



Universidad  
de Cádiz

Escuela Superior  
de Ingeniería

TRABAJO DE FIN DE MASTER

MÁSTER EN INVESTIGACIÓN EN INGENIERÍA DE  
SISTEMAS Y DE LA COMPUTACIÓN

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN BANCO  
DE ENSAYOS CON SISTEMA MOTOR-  
GENERADOR DE CORRIENTE CONTINUA  
PARA DISEÑO Y ANÁLISIS DE ALGORITMOS  
DE CONTROL**

AUTOR: JOSÉ BARROSO VARO

Cádiz, abril 2025



Universidad  
de Cádiz

Escuela Superior  
de Ingeniería

TRABAJO DE FIN DE MASTER

MÁSTER EN INVESTIGACIÓN EN INGENIERÍA DE  
SISTEMAS Y DE LA COMPUTACIÓN

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN BANCO  
DE ENSAYOS CON SISTEMA MOTOR-  
GENERADOR DE CORRIENTE CONTINUA  
PARA DISEÑO Y ANÁLISIS DE ALGORITMOS  
DE CONTROL**

DIRECTOR: MANUEL JESÚS LÓPEZ SÁNCHEZ

AUTOR: JOSÉ BARROSO VARO

Cádiz, abril 2025

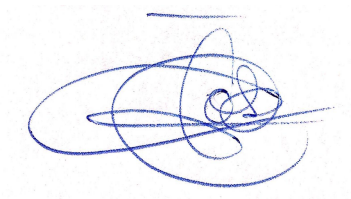
## DECLARACIÓN PERSONAL DE AUTORÍA

José Barroso Varo con DNI 44051808T, estudiante del Master en Investigación en Ingeniería de Sistemas y de la Computación en la Escuela Superior de Ingeniería de la Universidad de Cádiz, como autor de este documento académico titulado “Diseño y construcción de un banco de ensayos con sistema motor-generator de corriente continua para diseño y análisis de algoritmos de control” y presentado como Trabajo Final de Master

DECLARO QUE

Es un trabajo original, que no copio ni utilizo parte de obra alguna sin mencionar de forma clara y precisa su origen tanto en el cuerpo del texto como en su bibliografía y que no empleo datos de terceros sin la debida autorización, de acuerdo con la legislación vigente. Asimismo, declaro que soy plenamente consciente de que no respetar esta obligación podrá implicar la aplicación de sanciones académicas, sin perjuicio de otras actuaciones que pudieran iniciarse.

En Puerto Real, a 15 de abril de 2025



Fdo: José Barroso Varo

# Resumen

---

En el presente trabajo se ha llevado a cabo el diseño y construcción de un banco de ensayos basado en un sistema motor-generador de corriente continua con imanes permanentes, con fines docentes y de investigación. El sistema está formado por dos máquinas eléctricas acopladas mecánicamente, capaces de operar como conjunto motor-generador, y de generar hasta 160 W de potencia.

Se ha realizado el dimensionado de todos los componentes necesarios, incluyendo sensores, instrumentación, carga electrónica regulable y un sistema embebido para la implementación de algoritmos de control. También se han diseñado y fabricado elementos mecánicos mediante impresión 3D para realizar el montaje e integración del sistema.

Como parte fundamental del desarrollo, se ha obtenido un modelo matemático del sistema, basado en el análisis del comportamiento físico de cada uno de sus componentes. Este modelo ha sido clave para entender y predecir la dinámica del conjunto, y ha permitido establecer una base sólida para su control.

Tras el montaje, se ha puesto en marcha el sistema y se ha validado el modelo mediante la comparación entre el comportamiento simulado y el real observado en laboratorio. Esto ha permitido ajustar el modelo teórico con datos experimentales, obteniendo una representación precisa del sistema.

El banco ha servido como plataforma para implementar y validar diversos sistemas de control, como el control de velocidad angular, la regulación de la tensión generada o el control de la potencia entregada a la carga. Además, el sistema se ha integrado con la plataforma de prototipado rápido dSPACE 1104, disponible en el laboratorio GAPSIS (Grupo de Automática, Procesamiento de Señales e Ingeniería de Sistemas), lo que refuerza su aplicabilidad tanto en docencia como en investigación, permitiendo la evaluación de técnicas de control convencionales y avanzadas.

# Abstract

---

This work presents the design and construction of a test bench based on a permanent magnet DC motor-generator system, intended for both educational and research purposes. The system consists of two electrically coupled machines operating as a motor-generator set, capable of generating up to 160 W of power.

All necessary components have been sized and selected, including sensors, instrumentation, a programmable electronic load, and an embedded system for implementing control algorithms. Additionally, mechanical components have been designed and manufactured using 3D printing techniques to facilitate the assembly and integration of the system.

A mathematical model of the system has been developed as a key part of the project, based on the physical behavior of each component. This model has been essential for understanding and predicting the system dynamics, providing a solid foundation for control design.

Once assembled, the system was commissioned and the model was validated by comparing simulated results with real data obtained in the laboratory. This comparison allowed for refining the theoretical model with experimental data, resulting in an accurate representation of the system.

The test bench has served as a platform to implement and validate various control systems, such as angular speed control, voltage regulation, and power delivery control to the load. Additionally, the system has been integrated with the dSPACE 1104 rapid prototyping platform available in the GAPSIS laboratory (Group of Automation, Signal Processing, and Systems Engineering), which enhances its applicability in both teaching and research, enabling the evaluation of conventional and advanced control techniques.



# Índice general

---

<b>1. Introducción general</b>	<b>1</b>
1.1. Introducción . . . . .	1
1.2. Motivación . . . . .	1
1.3. Objetivos . . . . .	2
1.4. Alcance . . . . .	2
<b>2. Estudio previo</b>	<b>3</b>
<b>3. Selección de componentes</b>	<b>6</b>
3.1. Introducción . . . . .	6
3.2. Tipos de motores . . . . .	7
3.2.1. Motores de corriente continua (DC) . . . . .	9
3.2.2. Motores de corriente alterna (CA) . . . . .	11
3.3. Selección combinación motor - generador . . . . .	12
3.3.1. Motor RE-65, reductor y generador RE-65 . . . . .	14
3.3.2. Motor RE-65, reductor, multiplicador y generador RE-65 . . . . .	15
3.3.3. Motor RE-65, reductor, multiplicador y generador RE-50 . . . . .	16
3.4. Características físicas de los motores . . . . .	19
3.5. Acoplador mecánico . . . . .	20
3.6. Controlador de motores . . . . .	21
3.7. Sensores de velocidad angular . . . . .	23
3.7.1. Encoder magnéticos . . . . .	24
3.7.2. Resolvers . . . . .	24
3.7.3. Tacómetros . . . . .	25
3.7.4. Encoders ópticos incrementales . . . . .	26
3.8. Sensores de corriente . . . . .	29
3.8.1. Sensor de corriente efecto hall . . . . .	29
3.8.2. Shunts o Resistencias de Precisión . . . . .	30
3.8.3. Sensores de corriente fluxgate . . . . .	33
3.9. Sensor de tensión . . . . .	35
3.9.1. Divisor de tensión . . . . .	35
3.9.2. Sensor de tensión comercial . . . . .	36
3.10. Fuente de alimentación . . . . .	37
3.11. Carga electrónica . . . . .	38
3.12. Unidad de procesamiento y control . . . . .	40
3.12.1. Raspberry Pi como unidad de procesamiento y control . . . . .	40
3.12.2. NI 6229 como unidad de procesamiento y control . . . . .	41
3.12.3. DS1104 como unidad de procesamiento y control . . . . .	42
<b>4. Modelo matemático de un sistema motor - generador</b>	<b>45</b>
4.1. Introducción . . . . .	45
4.2. Modelo matemático del motor . . . . .	45

4.3.	Modelo matemático del generador . . . . .	47
4.4.	Acoplamiento motor - generador . . . . .	49
4.4.1.	Relaciones entre motor - generador . . . . .	50
4.4.2.	Modelo matemático acoplado . . . . .	51
<b>5.</b>	<b>Diseño de controladores mediante métodos analíticos</b>	<b>55</b>
5.1.	Introducción . . . . .	55
5.2.	Control de velocidad . . . . .	55
5.2.1.	Análisis temporal en lazo abierto . . . . .	57
5.2.2.	Control por asignación de polos . . . . .	62
5.2.3.	Control por síntesis directa . . . . .	70
5.3.	Control de tensión de salida del generador . . . . .	74
5.4.	Control de potencia de salida del generador . . . . .	77
5.4.1.	Linealización del sistema a controlar . . . . .	78
5.4.2.	Diseño del controlador por síntesis directa . . . . .	81
5.4.3.	Comparación con el sistema no linealizado . . . . .	83
<b>6.</b>	<b>Diseño de un controlador en tiempo discreto</b>	<b>85</b>
6.1.	Introducción . . . . .	85
6.2.	Discretización directa del controlador . . . . .	85
6.3.	Diseño mediante discretización del sistema a controlar . . . . .	88
<b>7.</b>	<b>Análisis de robustez del sistema en lazo cerrado</b>	<b>93</b>
7.1.	Introducción . . . . .	93
7.2.	Análisis con respecto a incertidumbre paramétrica . . . . .	93
7.3.	Análisis con respecto a perturbaciones y ruido de medida . . . . .	96
7.3.1.	Perturbación en la carga eléctrica conectada al generador . . . . .	97
7.3.2.	Perturbación en el par de carga . . . . .	98
7.3.3.	Resultado de la combinación de ambas perturbaciones . . . . .	99
<b>8.</b>	<b>Construcción de la planta real</b>	<b>101</b>
<b>9.</b>	<b>Diseño de un controlador basado en la curva de reacción de la planta real</b>	<b>104</b>
9.1.	Introducción . . . . .	104
9.2.	Modelo experimental de la planta . . . . .	104
9.3.	Comparación del modelo estimado experimental de la planta con el modelo analítico . . . . .	110
9.4.	Obtención del controlador por síntesis directa . . . . .	112
9.5.	Resultados de la planta con controlador . . . . .	115
<b>10.</b>	<b>Ajuste experimental de parámetros basado en la curva de reacción</b>	<b>120</b>
10.1.	Introducción . . . . .	120
10.2.	Obtención de la curva de reacción de la planta real . . . . .	120
10.3.	Comparación con el modelo analítico y ajuste paramétrico . . . . .	122
<b>11.</b>	<b>Implementación de un control de potencia en la planta real</b>	<b>129</b>
11.1.	Introducción . . . . .	129

11.2. Actualización de los valores nominales para el punto de operación . . .	129
11.3. Controlador de potencia mediante síntesis directa . . . . .	130
11.4. Implementación en la planta real . . . . .	132
11.5. Diseño de un controlador mediante técnica experimental . . . . .	138
<b>12. Resultados</b>	<b>141</b>
<b>13. Conclusiones</b>	<b>144</b>
13.1. Futuras líneas de investigación . . . . .	144
<b>14. Bibliografía</b>	<b>147</b>
<b>Anexos</b>	<b>150</b>
<b>A. Códigos de Matlab</b>	<b>152</b>
A.1. Código de Matlab para el análisis en lazo abierto del sistema . . . . .	152
A.2. Código de Matlab para simulación en lazo cerrado del controlador de tensión . . . . .	154
A.3. Código de Matlab para el análisis de robustez paramétrico . . . . .	156
A.4. Código de Matlab para el análisis de los resultados experimentales para la tensión de salida del generador. . . . .	159
A.5. Código de Matlab para el análisis de Montecarlo del sistema de control de tensión de salida del generador. . . . .	163
<b>B. Diagramas de simulación en el software Simulink</b>	<b>167</b>
B.1. Diagrama de simulación del modelo matemático del sistema . . . . .	167
B.2. Diagrama de Simulink para análisis en lazo cerrado . . . . .	170
<b>C. Puesta en marcha del banco de ensayos</b>	<b>172</b>

# Índice de figuras

---

2.1. Banco de ensayo con motores DC [1]. . . . .	4
2.2. Banco de ensayo académico [7]. . . . .	4
2.3. Banco de ensayo con motores DC de imanes permanentes [3]. . . . .	5
3.1. Diagrama de conexión de los equipos. . . . .	6
3.2. Representación del helicóptero Ingenuity en Marte. . . . .	7
3.3. Rover Perseverance con helicóptero Ingenuity. . . . .	8
3.4. Tabla de parámetros de los motores RE 65. . . . .	9
3.5. Partes de un motor de corriente continua con escobillas. . . . .	10
3.6. Partes de un motor de corriente continua sin escobillas. . . . .	10
3.7. Partes de un motor de corriente alterna síncrono. . . . .	11
3.8. Partes de un motor de corriente alterna asíncrono o de inducción. . . . .	12
3.9. Tabla con las configuraciones del modelo de motor de Maxon RE-65. . . . .	13
3.10. Tabla con las configuración de reductores planetarios GP-81-A. . . . .	14
3.11. Datos técnicos del reductor planetario GP-81-A. . . . .	14
3.12. Tabla con las configuraciones del modelo de motor de Maxon RE-50. . . . .	16
3.13. Datos técnicos del reductor planetario GP-52-C. . . . .	17
3.14. Tabla con las configuración de reductores planetarios GP-52-C. . . . .	17
3.15. Vista detallada del acoplador mecánico L075. . . . .	21
3.16. Acoplador mecánico L075. . . . .	21
3.17. Cambio de sentido de un motor CC mediante un puente en H. . . . .	22
3.18. Driver del fabricante Maxon ESCON 70/10 [16]. . . . .	22
3.19. Funcionamiento de un encoder magnético. . . . .	24
3.20. Funcionamiento de un resolver. . . . .	25
3.21. Funcionamiento de un tacómetro. . . . .	25
3.22. Funcionamiento de un encoder incremental relativo. . . . .	26
3.23. Funcionamiento de un encoder incremental absoluto. . . . .	27
3.24. Encoder HEDL 5540. . . . .	27
3.25. Ejemplo de pulsos emitidos por los distintos canales del sensor. . . . .	28
3.26. Funcionamiento del sensor de efecto hall. [9] . . . . .	29
3.27. Diagrama de conexión del sensor <i>shunt</i> INA219 del fabricante Texas Instruments. [26] . . . . .	30
3.28. Tarjeta de evaluación para el componente INA219. [27] . . . . .	31
3.29. Esquema electrónico de la tarjeta de evaluación para el componente INA219. . . . .	31
3.30. Sensores INA219 concatenados y programador. . . . .	32
3.31. Herramienta de configuración del INA219. . . . .	32
3.32. Sensor de corriente Fluxgate. [6] . . . . .	34
3.33. Sensor de corriente ISOBLOCK I-FG-1C. . . . .	34
3.34. Esquema electrónico de un divisor de tensión con carga. . . . .	35
3.35. Diagrama de bloques del sensor de tensión ISOBLOCK V-1C (50V 10V). . . . .	37
3.36. Fuente de alimentación EA-PS 2084-10B. . . . .	38
3.37. Carga electrónica TENMA 72-13210. . . . .	39

3.38. Software para equipo TENMA 72-13210. . . . .	39
3.39. Raspberry Pi. . . . .	41
3.40. Tarjeta de adquisición de datos NI 6229. . . . .	42
3.41. Composición del sistema DS1104: tarjeta PCI y módulo de conexiones. . . . .	42
3.42. Arquitectura y unidades funcionales de la DS1104 . . . . .	44
4.1. Diagrama de circuito equivalente que representa un motor DC de imán permanente. [33] . . . . .	45
4.2. Diagrama de circuito equivalente que representa un generador DC de imán permanente. [33] . . . . .	48
4.3. Diagrama del circuito equivalente del sistema motor - generador acoplado. . . . .	51
4.4. Sistema de tren de engranajes. [22] . . . . .	51
5.1. Diagrama de entradas y salidas de un motor CC. . . . .	55
5.2. Respuesta de la función de transferencia 5.8 a una entrada escalón unitario sin carga eléctrica. . . . .	60
5.3. Efecto de la carga eléctrica resistiva de salida $Z_g$ en la dinámica del sistema. . . . .	60
5.4. Comparación de la respuesta del motor sin acoplar al generador y acoplado al generador sin carga. . . . .	61
5.5. Diagrama de bloques del controlador PID con estructura estándar ISA. [22] . . . . .	63
5.6. Controlador PID con estructura paralela ISA. [13] . . . . .	63
5.7. Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado. . . . .	64
5.8. Respuesta del controlador PID por asignación de polos ante una entrada tipo escalón unitario. $[y(s)/r(s)]$ . . . . .	67
5.9. Diagrama de bloques del controlador I-PD. [13] . . . . .	68
5.10. Respuesta del sistema con controlador I-PD por asignación de polos ante una entrada tipo escalón unitario. $[y(s)/r(s)]$ . . . . .	69
5.11. Respuesta de la acción de control. Controlador por asignación de polos. $[u_a(s)/r(s)]$ . . . . .	70
5.12. Respuesta del sistema con controlador PID obtenido por síntesis directa ante una entrada tipo escalón unitario. $[y(s)/r(s)]$ . . . . .	72
5.13. Respuesta de la acción de control. Controlador por síntesis directa. $[u_a(s)/r(s)]$ . . . . .	73
5.14. Comparación de las respuestas del sistema con los dos controladores diseñados. $[y(s)/r(s)]$ . . . . .	73
5.15. Comparación de las respuestas del driver con los dos controladores. $[u_a(s)/r(s)]$ . . . . .	74
5.16. Señal del driver en lazo cerrado. $u_a(s)/r(s)$ . . . . .	76
5.17. Señal de salida del sistema en lazo cerrado. $y(s)/r(s)$ . . . . .	76
5.18. Esquema básico de un sistema MPPT. ([2]) . . . . .	77
5.19. Diagrama básico del sistema de control de potencia. . . . .	78
5.20. Respuesta del sistema de control de potencia generada. . . . .	82
5.21. Señal del driver en el sistema de control de potencia. . . . .	82
5.22. Diagrama de simulación para comparar la respuesta del sistema no lineal y del sistema linealizado con el controlador de potencia diseñado. . . . .	83

5.23. Comparación de la respuesta del sistema linealizado con el sistema no lineal. . . . .	84
6.1. Respuesta de la planta a una entrada tipo escalón con controlador discretizado. $[y(s)/r(s)]$ . . . . .	87
6.2. Respuestas del driver con controlador discretizado. $[u_a(s)/r(s)]$ . . . . .	87
6.3. Respuesta de la planta a una entrada tipo escalón con controlador diseñado a partir del sistema a controlar en tiempo discreto. $[y(s)/r(s)]$ . . . . .	90
6.4. Respuesta de la planta a una entrada tipo escalón con controlador diseñado por ambos métodos. $[y(s)/r(s)]$ . . . . .	90
6.5. Salida del driver ante una entrada tipo escalón con controlador diseñado por ambos métodos. $[u_a(s)/r(s)]$ . . . . .	91
6.6. Vista ampliada de la Figura 6.5. . . . .	91
7.1. Análisis de incertidumbre para la constante electromotriz del motor ( $K_{em}$ ). . . . .	94
7.2. Análisis de incertidumbre para la constante electromotriz del generador ( $K_{eg}$ ). . . . .	95
7.3. Análisis de Monte Carlo para incertidumbre paramétrica. . . . .	96
7.4. Configuración del bloque <i>Random Number</i> para el ruido en la medida de la tensión de salida. . . . .	97
7.5. Respuesta del sistema ante perturbación en la carga resistiva. . . . .	98
7.6. Respuesta del sistema ante perturbación en el par de carga. . . . .	99
7.7. Respuesta del sistema con ambas perturbaciones combinadas. . . . .	100
8.1. Ensamblaje virtual del banco de ensayos motor-generador. . . . .	102
8.2. Diagrama de integración del sistema completo. . . . .	102
8.3. Planta real construida en el laboratorio C14 de la Escuela Superior de Ingeniería (Grupo GAPSIS). . . . .	103
9.1. Diagrama de bloques del sistema en lazo abierto para obtener la curva de reacción. . . . .	104
9.2. Respuesta de la planta en lazo abierto ante una entrada escalonada. . . . .	105
9.3. Respuestas normalizadas. . . . .	106
9.4. Media de todas las respuestas normalizadas del sistema en lazo abierto. . . . .	106
9.5. Captura obtenida de [13] para la aproximación de SSOR. . . . .	107
9.6. Medidas obtenidas sobre la respuesta para calcular modelo estimado. . . . .	108
9.7. Comparación de respuesta del sistema real frente al modelo aproximado para una entrada escalón de amplitud 2. . . . .	109
9.8. Modelo estimado con coeficiente de amortiguación ajustado experimentalmente. . . . .	110
9.9. Comparación del modelo analítico frente al modelo al experimental ante una entrada escalón unitario. . . . .	111
9.10. Respuesta de la tensión de salida en lazo cerrado ante una entrada tipo escalón unitario. . . . .	113
9.11. Salida del driver ante una entrada tipo escalón unitario. . . . .	114
9.12. Comparación entre el modelo estimado experimentalmente y el modelo analítico en lazo cerrado. . . . .	114

