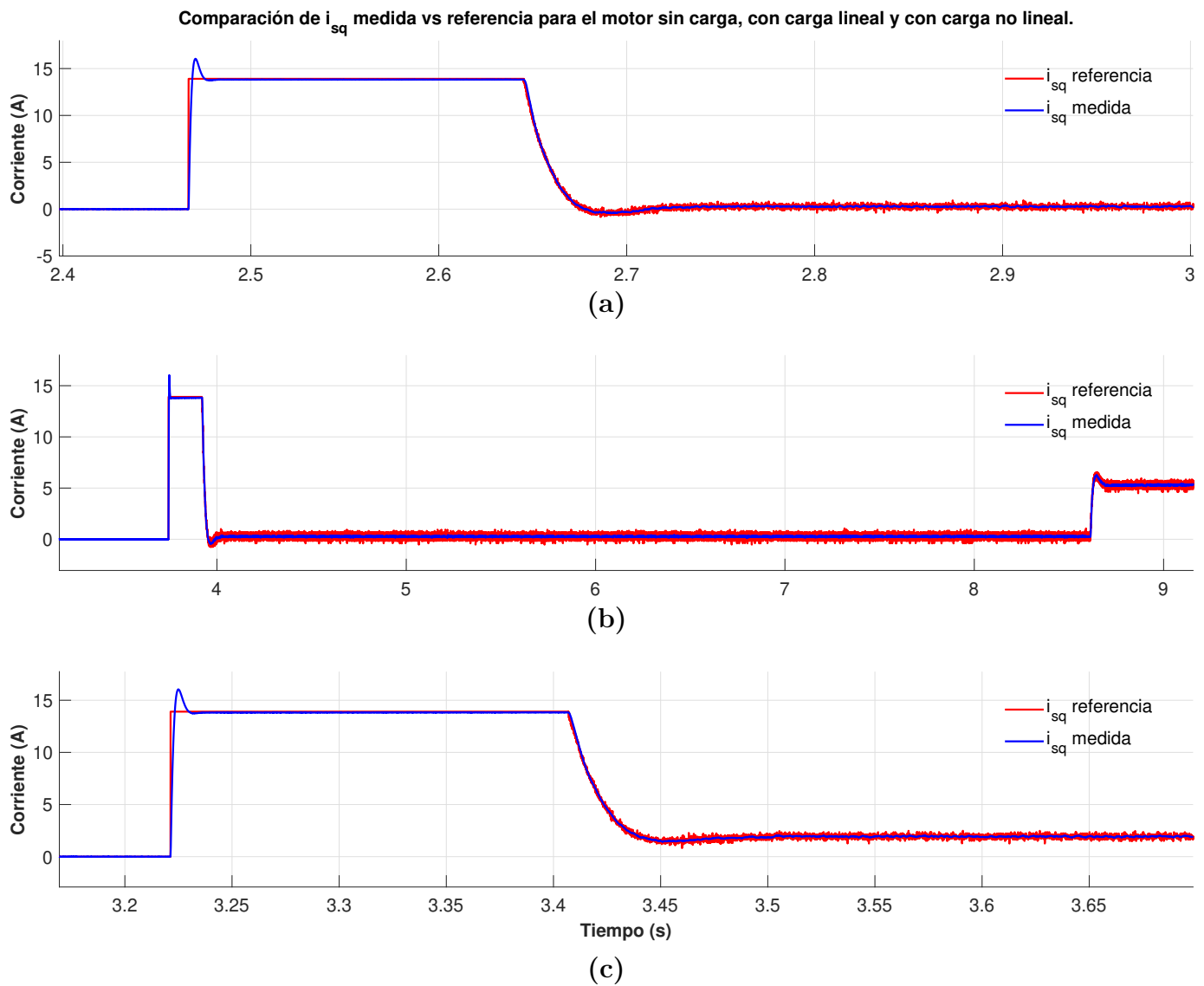


Figura 5.2: i_{sq} medida vs referencia en condiciones de carga: (a) motor en vacío, (b) carga lineal, (c) carga no lineal (4 A, 1000 rpm) [Elaboración propia].

De igual forma, en la figura 5.3 se muestran ejemplos representativos de las respuestas de la corriente directa para los valores de 4 A y 4.8 A, bajo tres condiciones de carga: motor en vacío, escalón de carga lineal y carga cuadrática. Se observa que la corriente se mantiene estable en el valor de consigna durante toda la prueba, lo que evidencia un adecuado control del flujo en el eje directo.

Asimismo, en la figura 5.4 se presenta la respuesta de la velocidad angular con una referencia de 1000 rpm. Para las tres configuraciones de carga, el sistema alcanzó la referencia en un mismo intervalo de tiempo, en coherencia con el comportamiento observado en la corriente en cuadratura.

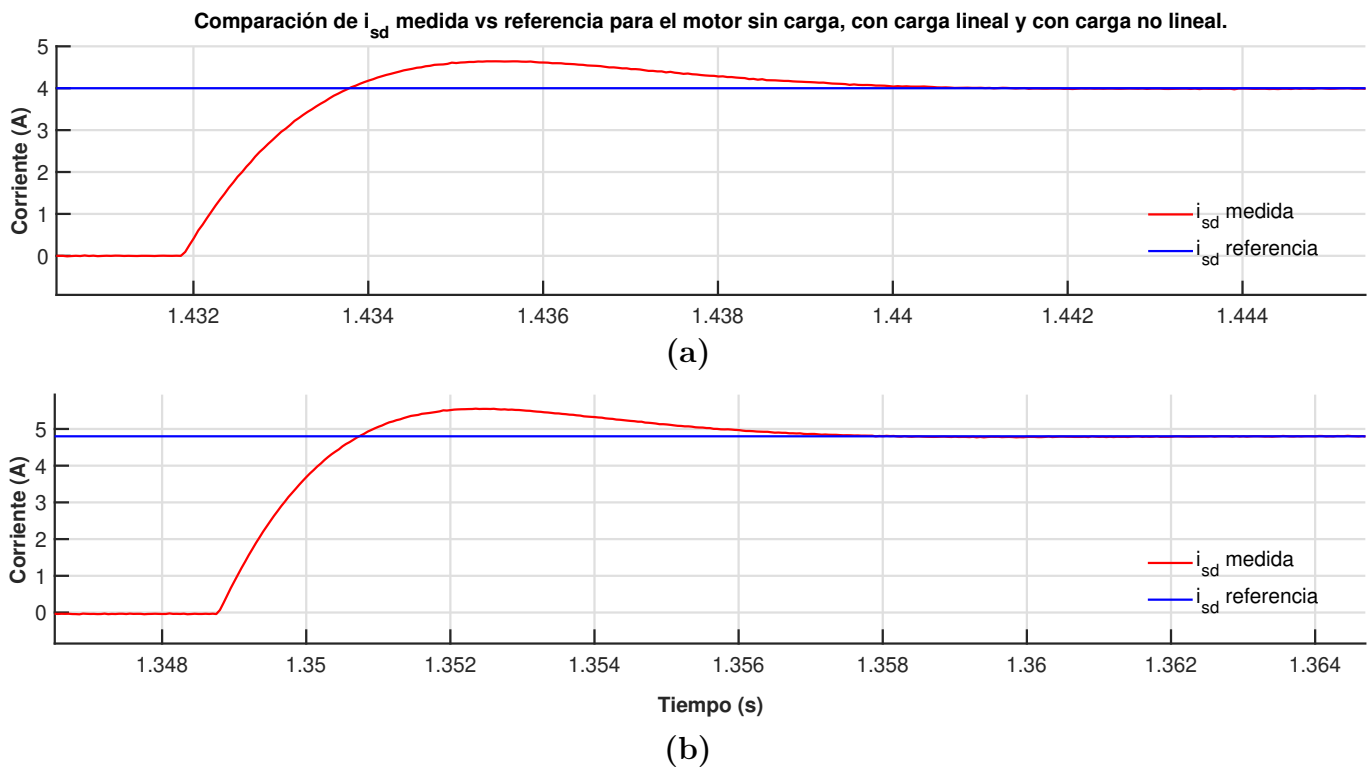


Figura 5.3: i_{sd} medida vs referencia en condiciones de carga: vacío, carga lineal y no lineal, (a) 4.8 A, (b) 4.8 A [Elaboración propia].

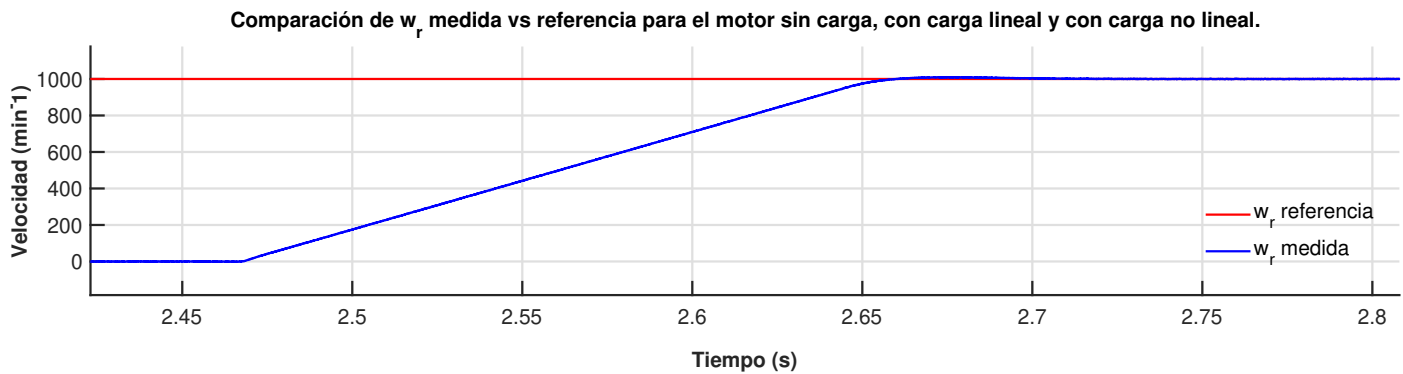


Figura 5.4: w_r medida vs referencia en condiciones de carga: vacío, carga lineal y no lineal [Elaboración propia].

Para continuar con la prueba, se verificó que el pico de corriente directa e en cuadratura presentara valores esperados en relación con el arranque y la carga del motor. Dado que durante el arranque el sistema demanda una corriente superior al valor nominal, es normal observar un pico inicial; sin embargo, este pico debe mantenerse dentro de niveles seguros para evitar daños. En la figura 5.3 se muestra que el pico inicial de corriente directa permanece en torno a 4.6 A, y el de corriente en cuadratura en torno a 5.4 A, lo cual está dentro de lo requerido para el arranque sin exceder los límites de protección.

Asimismo, en la figura 5.2 se aprecia que la corriente máxima medida (curvas en azul) no supera el valor límite de 15.6 A definido en la tabla 4.1. Esto confirma que, aún bajo las condiciones de carga aplicadas, el sistema opera con márgenes seguros.

En cuanto a la respuesta de i_{sq} , el comportamiento observado en las tres condiciones de carga es coherente con la teoría del control vectorial indirecto: durante la aceleración, i_{sq} se mantiene en un nivel cercano al nominal para generar el par necesario y llevar la velocidad hasta la referencia. Con motor en vacío 5.2(a), una vez alcanzada la velocidad deseada, la corriente de cuadratura cae prácticamente a cero, pues el MI se encuentra en vacío. En la condición de carga lineal 5.2(b), la corriente desciende hacia cero tras el arranque, y luego vuelve a aumentar a aproximadamente 5 A al aplicarse el escalón de torque lineal, para sostener la carga. Finalmente, en la condición de carga cuadrática 5.2(c), después de alcanzar la velocidad de referencia, i_{sq} no desciende hasta cero, sino que se estabiliza en un valor cercano a 1.6 A, suficiente para compensar el par cuadrático dependiente de la velocidad.

De acuerdo con este análisis, se observa que la corriente de cuadratura se ajusta dinámicamente en función de la demanda de par requerida por la carga: es baja o nula cuando no hay oposición al movimiento, y aumenta hasta el nivel necesario cuando la carga lo exige. Esta respuesta indica que el lazo de control logra desacoplar correctamente el flujo y el torque, entregando únicamente la corriente indispensable para mantener la velocidad de referencia sin exceder los límites de corriente establecidos. Por tanto, se concluye que el controlador PI en régimen real cumple con las especificaciones de desempeño, respetando los picos de arranque y adaptándose adecuadamente a cargas variables.