9.13. Comparación de la salida del driver ante una entrada tipo escalón unitario para el modelo estimado experimentalmente y el modelo analítico.	115
9.14. Diagrama de bloques implementado en <i>dSPACE</i> para el experimento de control de tensión.	116
9.15. Entorno gráfico para control y visualización ( <i>ControlDesk</i> ).	117
9.16. Respuesta de los 3 sistemas de control con controlador analítico.	117
9.17. Efecto de la posición del polo añadido en la respuesta del sistema en lazo cerrado.	118
9.18. Comparación de las respuestas con controlador diseñado a partir del modelo estimado ante una entrada tipo escalón de 30V.	119
10.1. Entorno de <i>ControlDesk</i> para la obtención de curva de reacción.	121
10.2. Curva de reacción de la planta real sin carga eléctrica.	121
10.3. Diagrama de simulación para obtener curva de reacción del modelo analítico.	122
10.4. Comparación de la curva de reacción del modelo analítico con la planta real.	123
10.5. Resultados del modelo ajustado frente a la respuesta de la planta real.	125
10.6. Vista ampliada del régimen transitorio.	125
10.7. Resultados del modelo con carga ajustado frente a la respuesta de la planta real.	127
10.8. Vista ampliada del régimen transitorio.	128
11.1. Respuesta de la planta real con control de potencia ante una entrada escalonada ascendente y descendente.	132
11.2. Señal del controlador de potencia en la planta real ante una entrada escalonada ascendente y descendente.	133
11.3. Vista ampliada de la respuesta de la planta real con control de potencia.	134
11.4. Comparación de la respuesta real de la planta con el modelo analítico ajustado y sin ajustar.	135
11.5. Respuesta de la planta real con el controlador 2 y perturbaciones en la carga eléctrica.	136
11.6. Sistema de control de potencia de la planta real con <i>anti-windup</i> .	137
11.7. Respuesta de la planta real con <i>anti-windup</i> en el controlador.	137
11.8. Diagrama para el ajuste de un controlador PID de forma experimental.	138
11.9. Entorno gráfico para el ajuste de un PID experimental.	138
11.10 Respuesta de la planta real con controlador diseñado experimentalmente.	139
12.1. Banco de ensayos motor-generator ubicado en el laboratorio C14 (Grupo GAPSIS) de la Escuela superior de Ingeniería de la Universidad de Cádiz.	141
12.2. Resultados del modelo con carga ajustado frente a la respuesta de la planta real.	142
12.3. Comparación de la respuesta real de la planta con el modelo analítico ajustado y sin ajustar.	143
B.1. Diagrama de simulación del modelo matemático del sistema completo.	167
B.2. Diagrama del modelo matemático del motor.	168
B.3. Diagrama de la dinámica y acoplamiento del sistema mecánico.	168

B.4.	Diagrama del modelo matemático del generador. . . . .	169
B.5.	Diagrama de simulación del sistema en lazo cerrado. . . . .	170
B.6.	Diagrama de simulación de sistema de control de potencia. . . . .	171
C.1.	Ventana de nuevo proyecto en <i>Simulink</i> . . . . .	172
C.2.	Proyecto de <i>Simulink</i> para trabajar en la tarjeta <i>dSPACE</i> . . . . .	173
C.3.	Bloque de Simulink configurado para experimentos en la planta real. . .	173
C.4.	Construcción interna del bloque mostrado en la Figura C.2. . . . .	174
C.5.	Ventana para crear un nuevo proyecto en <i>ControlDesk</i> . . . . .	174
C.6.	Definición del nombre y ubicación del proyecto. . . . .	175
C.7.	Definición del nombre del experimento. . . . .	175
C.8.	Selección de la tarjeta <i>dSPACE</i> en <i>ControlDesk</i> . . . . .	176
C.9.	Selección del archivo generado por <i>Simulink</i> . . . . .	176
C.10.	Entorno de <i>ControlDesk</i> para crear el experimento. . . . .	177
C.11.	Ejemplo de un entorno para ajuste experimental de un controlador PID. .	177
C.12.	Carga electrónica y fuente de alimentación programable. . . . .	178
C.13.	Driver de motores Maxon. . . . .	178
C.14.	Pestaña <i>Measurements</i> para abrir las medidas tomadas en un experimento. .	179
C.15.	Archivo con las medidas. . . . .	180
C.16.	Exportar las medidas procesarlas posteriormente. . . . .	180
C.17.	Exportarlas en <i>.mat</i> para poder abrirlas en el software <i>Matlab</i> . . . . .	181

# Índice de tablas

---

3.1. Comparación de las series de motores de corriente continua con escobillas del fabricante Maxon. . . . .	13
3.2. Parámetros de los motores seleccionados a tensión nominal. . . . .	19
3.3. Características técnicas de los motores seleccionados. . . . .	19
3.4. Datos térmicos de los motores seleccionados. . . . .	19
3.5. Datos mecánicos de los motores seleccionados. . . . .	19
3.6. Datos técnicos de las cajas de engranajes seleccionadas. . . . .	20
3.7. Datos técnicos del driver ESCON 70/10. . . . .	23
3.8. Datos técnicos de la fuente de alimentación EA-PS 2084-10B. . . . .	38
4.1. Simbología y breve descripción de las constantes y variables de un motor de corriente continua. . . . .	46
4.2. Simbología y breve descripción de las constantes y variables de un generador de corriente continua. . . . .	48
5.1. Constantes de la planta. . . . .	58
5.2. Características de los polos del sistema. . . . .	59
7.1. Constantes de la planta. . . . .	94
10.1. Constantes de la planta. . . . .	126

# Capítulo 1

## Introducción general

---

### 1.1. Introducción

En un contexto donde la optimización en la conversión y gestión de energía se ha vuelto una prioridad global, los sistemas de generación eléctrica se encuentran en el centro de numerosas investigaciones. La necesidad de mejorar la eficiencia, reducir pérdidas y aplicar estrategias de control más avanzadas hace imprescindible contar con plataformas de ensayo que permitan experimentar, validar y ajustar diferentes técnicas en condiciones reales.

El sistema motor-generador de corriente continua con imanes permanentes desarrollado en este proyecto representa un ejemplo simplificado pero representativo de un sistema típico de conversión de energía mecánica en energía eléctrica. Gracias a su estructura clara y comprensible, se convierte además en una herramienta ideal para la enseñanza, facilitando la conexión entre teoría y práctica en el ámbito del control y la conversión energética.

La construcción personalizada de este banco de ensayos permite adaptarlo fácilmente a distintos escenarios de estudio. Su flexibilidad para integrar nuevos equipos, modificar configuraciones o aplicar diversas técnicas de control lo convierte en una plataforma versátil, útil tanto para actividades docentes como para trabajos de investigación enfocados en el rendimiento y la eficiencia de sistemas de conversión energética.

### 1.2. Motivación

La principal motivación de este proyecto nace del interés por seguir profundizando en el estudio de la teoría del control y, especialmente, por la posibilidad de aplicarla sobre un sistema físico real. Poder observar cómo los resultados experimentales se aproximan a las estimaciones obtenidas a partir del análisis teórico no solo refuerza el aprendizaje, sino que además aporta una gran satisfacción desde el punto de vista ingenieril.

El desarrollo de este banco de ensayos permite cerrar ese ciclo completo entre modelado, simulación e implementación práctica. Ofrece la oportunidad de validar conocimientos adquiridos, detectar las diferencias entre idealización y realidad, y ajustar modelos y estrategias para lograr un funcionamiento preciso del sistema. Esta experiencia práctica, difícil de alcanzar únicamente desde la teoría o la simulación, ha sido el motor principal para la realización de este Trabajo de Fin de Máster.

## 1.3. Objetivos

El objetivo principal de este Trabajo de Fin de Máster ha sido el diseño, modelado, construcción y puesta en marcha de un banco de ensayos motor-generator de corriente continua, que permita evaluar y validar distintas estrategias de control. Para ello, se ha llevado a cabo la implementación de los algoritmos de control diseñados, los cuales se han probado sobre la planta real, analizando y evaluando los resultados obtenidos.

Para alcanzar este objetivo general, se han planteado los siguientes objetivos específicos:

- Profundizar en el estudio del comportamiento dinámico de sistemas de conversión energética mediante el modelado y análisis de un sistema motor-generator.
- Aplicar conocimientos teóricos de control para diseñar estrategias que regulen variables como la velocidad, la tensión o la potencia entregada a la carga.
- Validar, a nivel experimental, la aplicabilidad de las estrategias de control previamente diseñadas.
- Desarrollar una herramienta flexible que pueda ser utilizada tanto para actividades docentes como para futuras investigaciones en el campo del control automático y la eficiencia energética.

## 1.4. Alcance

Con el fin de cumplir los objetivos definidos, el trabajo ha abarcado las siguientes actividades dentro de su alcance:

- Selección y dimensionado de los componentes eléctricos, electrónicos y mecánicos necesarios para el funcionamiento del banco de ensayos.
- Obtención de un modelo matemático que describe el comportamiento dinámico del sistema motor-generator.
- Diseño y fabricación de los elementos mecánicos necesarios para el montaje físico del sistema, incluyendo estructuras impresas en 3D.
- Integración completa del sistema y puesta en marcha en entorno de laboratorio.
- Ajuste del modelo teórico mediante la comparación con los datos obtenidos en las pruebas experimentales.
- Diseño de distintos controladores, tanto por métodos analíticos como por ajuste empírico.
- Implementación de los controladores en la planta real y análisis de su desempeño bajo diferentes condiciones de carga.

# Capítulo 2

## Estudio previo

---

La conversión eficiente de energía es uno de los pilares fundamentales en el diseño de sistemas de generación basados en energías renovables. Tecnologías como la eólica, undimotriz, hidráulica o incluso el pedaleo humano, requieren convertir una fuente de energía mecánica variable en energía eléctrica utilizable. Este proceso no solo implica la transformación física de energía, sino también el desarrollo de estrategias de control que permitan optimizar la extracción de potencia frente a condiciones cambiantes.

En este contexto, los sistemas formados por un motor y un generador acoplados mecánicamente se convierten en plataformas ideales para estudiar, probar y validar técnicas de control orientadas a la conversión de energía, simulando entornos reales donde una fuente motriz impulsa un generador. Estas configuraciones permiten emular, de forma controlada y reproducible, el comportamiento dinámico de sistemas de generación renovable, permitiendo analizar la eficiencia del proceso de conversión eléctrica bajo diversas condiciones operativas.

En la revisión literaria realizada, la mayoría de los trabajos se centran en el estudio de sistemas motor-carga con motores de corriente alterna [18, 25, 30], tanto síncronos como asíncronos, debido a su amplia aplicación industrial, eficiencia y capacidad para operar bajo condiciones de carga variables. En particular, existe un interés en los motores síncronos, utilizados en vehículos de propulsión eléctrica, aerogeneradores y otros sistemas, debido a su capacidad para proporcionar un control preciso de la velocidad y la potencia, así como a su eficiencia energética y versatilidad en aplicaciones donde se requiere un rendimiento confiable. Estos motores, al mantener la sincronía con la frecuencia de la red, permiten una conexión directa y estable en muchas aplicaciones de generación, lo que explica su adopción creciente en la industria.

No obstante, en contextos donde se requiere una plataforma experimental accesible y flexible para estudiar la conversión de energía y el desarrollo de algoritmos de control, los sistemas basados en motores de corriente continua (DC) ofrecen una alternativa especialmente adecuada. Su facilidad de modelado, la posibilidad de implementar directamente controladores tradicionales y la menor complejidad de la electrónica de potencia los convierten en una opción ideal para investigaciones orientadas a la optimización de la extracción de potencia en entornos variables.

Diversos trabajos han explorado esta idea. En el estudio realizado en [31] se presenta un prototipo experimental en el que un generador DC, acoplado a una bicicleta, permite validar un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). Esta investigación demuestra cómo un sistema motor-generador puede emplearse para experimentar con técnicas de optimización de potencia en escenarios no convencionales pero comparables a sistemas renovables reales.

En el trabajo [1] se presenta la implementación práctica de un controlador basado

en modelo interno (IMC) y su comparación con un controlador PID clásico, aplicado a un sistema formado por un motor y un generador acoplados. El objetivo es mejorar el seguimiento de referencia y la robustez frente a perturbaciones externas, todo ello orientado a controlar de forma precisa la velocidad del sistema, condición clave para maximizar la potencia eléctrica entregada por el generador en función de las condiciones de carga.

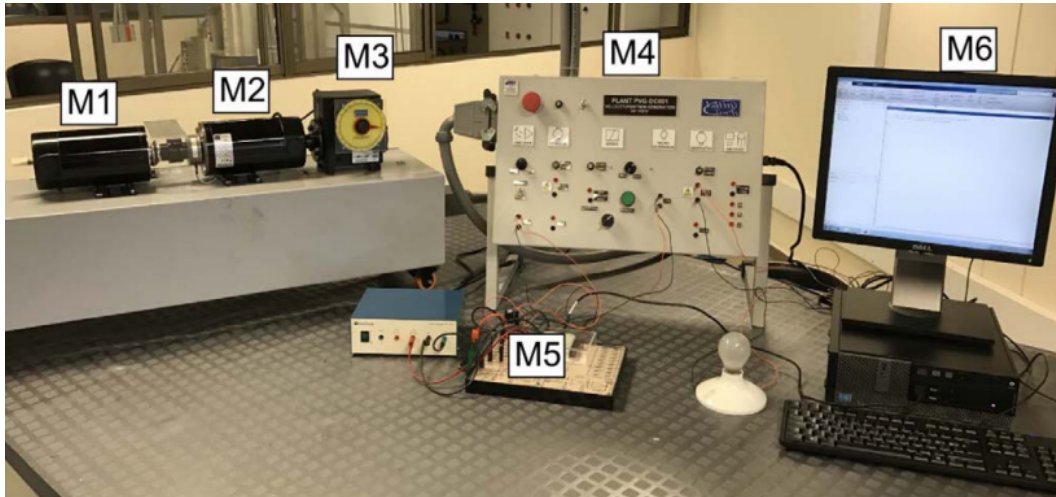


Figura 2.1: Banco de ensayo con motores DC [1].

Por otro lado, en el trabajo [7] se describe una plataforma modular, desarrollada como banco de ensayos para validar técnicas de control en máquinas eléctricas mediante configuraciones flexibles. Aunque fue concebida principalmente con fines educativos, su arquitectura permite su extensión a investigaciones en electrónica de potencia, control de motores y aplicaciones como la propulsión eléctrica o sistemas de conversión en contextos industriales reales.

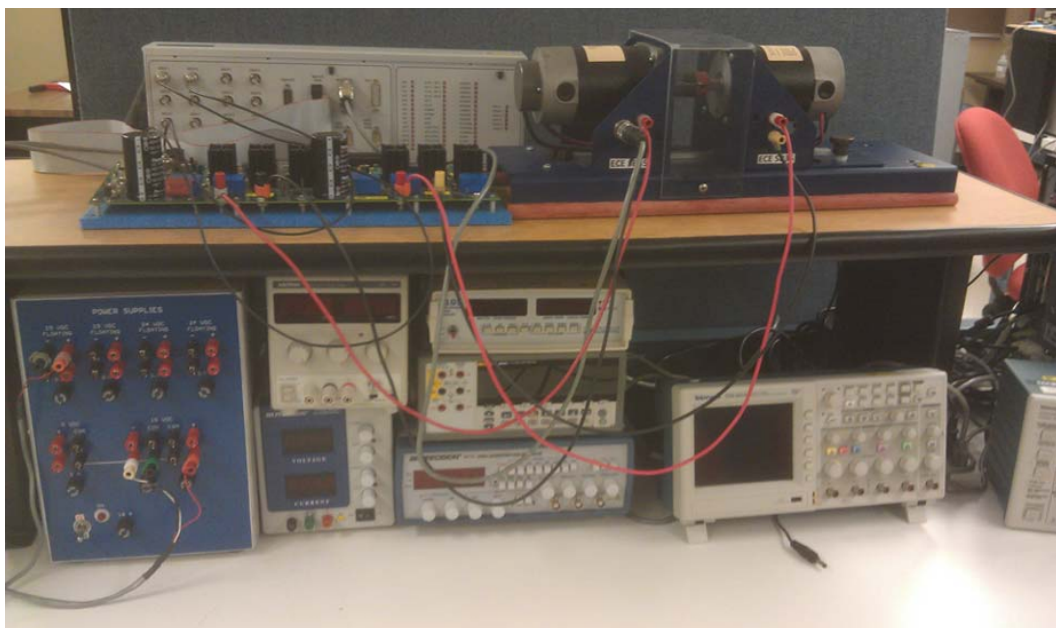


Figura 2.2: Banco de ensayo académico [7].

Finalmente, en el proyecto llevado a cabo por estudiantes de ingeniería del Politécnico de Turín [3] se ofrece una aproximación más centrada en la caracterización de eficiencia de motores DC, utilizando técnicas experimentales que permiten calcular el rendimiento del sistema bajo diferentes condiciones de carga y velocidad. Este enfoque es esencial para evaluar la eficacia de algoritmos de control diseñados para ajustar dinámicamente la operación de los generadores y optimizar el uso de la energía disponible.



Figura 2.3: Banco de ensayo con motores DC de imanes permanentes [3].

En conjunto, estos trabajos demuestran el enorme potencial de los bancos de ensayo motor-generador como plataformas experimentales para la validación de estrategias de control orientadas a la optimización de la conversión de energía, tal como ocurre en sistemas reales de generación renovable.

El presente trabajo se alinea con esta línea de investigación, proponiendo el diseño y construcción de un banco de ensayo basado en un sistema motor-generador DC de imanes permanentes. El objetivo principal es comprender el comportamiento del sistema bajo distintas condiciones de operación, y desarrollar controladores para variables clave como la velocidad del eje, la tensión de salida y la potencia generada. Además, se plantea como una plataforma experimental accesible, modular y versátil, que sirva de base para futuros estudios enfocados en el análisis y control de sistemas de conversión de energía.

# Capítulo 3

## Selección de componentes

---

### 3.1. Introducción

En este capítulo se describe el proceso de diseño, dimensionamiento y selección de los componentes necesarios para la construcción del banco de ensayos del sistema motor-generator de corriente continua. El proyecto está orientado a proporcionar una herramienta versátil que permita estudiar y controlar parámetros clave como la tensión de salida, la potencia y la velocidad, dependiendo de las necesidades y objetivos específicos.

El éxito del banco de ensayos depende, en gran medida, de la correcta elección de cada componente, considerando criterios de rendimiento, compatibilidad, disponibilidad y coste. Para ello, se realizará un análisis detallado de las especificaciones técnicas y de las necesidades del sistema, abarcando aspectos mecánicos, eléctricos y de control.

En las subsecciones siguientes se presentan las consideraciones y cálculos específicos para cada elemento del sistema, desde los motores y acoplamientos mecánicos hasta los sensores y la carga eléctrica. Estos análisis detallan las decisiones tomadas y los fundamentos técnicos que las justifican, asegurando un diseño óptimo para su funcionamiento como banco de pruebas.

En la siguiente figura se representa un diagrama de conexiones, en el cual se muestran las relaciones entre los distintos equipos del sistema. Se diferencia si la unión es mecánica o eléctrica, permitiendo visualizar de manera sencilla los equipos que se van a dimensionar y cómo se encuentran relacionados entre sí. Este diagrama es fundamental para entender la interacción entre los distintos componentes que conforman el sistema.

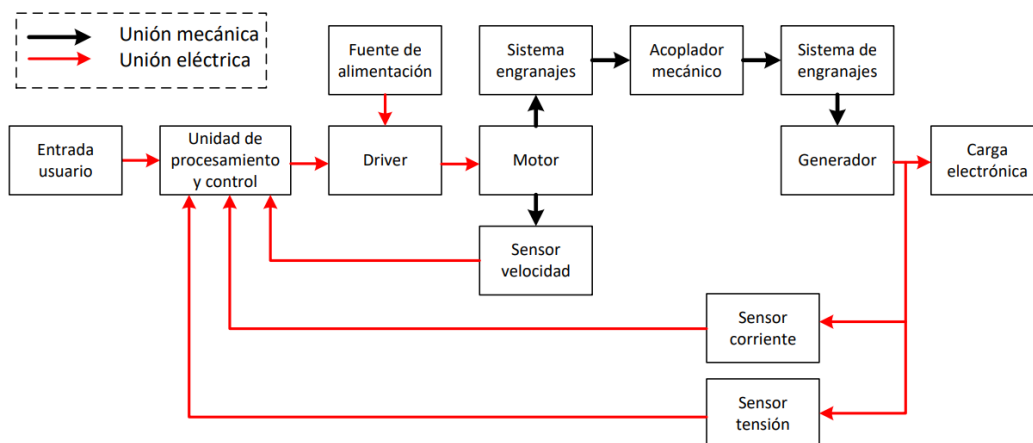


Figura 3.1: Diagrama de conexión de los equipos.

A lo largo del documento se utiliza en varias ocasiones el término “generador” para referirse al motor que actúa como tal, y en otras ocasiones se emplea simplemente “motor”. La diferencia radica en el contexto en el que se exprese cada uso.

## 3.2. Tipos de motores

Para la elección de los motores de corriente continua se ha optado por trabajar con el fabricante Maxon, debido a su amplia trayectoria en la fabricación de motores de corriente continua de imanes permanentes, motores *brushless*, reductores y otros componentes que pueden ser necesarios en diversas soluciones.

El grupo Maxon ha trabajado como proveedor y fabricante en proyectos principalmente relacionados con la robótica, el control y la automatización. Se trata de una empresa líder en la industria, que se ha ganado su reputación gracias a la robustez y fiabilidad de sus productos.

Dentro de la experiencia de Maxon en proyectos de robótica, cabe destacar su colaboración durante más de 20 años con la NASA para poner en movimiento los *Rover* en el planeta Marte. Una de sus contribuciones más recientes ha sido el desarrollo del dron helicóptero llamado *Ingenuity* [14], acoplado en la parte inferior del *Rover*, cuya misión consistió en sobrevolar la superficie de Marte. En esta misión, Maxon fue la empresa encargada de fabricar y suministrar los seis motores con escobillas que controlan la inclinación de las palas del rotor y, con ello, la dirección del vuelo.

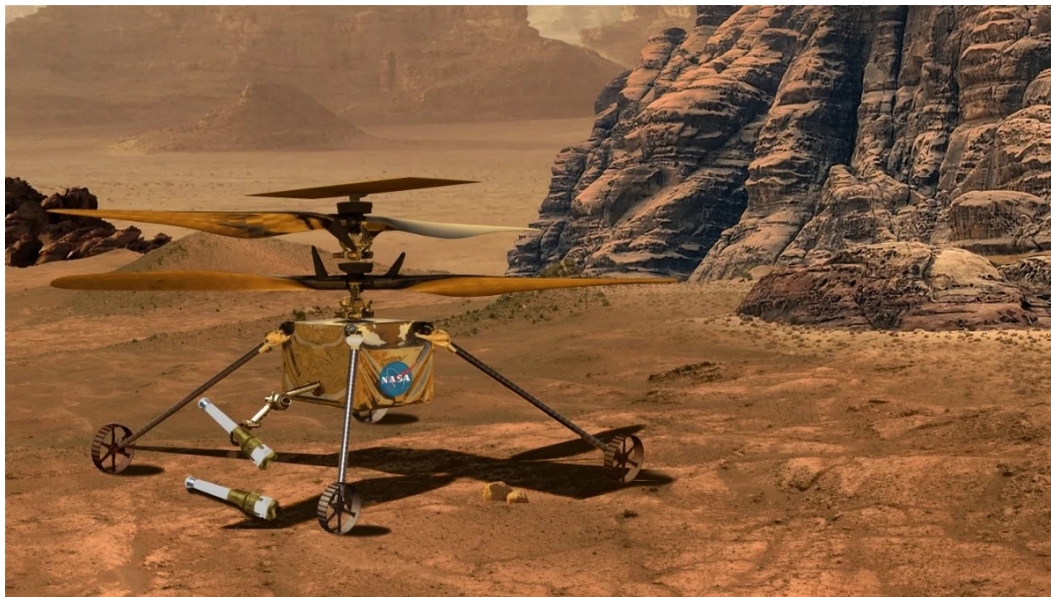


Figura 3.2: Representación del helicóptero Ingenuity en Marte.

*Ingenuity* forma parte de la misión *Mars 2020* [21], y sirvió como una demostración tecnológica destinada a explorar objetivos de interés para su estudio en el planeta Marte, así como a facilitar la planificación de la mejor ruta para la misión encomendada al rover *Perseverance*.

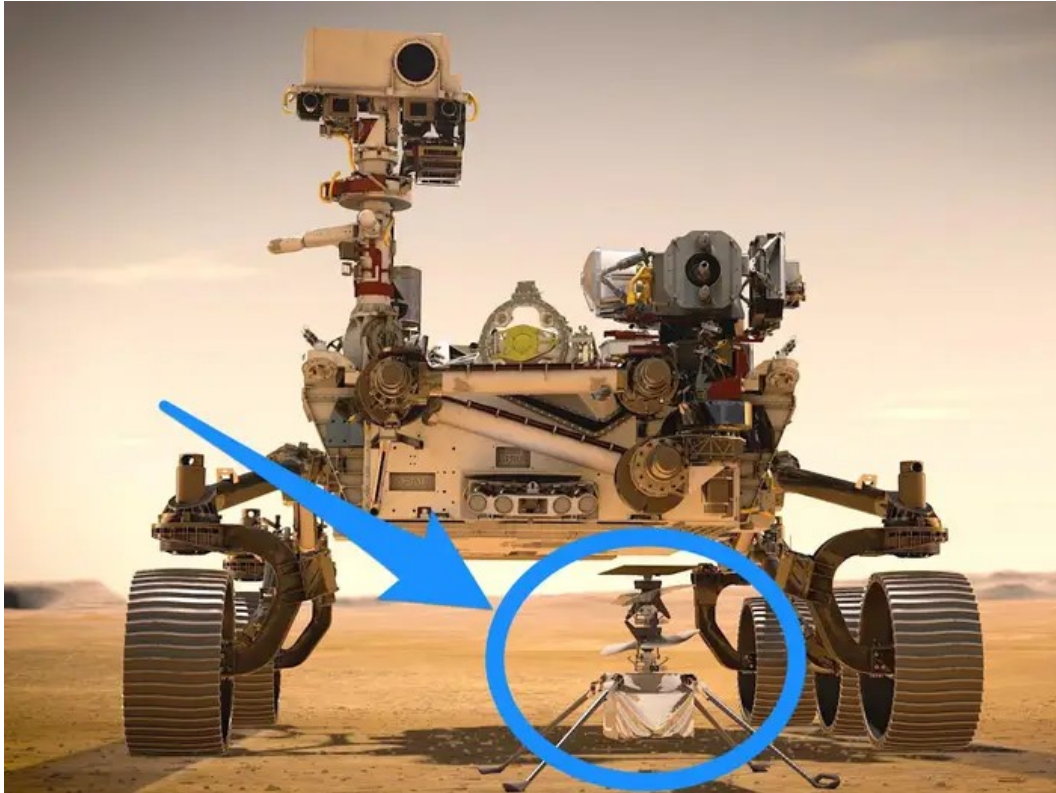


Figura 3.3: Rover Perseverance con helicóptero Ingenuity.

Sin embargo, la elección de este proveedor no se basa únicamente en su amplia experiencia y reputación en otros proyectos. La empresa Maxon pone a disposición de sus clientes un extenso catálogo de productos, entre los que se encuentran:

- Motores de corriente continua de imanes permanentes
- Motores brushless
- Reductores
- Sensores
- Controladoras

Entre estas categorías, ofrece opciones de distintos tamaños, potencias y relaciones, además de una guía de compatibilidad entre los distintos productos, lo que permite dimensionar un sistema completo.

Lo más destacable, y uno de los principales motivos por los que se ha seleccionado la empresa Maxon, es la tabla de parámetros que proporciona para cada producto, donde se incluyen todas las constantes que definen la dinámica de un motor. Esto permite realizar simulaciones precisas antes de llevar a cabo pruebas en una planta real.

A continuación, se muestra un ejemplo de una tabla con los parámetros identificados de todas las versiones de uno de los modelos de motores de corriente continua.

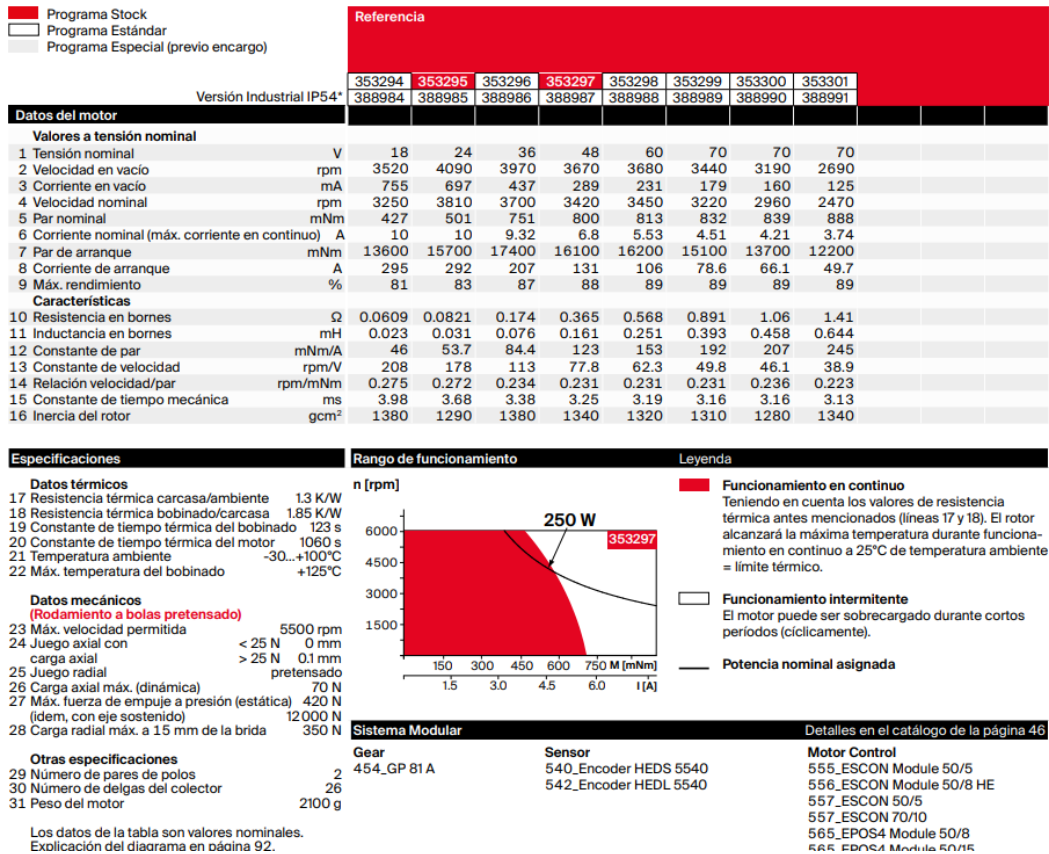


Figura 3.4: Tabla de parámetros de los motores RE 65.

La correcta selección de los motores es fundamental para el diseño y la construcción del banco de ensayos. Por ello, a continuación se presenta una clasificación de los tipos de motores eléctricos disponibles y se justifica la elección de los motores empleados en esta aplicación.

A continuación, se expone una breve clasificación de los tipos de motores eléctricos [5]:

### 3.2.1. Motores de corriente continua (DC)

Los motores de corriente continua (DC) han sido ampliamente utilizados en aplicaciones industriales, comerciales y domésticas debido a su facilidad de control. Estos motores se dividen principalmente en dos categorías: motores con escobillas y motores sin escobillas, cada uno con características particulares que los hacen adecuados para diferentes contextos.

Por un lado, los motores de corriente continua con escobillas (*Brushed DC Motors*) se caracterizan por su simplicidad y bajo coste inicial. Funcionan mediante un sistema mecánico de escobillas y conmutadores que permite conmutar la corriente en el rotor, lo que posibilita su operación sin necesidad de controladores electrónicos complejos. No obstante, este diseño implica un mayor desgaste, mayores necesidades de mantenimiento y una menor eficiencia en comparación con otras tecnologías.

A su vez, los motores de corriente continua con escobillas se pueden clasificar en motores serie, shunt y compuestos [31], cada uno con características específicas, como un alto par de arranque o una velocidad constante. Destacan por su facilidad de control, ya que tanto la velocidad como el par pueden ajustarse fácilmente variando la tensión de alimentación.

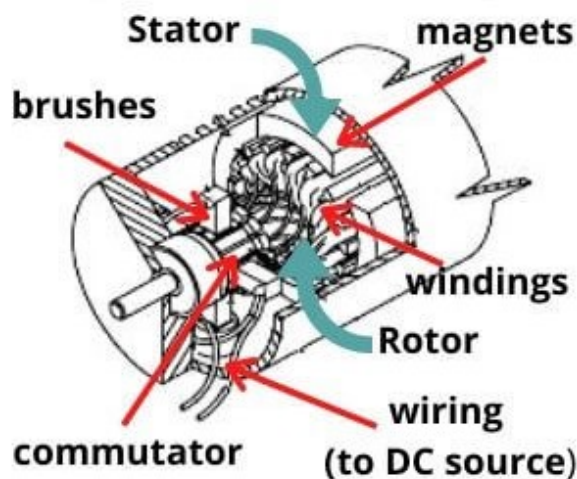


Figura 3.5: Partes de un motor de corriente continua con escobillas.

Por otro lado, los motores de corriente continua sin escobillas (*Brushless DC Motors*, BLDC) representan una evolución tecnológica al eliminar las escobillas y sustituir el conmutador mecánico por un sistema electrónico. Esto les confiere una mayor durabilidad, eficiencia y una menor necesidad de mantenimiento, aunque con un coste inicial más elevado y requerimientos de control electrónico más sofisticados.

Se dividen en motores síncronos BLDC y motores BLDC trapezoidales, diferenciados por la forma de onda de su retroalimentación. Estos motores permiten un control preciso de la velocidad y el par, y presentan una alta eficiencia, lo que los hace ideales para aplicaciones en vehículos eléctricos modernos, ventiladores, discos duros y sistemas de automatización industrial, donde se requiere alta fiabilidad y bajo mantenimiento.

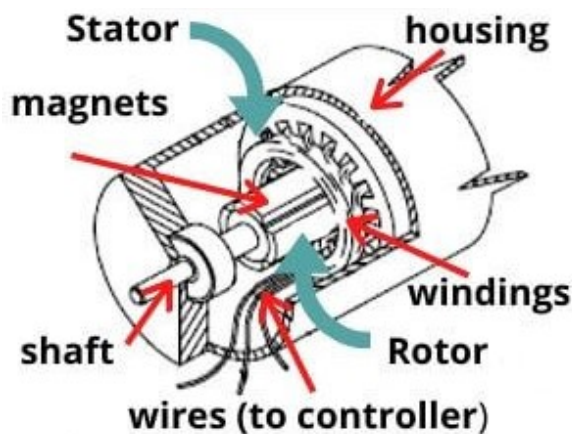


Figura 3.6: Partes de un motor de corriente continua sin escobillas.

Dentro de ambas categorías, los motores de imanes permanentes destacan por su diseño avanzado. En estos motores, los imanes permanentes proporcionan un flujo magnético constante sin necesidad de un bobinado adicional, lo que elimina la necesidad de una alimentación externa para esta función. El rotor gira dentro del campo magnético generado por los imanes, lo que reduce las pérdidas y aumenta la eficiencia del motor. Esta característica hace que los motores de imán permanente sean ideales para aplicaciones que requieren un diseño compacto, eficiente y de bajo mantenimiento [10].

### 3.2.2. Motores de corriente alterna (CA)

Los motores de corriente alterna (AC) se dividen principalmente en dos categorías: motores síncronos y motores asíncronos, cada uno con características específicas que los hacen adecuados para diferentes aplicaciones [19].

Por un lado, los motores síncronos operan a una velocidad constante que está sincronizada con la frecuencia de la red eléctrica. Estos motores utilizan imanes permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motors*, PMSM) o principios de reluctancia para su funcionamiento. Entre sus principales características destacan su alta eficiencia, la precisión en el control de velocidad y la capacidad para mantener una velocidad constante incluso ante variaciones de carga. Estas propiedades los convierten en una opción ideal para aplicaciones que requieren velocidad constante y alta precisión, como sistemas de robótica, maquinaria de precisión, compresores y generación de energía renovable.

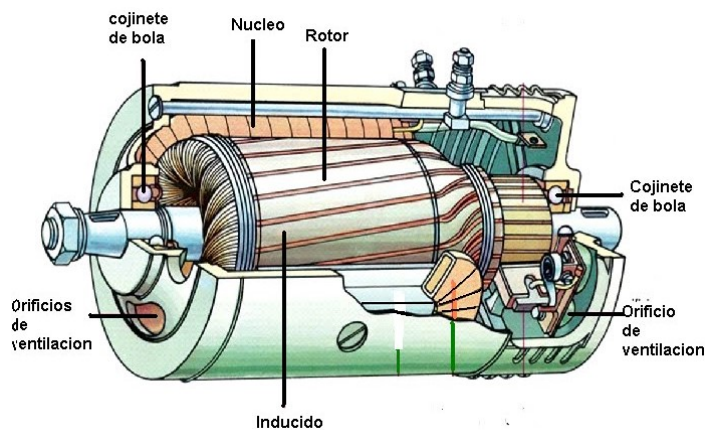


Figura 3.7: Partes de un motor de corriente alterna síncrono.

Por otro lado, los motores asíncronos, también conocidos como motores de inducción, funcionan a una velocidad ligeramente inferior a la velocidad síncrona de la red eléctrica. Se clasifican en dos subtipos principales: motores de jaula de ardilla y motores de rotor devanado.