5.2 Validación de perfiles de carga

En esta prueba se quiere demostrar que el conjunto dinamómetro admite, al menos, tres perfiles de carga torque-velocidad, los cuales se emulan mediante el HIL y estos coinciden con las formas de curva de cada uno a nivel teórico.

5.2.1 Prueba de concepto: Validación cruzada de variables entre planta HIL y controlador

Se quiere evaluar la fidelidad y coherencia entre las señales generadas por la planta simulada en tiempo real (RT Box, actuando como planta física en entorno HIL) y las señales recibidas, procesadas y visualizadas por el sistema de control implementado en dSPACE y monitoreado desde ControlDesk. Esta prueba busca validar que el entorno HIL refleja adecuadamente el comportamiento de una planta real, permitiendo que las pruebas realizadas sobre cargas emuladas tengan el mismo valor que las pruebas en una máquina física.

Se ejecuta un escenario de carga dinámica con el sistema HIL en operación. Desde la planta implementada en PLECS/RT Box se simula el comportamiento electromecánico de una máquina de inducción conectada a un perfil de carga. El sistema de control (IFOC), regula las corrientes d-q y genera la señal de torque electromagnético percibido por el motor bajo prueba.

La validación se realiza mediante la comparación de dos variables fundamentales:

- Velocidad angular del eje ω_r
- Torque electromagnético del eje T_e

Estas variables se registran simultáneamente desde dos o tres fuentes:

- Desde la planta HIL (RT Box): Utilizando bloques de Scope dentro de la simulación en PLECS, que actúan como sensores virtuales en una planta física.
- Desde el entorno de control (ControlDesk): Capturando los datos adquiridos por el controlador dSPACE a través de sus entradas analógicas y canales internos de monitoreo.
- Desde el simulador (PLECS): Capturando los datos del sistema mediante scopes en simulación, siendo esta la comparación teórica para comprobación de algunos datos.

Obtención de datos: Para partir con esta prueba, es necesario obtener ambas curvas para realizar el debido análisis del porcentaje de error medio. La curva experimental obtenida mediante la ejecución en el controlador, fue obtenida de la misma manera que en la prueba de validación anterior para la comprobación de los lazos de control, donde los archivos de grabación fueron exportados a la plataforma de MATLAB.

Para la curva real, los datos generados por la RT Box fueron almacenados directamente en una unidad USB conectada al dispositivo. Desde el momento en que se generó el archivo ejecutable de la simulación mediante el coder, la grabación de variables comenzó automáticamente. En la figura 5.5 se muestra la implementación realizada en la planta para registrar las variables requeridas.

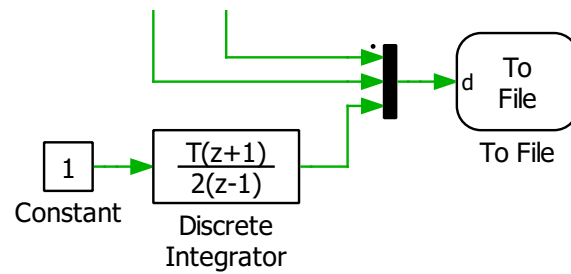


Figura 5.5: Bloque añadido para la obtención de datos de la planta [Elaboración propia].

En dicho esquema, se utilizó un integrador discreto con aproximación trapezoidal y entrada constante igual a 1, cuya función es generar una señal de tiempo acumulado en pasos de simulación T . Esta señal actúa como contador de tiempo, la cual se combina con las demás variables de interés mediante un bloque Mux, mientras que el bloque To File se encarga de grabar todas las señales simultáneamente en un único archivo.

Una vez finalizada la simulación, los datos fueron exportados en formato `.mat`, lo que permitió su análisis en MATLAB junto con la otra curva proveniente de la comprobación experimental, donde ambas curvas fueron graficadas en un mismo eje para facilitar la comparación.

Por otro lado, además de haber extraído los datos directamente desde el sistema HIL, se llevaron a cabo simulaciones puras en PLECS, replicando las mismas condiciones de prueba. Esto permitió contar con una segunda fuente de respaldo teórico que refuerza la validez de los resultados obtenidos.

Al igual que en la primera prueba, fue necesario calcular la cantidad de muestras requeridas para cumplir con una fundamentación estadística sólida. Para ello, se utilizó nuevamente la ecuación (5.1), definiendo inicialmente un conjunto de pruebas piloto con el objetivo de estimar la desviación estándar y determinar el tamaño muestral correspondiente para cada tipo de carga emulada. En este experimento se analizó el porcentaje de error tanto en el torque como en la velocidad para tres curvas: dos correspondientes a perfiles de carga cuadrática y una a carga lineal. Se generaron tres tablas independientes con 10 pruebas piloto cada una, cuyos resultados se presentan en el Apéndice C.

A partir de estas tablas (C.2, C.3 y C.4), se obtuvo la desviación estándar necesaria para aplicar la fórmula de cálculo de muestras. Adicionalmente, en dichas tablas se incluyó el error medio absoluto, el cual representa la diferencia promedio entre las curvas analizadas y su respectiva referencia, ya sea en torque o en velocidad, dependiendo del caso.

Luego de aplicar la ecuación para el cálculo del tamaño de muestras, manteniendo el valor $Z = 1.96$, según las tablas de distribución normal, para un 95% de confiabilidad; se obtuvo lo que se muestra en la tabla 5.3.

Se observa que, para la prueba con carga cuadrática, la mayor cantidad de muestras necesarias fue de 6, mientras que, en el caso de la carga lineal, se requirió únicamente una muestra. No obstante, con el objetivo de preservar una distribución de datos más cercana a la normal y garantizar una base estadística uniforme, se decidió realizar seis repeticiones

Tabla 5.3: Muestras necesarias para validación del error promedio entre HIL y planta [Elaboración propia].

Margen de error	Configuración	Variable	Desv. Estándar	Muestras (n)
0,50%	Torque cuadrático (70%)	Torque	0,2742	2
		Velocidad	0,6023	6
	Torque cuadrático (50%)	Torque	0,5417	5
		Velocidad	0,1231	1
	Torque lineal (50%)	Torque	0,1960	1
		Velocidad	0,0701	1

Tabla 5.4: Valores de error medio absoluto y porcentual obtenidos para el torque y velocidad para las 3 configuraciones de carga [Elaboración propia].

Configuración	Medición	Torque		Velocidad	
		Error medio absoluto (Nm)	Error medio porcentual (%)	Error medio absoluto (rpm)	Error medio porcentual (%)
Torque cuadrático (70%)	1	0,0515	0,74	1,5864	0,16
	2	0,0931	1,35	7,8123	0,78
	3	0,0678	0,98	2,5165	0,25
	4	0,0839	1,21	1,5864	0,16
	5	0,0715	1,03	10,0529	1,01
	6	0,08	1,15	2,1572	0,22
Torque cuadrático (50%)	7	0,0582	1,16	1,6023	0,16
	8	0,1125	2,22	4,1508	0,41
	9	0,0649	1,31	1,7654	0,18
	10	0,1173	2,31	3,9582	0,39
	11	0,0697	1,41	1,699	0,17
	12	0,1098	2,18	4,0891	0,41
Torque lineal (50%)	13	0,0923	1,84	2,0156	0,2
	14	0,0771	1,51	0,7883	0,08
	15	0,0695	1,39	0,6241	0,06
	16	0,0884	1,75	2,2037	0,22
	17	0,0812	1,62	1,1275	0,11
	18	0,0738	1,46	2,0124	0,2

para cada configuración de carga.

Los valores de error obtenidos en la comparación entre la planta en tiempo real (RT Box) y la simulación en HIL se presentan en la tabla 5.4, donde se detallan tanto los errores medios absolutos como porcentuales para el torque y la velocidad, en cada una de las 18 pruebas ejecutadas.

Ya con estos resultados individuales, la tabla 5.5 presenta los errores medios porcentuales promedios por tipo de carga, así como el promedio total considerando todas las pruebas realizadas.

De acuerdo con estos resultados, ninguno de los valores promedio de error, tanto en torque como en velocidad, supera el umbral establecido en la métrica 9. Además, todos los casos se mantuvieron por debajo del 5%, considerado como valor ideal de referencia. Por

Tabla 5.5: Promedio de error medio porcentual obtenidos para el torque y velocidad para las 3 configuraciones de carga [Elaboración propia].

	Torque	Velocidad
Configuración	Error medio (%)	Error medio (%)
Torque cuadrático (70%)	1,0767	0,43
Torque cuadrático (50%)	1,7650	0,2867
Torque lineal (50%)	1,5953	0,1451
Total	1,4789	0,2872

tanto, se valida que el sistema HIL implementado presenta una discrepancia mínima respecto al comportamiento esperado de la planta real, lo cual confirma la precisión y viabilidad de la estrategia de emulación de cargas dinámicas para distintos perfiles de operación del dinamómetro.

Análisis gráfico: Se realizaron las gráficas correspondientes a las tres configuraciones de carga consideradas: torque lineal al 50% de la velocidad nominal (fig. 5.6), torque cuadrático al 50% de la velocidad (fig. 5.7) y torque cuadrático al 70% (fig. 5.8). Cada figura muestra tres curvas:

- Curva azul: datos adquiridos en tiempo real desde ControlDesk a través de la MicroLabBox, incluidos el ruido y las pequeñas oscilaciones propias del controlador al interactuar con la planta física.
- Curva roja: medición directa en el RT Box, donde además de las variaciones del controlador se aprecian perturbaciones mecánicas y eléctricas características del motor real.
- Curva verde: resultado de la simulación completa en PLECS, libre de ruido y perturbaciones, que sirve como referencia teórica si los controladores están correctamente sintonizados y se respetan los límites de corriente y tensión.

En todas las configuraciones, una vez alcanzada la velocidad de referencia, el torque se estabiliza en un valor próximo al porcentaje de carga deseado. Este nivel de torque confirma que tanto la emulación HIL como la simulación pura reproducen fielmente el comportamiento previsto por el modelo dinámico, validando así la precisión del sistema bajo distintos perfiles de carga.

Además, al aplicar un porcentaje concreto de $T_{e,max}$ (por ejemplo, el 50% o el 70%), el torque no decae a cero tras alcanzar la velocidad de referencia, sino que se mantiene constante. Esto ocurre porque, aunque la aceleración sea nula, el motor debe seguir generando par para contrarrestar las resistencias del sistema: fricción en rodamientos, rozamiento interno, diversas pérdidas y las pequeñas variaciones propias de la emulación de carga.