Los motores de jaula de ardilla se caracterizan por su robustez, bajo mantenimiento y coste reducido, lo que los hace ideales para aplicaciones industriales. Por

otra parte, los motores de rotor devanado permiten el control de la velocidad mediante resistencias externas, lo que amplía sus posibilidades de uso en aplicaciones específicas.

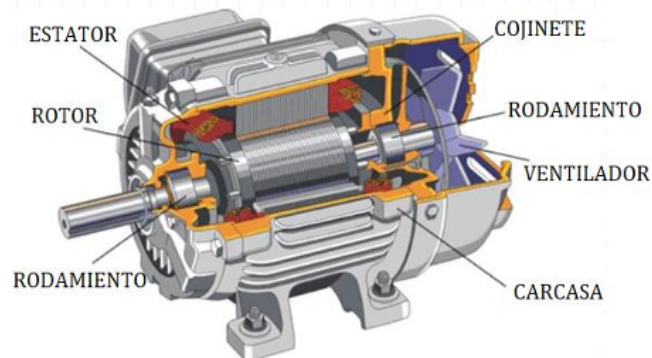


Figura 3.8: Partes de un motor de corriente alterna asíncrono o de inducción.

Existen también otros tipos de motores, como los motores paso a paso, los motores lineales y los motores universales, que, aunque tienen aplicaciones relevantes en diversos campos, no resultan adecuados para proyectos en los que se requiere un control preciso de la velocidad y la generación de energía, como es el caso de los bancos de ensayos.

### 3.3. Selección combinación motor - generador

La selección del motor y del generador constituye un paso crítico en el diseño de este banco de ensayos, ya que determina tanto el rendimiento general del sistema como su capacidad para cumplir con los objetivos del proyecto. En este caso, se ha optado por un motor de corriente continua con escobillas e imanes permanentes (*Permanent Magnet DC*, PMDC) debido a varias ventajas clave. Este tipo de máquina eléctrica, funcionando como generador, produce corriente continua de forma directa, eliminando la necesidad de rectificación adicional, lo que simplifica significativamente el diseño eléctrico del sistema. Además, su simplicidad en términos de control y operación permite reducir la complejidad del controlador, haciendo que el diseño sea más accesible y viable dentro del alcance realista del proyecto.

El catálogo del fabricante Maxon ha sido la fuente de selección del motor, debido a su amplia gama de opciones y a la alta calidad de sus productos. Aunque el catálogo incluye motores sin escobillas y motores paso a paso, este estudio se centra en los motores con escobillas por su compatibilidad con las necesidades específicas del proyecto. En particular, se ha tenido en cuenta la potencia nominal de los motores para garantizar que puedan operar de forma segura bajo diferentes condiciones de carga, evitando daños o sobrecalentamientos.

Este enfoque en la selección asegura un equilibrio entre simplicidad, eficiencia y funcionalidad, permitiendo que el banco de ensayos cumpla con los requisitos técnicos y operativos establecidos desde el inicio.

Serie	Diam. [mm]	Long. [mm]	Pot. [W]	Par [mNm]	Vel. [rpm]
DCX	6 - 35	15,6 - 72	0,3 - 80	hasta 138	hasta 18000
DC-max	16 - 26	25,4 - 44,7	2 - 22	hasta 32,7	hasta 11000
RE	6 - 65	15,6 - 131,4	0,3 - 250	hasta 888	hasta 23000
A-max	12 - 32	21,2 - 62,9	0,5 - 20	hasta 45,5	hasta 19000

Tabla 3.1: Comparación de las series de motores de corriente continua con escobillas del fabricante Maxon.

Como se puede observar en la [Tabla 3.1](#), la serie RE de Maxon es la que ofrece modelos con mayores potencias. Por ello, se analizarán los motores de esta serie con el objetivo de seleccionar un modelo que sea capaz de entregar la máxima potencia dentro de un sistema motor-generador.

Para estudiar una posible configuración, se ha tomado como referencia el modelo de motor RE-65, el cual ofrece una potencia de 250 W. Este modelo, a su vez, cuenta con varias configuraciones de fábrica que modifican parámetros como la tensión nominal de funcionamiento, la velocidad nominal, el par, etc. Todas estas configuraciones tienen en común una potencia aproximada de 250 W.

		353294	353295	353296	353297	353298	353299	353300	353301
Versión Industrial IP54*		388984	388985	388986	388987	388988	388989	388990	388991
<b>Datos del motor</b>									
<b>Valores a tensión nominal</b>									
1 Tensión nominal	V	18	24	36	48	60	70	70	70
2 Velocidad en vacío	rpm	3520	4090	3970	3670	3680	3440	3190	2690
3 Corriente en vacío	mA	755	697	437	289	231	179	160	125
4 Velocidad nominal	rpm	3250	3810	3700	3420	3450	3220	2960	2470
5 Par nominal	mNm	427	501	751	800	813	832	839	888
6 Corriente nominal (máx. corriente en continuo)	A	10	10	9.32	6.8	5.53	4.51	4.21	3.74
7 Par de arranque	mNm	13600	15700	17400	16100	16200	15100	13700	12200
8 Corriente de arranque	A	295	292	207	131	106	78.6	66.1	49.7
9 Máx. rendimiento	%	81	83	87	88	89	89	89	89
<b>Características</b>									
10 Resistencia en bornes	$\Omega$	0.0609	0.0821	0.174	0.365	0.568	0.891	1.06	1.41
11 Inductancia en bornes	mH	0.023	0.031	0.076	0.161	0.251	0.393	0.458	0.644
12 Constante de par	mNm/A	46	53.7	84.4	123	153	192	207	245
13 Constante de velocidad	rpm/V	208	178	113	77.8	62.3	49.8	46.1	38.9
14 Relación velocidad/par	rpm/mNm	0.275	0.272	0.234	0.231	0.231	0.231	0.236	0.223
15 Constante de tiempo mecánica	ms	3.98	3.68	3.38	3.25	3.19	3.16	3.16	3.13
16 Inercia del rotor	gcm <sup>2</sup>	1380	1290	1380	1340	1320	1310	1280	1340

Figura 3.9: Tabla con las configuraciones del modelo de motor de Maxon RE-65.

Cabe destacar que la relación de velocidad entre el motor y el generador no será 1:1. En su lugar, se implementará un sistema de engranajes entre ambos motores que modificará dicha relación. La razón de esta configuración es que, en los sistemas reales de generación de energía, la relación de velocidad rara vez es directa. Se desea incluir esta posible variación para simular un sistema que se aproxime lo máximo posible a un escenario real de generación de energía.

Por lo tanto, la elección del motor estará condicionada por los sistemas de engranajes que el fabricante marca como compatibles para cada modelo. Además, se buscará maximizar la salida de potencia, por lo que la relación de reducción o multiplicación deberá cumplir con los parámetros límite del generador (también un motor de la serie

RE) y aproximarse a su régimen nominal, con el fin de obtener la máxima potencia sin comprometer su rendimiento.

	Referencia					
	701932	701933	701934	701935	701936	701937
<b>Datos del Reductor</b>						
1 Reducción	3.7:1	14:1	25:1	51:1	93:1	308:1
2 Reducción absoluta	$\frac{63}{17}$	$\frac{3969}{289}$	$\frac{170}{68}$	$\frac{250047}{4913}$	$\frac{107163}{1156}$	$\frac{19683}{64}$
3 Diámetro máx. del eje del motor	mm 14	14	14	14	14	14
4 Número de etapas	1	2	2	3	3	3
5 Máx. par en continuo	Nm 15.4	46.2	46.2	92.3	92.3	92.3
6 Máx. par admisible de forma intermitente	Nm 23.1	69.2	69.2	138.5	138.5	138.5
7 Máx. rendimiento	% 80	75	75	70	70	70
8 Peso	g 1902	2624	2624	3336	3336	3336
9 Holgura media en vacío	° 0.5	0.55	0.55	0.6	0.6	0.6
10 Momento de inercia	gcm <sup>2</sup> 192.86	183.6	90.29	182.92	90.9	88.48
11 Longitud reductor L1	mm 91.9	113.6	113.6	135.2	135.2	135.2

Figura 3.10: Tabla con las configuración de reductores planetarios GP-81-A.

A continuación, se presentan las posibles combinaciones estudiadas.

### 3.3.1. Motor RE-65, reductor y generador RE-65

En este caso, se estudia una combinación compuesta por dos motores del mismo modelo RE-65, los cuales ofrecen la mayor potencia dentro de la gama de motores de corriente continua de Maxon. Para modificar la relación de velocidad entre ambos motores, se propone la incorporación de un reductor.

No obstante, la velocidad máxima de funcionamiento está limitada por el reductor GP-81-A, que es el único modelo compatible con el motor RE-65. En la siguiente imagen se muestran los datos técnicos de este reductor.

Datos técnicos	
Reductor planetario	diente recto
Eje de salida	acero
Rodamiento de salida	rodamiento a bolas
Juego radial a 8 mm de la brida	máx. 0.1 mm
Juego axial	máx. 1.28 mm
Máx. fuerza adm. en acoplamientos a presión	1500 N
Sentido de giro, entrada/salida	=
Máx. velocidad de entrada en continuo	3000 rpm
Rango de temperatura aconsejado	-30...+120°C
Número de etapas	1 2 3
Máx. carga radial adm. a 29 mm de la brida	400 N 600 N 1000 N
Máx. carga axial admisible	80 N 120 N 200 N

Figura 3.11: Datos técnicos del reductor planetario GP-81-A.

Este límite de funcionamiento restringe la elección a la configuración que el fabricante muestra en la [Figura 3.8](#), con el número de serie 353301. Esta configuración de motor presenta una velocidad nominal de funcionamiento inferior a 3000 rpm.

Por otro lado, para obtener la máxima potencia de salida será necesario que el generador opere lo más próximo posible a su velocidad nominal. Para ello, se deci-

de utilizar un reductor con una relación baja, ya que no existen motores RE-65 con velocidades nominales inferiores a la del modelo seleccionado.

Con los parámetros del reductor y de ambos motores conocidos, se pueden realizar los siguientes cálculos para estimar la potencia máxima que se podría extraer.

- La máxima velocidad de salida (velocidad del generador) está relacionada con la máxima velocidad de entrada (velocidad del motor) y la relación del reductor.

$$\omega_g = \frac{\omega_m}{N} = \frac{2470}{3,7} = 667,57 \text{ rpm} \quad (3.1)$$

donde  $N$  es el coeficiente de reducción,  $\omega_g$  la velocidad de salida y  $\omega_m$  la velocidad de entrada al sistema de engranajes. Es este caso la velocidad límite está definida por el motor.

- La tensión de salida del generador se puede aproximar con la constante de velocidad que da el fabricante para este equipo.

$$V_g = \frac{\omega_g}{K_v} = \frac{667,57}{38,9} = 17,16 \text{ V} \quad (3.2)$$

donde  $V_g$  es la tensión de salida del generador y  $K_v$  es la constante de velocidad del generador.

Teniendo en cuenta que la corriente máxima en continuo que es capaz de suministrar este motor es de 3.74 A, la potencia máxima de salida para esta combinación sería de aproximadamente 64 W.

### 3.3.2. Motor RE-65, reductor, multiplicador y generador RE-65

Este caso es similar al anterior, con la diferencia de que se utiliza un reductor y un multiplicador para que la relación final permita que la velocidad del generador se aproxime a su velocidad nominal de funcionamiento.

Al igual que en el caso anterior, la velocidad está limitada por el reductor, por lo que se selecciona el motor con la referencia 353301.

Si se utiliza un reductor de 91:1 y un multiplicador de 1:53, la relación resultante será de aproximadamente 1,72:1. De esta forma, se cumple con la necesidad de emplear un sistema de engranajes que desacople ambos sistemas y, al mismo tiempo, se consigue una relación final más próxima a la unidad. Como consecuencia, el generador funcionará a una velocidad más cercana a su régimen nominal que en el caso anterior.

$$\omega_g = \frac{\omega_m}{N} = \frac{\omega_m}{N_R N_M} = 2470 \cdot \frac{53}{91} = 1438,57 \text{ rpm} \quad (3.3)$$

$$V_g = \frac{\omega_g}{K_v} = \frac{1438,57}{38,9} = 36,98 \text{ V} \quad (3.4)$$

En este caso, la relación de engranajes existente ( $N$ ) es el resultado del producto de las relaciones debidas al reductor ( $N_R$ ) y al multiplicador ( $N_M$ ).

Al igual que antes, teniendo en cuenta la corriente máxima de funcionamiento de 3,74 A, la potencia máxima de salida sería aproximadamente de 138,31 W.

### 3.3.3. Motor RE-65, reductor, multiplicador y generador RE-50

Debido a que no existe una configuración posible entre los motores RE-65 que ofrezca una potencia de salida superior a 200 W, en este caso se decide estudiar una configuración compuesta por un motor de 250 W (RE-65) y un generador de 200 W (RE-50).

En la siguiente tabla se muestran las configuraciones que el fabricante ofrece para este modelo.

		578296	578297	578298	578299	
Versión Industrial IP54*		618570	618571	618572	618573	
<b>Datos del motor</b>						
<b>Valores a tensión nominal</b>						
1	Tensión nominal	V	24	36	48	70
2	Velocidad en vacío	rpm	5950	5680	4900	2760
3	Corriente en vacío	mA	236	147	88.4	27.4
4	Velocidad nominal	rpm	5680	5420	4620	2470
5	Par nominal	mNm	405	418	420	452
6	Corriente nominal (máx. corriente en continuo)	A	10.8	7.07	4.58	1.89
7	Par de arranque	mNm	8920	8920	7370	4340
8	Corriente de arranque	A	232	148	78.9	17.9
9	Máx. rendimiento	%	94	94	94	92
<b>Características</b>						
10	Resistencia en bornes	$\Omega$	0.103	0.244	0.608	3.9
11	Inductancia en bornes	mH	0.072	0.177	0.423	2.83
12	Constante de par	mNm/A	38.5	60.4	93.4	242
13	Constante de velocidad	rpm/V	248	158	102	39.5
14	Relación velocidad/par	rpm/mNm	0.668	0.638	0.666	0.638
15	Constante de tiempo mecánica	ms	3.75	3.74	3.78	3.74
16	Inercia del rotor	gcm <sup>2</sup>	536	560	542	560

Figura 3.12: Tabla con las configuraciones del modelo de motor de Maxon RE-50.

Respecto al multiplicador, aunque el fabricante ofrece dos modelos compatibles con este motor, se ha decidido utilizar el modelo GP-52-C, que tiene una velocidad máxima de entrada de 6000 rpm. En la siguiente figura se muestra una tabla con los datos técnicos de este sistema de engranajes.

Datos técnicos	
Reductor planetario	diente recto
Eje de salida	acero inoxidable
Rodamiento de salida	rodamiento a bolas pretensado
Juego radial a 12 mm de la brida	máx. 0.06 mm
Juego axial con carga axial < 5 N	0 mm
> 5 N	máx. 0.3 mm
Máx. carga axial admisible	200 N
Máx. fuerza adm. en acoplamientos a presión	500 N
Sentido de giro, entrada/salida	=
Máx. velocidad de entrada en continuo	6000 rpm
Rango de temperatura aconsejado	-15...+80°C
Rango de temp. extendido opcional	-40...+100°C
Número de etapas	1 2 3 4
Máx. carga radial adm. a 12 mm de la brida	420 N 630 N 900 N 900 N

Figura 3.13: Datos técnicos del reductor planetario GP-52-C.

En la siguiente imagen se muestran las configuraciones del reductor GP-52-C que ofrece el fabricante.

Programa Stock	Programa Estándar	Programa Especial (previo encargo)	Referencia							
			223080	223083	223089	223094	223097	223104	223109	
<b>Datos del Reductor</b>										
1	Reducción		3.5:1	12:1	43:1	91:1	150:1	319:1	546:1	
2	Reducción absoluta		7/2	49/4	343/6	91	2401/16	637/2	546	
10	Momento de inercia	gcm <sup>2</sup>	20.7	17.6	17.3	16.7	17.3	16.8	16.4	
3	Diámetro máx. del eje del motor	mm	10	10	10	10	10	10	10	
<b>Referencia</b>			<b>223081</b>	223084	223090	223095	223099	223105	223110	
1	Reducción		4.3:1	15:1	53:1	113:1	186:1	353:1	676:1	
2	Reducción absoluta		13/3	91/6	637/12	339/3	4489/24	28581/61	676	
10	Momento de inercia	gcm <sup>2</sup>	12	16.8	17.2	9.3	17.3	9.4	9.1	
3	Diámetro máx. del eje del motor	mm	8	10	10	8	10	8	8	
<b>Referencia</b>			<b>223085</b>	223091	223096	223101	223106	223111		
1	Reducción		19:1	66:1	126:1	230:1	394:1	756:1		
2	Reducción absoluta		189/6	1183/18	126	8281/36	1183/3	756		
10	Momento de inercia	gcm <sup>2</sup>	9.5	16.7	16.4	16.8	16.7	16.4		
3	Diámetro máx. del eje del motor	mm	8	10	10	10	10	10		
<b>Referencia</b>			<b>223086</b>	223092	223098	223102	223107	223112		
1	Reducción		21:1	74:1	156:1	257:1	441:1	936:1		
2	Reducción absoluta		21	147/2	156	1029/4	441	936		
10	Momento de inercia	gcm <sup>2</sup>	16.5	17.2	9.1	17.3	16.5	9.1		
3	Diámetro máx. del eje del motor	mm	10	10	8	10	10	8		
<b>Referencia</b>			<b>223087</b>	<b>223093</b>		223103	223108			
1	Reducción		26:1	81:1		285:1	488:1			
2	Reducción absoluta		26	2187/27		15379/54	4384/6			
10	Momento de inercia	gcm <sup>2</sup>	9.1	9.4		16.7	9.4			
3	Diámetro máx. del eje del motor	mm	8	8		10	8			
4	Número de etapas		1	2	3	3	4	4		4
5	Máx. par en continuo	Nm	4	15	30	30	30	30		30
6	Máx. par admisible de forma intermitente	Nm	6	22.5	45	45	45	45		45
7	Máx. rendimiento	%	91	83	75	75	68	68		68
8	Peso	g	460	620	770	770	920	920		920
9	Holgura media en vacío	°	0.6	0.8	1.0	1.0	1.0	1.0		1.0
11	Longitud reductor L1	mm	49.0	65.0	78.5	78.5	92.0	92.0		92.0

Figura 3.14: Tabla con las configuración de reductores planetarios GP-52-C.

Tras varias iteraciones, la configuración que mejores resultados ofrece para obtener el máximo rendimiento del sistema es la siguiente:

- Motor RE-65 353301
- Motor RE-50 578298 (generador)
- Reductor GP-81-A 25:1 (unido al motor)
- Reductor GP-52-C 43:1 (unido al generador)

Con los parámetros de velocidad máxima de funcionamiento y la constante de velocidad del generador, se realizan los siguientes cálculos para estimar la potencia aproximada de salida.

$$\omega_g = \frac{\omega_m}{N} = \frac{2470 \cdot 43}{25} = 4248,4 \text{ rpm} \quad (3.5)$$

$$V_g = \frac{\omega_g}{K_v} = \frac{5160}{102} = 41,65 \text{ V} \quad (3.6)$$

Se puede observar que el generador no alcanzaría las 6000 rpm, por lo que estaría dentro del límite de funcionamiento del multiplicador. Además, teniendo en cuenta que la corriente máxima para este generador es de 4,58 A, la potencia máxima aproximada sería de 190,76 W.

Este último dimensionamiento cumple, en principio, con el objetivo de diseñar un sistema capaz de maximizar su potencia de salida. Sin embargo, no se ha tenido en cuenta si las reductoras ofrecidas por el fabricante son *backdrivable* (reversibles) o no.