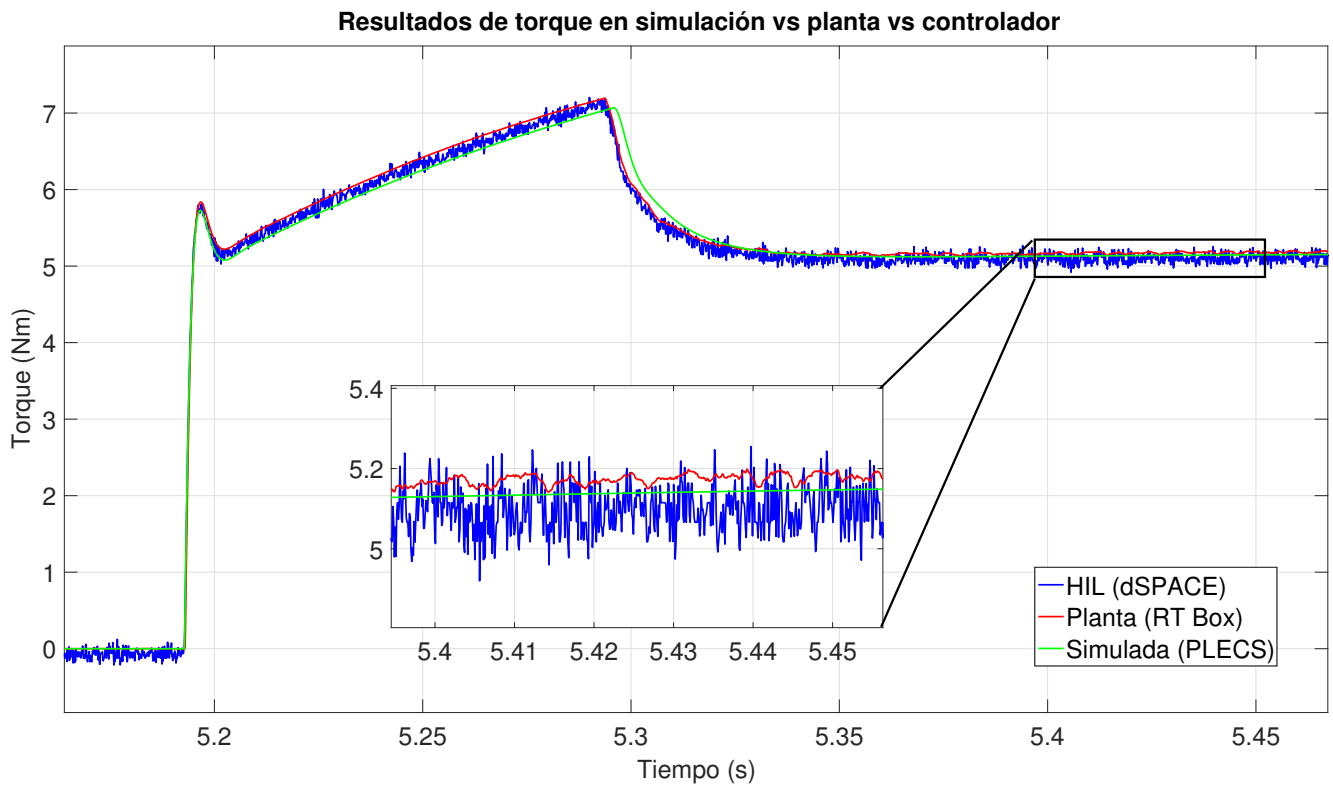


Figura 5.6: Curvas de torque lineal en función del 50% de la velocidad en simulación, planta y controlador [Elaboración propia].

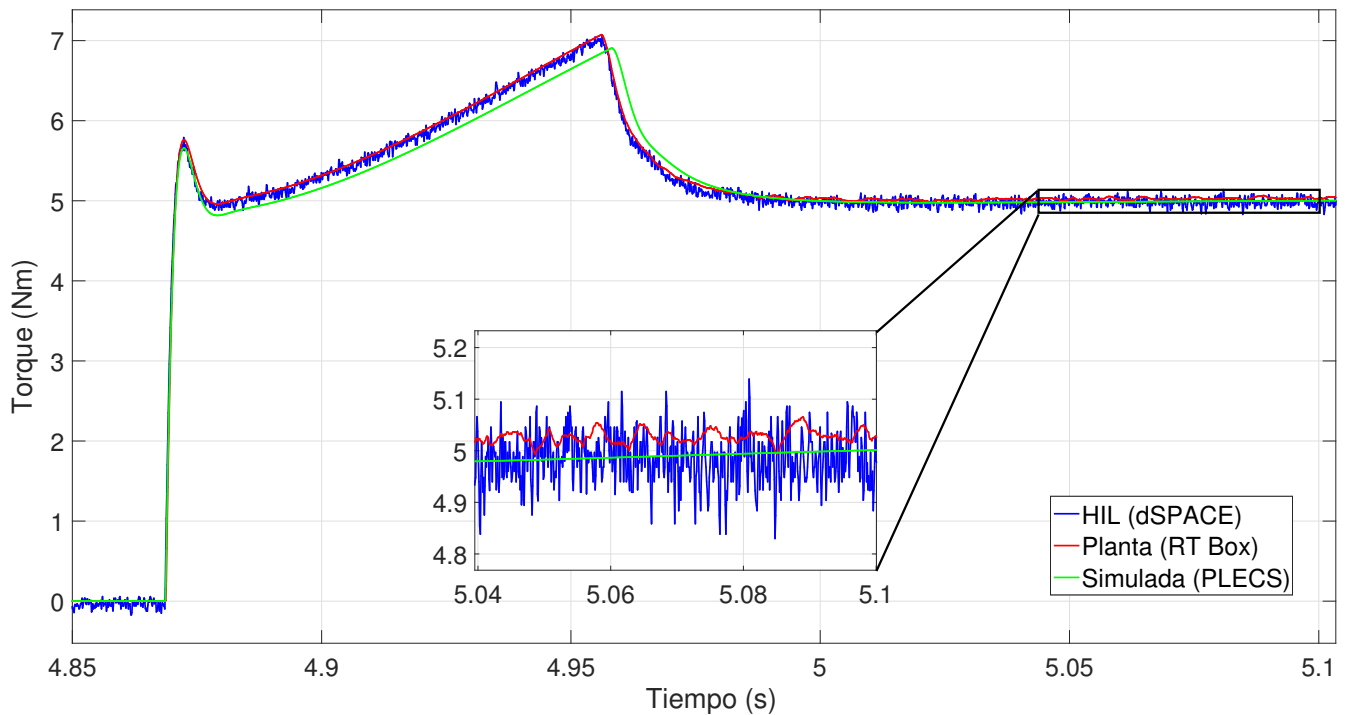


Figura 5.7: Curvas de torque cuadrático en función del 50% de la velocidad en simulación, planta y controlador [Elaboración propia].

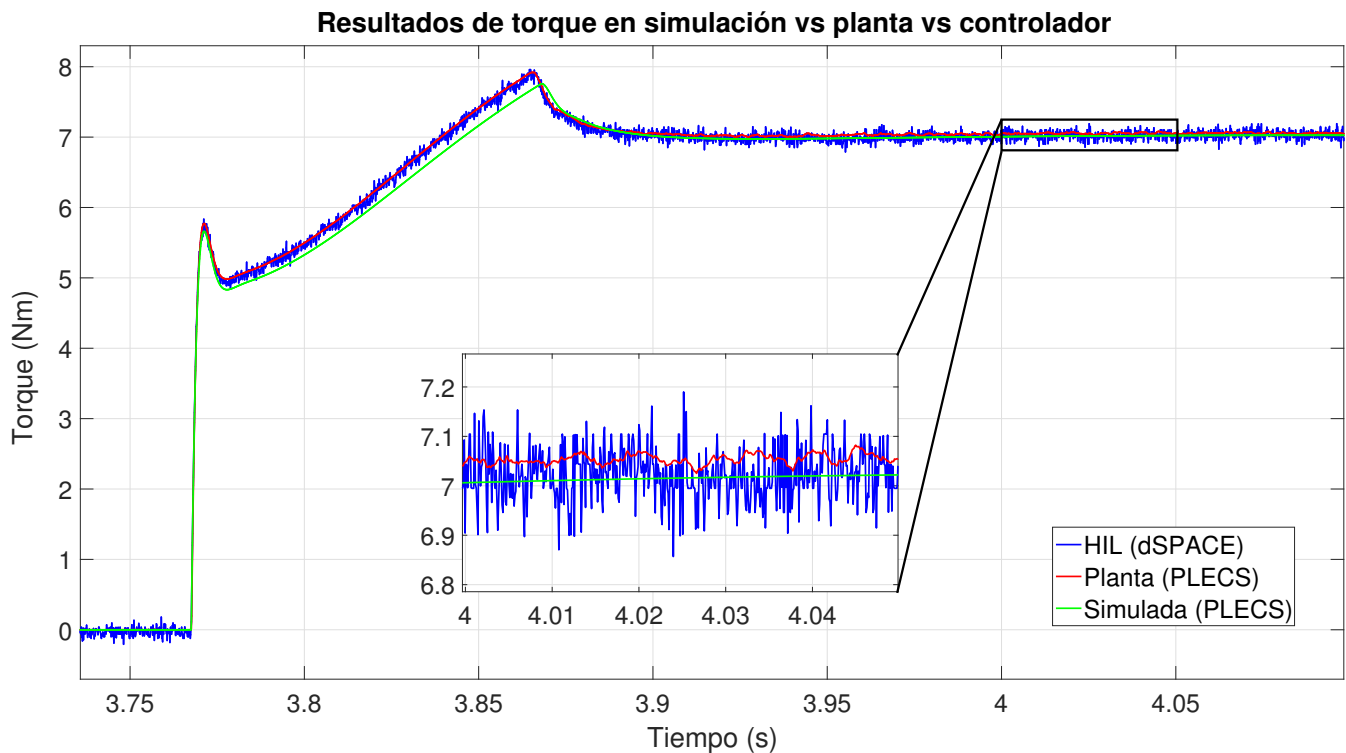


Figura 5.8: Curvas de torque cuadrático en función del 70% de la velocidad en simulación, planta y controlador [Elaboración propia].

Como se aprecia en las figuras 5.9 y 5.10, tanto con carga lineal como con carga cuadrática la velocidad alcanza los 1000 rpm. En HIL (MicroLabBox), en la planta real (RT Box) y en la simulación (PLECS), el comportamiento es prácticamente idéntico, si bien cada curva conserva las pequeñas diferencias propias de su origen, como se describió anteriormente. Al ampliar el recuadro, se ve que la señal azul (MicroLabBox), la roja (RT Box) y la verde (PLECS) coinciden en su evolución, y que el tiempo de estabilización en todos los casos es inferior a 500 ms, un resultado muy favorable para la estabilidad del dinamómetro.

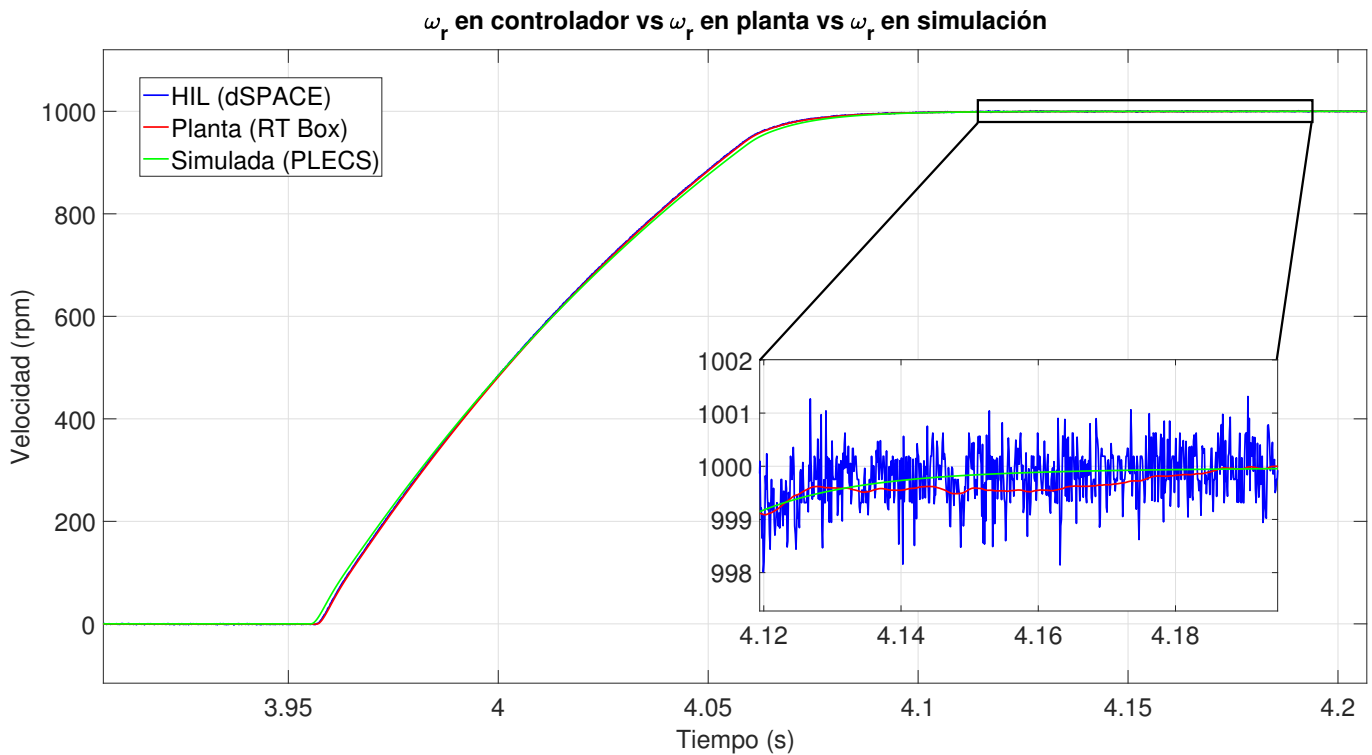


Figura 5.9: w_r medida en controlador vs w_r medida en planta vs w_r simulada, para una carga lineal [Elaboración propia].