La característica *backdrivable* implica que el mecanismo permite que el movimiento en el eje de salida de una reductora o multiplicadora pueda transmitirse de vuelta al eje de entrada. En otras palabras, si se aplica un esfuerzo o par en el eje de salida, este puede mover el eje de entrada, y no solo a la inversa.

En una consulta con el equipo técnico de Maxon, se informó que las reductoras que ofrecen no se someten a este tipo de pruebas. No obstante, para asegurar el correcto funcionamiento del sistema, se recomienda utilizar como multiplicador un modelo de tipo cerámico y con un máximo de dos etapas. El número de etapas está directamente relacionado con el rendimiento: a menor número de etapas, mayor eficiencia.

Por lo tanto, se modifican los reductores seleccionados, quedando el sistema compuesto por los siguientes modelos:

- Motor RE-65 353301
- Motor RE-50 578298 (generador)
- Reductor GP-81-A 14:1 701933 (unido al motor)
- Reductor GP-52-C 26:1 223087 (unido al generador)

Con la nueva relación de reductores, se actualizan los cálculos correspondientes.

$$\omega_g = \frac{\omega_m}{N} = \frac{2470 \cdot 26}{14} = 4587,14 \text{ rpm} \quad (3.7)$$

$$V_g = \frac{\omega_g}{K_v} = \frac{4587,14}{102} = 44,97 \text{ V} \quad (3.8)$$

Estos resultados aproximan la potencia de salida a 200 W. Al igual que en casos anteriores, este es un escenario en el que el motor está funcionando a su velocidad máxima. En los ensayos con la planta real será necesario tener presentes los límites de funcionamiento de cada parte del sistema para evitar sobrepasarlos. De esta forma, la potencia máxima de salida no deberá superar los 200 W para los que ha sido diseñado el generador.

### 3.4. Características físicas de los motores

Una vez dimensionados los motores del sistema, en este apartado se presentan sus características técnicas y operativas, incluyendo los valores de funcionamiento nominal y las especificaciones térmicas relevantes. Además, se detallan las características físicas y funcionales de los sistemas de engranajes que se utilizarán en el banco de ensayos.

<b>Valores a tensión nominal</b>	<b>RE-65 (353301)</b>	<b>RE-50 (578298)</b>
Tensión nominal [V]	70	48
Velocidad en vacío [rpm]	2690	4900
Corriente en vacío [mA]	125	88,4
Velocidad nominal [rpm]	2470	4620
Par nominal [mNm]	888	420
Corriente nominal máx. [A]	3,74	4,58
Par de arranque [mNm]	12200	7370
Corriente de arranque [A]	49,7	78,9
Máx. rendimiento [%]	89	94

Tabla 3.2: Parámetros de los motores seleccionados a tensión nominal.

<b>Parámetros</b>	<b>RE-65 (353301)</b>	<b>RE-50 (578298)</b>
Resistencia en bornes [ $\Omega$ ]	1,41	0,608
Inductancia en bornes [mH]	0,644	0,423
Constante de par [mNm/A]	245	93,4
Constante de velocidad [rpm/V]	38,9	102
Relación velocidad/par [rpm/mNm]	0,223	0,666
Constante de tiempo mecánica [ms]	3,13	3,78
Inercia del rotor [ $gcm^2$ ]	1340	542

Tabla 3.3: Características técnicas de los motores seleccionados.

<b>Datos térmicos</b>	<b>RE-65 (353301)</b>	<b>RE-50 (578298)</b>
Resistencia térm. carcasa/amb. [K/W]	1,3	3,8
Resistencia térm. bobinado/carcasa [K/W]	1,85	1,2
Const. de tiempo térm. del bobinado [s]	123	71,7
Const. de tiempo térm. del motor [s]	1060	1370
Temperatura ambiente [ $^{\circ}C$ ]	-30...+100	-30...+100
Máx. temperatura del bobinado [ $^{\circ}C$ ]	+125	+125

Tabla 3.4: Datos térmicos de los motores seleccionados.

<b>Datos mecánicos</b>	<b>RE-65 (353301)</b>	<b>RE-50 (578298)</b>
Máx. velocidad permitida [rpm]	5500	9500
Peso del motor [g]	2100	1100

Tabla 3.5: Datos mecánicos de los motores seleccionados.

La información técnica proporcionada por el fabricante, como las características mecánicas y térmicas de los motores de Maxon, es crucial para la realización de simulaciones. Estos datos detallados permiten crear modelos precisos del comportamiento del motor bajo diversas condiciones operativas, lo cual resulta esencial a la hora de diseñar un controlador mediante técnicas analíticas.

Además, la precisión y el nivel de detalle de las especificaciones técnicas ofrecidas por Maxon diferencian sus productos frente a los de otros fabricantes.

En la siguiente tabla se muestran los datos técnicos de los sistemas de engranajes seleccionados para el sistema.

<b>Datos técnicos</b>	<b>GP-81-A (701933)</b>	<b>GP-52-C (223087)</b>
Reducción	14:1	26:1
Reducción absoluta	3969/289	26
Diámetro máx. eje motor [mm]	14	8
Diámetro del eje de salida [mm]	19	12
Número de etapas	2	2
Máx. par en continuo [Nm]	46,2	15
Máx. par adm. intermitente [Nm]	69,2	22,5
Máx rendimiento [%]	75	83
Peso [g]	2624	620
Momento de inercia [gcm]	183,6	9,1
Máx. velocidad de entrada [rpm]	3000	6000

Tabla 3.6: Datos técnicos de las cajas de engranajes seleccionadas.

### 3.5. Acoplador mecánico

La unión del sistema motor-generator se realiza a través de los ejes de salida de los sistemas de engranajes de ambos motores.

Como se puede observar en la [Tabla 3.6](#), los ejes de ambas reductoras tienen diámetros diferentes, por lo que es necesario seleccionar un acoplador que permita unir ambos ejes y que, además, sea capaz de soportar el par generado por el sistema.

Tras un estudio de las opciones disponibles en el mercado, se ha optado por utilizar un acoplador de 3 mordazas tipo L, especialmente diseñado para servomotores. En concreto, se ha seleccionado el componente con referencia L075. Este componente cuenta también con chavetero, lo cual es indispensable, ya que los ejes de los sistemas de engranajes disponen de una chaveta que no puede ser retirada. El fabricante proporciona las dimensiones de esta chaveta, que sigue una norma definida por el diámetro del eje.

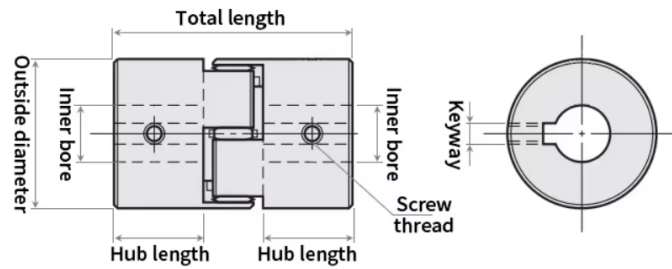


Figura 3.15: Vista detallada del acoplador mecánico L075.

Sin entrar en mayor detalle, en la siguiente figura se muestra el acoplador en cuestión, donde se puede apreciar la diferencia entre los diámetros de los ejes, el chavetero y un prisionero para fijar los ejes y evitar su desplazamiento longitudinal.

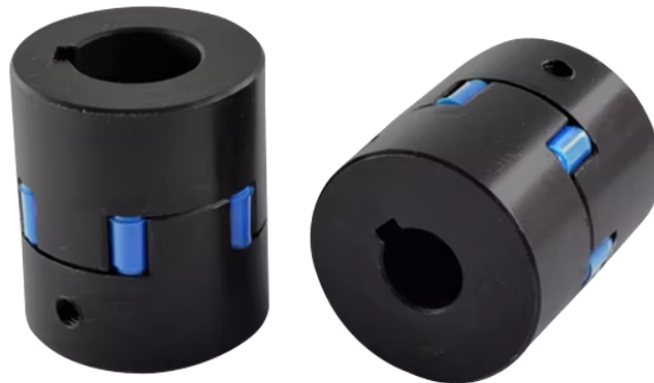


Figura 3.16: Acoplador mecánico L075.

### 3.6. Controlador de motores

Como se ha mencionado en varias ocasiones a lo largo del presente documento, el sistema está compuesto por dos motores, pero solo uno de ellos es controlado eléctricamente mediante un sistema hardware. Para poder controlar la potencia suministrada a este motor, es necesario un dispositivo capaz de convertir una señal digital o analógica en una corriente continua con tensión controlada y elevada potencia.

Para ello, se utiliza un dispositivo denominado driver de corriente continua. Este dispositivo, además de las funcionalidades mencionadas, también tiene la capacidad de invertir el sentido de giro del motor mediante un puente en H.

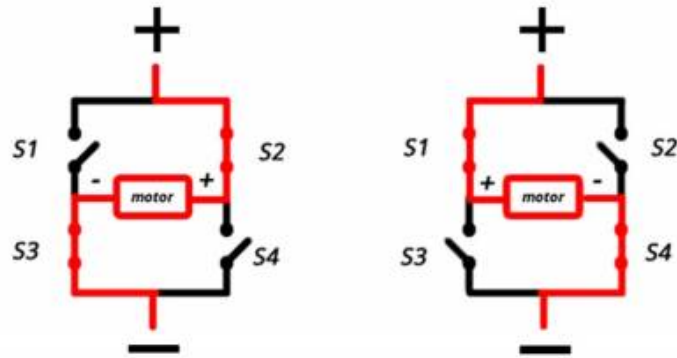


Figura 3.17: Cambio de sentido de un motor CC mediante un puente en H.

En la [Figura 3.15](#) se observa cómo, mediante la conmutación de los transistores, es posible modificar el sentido de giro del motor. Además, al ajustar el ciclo de trabajo de estos transistores, también se puede controlar la velocidad de giro del motor.

Este método representa el funcionamiento más básico de un driver. Sin embargo, el fabricante Maxon ofrece controladores altamente avanzados que incorporan funcionalidades como control de velocidad en lazo abierto o cerrado, control de par, monitorización de corriente y velocidad, entre otras capacidades.

Es importante mencionar que, aunque los controladores de Maxon permiten implementar control en lazo cerrado, esta funcionalidad no será utilizada en el presente proyecto. El objetivo principal es diseñar un sistema de control propio que permita comparar diferentes técnicas de control, sin las limitaciones impuestas por un controlador comercial.

El driver seleccionado del fabricante Maxon es el modelo ESCON 70/10, elegido principalmente por su compatibilidad con el rango de funcionamiento eléctrico del motor seleccionado. Este controlador es capaz de suministrar hasta 70 V y 10 A, lo que lo hace ideal para esta aplicación.



Figura 3.18: Driver del fabricante Maxon ESCON 70/10 [16].

Por lo tanto, el driver seleccionado posee la capacidad necesaria para operar el motor RE-65 a su máxima potencia sin comprometer el rendimiento del sistema. Además, la inclusión de sistemas de seguridad para detectar y manejar funcionamientos anómalos es crucial en el desarrollo de cualquier sistema nuevo con partes móviles, ya que la falta de experiencia previa con el equipo implica incertidumbre sobre posibles fallos.

En la siguiente tabla se muestra un resumen de las características técnicas más destacadas de este driver, relevantes para el desarrollo del presente trabajo.

<b>Potencia</b>	
Potencia en continua	700 W
Potencia de pico	2100 W
<b>Sensores</b>	
Encoder incremental digital	
Tacodinamo	
<b>Modos de funcionamiento</b>	
Control de par	
Control de velocidad en lazo cerrado	
Control de velocidad en lazo abierto	
<b>Datos eléctricos</b>	
Tensión nominal de trabajo (Vcc)	10 - 70 V
Tensión máxima de salida	0,95 x Vcc
Corriente de pico	30 A (<20 s)
Corriente en continuo	10 A
Frecuencia PWM	53,6 kHz
Frecuencia controlador de par	53,6 kHz
Frecuencia controlador de velocidad	5,36 kHz
Max. grado de eficiencia	98 %
<b>Entradas y salidas</b>	
Señales del encoder	A, A\, B, B\
Máx. frecuencia encoder	1 MHz
Potenciomentros	2
Entradas digitales	2
Salidas digitales	2
Entradas analógicas	2
Resolución y rango	12-bit, -10...+10 V
Salidas analógicas	2
Resolución y rango	12-bit, -4...+4 V

Tabla 3.7: Datos técnicos del driver ESCON 70/10.

### 3.7. Sensores de velocidad angular

A continuación, se detallan una variedad de sensores comúnmente utilizados para medir la velocidad angular del sistema, cada uno con sus propias características y

consideraciones particulares. Sin embargo, cabe destacar que algunos de los sensores presentados no miden directamente la velocidad angular, sino la posición. Por lo tanto, la velocidad será una estimación obtenida a partir de la derivada de la posición, seguida de un proceso de filtrado.

En conclusión, la medición de la velocidad angular será más precisa si se utiliza un sensor que mida directamente este parámetro físico.

### 3.7.1. Encoder magnéticos

Los *encoders* magnéticos utilizan un sistema de imanes y sensores magnéticos para detectar el movimiento rotativo del eje del motor. Este tipo de sensor es conocido por su robustez y resistencia a condiciones ambientales adversas, como vibraciones y temperaturas extremas. Los *encoders* magnéticos representan una buena alternativa cuando la instalación de *encoders* ópticos es complicada o cuando se requiere una solución más económica sin sacrificar demasiada precisión.

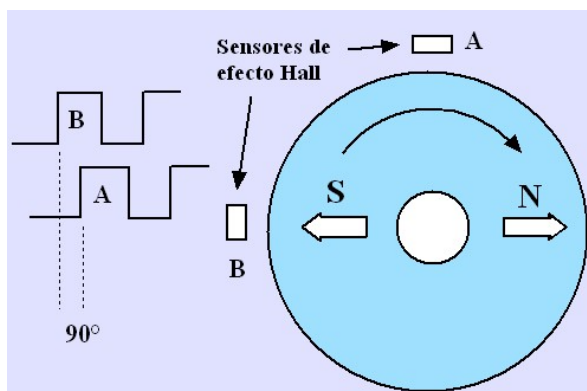


Figura 3.19: Funcionamiento de un encoder magnético.

En este caso, el parámetro físico que mide el sensor es la posición angular, por lo que para obtener la medida de la velocidad será necesario derivar la posición y, posteriormente, filtrarla. Con este sensor, la velocidad será una estimación.

### 3.7.2. Resolvers

Los *resolvers* son sensores rotativos electromagnéticos que generan señales analógicas proporcionales a la posición angular del eje del motor. Aunque son menos comunes que los *encoders*, los *resolvers* son valorados por su alta precisión y rápida respuesta. Son particularmente adecuados para aplicaciones industriales exigentes, donde la fiabilidad y la resistencia al entorno son prioritarias. Sin embargo, los *resolvers* suelen ser más costosos y requieren un proceso de instalación y calibración más meticuloso.

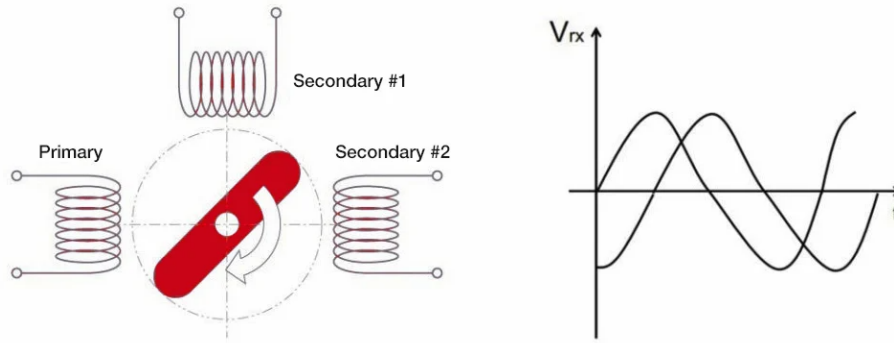


Figura 3.20: Funcionamiento de un resolver.

Al igual que en el caso del sensor anterior, el *resolver* mide principalmente la posición angular en valor absoluto utilizando señales seno y coseno generadas por sus bobinas. Por lo tanto, la velocidad será una estimación.

### 3.7.3. Tacómetros

Los tacómetros son dispositivos sencillos que generan pulsos eléctricos en función de la velocidad de rotación del motor. Utilizan principios básicos de inducción electromagnética o física para detectar el movimiento rotativo. Existen varios tipos de tacómetros:

- **Tacómetros ópticos:** Utilizan un haz de luz, como un láser, dirigido hacia un disco reflectante montado en el eje del motor. La luz reflejada es detectada por un sensor que genera pulsos eléctricos proporcionales a la velocidad de rotación.
- **Tacómetros magnéticos:** Emplean imanes y sensores magnéticos para detectar el movimiento rotativo del eje del motor. Los cambios en el campo magnético inducen señales eléctricas que se convierten en pulsos para medir la velocidad.



Figura 3.21: Funcionamiento de un tacómetro.

- **Tacómetros de contacto:** Utilizan un mecanismo físico de contacto, como una rueda dentada, que gira con el eje del motor y activa un interruptor o un sensor mecánico para generar pulsos eléctricos.

Los tacómetros son dispositivos específicamente diseñados para medir la velocidad angular.

### 3.7.4. Encoders ópticos incrementales

Los *encoders* ópticos incrementales son dispositivos que utilizan un disco codificado con patrones ópticos para interrumpir un haz de luz entre un emisor y un receptor. Estos patrones generan pulsos eléctricos que son contados y convertidos en señales digitales, proporcionando información sobre la posición angular del eje del motor.

Aunque en principio no están diseñados para medir directamente la velocidad, ya que su función principal es medir la posición, también pueden ser utilizados para estimar la velocidad angular.

Existen dos tipos principales de *encoders* ópticos incrementales:

- **Encoders Incrementales Relativos:** Estos *encoders* generan una serie de pulsos por cada incremento angular del eje del motor, dependiendo de la resolución del *encoder*, expresada en pulsos por vuelta (ppv). Por ejemplo, un *encoder* de 500 ppv generará 500 pulsos en una rotación completa del eje. Estos pulsos permiten obtener una medida incremental del movimiento angular desde un punto de referencia inicial, lo que puede ser utilizado para calcular la posición relativa.

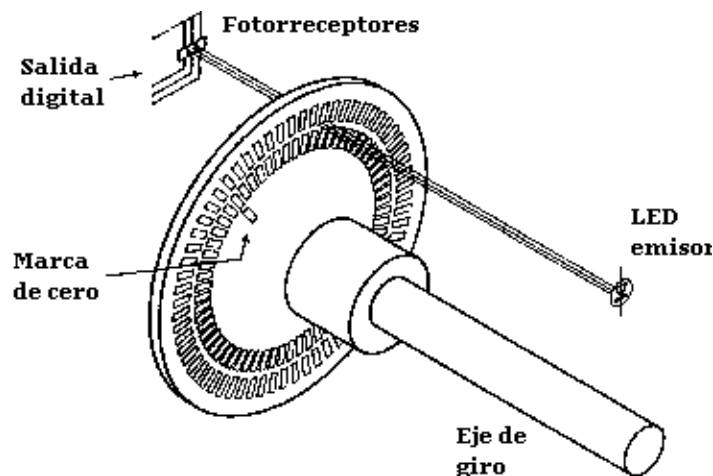


Figura 3.22: Funcionamiento de un encoder incremental relativo.

- **Encoders Incrementales Absolutos:** Estos *encoders* utilizan un código absoluto para identificar la posición angular exacta del eje en cualquier momento, lo que permite una lectura precisa de la posición sin necesidad de regresar a la referencia inicial.

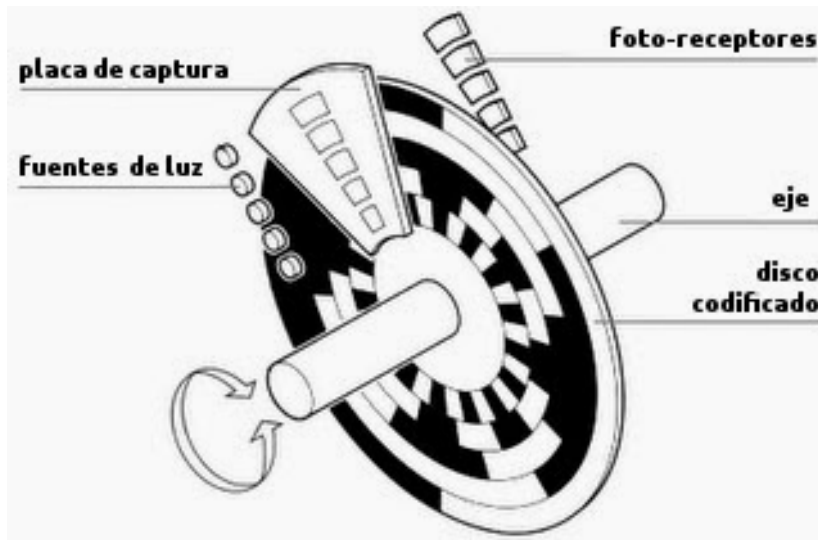


Figura 3.23: Funcionamiento de un encoder incremental absoluto.

Finalmente, en el diseño del sistema motor-generador, se ha optado por integrar el *encoder* óptico incremental relativo (modelo HEDL 5540 de Maxon) tanto en el motor como en el generador. Aunque el generador, al encontrarse acoplado directamente al motor, no necesariamente requiere un sensor para la realimentación de posición y estimación de velocidad, la inclusión de este *encoder* proporciona beneficios significativos en términos de fiabilidad en la medición, al contar con una medida redundante.

El principal motivo de esta elección es que estos sensores están diseñados específicamente para los motores seleccionados y son proporcionados por el fabricante ya montados en los propios motores. Con ello, se asegura una correcta integración y compatibilidad.



Figura 3.24: Encoder HEDL 5540.

Este sensor cuenta con una resolución de 500 pulsos por vuelta, los cuales son medidos mediante 3 canales con las siguientes funciones:

- **Canal A:** Genera una señal de onda cuadrada que corresponde a los incrementos de posición angular del eje del motor. Cada pulso de la señal del canal A repre-

senta un pequeño movimiento del eje. La frecuencia de la señal es proporcional a la velocidad de movimiento.

- **Canal B:** Genera también una señal de onda cuadrada similar a la del canal A, pero con una diferencia de fase de 90 grados (cuadratura). La señal del canal B se utiliza junto con la señal del canal A para determinar la dirección del movimiento. Al comparar las fases de las señales de los canales A y B, es posible saber si el eje del motor se mueve en una dirección o en otra.
- **Canal I (Índice):** Este canal genera un pulso único por cada revolución completa del eje del motor (o por cada ciclo de medición específico). Este pulso de índice se utiliza para proporcionar una referencia absoluta de posición, permitiendo al sistema de control restablecer o recalibrar su contejo de posición. El pulso del canal I suele ser mucho más corto en duración en comparación con los pulsos de los canales A y B.

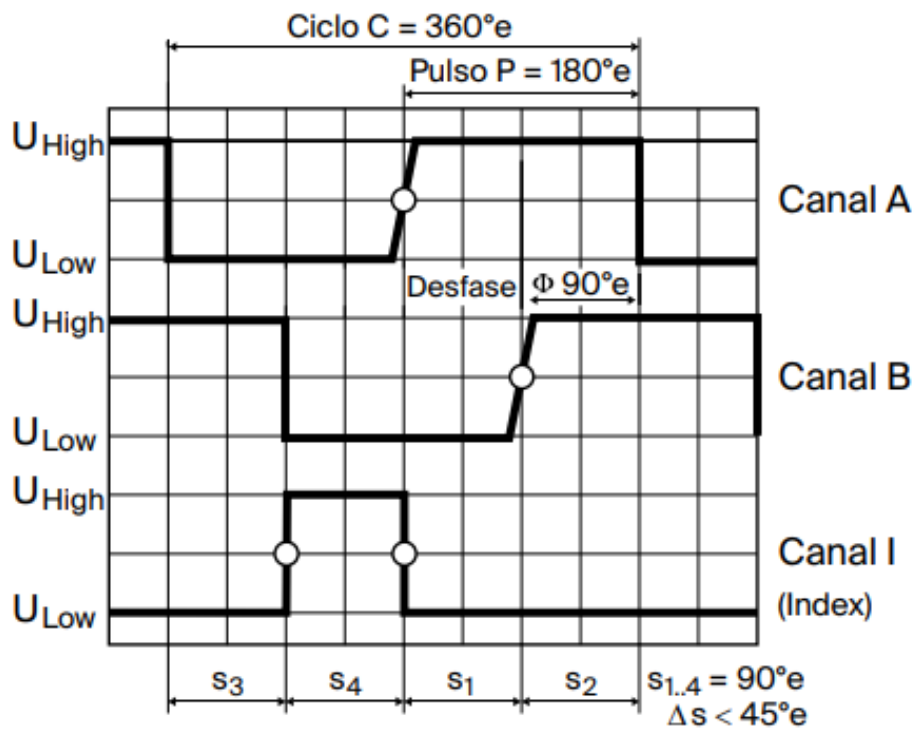


Figura 3.25: Ejemplo de pulsos emitidos por los distintos canales del sensor.

Respecto a la comunicación, utiliza el estándar RS-422, el cual define un método de transmisión diferencial para enviar datos. Esto implica el uso de pares de cables para cada señal, en lugar de un solo cable, lo que lo hace más resistente al ruido eléctrico y a las interferencias, ya que cualquier ruido inducido afectará ambos cables de manera similar y será cancelado al tomar la diferencia entre ellos.

También cabe destacar que la frecuencia máxima de funcionamiento de este sensor es de 100 kHz y la velocidad máxima de rotación es de 12000 rpm. Dado que la velocidad máxima se encuentra por encima de la velocidad máxima a la que girarán los ejes de los motores, no representará un límite de funcionamiento.

## 3.8. Sensores de corriente

En este apartado se presentan diversas tecnologías y opciones para medir la corriente a la salida del generador. En este caso, la corriente que se medirá será continua y no superará los 5 A. Esta es la corriente máxima que se debe respetar para evitar una degradación acelerada del generador. Aunque, debido a las protecciones en el driver, no será posible trabajar con cargas altas.

### 3.8.1. Sensor de corriente efecto hall

Los sensores de efecto Hall funcionan basándose en un fenómeno físico que ocurre cuando una corriente eléctrica fluye a través de un conductor o semiconductor sometido a un campo magnético perpendicular. Este campo provoca una acumulación de cargas en los extremos del material, generando un voltaje proporcional a la intensidad del campo magnético.

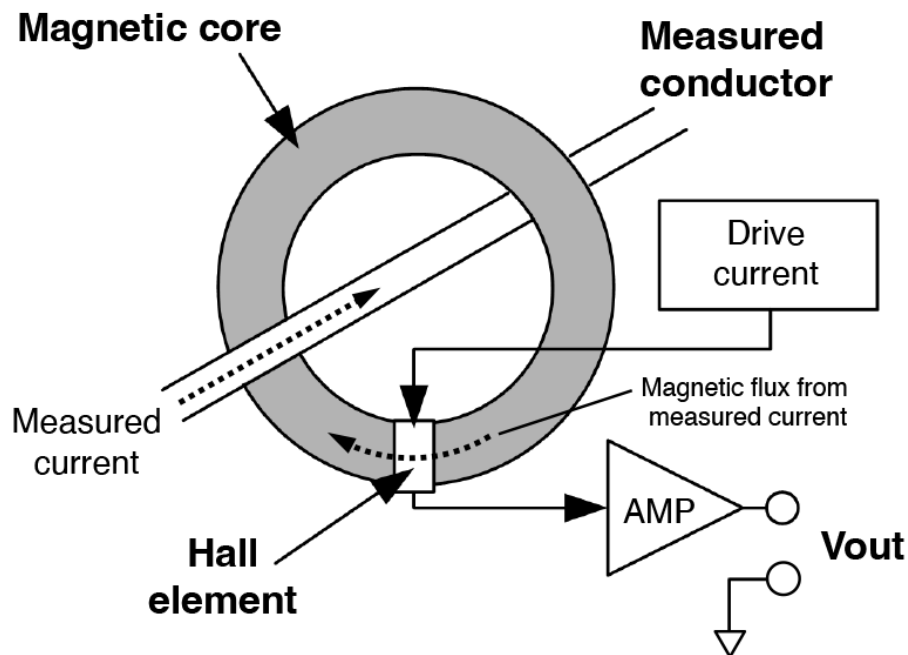


Figura 3.26: Funcionamiento del sensor de efecto hall. [9]

Estos sensores son especialmente útiles en sistemas donde es necesario medir corrientes elevadas sin invadir el circuito. Gracias a su aislamiento galvánico, pueden medir la corriente sin entrar en contacto directo con el circuito de potencia. Además, tienen la capacidad de trabajar con corrientes continuas (CC) y alternas (CA).

Sin embargo, los sensores de efecto Hall no son tan precisos cuando se trata de medir corrientes bajas. Factores como las interferencias magnéticas externas, las desviaciones térmicas y la resolución limitada en este rango pueden comprometer su exactitud.

### 3.8.2. Shunts o Resistencias de Precisión

Los sensores *shunt* son dispositivos diseñados para medir corriente eléctrica mediante la caída de tensión generada al fluir la corriente a través de una resistencia conocida. Esta medición se basa en la ley de Ohm, lo que garantiza que la relación entre la corriente y la tensión medida sea estrictamente lineal en todo su rango de operación.

En la siguiente figura se muestra un esquema típico de conexionado de un sensor *shunt*. En este caso, se trata de un sensor del fabricante Texas Instruments, en concreto el INA219. Como peculiaridad de este dispositivo, la salida es una línea de comunicación I<sup>2</sup>C, lo que permite enviar directamente los datos de corriente al sistema de control o monitoreo sin necesidad de circuitos adicionales para procesar las señales analógicas.

Además, el INA219 se caracteriza por ser un dispositivo *Zero-Drift*, lo que garantiza una alta precisión y estabilidad en las mediciones al minimizar los errores de *offset* causados por cambios de temperatura, envejecimiento del circuito y otras condiciones externas.

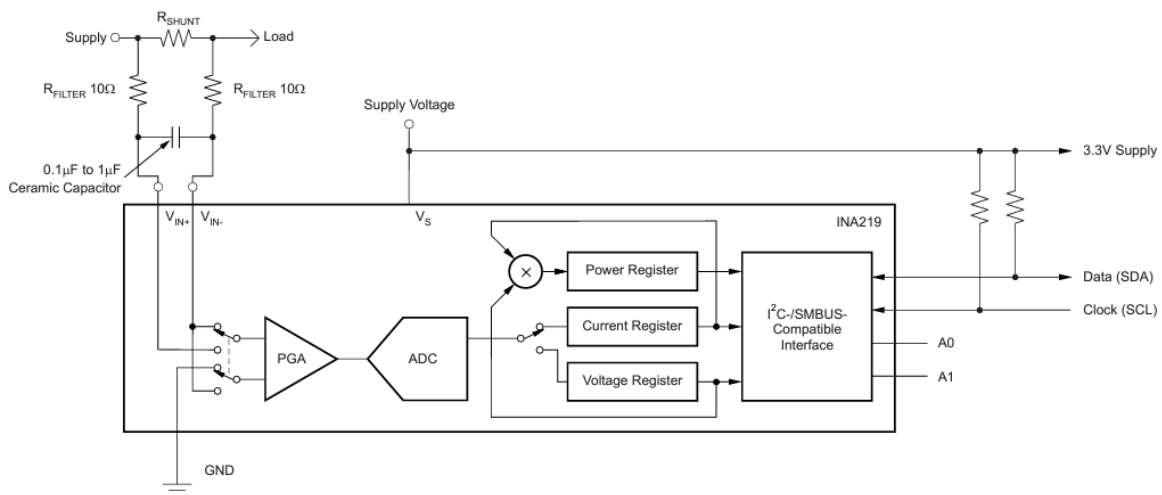


Figura 3.27: Diagrama de conexión del sensor *shunt* INA219 del fabricante Texas Instruments. [26]

El valor de la resistencia debe seleccionarse en función del rango de corriente que se desee medir. Una resistencia más pequeña permite medir corrientes más altas con menor disipación de potencia, pero a costa de una resolución más baja debido a la menor caída de tensión. Por otro lado, una resistencia más grande proporciona una mayor resolución en la medición de corrientes bajas, aunque aumenta la disipación de potencia y limita el rango máximo de corriente medible.

Además, este dispositivo incluye un ADC interno con resolución de hasta 12 bits, lo que permite una medición precisa de la caída de tensión en la resistencia *shunt*. Según la configuración, el tiempo de conversión puede variar, lo que afecta la frecuencia de muestreo y, por ende, la capacidad de capturar transitorios rápidos en la corriente. En el peor de los casos, con resolución máxima y un promedio de 128 muestras, el tiempo de muestreo puede ser de aproximadamente 68 ms.

Aunque este componente se suministra sin integrar en un circuito electrónico dedicado, el fabricante Texas Instruments dispone de una tarjeta de evaluación [27] para este componente. El circuito está diseñado para tomar medidas de corriente de hasta 10 A. En la siguiente figura se muestra la tarjeta de evaluación en cuestión.

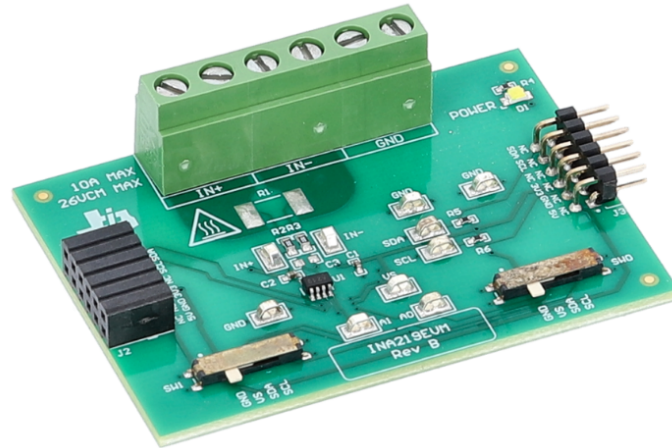


Figura 3.28: Tarjeta de evaluación para el componente INA219. [27]

El esquema del circuito electrónico de este componente es el que se muestra en la Figura 3.29, donde se puede destacar la ausencia de la resistencia *shunt*, debido a que este componente puede variar en función de la corriente máxima que se desea medir.

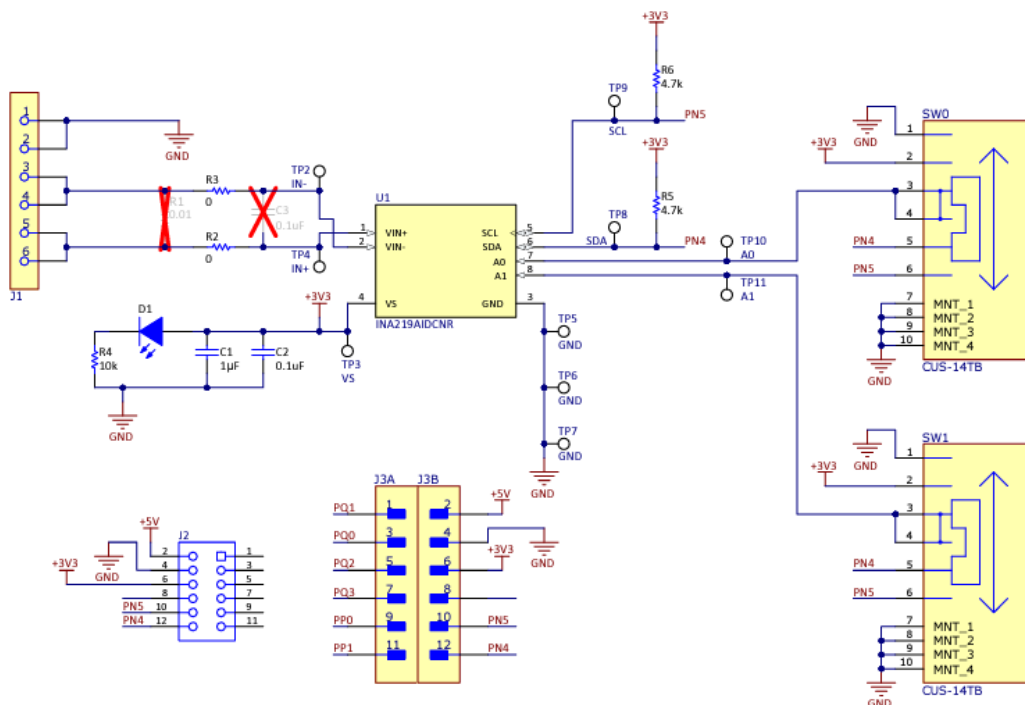


Figura 3.29: Esquema electrónico de la tarjeta de evaluación para el componente INA219.

Por otro lado, el componente INA219 debe ser configurado para su uso. Para ello,

el fabricante también suministra la tarjeta de programación TI-SCB [28], mediante la cual se puede configurar el INA219 y tomar lecturas de varios sensores concatenados si fuese necesario, como se observa en la siguiente figura:

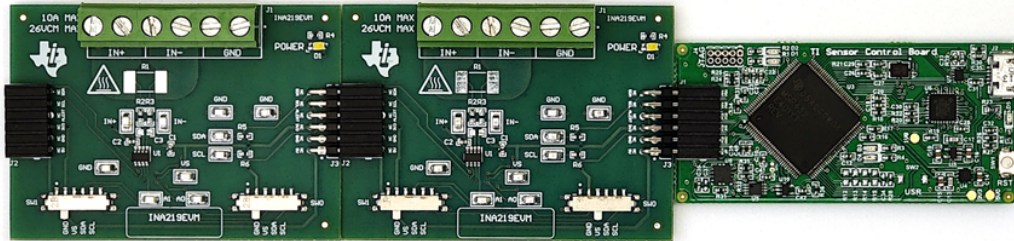


Figura 3.30: Sensores INA219 concatenados y programador.

Aunque la medida de la corriente se puede enviar por I<sup>2</sup>C a un sistema de control que acepte este protocolo de comunicación, también se puede monitorizar con el software de Texas Instruments especialmente diseñado para este componente. Además de monitorizar la medida, también se puede configurar el sensor para calibrarlo, programar las direcciones si se conectan varios sensores, definir el valor de la resistencia, entre otros.

Number of EVMs: 1 EVM	Selected EVM: EVM 1
<b>EVM 1</b>	
Hardware Switch Settings SW1: GND SW0: GND	
<b>Shunt/Current Configuration</b>	
RSHUNT:	<input type="text"/> mΩ
Max Expected Current:	<input type="text"/> A
CURRENT_LSB:	<input type="text"/> A
CALIBRATION:	<input type="text" value="3355"/>
True CURRENT_LSB:	<input type="text"/> A
True Max Current:	<input type="text"/> A
Required Sensing Range:	<input type="text"/> mV

Figura 3.31: Herramienta de configuración del INA219.