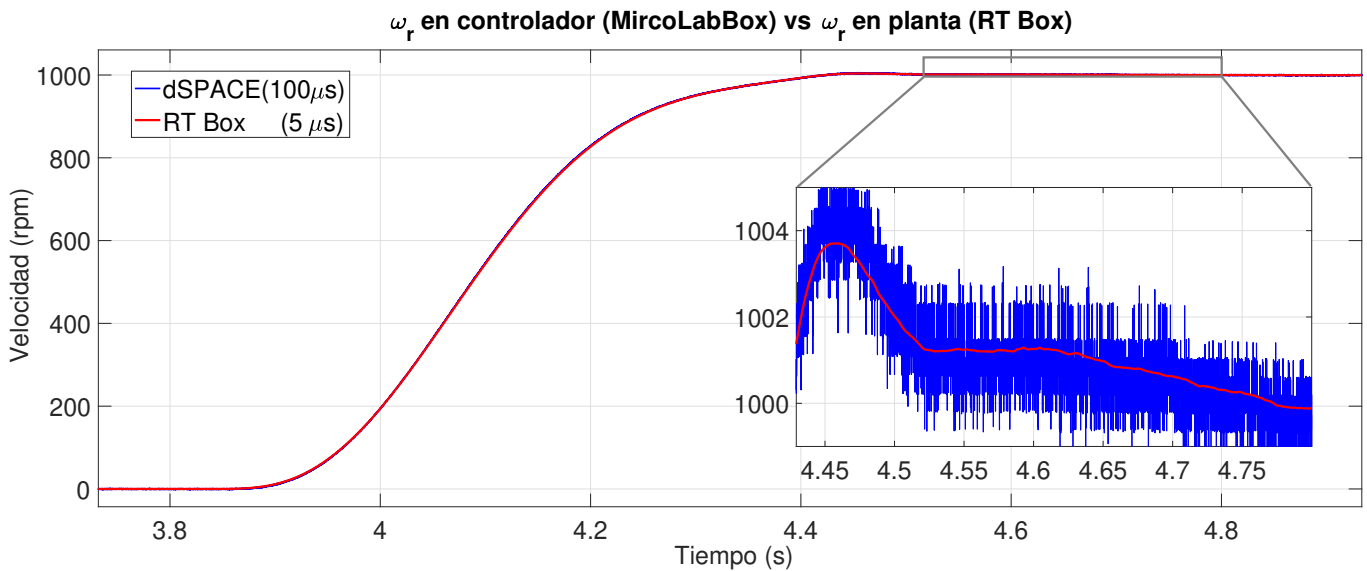


Figura 5.10: w_r medida en controlador (MicroLabBox) vs w_r medida en planta (RT Box) para una carga cuadrática [Elaboración propia].

Cabe destacar que la curva roja de la figura 5.10 refleja con mayor fidelidad el comportamiento real de la velocidad rotacional en el eje del dinamómetro durante ese intervalo de tiempo, ya que corresponde directamente a la salida de la planta que simula el comportamiento de una real. Es importante señalar que los tiempos de muestreo de ambas señales

fueron distintos: en este caso, el controlador fue ejecutado al doble de frecuencia que la planta simulada. Esto implica que el procesador de la MicroLabBox actualiza sus cálculos con mayor frecuencia que la RT Box actualiza el modelo de planta, lo cual es una práctica común en sistemas HIL para reducir errores de discretización y garantizar una correcta interacción entre el sistema de control y la planta emulada. Esta diferencia en las frecuencias de muestreo permite capturar con mayor precisión las transiciones dinámicas desde el lado del controlador, incluso si la planta, al tratarse de un modelo continuo discretizado, no se actualiza tan frecuentemente.

Adicionalmente, como se observa en la gráfica ampliada, el pico máximo registrado alcanza un sobreimpulso menor al 1%, lo que confirma que el sistema de control cumple con los criterios de desempeño establecidos para esta variable.

Mediante la extracción de datos desde la planta simulada en el HIL, es posible verificar el comportamiento dinámico del sistema. En la figura 5.11, se presentan dos gráficas: a la izquierda, la velocidad en rpm; y a la derecha, el torque cuadrático emulado en el eje del dinamómetro. En ambas señales, se observa que la estabilización se alcanza aproximadamente a los 5,05 segundos, dentro de un margen reducido de error. Esto respalda la coherencia temporal del sistema y permite concluir que la planta presenta un comportamiento dinámico adecuado en condiciones de operación.

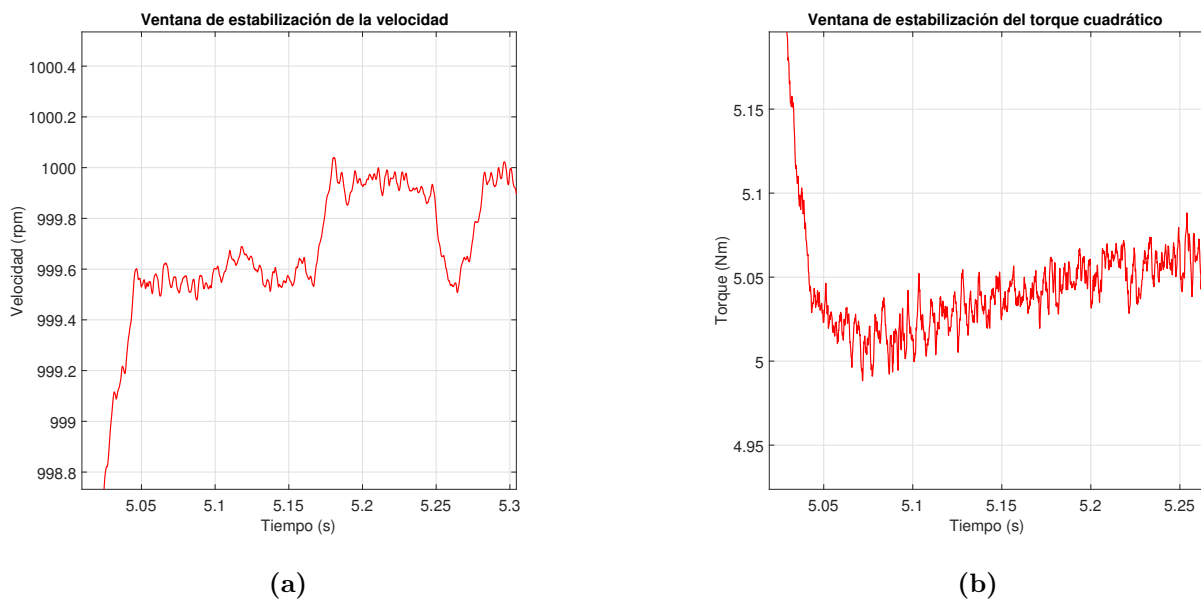


Figura 5.11: Ventana de estabilización en la planta del HIL, en RT Box, (a) velocidad rotacional y (b) torque cuadrático [Elaboración propia].

Como complemento, la figura 5.11a muestra un segmento de la emulación ejecutada en el RT Box. Aunque la velocidad nominal se mantiene próxima a las 1000 rpm, se evidencian pequeñas fluctuaciones y ruidos en la señal. Estas variaciones reflejan el comportamiento propio de una planta física, en la que las mediciones no son perfectamente continuas y están sujetas a perturbaciones externas.

Preparación y separación entre planta y controlador: Por otro lado, y considerando la separación clara entre la planta y el controlador junto con los resultados obtenidos, se confirma el cumplimiento de la métrica 6 (grado de preparación para implementación a escala de planta). A continuación se presentan los cuatro factores clave, cada uno valorado de 0 a 100 puntos. El promedio de estas puntuaciones supera el umbral de 80 puntos:

Tabla 5.6: Puntuaciones para la métrica 6 [Elaboración propia].

Factor	Puntuación
Disponibilidad de hardware y conectividad	95
Fidelidad del controlador (seguimiento de referencia)	80
Pruebas con distintos parámetros mecánicos	85
Calidad de recepción de señales, orientación y cálculo de ángulo	80
Valor promedio	85

- **Disponibilidad de hardware y conectividad:** Reservas anticipadas del RT Box y MicroLabBox, pruebas de loop-back en todos los canales I/O y buena comunicación garantizan que las pruebas en planta no se interrumpen por errores de equipo. Además se garantizó contar con las respectivas placas para las señales y FPGA para implementaciones de inversores.
- **Fidelidad del controlador:** Errores estacionarios bajos y tiempos de asentamiento que no exceden un tiempo grande en los lazos de control evidencian un ajuste óptimo del control vectorial, listo para la planta real.
- **Pruebas con distintos parámetros mecánicos:** Ensayos variando inercia, coeficiente de fricción y cargas demuestran que el emulador de planta resiste condiciones mecánicas diversas sin perder estabilidad.
- **Calidad de recepción de señales, orientación y cálculo de ángulo:** Muestreo determinista, escalado correcto de magnitudes y cómputo fiable de θ_s , aseguran que la transición a planta física mantenga la misma precisión en la generación y medida de señales.

Cabe señalar que la emulación completa de una carga o perfil requeriría la integración del convertidor de potencia y la etapa de digitalización de señales. Por ello, la validación de la métrica 6 corresponde únicamente a la etapa de control y emulación de una carga, antes de incorporar dichas etapas de potencia.

Dado que el índice promedio es 85, el sistema cuenta con la suficiente preparación para la implementación a escala de planta en su fase inicial de control HIL.

5.2.2 Prueba de concepto: Comparación de resultados experimentales en HIL con resultados del artículo

El objetivo de esta prueba de concepto es demostrar que la plataforma HIL reproduce con fidelidad perfiles de carga publicados en la literatura técnica [14]. Para ello se selecciona un perfil representativo y se compara, punto a punto, el par obtenido en la simulación con el par reportado en el artículo. El análisis se basa el error medio entre el par experimental obtenido mediante las mediciones del HIL y el de referencia. En este caso se considera que la emulación es apta cuando el error es $\leq 20\%$ o ideal cuando es $\leq 15\%$.

Carga lineal con J_{em} y B_{em}

Para esta prueba de validación, se tomó como referencia un artículo técnico en el cual los motores utilizados para la emulación de cargas son distintos al motor de inducción considerado en la simulación del presente proyecto. Por esta razón, fue necesario ajustar algunos parámetros del sistema para asegurar una mejor correspondencia con los resultados esperados de la emulación.

Los valores utilizados para el motor de inducción (MI) en esta prueba fueron los siguientes:

- Inercia total en el eje: $J = 0,0035 \text{ kgm}^2$
- Coeficiente total de fricción viscosa: $B = 0,0007 \text{ Nms}$

La carga a emular corresponde a un modelo lineal, definido por la siguiente función de transferencia:

$$\frac{\omega_r(s)}{T_e(s)} = G_{em}(s) = \frac{1}{J_{em}s + B_{em}} \quad (5.2)$$

Cabe destacar que el artículo de referencia implementa el dinamómetro bajo control de velocidad. Sin embargo, para su correcta integración en el presente sistema como una carga dependiente del torque, fue necesario transformar la expresión a una función directa del torque en el dominio del tiempo, expresada como la ecuación 2.3.

Considerando esta relación, en el entorno Simulink se implementó el modelo correspondiente en la sección de carga emulada, mediante el bloque ilustrado en la figura 5.12. La inercia J_{em} fue ajustada de forma paramétrica para analizar distintos escenarios, según los requerimientos de validación establecidos.