## Cálculo de la resistencia shunt para el componente INA219

Para calcular el valor de la resistencia *shunt* se parte de la corriente máxima que se va a medir a la salida del generador. Según las especificaciones del generador seleccionado (RE-50 578298), la corriente máxima de salida es de 4,58 A; este valor se puede consultar en la [Tabla 3.2](#). Por lo tanto, para tener un margen de tolerancia, se realizan los cálculos para una corriente máxima de 5 A.

El INA219 dispone de un amplificador de ganancia programable (PGA) que ajusta el rango de voltajes que el sensor puede medir a través de la resistencia *shunt*, permitiendo adaptar la sensibilidad del dispositivo. Para que la sensibilidad sea alta, se realizarán los cálculos para un  $PGA = 1/1$ , con el que se obtiene el LSB (Least Significant Bit) más pequeño. Para  $PGA = 1/1$  ( $\pm 40 mV$ ) y 12 bits, el LSB es:

$$LSB = \frac{40 mV}{2^{12}} \approx 9,77 \mu V \quad (3.9)$$

Por lo tanto, considerando que la tensión de caída en la resistencia  $V_{shunt_{max}}$  no puede superar el valor de  $PGA$  definido, en tal caso la medida estaría saturada, la resistencia calculada es:

$$R_{shunt} = \frac{V_{shunt_{max}}}{I_{max}} = \frac{0,04 V}{5 A} = 8 m\Omega \quad (3.10)$$

Con este valor de resistencia y el tamaño de la huella indicado por el fabricante (2512), se busca un componente comercial que, además, tenga el límite de potencia de disipación superior a:

$$P = I_{max}^2 R_{shunt} = 0,04 W \quad (3.11)$$

Para los resultados obtenidos, un componente comercial válido podría ser el KRL3264E-C-R008-G-T1 [20]. Se trata de una resistencia de  $8 m\Omega$  con una potencia máxima de disipación de 2 W. Como inconveniente, el componente tiene una tolerancia del 2 %, un valor alto en comparación con otras resistencias que pueden llegar al 0,1 %. Sin embargo, los cálculos se han realizado para una corriente superior a la máxima real, por lo tanto, en el peor de los casos, no se llegará a saturar la medida.

### 3.8.3. Sensores de corriente fluxgate

La tecnología *fluxgate* es un método de medición de campos magnéticos que utiliza un núcleo magnético alternadamente saturado por una bobina de excitación. Al detectar cómo un campo magnético externo altera el patrón de saturación del núcleo, un circuito mide con alta precisión dicho campo. Esta tecnología ofrece alta sensibilidad, bajo ruido y excelente precisión.

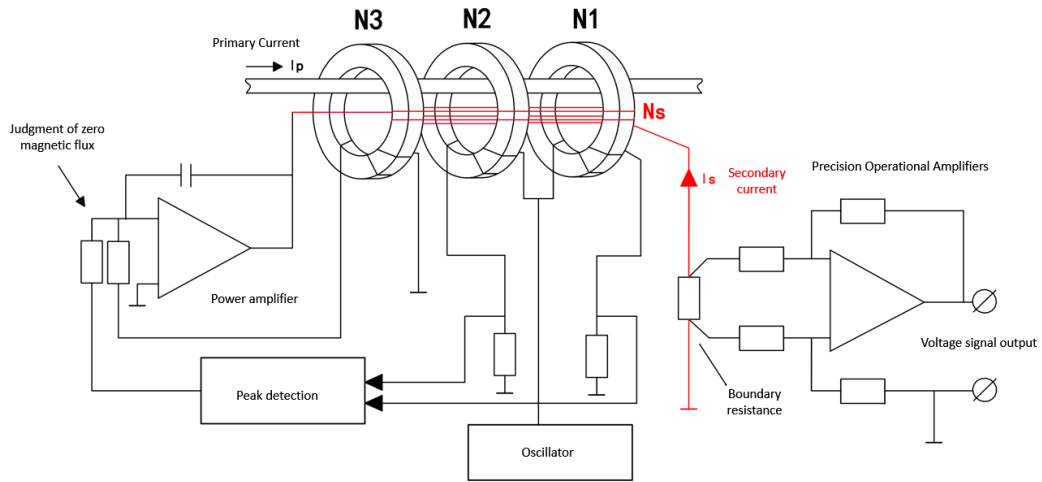


Figura 3.32: Sensor de corriente Fluxgate. [6]

Un sensor comercial con las características necesarias para medir la corriente del sistema dimensionado es el ISOBLOCK I-FG-1C (6A 10V). Se trata de un sensor industrial para montaje en rieles NS-35 o NS-32. Tiene la capacidad de medir corrientes comprendidas entre  $\pm 6 A$  y convierte la señal a un valor analógico comprendido entre  $\pm 10 V$  en par diferencial. Cuenta con una precisión del 0,2% en la medida y un retardo máximo de  $5 \mu s$ . El ruido en la medida es inferior a  $3,2 mA$ .

Como dato importante, este sensor necesita ser alimentado por una fuente capaz de suministrar una tensión comprendida entre 8 y 28 V.

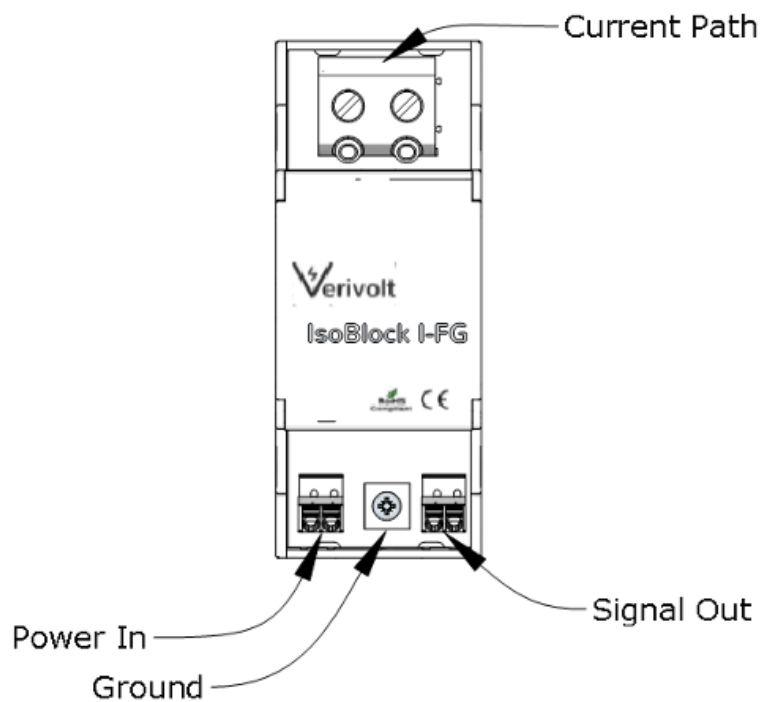


Figura 3.33: Sensor de corriente ISOBLOCK I-FG-1C.

En el presente trabajo, aunque se han considerado diversas opciones para la medición de la corriente de salida, finalmente se ha optado por utilizar esta última alternativa presentada. Si bien todas las opciones eran válidas para este caso, las características del sensor Verivolt lo convierten en la opción más destacable, además de estar diseñado para aplicaciones profesionales.

Por otro lado, la solución de Texas Instruments también representa una alternativa viable; sin embargo, al tratarse de una tarjeta de evaluación, presenta una menor fiabilidad en comparación con opciones ya dedicadas. Además, la comunicación con el sistema debería realizarse mediante I<sup>2</sup>C, lo que supone una limitación en ciertas unidades de procesamiento y control, como se analizará más adelante.

### 3.9. Sensor de tensión

En este apartado se presentan los métodos estudiados en este trabajo para medir la tensión de salida del generador. Con esta medida, se tiene la posibilidad de implementar un control de tensión a la salida o, en combinación con la medida de la corriente, implementar un control de potencia.

#### 3.9.1. Divisor de tensión

El divisor de tensión es una de las formas más simples y económicas de medir la tensión de salida del generador. Su implementación requiere únicamente dimensionar dos resistencias, o una combinación de ellas, para obtener la ganancia deseada. Sin embargo, este método presenta ciertas limitaciones importantes que deben ser consideradas.

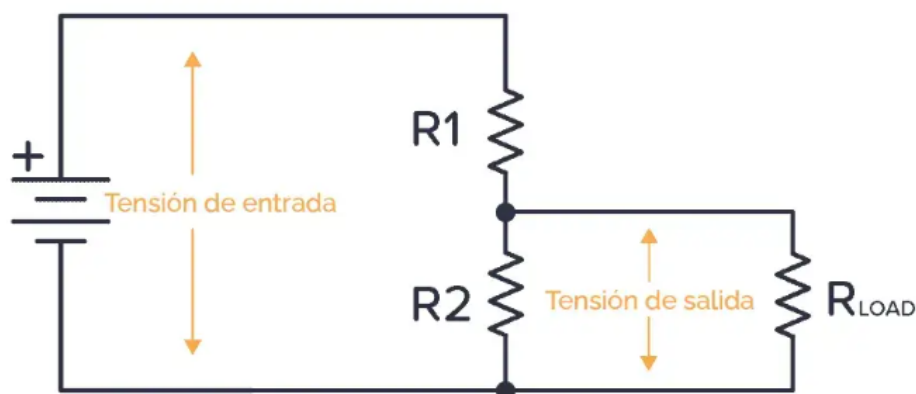


Figura 3.34: Esquema electrónico de un divisor de tensión con carga.

Por un lado, al no proporcionar aislamiento eléctrico, existe una conexión directa entre el generador y el equipo de medida, lo que puede suponer un riesgo para la seguridad y una mayor susceptibilidad al ruido eléctrico o a fallos en el sistema. Además, el divisor de tensión no realiza ningún tratamiento previo de la señal antes de ser

monitorizada, lo que puede limitar la calidad de la medida en sistemas donde existan interferencias.

Por otro lado, para asegurar un funcionamiento correcto, es fundamental seleccionar resistencias con valores adecuados: deben ser lo suficientemente altas para no incrementar significativamente el consumo del sistema, pero no tan altas como para afectar la medición. Si la resistencia denominada  $R_1$  en la [Figura 3.34](#) es excesivamente alta, no llegará suficiente corriente al dispositivo de medición, lo que resultará en lecturas incorrectas.

Por lo tanto, para realizar un buen diseño es necesario conocer la impedancia interna ( $R_{LOAD}$ ) del equipo de medición y calcular la corriente que va a circular por ella. Posteriormente, se pueden dimensionar las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  para que la corriente que circule por  $R_1$  sea la suma de las corrientes  $R_2$  y  $R_{LOAD}$ .

La expresión utilizada para calcular un divisor de tensión es la siguiente:

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_{eq}}{R_1 + R_{eq}} \quad (3.12)$$

donde,

$$R_{eq} = \frac{R_2 R_L}{R_2 + R_L} \quad (3.13)$$

### 3.9.2. Sensor de tensión comercial

El uso de sensores comerciales, como el ISOBLOCK V-1C (50V 10V), representa una solución profesional para medir tensiones de manera precisa y segura. Estos dispositivos están diseñados principalmente para mejorar la calidad de la medida.

Una de las principales ventajas de este tipo de sensor es el aislamiento galvánico, que garantiza la separación eléctrica entre el generador y el equipo de medición, proporcionando protección y minimizando el impacto de interferencias. Además, incorpora un tratamiento interno de la señal, que incluye filtrado y acondicionamiento, asegurando una salida lista para ser utilizada en sistemas de control.

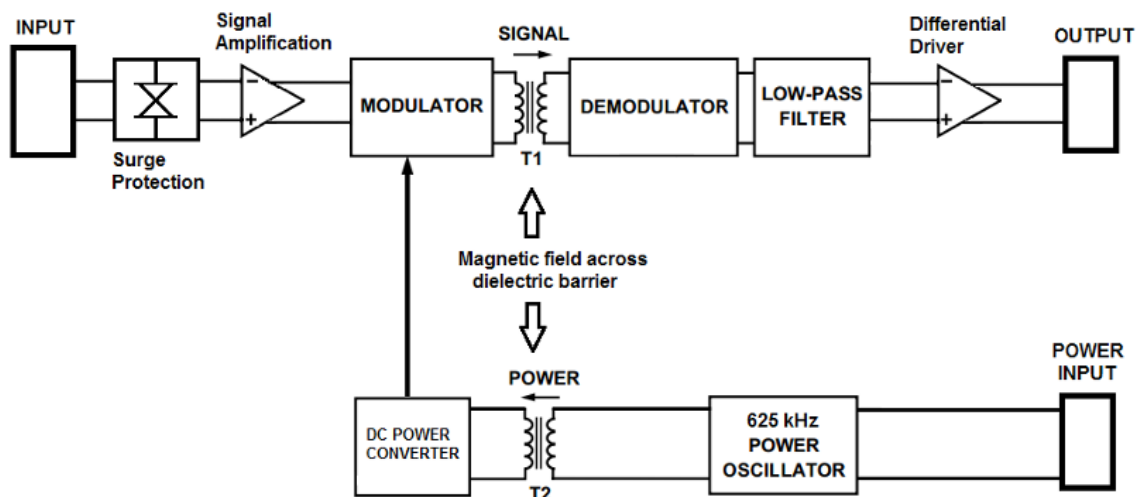


Figura 3.35: Diagrama de bloques del sensor de tensión ISOBLOCK V-1C (50V 10V).

Este sensor puede medir una tensión comprendida entre  $\pm 50 V$ , con una salida en par diferencial de  $\pm 10 V$ . La precisión de la medición es del 0,2% y el retraso máximo es de  $2,8 \mu s$ .

La tensión máxima a medir en el sistema diseñado es de  $48 V$ , lo que hace que este sensor sea una opción ideal para el equipo, ya que permite aprovechar casi todo su rango de medición, maximizando la precisión y la resolución disponibles.

### 3.10. Fuente de alimentación

Para alimentar el driver y poder suministrar suficiente potencia al sistema, es necesario seleccionar un equipo que sea capaz de alcanzar las tensiones y corrientes estimadas para el funcionamiento máximo del sistema.

Como se estudió en el dimensionamiento de los motores, la velocidad máxima de funcionamiento está limitada por el reductor a 3000 rpm, lo que implica que el motor podrá ser alimentado a un máximo de  $77 V$ . Sin embargo, el driver no puede ser alimentado a más de  $70 V$ . Por lo tanto, esta será la tensión máxima de funcionamiento del sistema. Por otro lado, la corriente máxima del motor es de  $3,74 A$ .

Con estos límites de funcionamiento a máxima potencia, se ha seleccionado una fuente de alimentación de corriente continua que tenga la capacidad de alcanzar dichos valores.



Figura 3.36: Fuente de alimentación EA-PS 2084-10B.

El equipo seleccionado es el EA-PS 2084-10B. Este modelo específico de fuente de alimentación programable es fabricado por Elektro-Automatik. A continuación, se presenta una descripción más detallada de las características y especificaciones de esta fuente de alimentación:

<b>Monitorización</b>	
Monitoreo y control remoto mediante conexión USB	
<b>Modos de funcionamiento</b>	
Modo de tensión constante (CV)	
Modo de corriente constante (CC)	
<b>Datos eléctricos</b>	
Tensión máxima de salida	84 V
Corriente máxima de salida	10 A
Potencia máxima de salida	320 W
Eficiencia	85 %
<b>Protecciones</b>	
Protección contra sobretensión	
Protección contra sobrecorriente	

Tabla 3.8: Datos técnicos de la fuente de alimentación EA-PS 2084-10B.

### 3.11. Carga electrónica

Para evaluar el sistema motor-generador dimensionado anteriormente, se ha seleccionado el equipo TENMA 72-13210 debido a su versatilidad y capacidad para simular diversas condiciones de carga de manera precisa y controlada. Este componente es esencial para probar y analizar el rendimiento del sistema motor-generador bajo diferentes escenarios operativos, lo cual es fundamental para asegurar su fiabilidad y eficiencia.



Figura 3.37: Carga electrónica TENMA 72-13210.

El TENMA 72-13210 es una carga electrónica programable que puede manejar un voltaje máximo de entrada de 120 V, una corriente máxima de 30 A y una potencia máxima de 300 W. Este equipo ofrece múltiples modos de operación, como corriente constante (CC), voltaje constante (CV), potencia constante (CP) y resistencia constante (CR), permitiendo simular condiciones específicas que el sistema motor-generador podría encontrar en un entorno de uso real.

La capacidad programable de esta carga electrónica permite configurar perfiles de carga dinámicos, ajustando la carga de forma que varíe a lo largo del tiempo. Esto es particularmente útil para evaluar cómo responde el sistema motor-generador ante cambios en la demanda, identificando su comportamiento y rendimiento bajo fluctuaciones y cargas transitorias. La pantalla digital del TENMA 72-13210 muestra en tiempo real parámetros como voltaje, corriente, potencia y resistencia, lo que facilita el monitoreo y ajuste preciso durante las pruebas.

Además, el equipo cuenta con interfaces de comunicación como USB y RS-232, que permiten el control y monitoreo remoto.

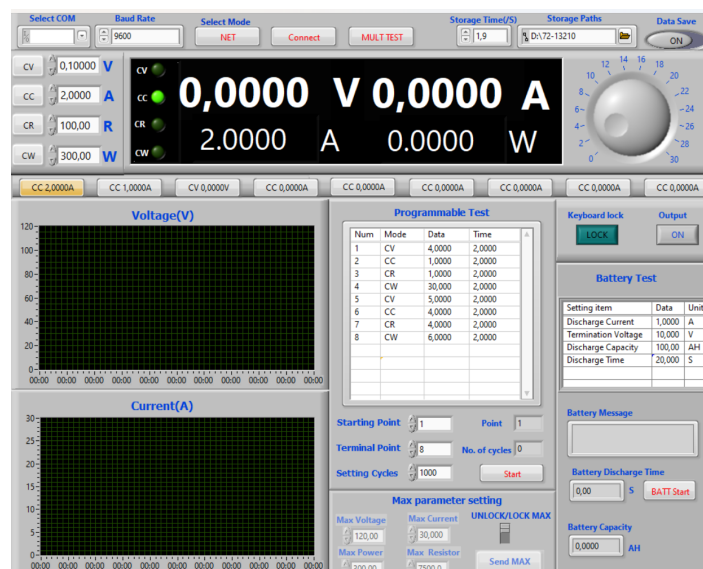


Figura 3.38: Software para equipo TENMA 72-13210.

En resumen, el TENMA 72-13210 no solo permite una evaluación detallada y

precisa del sistema motor-generator, sino que también ofrece la flexibilidad de ajustar dinámicamente las condiciones de carga para simular distintos casos, proporcionando información sobre la estabilidad del sistema.

## 3.12. Unidad de procesamiento y control

La unidad de procesamiento y control constituye el núcleo del sistema de regulación y supervisión. Su principal función es recibir las señales provenientes de los sensores de medida, procesarlas y ejecutar el algoritmo de control, generando así la señal de control que se enviará al driver para regular el sistema.

En este apartado se analizan tres posibles opciones para la implementación de la unidad de procesamiento y control:

- **Raspberry Pi:** Una plataforma de bajo coste, ampliamente utilizada en aplicaciones de control embebido y prototipado, donde no se requiere alta robustez ni elevada frecuencia de muestreo.
- **Tarjeta de adquisición de datos de National Instruments:** Utilizada junto con un PC, ofrece una solución flexible con alta capacidad de adquisición y procesamiento de señales, aunque con una frecuencia de muestreo limitada.
- **Unidad de control de dSPACE:** Una herramienta avanzada, diseñada específicamente para aplicaciones de control e investigación, que combina capacidades de procesamiento en tiempo real con interfaces de entrada y salida de alta velocidad.

El análisis de estas opciones permitirá seleccionar la mejor alternativa en función de los requerimientos específicos del sistema, considerando aspectos como la capacidad de procesamiento, fiabilidad, robustez y compatibilidad con los componentes del sistema.