Comparación de resultados

Los resultados experimentales obtenidos se muestran en las figuras 5.13 y 5.15, donde se comparan las respuestas de torque y velocidad para tres condiciones distintas de inercia

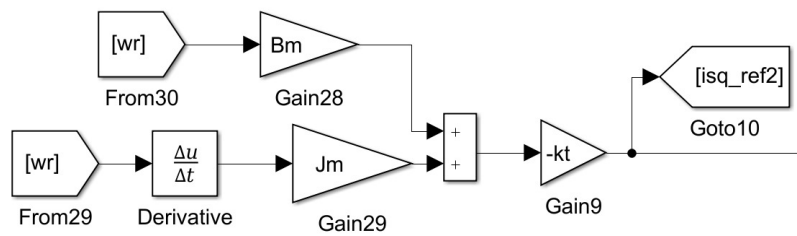


Figura 5.12: Bloque de carga de emulación de referencia [Elaboración propia].

emulada: igual a la del motor de prueba (J), cuatro veces dicha inercia ($4J$) y diez veces ($10J$).

En la figura 5.13 se muestra la comparación de las curvas de respuesta del torque de carga: tres correspondientes a los resultados experimentales en HIL (J_{HIL} , $4J_{HIL}$ y $10J_{HIL}$), y tres extraídas del artículo de referencia (J_{ref} , $4J_{ref}$ y $10J_{ref}$), para las tres condiciones de inercia emulada. Dado que estas últimas no estaban disponibles en formato digital, se realizó una extracción manual de puntos con igual intervalo de tiempo utilizando herramientas gráficas, lo que permitió su reconstrucción en MATLAB para una comparación precisa.

Se observa inicialmente que, tras el sobreimpulso inicial, el torque se estabiliza alrededor de los 4,2 Nm. En el recuadro ampliado se aprecian pequeñas oscilaciones, atribuibles a las características propias de un entorno HIL, como la discretización del modelo y la conversión analógica-digital de señales. Como referencia, la figura 5.14 presenta la curva extraída de la literatura técnica empleada como base comparativa, en la cual se evidencia un comportamiento análogo en la evolución del torque frente a variaciones en la inercia del sistema.

Cabe señalar que se ajustaron los parámetros del sistema para alcanzar una velocidad de referencia de 1000 rpm, con el fin de replicar las condiciones del estudio comparativo y facilitar la validación del tiempo de establecimiento. La comparación se realizó tanto con los resultados experimentales como con las simulaciones realizadas en el entorno HIL.

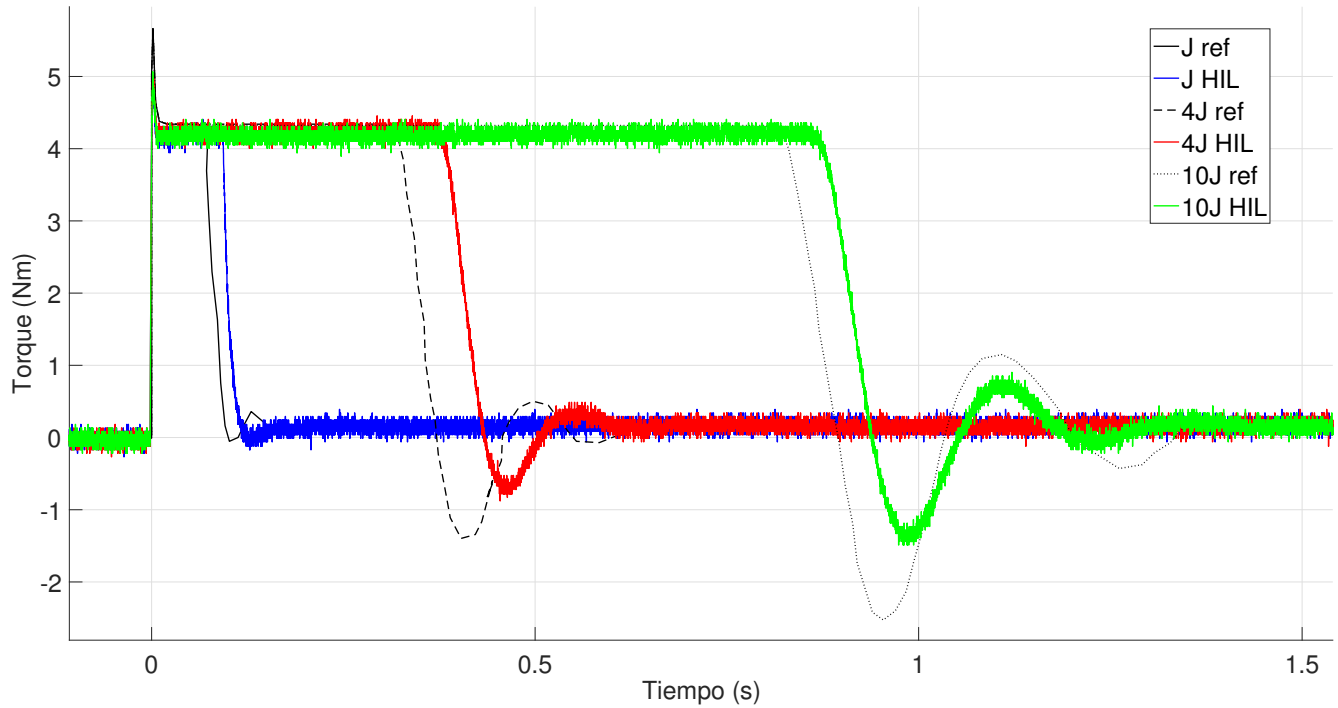
Comparación de respuestas de torque de carga entre HIL y resultados de referencia para $J_{em} = J, 4J$ y $10J$.

Figura 5.13: Respuestas de torque de carga en HIL comparadas con el artículo de referencia para $J_{em} = J, 4J$ y $10J$ [Elaboración propia].

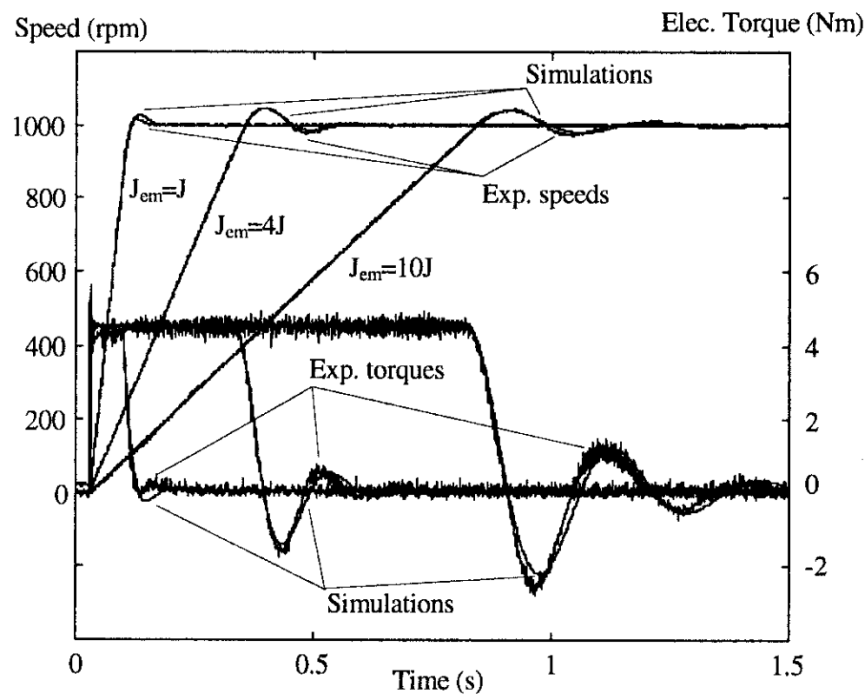


Figura 5.14: Respuestas simuladas y experimentales de torque y velocidad para $J_{em} = J, 4J$; y $10J$ en artículo de referencia [14].

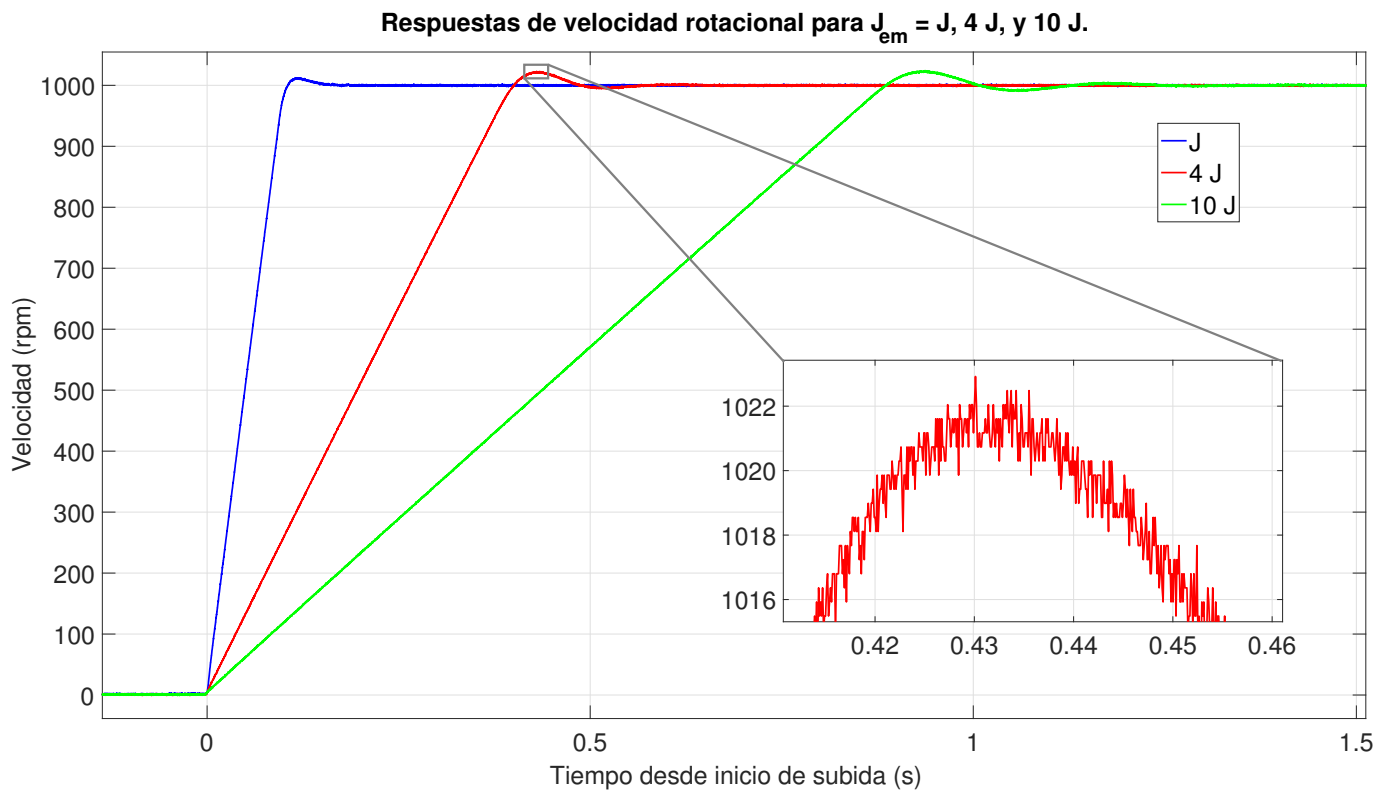


Figura 5.15: Curvas de respuestas de velocidad rotacional para $J_{em} = J; 4J; \text{ y } 10J$ [Elaboración propia].

La figura 5.15 complementa este análisis al mostrar las curvas de velocidad rotacional medidas en el eje compartido por ambas máquinas. Como se observa, la curva azul (inercia J) alcanza más rápidamente la velocidad objetivo, mientras que las curvas correspondientes a $4J$ (roja) y $10J$ (verde) presentan tiempos de establecimiento progresivamente mayores. Este comportamiento concuerda con lo esperado desde un punto de vista físico: a mayor inercia aplicada como carga, se requiere un mayor esfuerzo de control y más energía para alcanzar la referencia.

El tiempo de asentamiento coincide con el intervalo en que el sistema opera al torque máximo, como se observa también en la figura 5.13. Por otro lado, el recuadro ampliado de la figura 5.15 muestra que el sobreimpulso no supera el 2%, lo que sugiere una implementación robusta y confiable para posteriores ensayos con el dinamómetro físico.

Según la gráfica obtenida directamente del artículo de referencia, mostrada en la figura 5.14, se procedió a validar el comportamiento del sistema mediante la comparación del error medio entre las curvas obtenidas experimental y teóricamente.

Una vez alineadas temporalmente las curvas de la figura 5.13, se procedió al cálculo del error medio para cada caso. Los resultados de esta comparación se resumen en la tabla 5.7. Tal como se observa, en ninguno de los casos el error medio supera el 20%; y al analizar el comportamiento de la métrica 10 mostrado en la tabla 3.2, el valor ideal se estableció en un 15% de error. Para esta prueba no se consiguió el valor ideal pero si cumple con el valor

marginal establecido en un 20%. Lo que está por debajo del umbral máximo establecido según la métrica establecida en la metodología para considerar la prueba como válida.

Tabla 5.7: Tabla comparativa entre resultados en HIL y artículo [Elaboración propia].

Curvas	Diferencia (Nm)	% de diferencia
J	0,1704	14,76%
4J	0,3369	17,01%
10J	0,5026	19,89%
Promedio		17,2%

Por otro lado, si bien las condiciones de simulación y los parámetros de las máquinas no son idénticos a los del artículo original, se observa que las curvas experimentales siguen una dinámica similar. Aunque existen pequeños desfases en los tiempos de estabilización, el sobreimpulso obtenido en las pruebas con HIL es menor, y la forma de las curvas es coherente con la referencia teórica. Esto permite asegurar que, para este caso de carga lineal, la dinámica de la carga fue correctamente emulada.

Influencia de los parámetros mecánicos: La inercia total del conjunto de motores es uno de los factores que más influye en la respuesta dinámica ante variaciones de consigna. A mayor inercia J , mayor oposición al cambio de velocidad angular [10], lo que alarga el tiempo que tarda el sistema en alcanzar el valor de referencia. Dado que la componente de corriente en cuadratura i_{sq} es la encargada de generar el torque, su arranque también se ralentiza conforme crece J [51]. En la práctica, esto se traduce en un mayor tiempo de asentamiento tanto de la velocidad ω_r como de la corriente de par i_{sq} , y en la necesidad de que el torque se mantenga elevado durante ese periodo.

En esta misma prueba se evaluó la variación del coeficiente de fricción B , pero los cambios observados en el comportamiento dinámico fueron prácticamente insignificantes. Esto se explica porque los valores de B empleados son bajos en relación con la inercia total, de modo que su efecto amortiguador introduce solo leves matices en la oscilación, sin alterar de forma apreciable el tiempo de asentamiento ni el pico de sobreimpulso.

Además, al disponer de un modelo HIL en el que J y B pueden ajustarse de forma configurable, se verifica el cumplimiento de la métrica 8 de “ajuste de parámetros mecánicos”, pues permite adaptar la plataforma a distintos escenarios de inercia y fricción, facilitando futuras extensiones del hardware con características variables.

5.3 Confirmación de validaciones y métricas

Finalmente, en la tabla 5.8 se presentan de forma consolidada los resultados obtenidos a partir de las validaciones realizadas, en comparación con los valores de referencia definidos previamente en las métricas de desempeño. Esta tabla permite verificar el grado de cumplimiento alcanzado respecto a los valores ideales y marginales establecidos en función de los

requerimientos del cliente y de la metodología seguida. Con ello, se confirma la validez de los resultados experimentales y su correspondencia con los criterios definidos para el diseño del sistema.

Tabla 5.8: Resultados obtenidos de acuerdo con las métricas establecidas [Elaboración propia].

Núm. métrica	Métrica	Unidades	Valor marginal	Valor ideal	Valor obtenido	Cumplimiento
1	Cantidad de perfiles de carga implementables	Cantidad	≥ 2	≥ 4	3	Cumple
2	Error de estacionario medio en los lazos de control	Porcentaje	≤ 5	≤ 2	0,4849	Cumple
3	Tiempo de estabilización en los lazos de control	ms	≤ 500	≤ 200	61,2	Cumple
4	Adaptabilidad a equipos existentes	Binario	Sí	Sí	Sí	Cumple
5	Ejecuciones completadas en tiempo real sin errores o "overruns"	Porcentaje	≥ 98	≥ 99	100	Cumple
6	Precisión de comunicación en HIL	Porcentaje	≥ 90	≥ 95	95	Cumple
7	Índice de preparación para implementaciones futuras de planta	Escala	≥ 80	≥ 90	85	Cumple
8	Parámetros ajustables	Binario	Sí	Sí	Sí	Cumple
9	Error medio porcentual entre curvas simuladas y en HIL	Porcentaje	≤ 15	≤ 5	1.48	Cumple
10	Nivel de estabilidad en régimen permanente	Nivel	2	3	3	Cumple
11	Desviación máxima en par-velocidad según referencia	Porcentaje	≤ 20	≤ 15	17.22%	Cumple

Capítulo 6

Análisis económico

En este capítulo se presenta un análisis económico detallado del proyecto, con el propósito de demostrar la viabilidad de la solución propuesta y los beneficios que representa para el laboratorio. Se consideran los costos asociados a su implementación, incluyendo el desarrollo, las pruebas y la integración del sistema, así como los beneficios desde una perspectiva de eficiencia, aprovechamiento de recursos y proyección científica.

A diferencia de proyectos productivos tradicionales, en este caso no resulta viable establecer una relación directa entre los gastos de implementación y una ganancia económica futura. Sin embargo, la solución planteada permite una mejora significativa en términos de costos operativos, viabilidad experimental y valor estratégico para el desarrollo de investigación.

Uno de los principales impactos económicos se relaciona con la reducción en la necesidad de realizar pruebas sobre hardware físico. Muchas de las pruebas que se desean ejecutar, como perfiles de carga para turbinas eólicas, grúas o sistemas de tracción, no pueden replicarse físicamente en un entorno de laboratorio, ya sea por razones de seguridad, escala o costos. La emulación en tiempo real permite reproducir estas condiciones de forma controlada y segura, eliminando la necesidad de montar instalaciones físicas costosas o difíciles de ajustar.

Otro aspecto económico relevante es el ahorro en tiempo y recursos humanos. La plataforma desarrollada en este proyecto está pensada como una solución multipropósito que puede ser reconfigurada fácilmente para validar distintos tipos de convertidores, estrategias de control o perfiles de carga, con algunas modificaciones extra al entorno de simulación. Para la ejecución del proyecto se consideró necesario una inversión de 40 a 45 horas semanales por 15 semanas de ejecución del proyecto, quitando el tiempo en el cual no se trabajó con el equipo y se dió el enfoque principal en la investigación de los modelos para el sistema de control del dinamómetro. En la tabla 6.1 se muestran los valores de depreciación del equipo utilizado por 5 meses del proyecto, incluida la prórroga. En esta se puede notar que se realizó una división el tiempo y se estimó el costo de uso del equipamiento aplicando una depreciación lineal con un valor residual del 10%. Se llegó a un costo proporcional aproximado de 1262 USD.

Tabla 6.1: Valores de depreciación del equipo en la plataforma propuesta [Elaboración propia].

Equipo	Valor compra (USD)	Vida útil (años)	Valor residual (USD)	Depreciación anual (USD)	Semanas de uso	Costo proporcional aproximado(USD)
Computador	700	4	70	157.50	20	61
MicroLabBox	13,000	8	1,300	1,462.50	20	500
RT Box 1	11,200	8	1,120	1,260.00	20	431
Licencia PLECS	640 (anual)	—	—	—	20	270
Total estimado	—	—	—	—	—	1262

Por otro lado, la propuesta permite reducir la dependencia de plataformas de simulación HIL comerciales, que suelen implicar una inversión elevada. En la Tabla 6.2 se presentan algunas de las opciones del mercado, como PLECS RT Box, OPAL-RT y Speedgoat, que si bien ofrecen capacidades avanzadas, tienen precios que pueden superar los 14000 USD o incluso 20000 USD según la configuración. En comparación, la solución desarrollada, basada en el uso de un MicroLabBox de dSPACE y una RT Box de Plexim, permite obtener prestaciones equivalentes o complementarias a un costo significativamente menor. Por ejemplo, según cotizaciones realizadas por investigadores del laboratorio, plataformas especializadas como PLECS RT y OPAL RT pueden alcanzar precios de entre €24.000 (en el caso de un modelo base como PLECS-RT0) y hasta \$70.000 en el caso de plataformas mas avanzadas de OPAL.

Tabla 6.2: Comparación de plataformas HIL comerciales consideradas [Elaboración propia].

Plataforma	Precio aprox. (USD)	Canales E/S	Plataformas de implementación	Observaciones
Speedgoat Baseline RT	~9000	30-60	Nativa	Sistema de entrada; hardware ampliable
PLECS RT Box 1	11 200	32 + 32	Blockset PLECS	Requiere licencia PLECS
OPAL-RT OP4510 (eHS64)	14 200-16 400	64 + 32	RT-LAB	Incluye solver eHS64
dSPACE MicroLabBox	~13 000	>100	RTI / ControlDesk	Licencias básicas incluidas

El detalle del gasto asociado al sistema propuesto se presenta en la Tabla 6.3. Este incluye la adquisición o uso de hardware especializado, como el MicroLabBox y la RT Box 1, además del computador de trabajo y la licencia de software PLECS, la cual abarca un período de cinco meses para el proyecto. Cabe señalar que la licencia de dSPACE ya se encuentra incluida en el equipo y que tanto el computador como los motores pueden reutilizarse en otros trabajos del laboratorio, lo que permite amortizar estos costos en el mediano plazo.

Además, los equipos utilizados para la emulación (MicroLabBox y RT Box 1) no están restringidos exclusivamente a esta aplicación. Gracias a su arquitectura modular y capacidad de reconfiguración, pueden ser reutilizados en diversas implementaciones mediante el ajuste de las conexiones de señal y la carga de nuevos archivos de configuración desde los entornos de software correspondientes.

Tabla 6.3: Desglose de inversión para la plataforma propuesta (horizonte de 5 meses) [Elaboración propia].

Ítem	Cant.	Costo unitario	Sub-total	Tipo de gasto	Observaciones
Computador para la emulación	1	500 USD	500 USD	CapEx	PC multipropósito
dSPACE MicroLabBox	1	12 000€ (\approx 13 000 USD)	13 000 USD	CapEx	Incluye RTI y ControlDesk
PLECS RT Box 1	1	11 200 USD	11 200 USD	CapEx	Módulo base
Analog Break-out Board	1	800 USD	800 USD	CapEx	Tarjeta para comunicación de I/O
Licencia PLECS (acad.)	1	640 USD/año	270 USD	OpEx	5 de 12 meses, (paquete de 10 licencias)
Licencias dSPACE extra	–	–	–	–	Ya incluidas en MicroLab-Box
Total estimado		\approx25 800 USD		Suma redondeada	

Adicionalmente, esta solución ofrece una alta compatibilidad con los entornos de trabajo ya dominados por el equipo del laboratorio, como MATLAB/Simulink y ControlDesk, lo que evita incurrir en gastos asociados a capacitación o licencias adicionales.

Finalmente, desde la perspectiva de producción académica, la implementación de esta plataforma abre nuevas posibilidades para el desarrollo de investigaciones más robustas, permitiendo validar algoritmos de control en condiciones dinámicas cercanas a la realidad, y aumentando la calidad y replicabilidad de los resultados. Esto representa un valor agregado en términos de publicaciones científicas, tesis y colaboraciones externas.

En conjunto, los costos asociados al sistema propuesto son considerablemente más bajos que los de las plataformas comerciales, manteniendo un alto nivel de funcionalidad, flexibilidad y realismo. Todo esto permite concluir que la solución desarrollada es económicamente viable y estratégica para el fortalecimiento de las capacidades experimentales del laboratorio.

Capítulo 7

Conclusiones y Recomendaciones

7.1 Conclusiones

- Se logró implementar un modelo de control para el dinamómetro basado en la estrategia de control vectorial indirecto, permitiendo el desacople de las corrientes d y q para un control eficiente del par.
- Mediante la evaluación en el HIL, se obtuvo un tiempo de estabilización de 61,2 milisegundos y un error en estado estacionario de 0,48 % en el sistema de control, cumpliendo con los valores objetivos definidos en la metodología.
- Se validó la emulación de cargas en el entorno HIL mediante la comparación entre curvas de torque-velocidad obtenidas en simulación y aquellas registradas en las pruebas experimentales, con un error medio de aproximadamente 1,5 %.
- La solución desarrollada ofrece una alternativa económicamente viable frente a plataformas HIL comerciales, con una alta compatibilidad entre herramientas ya utilizadas en el laboratorio.
- Se logró replicar y validar el sistema bajo tres perfiles de carga, tanto lineales como no lineales, lo cual demuestra su capacidad de adaptación a escenarios futuros.

7.2 Recomendaciones

- Se recomienda implementar la modulación según el convertidor que se quiera probar mediante la digitalización directamente en la FPGA integrada en la placa del dSPACE.
- Se recomienda el desarrollo de scripts o módulos en MATLAB/Simulink que permitan automatizar la ejecución de pruebas HIL, la recolección de datos y la generación de reportes para reducir tiempos de trabajo.
- Aumentar la cantidad y variedad de perfiles de carga no lineales emulados (por ejemplo, compresores, grúas, o mecanismos con histéresis) con el fin de ampliar la aplicabilidad del sistema.
- Según el tipo de carga a emular, se consideraría la implementación de esquemas de control para otros tipos de máquinas eléctricas en el rol de generador, como los motores de imanes permanentes, especialmente en aplicaciones donde se requiera una respuesta dinámica más rápida, o incluso para motores de inducción de mayor potencia.
- Implementar a futuro, la planta con motores físicos reales, con el objetivo de evaluar la dinámica de los lazos de control utilizando sensores físicos y considerando los tiempos de retardo y respuesta propios del hardware.

Bibliografía

- [1] Universidad de Chile, “Sobre la facultad de ciencias físicas y matemáticas,” 2024, [Accedido: 28 de Feb., 2025]. [En línea]. Disponible: <https://ingenieria.uchile.cl/sobre-la-fcm>
- [2] Universidad de Chile, “Laboratorio de electrónica de potencia, accionamientos y generación distribuida,” 2024, [Accedido: 28 de Feb., 2025]. [En línea]. Disponible: <https://ingenieria.uchile.cl/investigacion/laboratorios/departamento-de-ingenieria-electrica/laboratorio-de-electronica-de-potencia>
- [3] J. I. y. M. H. V. Šlapák, F. Ďurovský, “Emulation of mechanical loads in electric drives – an overview of methods,” 2023, *power Electronics and Drives*, vol. 8, no. 1, pp. 53–64, Ene. 2023. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.2478/pead-2023-0004>
- [4] T. D. S. V. D. S. y. V. F. G. Monteiro, M. Vieira, “Regenerative active electronic load with current, voltage and frequency control for power transformer testing,” 2021, *iEEE Access*, vol. 9, pp. 65319–65329, Ene. 2021. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/access.2021.3075935>
- [5] J. B. y. Y. I. L. K. Lee, J. Lee, “A robust emulation of mechanical loads using a disturbance-observer,” 2019, *energies*, vol. 12, no. 12, pp. 2236–2236, Jun. 2019. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.3390/en12122236>
- [6] MathWorks, “Conceptos básicos de la simulación de hardware-in-the-loop,” 2024, [Accedido: 17 de Mar., 2025]. [En línea]. Disponible: <https://la.mathworks.com/help/simscape/ug/what-is-hardware-in-the-loop-simulation.html>
- [7] Plexim, “Rt box,” 2024, [Accedido: 17 de Mar., 2025]. [En línea]. Disponible: <https://www.plexim.com/nanostep>
- [8] G. Lipari and L. Palopoli, “Real-time scheduling: from hard to soft real-time systems,” 2015, [Accedido: 17 de Mar., 2025]. [En línea]. Disponible: <https://arxiv.org/abs/1512.01978>
- [9] dSPACE, “Hardware-in-the-loop testing,” 2023, [Accedido: 17 de Mar., 2025]. [En línea]. Disponible: <https://www.dspace.com/en/pub/home/applicationfields/fo/hil-testing.cfm>

- [10] Ned Mohan, *Advanced Electric Drives: Analysis, Modeling, Control*, 1st ed. John Wiley and Sons, 2001.
- [11] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, 5th ed. McGraw-Hill, 2012, pp. 230–300.
- [12] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., and S. D. Umans, *Electric Machinery*, 7th ed. McGraw-Hill, 2013.
- [13] G. C. D. Sousa and D. R. Errera, “A high performance dynamometer for drive systems testing,” *Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on, vol. 2, pp. 500–504, 1997, [Accedido: 18 de marzo, 2025].
- [14] G. A. Z. Hakan and J. Clare, “Dynamic emulation of mechanical loads using a vector-controlled induction motor-generator set,” 1999, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 2, pp. 370–379, Apr. 1999. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/41.753776>
- [15] Collins, E. R., & Huang, Y., “A programmable dynamometer for testing rotating machinery using a three-phase induction machine,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 3, pp. 521–527, 1994, [Accedido: 18 de marzo, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/60.326471>
- [16] Rodic, M., Jezernik, K., & Trlep, M., “Dynamic emulation of mechanical loads — position control approach,” *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, 2010, [Accedido: 17 de marzo, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/epepemc.2010.5606527>
- [17] Karol Kyslan, Viliam Fedák, and František Ďurovský, “Design and analysis of torque control for load drive with dynamic emulation,” pp. 299–304, 2017, [Accedido: 18 de marzo, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8216206>
- [18] R. W. Newton, R. E. Betz and H. B. Penfold, “Emulating dynamic load characteristics using a dynamic dynamometer,” *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 95)*, Singapore, vol. 1, pp. 465–470, 1995, [Accedido: 18 de marzo, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/PEDS.1995.404877>
- [19] R. Cardenas, R. Peña, G. G. Asher, J. C. Clare, “Emulation of wind turbines and flywheels using electrical machines,” *Electrical Engineering Department. University of Magallanes, Punta Arenas Chile*, 2001, [Accedido: 25 de abril, 2025].
- [20] F. Bento, J. O. Estima and A. J. Marques Cardoso, “Performance evaluation of three variable speed ac motor drives under different load profiles,” *2018 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, Moscow, Russia, 2018, [Accedido: 25 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/ICIEAM.2018.8728633>

- [21] HBK, Hottinger Bruel and Kjaer, “Torque measurement in wind turbines,” [Accedido: 25 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://www.hbkworld.com/en/knowledge/resource-center/articles/torque-measurement-in-wind-turbines#:~:text=Gear%20units%20convert%20rotational%20speed,according%20to%20the%20gear%20ratio>
- [22] PumpWorks, “Centrifugal pump motor torque-speed curves,” [Accedido: 27 de mayo, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://www.pumpworks.com/centrifugal-pump-motor-torque-speed-curves/>
- [23] C. Xie, J. Ogden, S. Quan and Q. Chen, “Optimal power management for fuel cell-battery full hybrid powertrain on a test station,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 53, pp. 307–320, 2013, [Accedido: 27 de mayo, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2013.05.016>
- [24] S. Srilad, S. Tunyasrirut, and T. Suksri, “Implementation of a scalar controlled induction motor drives,” 2006 SICE-ICASE International Joint Conference, 2006, [Accedido: 18 de marzo, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/sice.2006.314749>
- [25] J. Holtz, “Pulsewidth modulation – a survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, 1992, [Accedido: 19 de marzo, 2025].
- [26] PhD. Ing. Yeiner Arias Esquivel, “Presentación: Convertidores dc/ac,” Curso MT5003 - Electrónica de Potencia Aplicada, Licenciatura en Ingeniería Mecatrónica, Escuela de Ingeniería Mecatrónica, Instituto Tecnológico de Costa Rica, 2025, [Accedido: 19 de marzo, 2025].
- [27] Baibanou Hassania, P. Sicard, and Ba-Razzouk Abdelfattah, “Solutions to typical motor load emulation control problems,” Artículo técnico, ago 2002, [Accedido: 18 de marzo, 2025].
- [28] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice-Hall, 2002.
- [29] J. Alcalá, S. Charre, M. Durán and J. Gudiño, “Análisis del convertidor ca/cd/ca (back to back) para la gestión del flujo de potencia,” *Información Tecnológica*, vol. 25, no. 6, La Serena, 2014, [Accedido: 28 de mayo, 2025]. [En línea]. Disponible: <http://dx.doi.org/10.4067/S0718-07642014000600014>
- [30] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford University Press, 1996.
- [31] Linnéa Rosenbecker, “Vibration attenuation for satellite reaction wheels through the use of field-oriented control,” MSc Thesis, TFRT-6119, Department of Automatic Control, Lund University, 2020, iSSN 0280-5316, Box 118, SE-221 00 LUND, Sweden. [En línea]. Disponible: <https://lup.lub.lu.se/student-papers/record/TFRT-6119>
- [32] H. Van der Broeck, H. C. Skudelny, and G. Stanke, “Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, no. 1, pp. 142–150, 1988, [Accedido: 19 de marzo, 2025].

- [33] Roberto Cárdenas Dobson, MSc., Ph.D., “Presentación de control para un motor jaula de ardilla,” Universidad de Chile, 2022. [En línea]. Disponible: <https://sites.google.com/site/robertocardenasdobson/apuntes-de-asignaturas>
- [34] I. Takahashi and T. Noguchi, “A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986, [Accedido: 18 de marzo, 2025].
- [35] G. Buja, D. Casadei, and G. Serra, “Direct torque control of induction motor drives,” *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '97)*, 1997, [Accedido: 18 de marzo, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/isie.1997.651717>
- [36] K. T. Ulrich and S. D. Eppinger, *Diseño y Desarrollo de Productos*, 5th ed. México: McGraw-Hill, 2013.
- [37] dSPACE GmbH, “MicroLabBox,” 2021, [Accedido: 11 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://www.dspace.com>
- [38] Imperix Ltd., “Fpga pwm modulator implementation,” 2025, [Accedido: 23 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://imperix.com/doc/implementation/fpga-pwm-modulator>
- [39] Ying-Yu Tzou and Hau-Jean Hsu, “Fpga realization of space-vector pwm control ic for three-phase pwm inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 6, pp. 953–963, 1997, [Accedido: 23 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/63.641493>
- [40] Werner Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 3rd ed., ser. Power Systems. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-56649-3>
- [41] F. Khoucha, K. Marouani, A. Haddoun, A. Kheloui and M. E. H. Benbouzid, “An improved sensorless dtc scheme for ev induction motors,” pp. 1159–1164, 2007, [Accedido: 23 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2007.383594>
- [42] dSPACE GmbH, “Fpga programming and applications,” 2025, [Accedido: 23 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://www.dspace.com/en/inc/home/applicationfields/foo/fpga.cfm>
- [43] dSPACE GmbH, “Controldesk: Experiment and visualization software,” 2025, [Accedido: 23 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://www.dspace.com/en/pub/home/products/sw/experimentandvisualization/controldesk.cfm>
- [44] Azad Ghaffari, “dspace and real-time interface in simulink,” 2012, [Accedido: 23 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://digitallibrary.sdsu.edu/islandora/object/sdsu%3A2226>

- [45] OPAL-RT Technologies, “Hardware in the loop,” 2024, [Accedido: 11 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://www.opal-rt.com/hardware-in-the-loop/>
- [46] Plexim GmbH, “Rt box control card interface,” 2025, [Accedido: 23 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: https://www.plexim.com/products/rt_box/controlcard_interface
- [47] Marelli Motori, “Three phase squirrel cage induction motors: Ma - a4 - b4 - b5 series, 63 - 400 sizes. technical catalogue,” Catálogo técnico, [Accedido: 26 de marzo, 2025].
- [48] Speedgoat, “Hardware-in-the-loop testing,” 2024, [Accedido: 11 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://www.speedgoat.com/solutions/testing-workflows/hardware-in-the-loop-testing>
- [49] National Instruments, “Sistemas pxi,” 2025, [Accedido: 11 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://www.ni.com/es/shop/pxi.html>
- [50] R. Cárdenas Dobson, “Apuntes de fundamentos de control el-4113. versión 3.0,” Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, 2025, [Accedido: 23 de mayo, 2025].
- [51] Peter Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998.
- [52] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th ed. Prentice Hall, 2010.
- [53] K. J. Astrom, L. Rundqwist, “Integrator windup and how to avoid it,” 1989, [Accedido: 23 de mayo, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://cse.lab.imtlucca.it/~bemporad/teaching/controldigitale/pdf/Astrom-ACC89.pdf>
- [54] K. C. Costa, G. A. Machareth, M. F. Santos and P. Mercorelli, “Classical pi controllers with anti-windup techniques applied on level systems: An interesting case study,” 2020, [Accedido: 11 de abril, 2025]. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/MACISE49704.2020.00035>
- [55] J. L. Devore, *Probability and Statistics for Engineering and the Sciences + Enhanced WebAssgn Access*. Brooks/Cole Pub Co, 2017.
- [56] D. C. Montgomery, *Design and Analysis of Experiments*, 9th ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2017.

Apéndice A

Código implementado en Matlab-Simulink

En este apartado se presenta el código en lenguaje Matlab con el que se definen los parámetros de la máquina de inducción, se calculan las constantes necesarias para los controladores PI (tanto de velocidad como de torque) y se establecen los límites de tensión, corriente y velocidad. Además, se definen las constantes de carga que luego se usan en la emulación de carga HIL. Se presenta de igual manera el código comentado para explicar el propósito y la forma es que se integró en las simulaciones y en la plataforma HIL.

```
1
2 %%-----
3 % 1. Diseño del controlador PI para lazo de corriente
4 %   Se asume un margen de amortiguación (xi) y una frecuencia natural (wn)
5
6 f = 100;           % Frecuencia de diseño [Hz]
7 xi = 0.707;       % Factor de amortiguamiento deseado
8 wn = 2 * pi * f;  % Frecuencia natural del lazo [rad/s]
9
10 % Constantes del PI de control de corriente (lazo interno):
11 Kpis = 2 * xi * wn * sigma * Ls - Rs; % Ganancia proporcional del lazo de corriente
12 Kiis = (wn^2) * sigma * Ls;          % Ganancia integral del lazo de corriente
13
14 % Relacion entre Ki y Kp para que el PI cumpla la ecuacion estandar
15 a = Kiis / Kpis; % Para reescritura o sintonia adicional
16
17
18 %%-----
19 % 2. Diseño del controlador PI para lazo de torque (lazo externo de velocidad)
20
21 fw = f / 10;      % Frecuencia de diseño para lazo de torque, 10 veces menor
22                  % que la del lazo de corriente [Hz]
23 ww = 2 * pi * fw; % Frecuencia natural del lazo externo [rad/s]
24
25 % Ganancias del PI para el lazo de torque:
26 Kpw = 2 * xi * ww * J - B; % Ganancia proporcional del lazo de torque
```

```

27     Kiw = (ww^2) * J;           % Ganancia integral del lazo de torque
28
29     % Factor auxiliar:
30     aw = Kiw / Kpw;           % Relacion entre Kiw y Kpw
31
32
33     %%-----
34     % 3. Calculo de corrientes maximas y torque maximo
35     %   ismax: corriente maxima de estator permitida
36     %   isdmax: corriente en el eje d (flujo) limitada
37     %   isqmax: corriente en el eje q limitada por la magnitud total
38
39     ismax = 14.6;
40     isdmax = 5;
41     % Corriente maxima en el eje q para no exceder ismax en magnitud:
42     isqmax = sqrt(ismax^2 - isdmax^2);
43
44     % Torque maximo electrico (Temax)
45     Temax = 1.5 * p * (Lm^2 / Lr) * isdmax * isqmax;
46     Temin = -Temax;
47
48
49     %%-----
50     % 4. Definicion de constantes de carga cuadratica (C1 y C2) y factor kt
51     %   Para la emulacion de carga HIL:
52     %   - C1 se basa en Temax y en la velocidad nominal (1000 rpm)
53     %   - C2 se usa si se requiere un termino lineal de carga (opcional)
54     %   - kt es el factor de conversion de torque a corriente de par en el motor-
55     ↪ dinamometro (M2)
56
57     % Velocidad nominal en rad/s: 1000 rpm -> (1000*2*pi/60)
58     v_nom_rad = 1000 * 2 * pi / 60;
59
60     % Constantes de carga cuadratica
61     % factor de escala para no usar el torque maximo absoluto: 0.5, 0.7
62     C1 = Temax * 0.5 / (v_nom_rad^2);
63     C2 = Temax * 0.7 / (v_nom_rad^2);
64
65     % Constante de carga lineal: C3
66     C3 = Temax * 0.5 / v_nom_rad;
67
68     % Factor de conversion torque -> corriente (para motor de carga):
69
70     kt = 1 / (1.5 * p * (Lm^2 / Lr) * isdmax);
71
72     %%-----
73     % 5. Limites de tension, velocidad y parametros de la carga
74     %   Estos valores se emplean en Simulink/PLEC para saturaciones
75
76     Vmax = 311;               % Voltaje maximo de modulacion
77     Vmin = -Vmax;            % Voltaje minimo

```

78
79



Listing A.1: Ejemplo de código.

Apéndice B

Código implementado en PLECS

En este apéndice se describe el código para la planta en PLECS, simulando la parte real del sistema. Todo corre dentro de RT Box simulando fielmente la planta real. El controlador se ejecuta en dSPACE/MicroLabBox (HIL) y envía, mediante I/O analógicas, la referencia de corriente de par i_{sq2}^* a RT Box. A partir de esa señal, M2 (el dinamómetro virtual) calcula el torque de carga y lo aplica mecánicamente al eje, frenando a M1 según la dinámica deseada.

El siguiente bloque de código en MATLAB define los parámetros de ambos motores (inercia, fricción, inductancias, resistencias, pares de polos) y el tiempo de paso utilizado para la discretización.

```
1  ts = 10e-6; % Paso de discretizacion en simulacion [s]
2
3  %-----
4  % Parametros de la maquina de induccion
5  %-----
6  Ls = 0.139; % Inductancia de devanado de estator [H]
7  Lr = 0.139; % Inductancia de devanado de rotor [H]
8  Lm = 0.135; % Inductancia mutua entre estator y rotor [H]
9  Rs = 0.367; % Resistencia de devanado de estator [Ohm]
10  Rr = 0.533; % Resistencia de devanado de rotor [Ohm]
11
12  J = 0.019; % Inercia del dinamometro [kg*m^2]
13  Jem = 0.08; % Inercia a replicar del articulo (carga virtual) [kg*m^2]
14  B = 0.007; % Friccion viscosa del dinamometro [N*m*s/rad]
15  Bem = 0.008; % Friccion viscosa a replicar del articulo [N*m*s/rad]
16
17  p = 1; % Numero de pares de polos
```

Listing B.1: Ejemplo de código.

Apéndice C

Tablas de resultados

Ver páginas siguientes.

Tabla C.1: Pruebas piloto realizadas por combinación para obtener la varianza de cada variable, prueba de validación 1 [Elaboración propia].

N. prueba piloto	Tiempo Estabilización (s)			Error en Estado Estacionario (%)		
	i_{sd}	i_{sq}	ω_r	i_{sd}	i_{sq}	ω_r
1	0,0078	0,0078	0,1846	0,02	2,02	0,0001
2	0,0080	0,0078	0,1910	0,04	3,34	0,0004
3	0,0078	0,0078	0,1764	0,01	2,82	0,0002
4	0,0079	0,0078	0,1841	0,03	3,42	0,0003
5	0,0079	0,0079	0,1923	0,01	3,71	0,0004
6	0,0077	0,0077	0,1540	0,02	0,43	0,0004
7	0,0080	0,0077	0,1545	0,02	0,24	0,0004
8	0,0080	0,0077	0,1536	0,03	0,79	0,0003
9	0,0078	0,0077	0,1539	0,03	0,31	0,0001
10	0,0078	0,0077	0,1561	0,02	0,78	0,0003
11	0,0079	0,0078	0,1611	0,02	0,69	0,0002
12	0,0080	0,0077	0,1583	0,01	0,71	0,0001
13	0,0078	0,0076	0,1674	0,01	0,69	0,0002
14	0,0076	0,0076	0,1728	0,01	0,75	0,0002
15	0,0079	0,0076	0,1502	0,01	0,89	0,0001
16	0,0079	0,0077	0,1776	0,02	3,62	0,0001
17	0,0077	0,0078	0,1660	0,02	3,9	0,0002
18	0,0078	0,0078	0,1598	0,03	2,89	0,0004
19	0,0077	0,0077	0,1600	0,03	5,39	0,0003
20	0,0078	0,0078	0,1656	0,02	2,47	0,0001
21	0,0079	0,0077	0,1600	0,02	0,37	0,0002
22	0,0078	0,0078	0,1519	0,02	0,35	0,0003
23	0,0080	0,0077	0,1702	0,03	0,36	0,0003
24	0,0079	0,0077	0,2041	0,02	0,26	0,0002
25	0,0076	0,0079	0,1706	0,04	0,17	0,0003
26	0,0079	0,0077	0,1518	0,02	0,23	0,0002
27	0,0078	0,0078	0,1721	0,03	0,52	0,0001
28	0,0077	0,0077	0,1606	0,02	0,17	0,0002
29	0,0078	0,0078	0,1856	0,03	0,38	0,0003
30	0,0078	0,0077	0,1489	0,03	0,54	0,0004
Varianza	1,106E-04	7,572E-05	1,413E-02	8,439E-03	1,484	9,923E-05

Tabla C.2: Pruebas piloto para obtener la desviación estándar del error medio del torque cuadrático (70%), prueba de validación 2 [Elaboración propia].

	Medición	Torque		Velocidad	
		Error medio absoluto (Nm)	Error medio porcentual (%)	Error medio absoluto (rpm)	Error medio porcentual (%)
Torque cuadrático (70%)	1	0,0586	0,84	0,8533	0,09
	2	0,0915	1,32	0,9244	0,1
	3	0,0515	0,74	1,271	0,13
	4	0,0944	1,36	18,256	1,92
	5	0,0493	0,71	4,822	0,49
	6	0,0911	1,31	8,175	1,34
	7	0,0516	0,74	0,7644	0,09
	8	0,0981	1,4	1,4844	0,24
	9	0,0687	0,99	1,6811	0,17
	10	0,0866	1,25	1,8196	0,18
Promedio		0,0743	1,0700	4,1102	0,4581
Desv. estándar		0,0191	0,2742	5,2448	0,6023

Tabla C.3: Pruebas piloto para obtener la desviación estándar del error medio del torque cuadrático (50%), prueba de validación 2 [Elaboración propia].

	Medición	Torque		Velocidad	
		Error medio absoluto (Nm)	Error medio porcentual (%)	Error medio absoluto (rpm)	Error medio porcentual (%)
Torque cuadrático (50%)	1	0,0548	1,1	1,5871	0,16
	2	0,1011	2,02	4,2782	0,43
	3	0,0559	1,12	1,4511	0,15
	4	0,1069	2,14	4,2782	0,43
	5	0,0521	1,05	1,713	0,17
	6	0,104	2,09	1,9435	0,19
	7	0,0668	1,34	1,8207	0,18
	8	0,1236	2,49	4,2149	0,42
	9	0,0725	1,46	1,684	0,17
	10	0,1216	2,45	4,0257	0,4
Promedio		0,0859	1,7260	2,6996	0,2700
Desv. estándar		0,0269	0,5417	1,2322	0,1231

Tabla C.4: Pruebas piloto para obtener la desviación estándar del error medio del torque lineal (50%), prueba de validación 2 [Elaboración propia].

	Medición	Torque		Velocidad	
		Error medio absoluto (Nm)	Error medio porcentual (%)	Error medio absoluto (rpm)	Error medio porcentual (%)
Torque lineal (50%)	1	0,0782	1,54	0,8595	0,09
	2	0,0949	1,86	2,1417	0,21
	3	0,0759	1,49	0,5548	0,06
	4	0,08722	1,8	2,0224	0,19
	5	0,0712	1,4	0,6867	0,07
	6	0,0855	1,68	2,3756	0,24
	7	0,0782	1,54	1,083	0,11
	8	0,0755	1,46	2,294	0,23
	9	0,1048	2,05	0,7324	0,08
	10	0,0795	1,55	2,1839	0,22
Promedio		0,0831	1,6370	1,4934	0,1500
Desv. estándar		0,0097	0,1960	0,7264	0,0701