### 3.12.1. Raspberry Pi como unidad de procesamiento y control

La Raspberry Pi [23] es una plataforma de *hardware* de bajo costo ampliamente utilizada en aplicaciones de control embebido, prototipos y proyectos de investigación. Este dispositivo, basado en un microprocesador ARM, ofrece una buena relación entre coste y capacidad de procesamiento, y es compatible con una amplia variedad de entornos de desarrollo y lenguajes de programación. Además, su conectividad y facilidad de uso la convierten en una opción atractiva para proyectos que no requieren tiempos críticos de respuesta o niveles elevados de robustez.



Figura 3.39: Raspberry Pi.

Sin embargo, por experiencia propia documentada en [32], se ha comprobado que la Raspberry Pi presenta limitaciones significativas. En pruebas realizadas, se determinó que la frecuencia de muestreo máxima alcanzable es baja, situándose en torno a 100 Hz, lo cual puede resultar insuficiente en aquellos casos donde se requiere una alta tasa de muestreo para un control preciso.

Además, la fiabilidad de la Raspberry Pi ha demostrado no ser adecuada para aplicaciones críticas. Durante las pruebas descritas en [32], se detectaron eventos en los que el sistema de control se bloqueaba, dejando al sistema a controlar sin supervisión y con la salida del driver saturada.

Aunque existen trabajos en los que la Raspberry Pi se ha utilizado como unidad de control, estos suelen estar enfocados en aplicaciones menos exigentes o con tolerancia a fallos. En el caso de este proyecto, un error en el control puede provocar accidentes graves debido a la naturaleza del sistema motor-generator, el cual implica el manejo de componentes en movimiento y potencias considerables.

Por estas razones, y basándose en la experiencia adquirida, la Raspberry Pi no se considera una opción viable para esta aplicación específica, ya que no cumple con los requerimientos de fiabilidad y robustez necesarios para garantizar la seguridad y el correcto funcionamiento del sistema.

### 3.12.2. NI 6229 como unidad de procesamiento y control

La tarjeta de adquisición de datos NI 6229 [23] es un dispositivo diseñado específicamente para aplicaciones de medición y control. Ofrece una resolución de 16 bits en las mediciones, lo que garantiza una alta precisión. Además, dispone de múltiples entradas y salidas analógicas y digitales: 32 entradas analógicas, 4 salidas analógicas y 48 E/S digitales. La NI 6229 se puede utilizar conectada a un PC que ejecute Matlab/Simulink, permitiendo así la adquisición de datos en tiempo real y el control del sistema motor-generator directamente desde el entorno de simulación. Se trata de un equipo confiable para aplicaciones de medición y control.



Figura 3.40: Tarjeta de adquisición de datos NI 6229.

Sin embargo, la frecuencia de muestreo está limitada por su conexión USB al PC. Aunque el convertidor analógico-digital (ADC) admite hasta 250 kS/s, el rendimiento real se ve reducido significativamente, y las frecuencias de muestreo se ven muy afectadas debido a la conexión USB con el sistema de control, lo que puede ocasionar un control impreciso o inestable. Por estas razones, esta solución no resulta completamente adecuada para este caso, ya que podría comprometer la estabilidad y seguridad del sistema motor-generator.

### 3.12.3. DS1104 como unidad de procesamiento y control

La DS1104 Controller Board de dSPACE [4] es una unidad de procesamiento diseñada específicamente para aplicaciones de control en tiempo real y simulación. Este sistema destaca por su robustez, fiabilidad y capacidad para cumplir con los requisitos más exigentes en términos de frecuencia de muestreo, procesamiento de datos y gestión de señales de entrada y salida. Su arquitectura está optimizada para entornos de desarrollo e investigación, ofreciendo un alto nivel de integración con herramientas como *Matlab/Simulink* [29].



(a) Módulo externo de conexiones.



(b) Tarjeta DS1104 (interna)

Figura 3.41: Composición del sistema DS1104: tarjeta PCI y módulo de conexiones.

La DS1104 permite implementar algoritmos de control complejos directamente en su *hardware*, lo que elimina las limitaciones de comunicación inherentes a otras

soluciones basadas en USB o PC. Además, cuenta con entradas y salidas analógicas y digitales suficientes para conectar los sensores y el driver.

La DS1104 cumple con todos los requisitos exigidos para este proyecto: alta robustez, fiabilidad y capacidad para alcanzar frecuencias de muestreo adecuadas para el control preciso y seguro de la planta motor-generador. Por estas razones, se posiciona como la solución más adecuada para este proyecto.

En la siguiente tabla se muestran las principales características de entradas y salidas de la DS1104:

- **Entradas analógicas (ADC):** 4 canales de 16 bits ( $\pm 10 V$ ) y 4 canales de 12 bits ( $\pm 10 V$ ).
  
- **Salidas analógicas (DAC):** 8 canales de 16 bits ( $\pm 10 V$ ).
  
- **Entradas y salidas digitales (Master PPC):** 20 pines digitales con rango de 0 a 5 V.
  
- **Entradas y salidas digitales (Slave DSP):** 14 pines digitales con rango de 0 a 5 V.

La DS1104 también es compatible con los protocolos de comunicación RS-422, RS-232 y RS-485. Por lo tanto, el *encoder* dimensionado para los motores es compatible con la unidad de control.

Respecto a su funcionamiento interno, este se basa en una arquitectura de doble procesador, formada por un PowerPC 603e y un DSP TMS320F240, que trabajan de forma coordinada para gestionar tanto el procesamiento principal como las tareas de entrada/salida de señales.

El flujo de operación comienza en el PC, donde se construye el modelo utilizando Matlab/Simulink junto con las herramientas de generación de código de dSPACE. Una vez compilado, el modelo se descarga a la tarjeta *DS1104* a través de la interfaz PCI, que conecta físicamente la tarjeta al bus del PC. La comunicación por PCI no sólo permite la transferencia inicial del modelo, sino también el monitoreo en tiempo real y la modificación de parámetros durante la ejecución mediante el software *ControlDesk*. Su funcionamiento se explica en [Apéndice C](#).

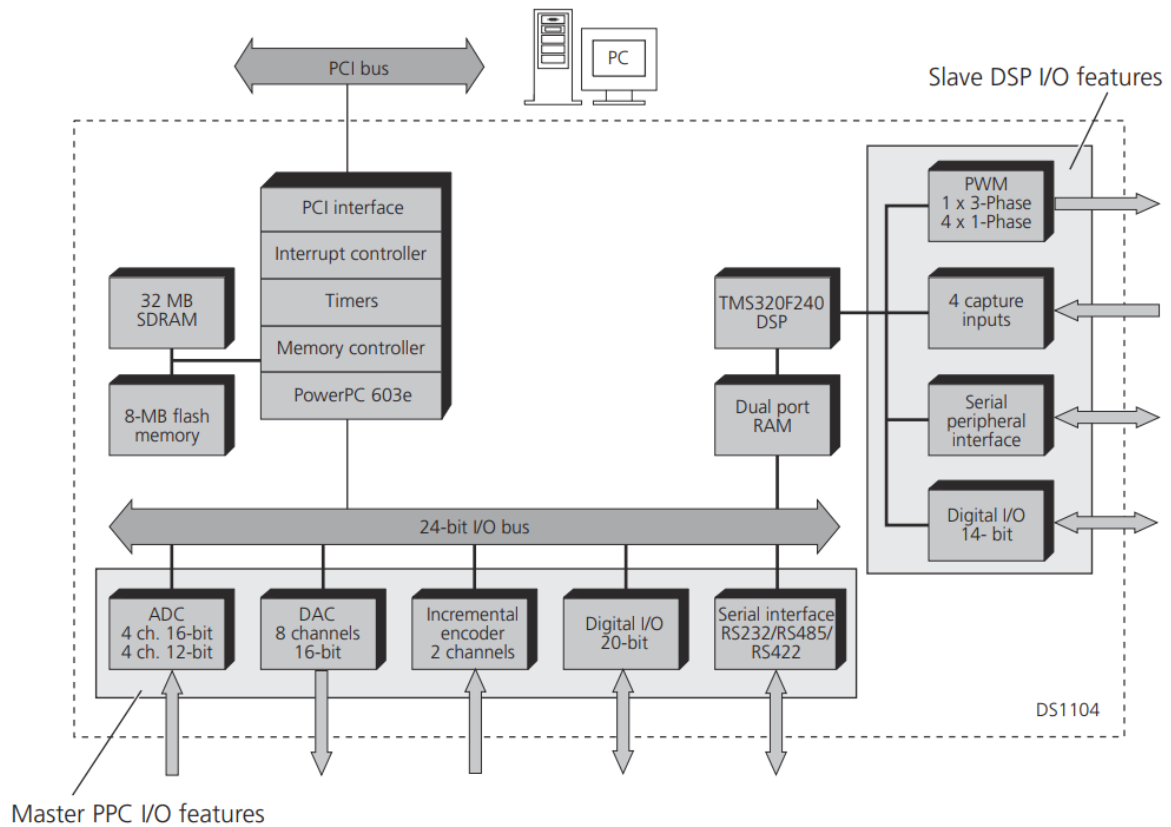


Figura 3.42: Arquitectura y unidades funcionales de la DS1104

Una vez cargado, el PowerPC 603e se encarga de ejecutar el modelo de control dentro de la tarjeta. Este procesador gestiona las operaciones principales, accediendo directamente al bus interno de 24 bits y a los periféricos asociados conocidos como Master PPC I/O features. En paralelo, el TMS320F240 DSP actúa como un coprocesador especializado, capturando señales a través de sus propios periféricos dedicados (Slave DSP I/O features).

El DSP trabaja de manera autónoma con estas señales de alta velocidad y transfiere los datos relevantes al PowerPC mediante una memoria RAM Dual-Port, permitiendo un intercambio eficiente de información sin bloqueos. El bus interno de 24 bits centraliza la comunicación entre ambos procesadores.

# Capítulo 4

## Modelo matemático de un sistema motor - generador

---

### 4.1. Introducción

En este capítulo se desarrollará el modelo matemático del sistema motor-generador, compuesto por dos motores de corriente continua de imanes permanentes acoplados mecánicamente. El modelado se llevará a cabo en tres etapas: primero, se analizará el motor en su funcionamiento estándar; luego, su comportamiento como generador; y, finalmente, las relaciones entre ambos para unificar el sistema.

El objetivo es obtener una base teórica que permita analizar el comportamiento dinámico del sistema, diseñar controladores mediante métodos analíticos y comparar su desempeño con los resultados obtenidos en ensayos experimentales. Esto permitirá validar el modelo y confirmar su utilidad para futuras investigaciones y aplicaciones similares.

### 4.2. Modelo matemático del motor

En este apartado se realizará el análisis del circuito equivalente que representa un motor de corriente continua (DC) de imanes permanentes. Para ello, se analizará por un lado la parte eléctrica y, por otro, la parte mecánica, lo que dará como resultado las dos ecuaciones que constituyen el modelo del motor DC.

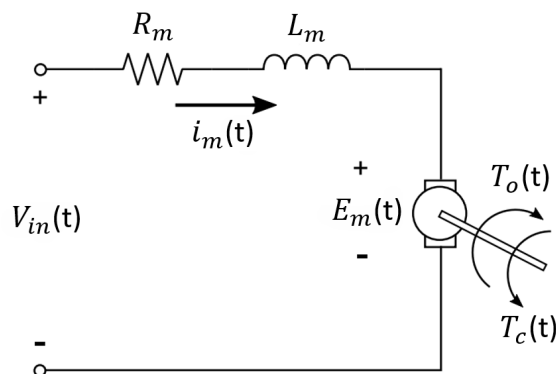


Figura 4.1: Diagrama de circuito equivalente que representa un motor DC de imán permanente. [33]

Los parámetros utilizados en el análisis del modelo del motor se presentan en la siguiente tabla.

Símbolo	Parámetro	Unidad de medida
$R_m$	Resistencia del devanado del motor	$[\Omega]$
$L_m$	Inductancia del devanado del motor	$[H]$
$E_m$	Fuerza contraelectromotriz (CEM) en el motor	$[V]$
$i_m$	Corriente en el devanado	$[A]$
$T_o$	Par generado por el motor (Par de salida)	$[Nm]$
$B_m$	Coefficiente de fricción viscosa	$[Nm/(rad/s)]$
$\omega_m$	Velocidad angular del motor	$[rad/s]$
$K_{Tm}$	Constante de par del motor	$[Nm/A]$
$K_{em}$	Constante electromotriz del motor	$[V/(rad/s)]$
$J_m$	Momento de inercia del motor	$[Kg\ m^2]$
$T_c$	Par de carga en el motor	$[Nm]$

Tabla 4.1: Simbología y breve descripción de las constantes y variables de un motor de corriente continua.

Debido a que tanto el motor como el generador comparten el mismo tipo de máquina eléctrica, el diagrama equivalente es prácticamente idéntico. Para poder diferenciar los parámetros de uno y otro, se ha utilizado el subíndice  $m$  para los parámetros derivados del modelo del motor, y el subíndice  $g$  para los del generador.

Para obtener el modelo del motor, se comienza aplicando un análisis por mallas a la parte eléctrica del diagrama de la [Figura 4.1](#), dando lugar a la siguiente expresión:

$$V_{in}(t) = R_m i_m(t) + L_m \frac{d(i_m(t))}{dt} + E_m(t) \quad (4.1)$$

En un motor,  $E$  representa la fuerza contraelectromotriz (CEM), ya que se opone a la tensión aplicada. En el caso del generador, se denomina fuerza electromotriz (FEM).

La fuerza contraelectromotriz está relacionada con la velocidad angular mediante la constante electromotriz:

$$E_m(t) = K_{em} \omega_m(t) \quad (4.2)$$

Por otro lado, para obtener la expresión de la parte mecánica se hace uso de la segunda ley de Newton para la rotación, la cual establece que el momento de inercia ( $J$ ) multiplicado por la aceleración angular es igual a la suma de los pares que actúan sobre el objeto rotatorio.

$$J \alpha = \sum T \quad (4.3)$$

De esta forma, se obtiene, a partir de la parte mecánica del diagrama, la ecuación dinámica del movimiento rotacional del motor.

$$J_m \frac{d(\omega_m(t))}{dt} + B_m \omega_m(t) = T_m(t) - T_c(t) \quad (4.4)$$

El par generado por el motor, o par de salida, está directamente relacionado con la corriente que circula por el devanado, multiplicada por la constante de par del motor.

$$T_m(t) = K_{Tm} i_m(t) \quad (4.5)$$

Como se puede observar en la [Ecuación 4.4](#), también se ha tenido en cuenta el coeficiente de fricción viscosa. Este valor debe estar presente para considerar cómo afecta la velocidad en la dinámica del sistema.

Respecto al par de carga ( $T_c$ ) que se representa en el diagrama, se trata del par que se opone a la rotación del motor y que es producido por el generador, el cual se analizará posteriormente.

Por lo tanto, tras sustituir la [Ecuación 4.2](#) en la [Ecuación 4.1](#) y la [Ecuación 4.5](#) en la [Ecuación 4.4](#), se obtienen las dos expresiones que definen la dinámica del motor: una para la parte eléctrica y otra para la parte mecánica.

$$V_{in}(t) = R_m i_m(t) + L_m \frac{d(i_m(t))}{dt} + K_{em} \omega_m(t) \quad (4.6)$$

$$J_m \frac{d(\omega_m(t))}{dt} + B_m \omega_m(t) = K_{Tm} i_m(t) - T_c(t) \quad (4.7)$$

### 4.3. Modelo matemático del generador

El modelo matemático de un generador de corriente continua (DC) de imanes permanentes es muy similar al de un motor DC de imanes permanentes, con la diferencia de que el generador convierte energía mecánica en energía eléctrica.

En la siguiente tabla se presenta la simbología utilizada para el modelo del generador.

Símbolo	Parámetro	Unidad de medida
$R_g$	Resistencia del devanado del generador	$[\Omega]$
$L_g$	Inductancia del devanado del generador	$[H]$
$E_g$	Fuerza electromotriz (FEM) en el generador	$[V]$
$i_g$	Corriente en el devanado	$[A]$
$T_g$	Par generado por el generador	$[Nm]$
$B_g$	Coefficiente de fricción viscosa	$[Nm/(rad/s)]$
$\omega_g$	Velocidad angular del generador	$[rad/s]$
$K_{Tg}$	Constante de par del generador	$[Nm/A]$
$K_{eg}$	Constante electromotriz del generador	$[V/(rad/s)]$
$J_g$	Momento de inercia del generador	$[Kg m^2]$
$T_{in}$	Par de entrada al generador	$[Nm]$
$V_o$	Tensión de salida	$[V]$
$Z_g$	Impedancia de salida	$[\Omega]$

Tabla 4.2: Simbología y breve descripción de las constantes y variables de un generador de corriente continua.

El procedimiento para obtener el modelo matemático es el mismo que para el motor, ya que se trata prácticamente del mismo diagrama de circuito equivalente, con la diferencia de que en este caso la corriente circula en sentido inverso al del motor, generando una tensión entre sus terminales. En la siguiente figura se representa este funcionamiento.

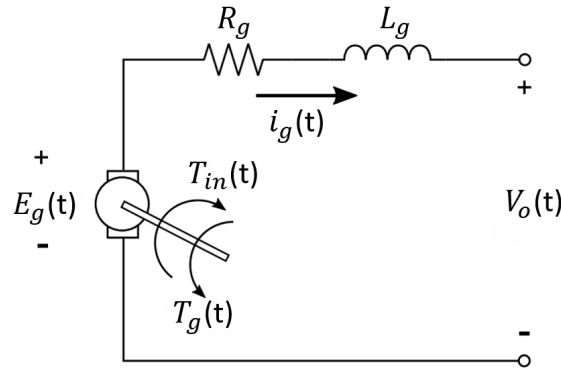


Figura 4.2: Diagrama de circuito equivalente que representa un generador DC de imán permanente. [33]

Aplicando nuevamente el análisis por mallas a la parte eléctrica, se obtiene la siguiente expresión:

$$E_g(t) = R_g i_g(t) + L_g \frac{d(i_g(t))}{dt} + V_o(t) \quad (4.8)$$

donde, en el caso de tener una carga conectada entre los terminales del generador, la tensión de salida sería:

$$V_o(t) = Z_g i_g(t) \quad (4.9)$$

Por otro lado, la fuerza electromotriz se puede expresar como:

$$E_g(t) = K_{eg} w_g(t) \quad (4.10)$$

La dinámica de la parte mecánica del generador viene dada por la siguiente expresión:

$$J_g \frac{d(\omega_g(t))}{dt} + B_g \omega_g(t) = T_{in}(t) - T_g(t) \quad (4.11)$$

En el caso del generador, el par de entrada ( $T_{in}$ ), que es el par generado por el motor, es positivo, ya que impulsa al generador proporcionando la energía mecánica necesaria para su funcionamiento. Por otro lado, el par que produce el generador, debido a la conversión de energía mecánica en eléctrica, es negativo, ya que se opone a la rotación del eje del generador.

Al igual que ocurre en el motor, el par producido por el generador está directamente relacionado con la corriente que circula por el generador.

$$T_g(t) = K_{Tg} i_g(t) \quad (4.12)$$

Por lo tanto, las expresiones que definen la dinámica del generador son las siguientes:

$$K_{eg} w_g(t) = R_g i_g(t) + L_g \frac{d(i_g(t))}{dt} + Z_g i_g(t) \quad (4.13)$$

$$J_g \frac{d(\omega_g(t))}{dt} + B_g \omega_g(t) = T_{in}(t) - K_{Tg} i_g(t) \quad (4.14)$$

## 4.4. Acoplamiento motor - generador

En este apartado se analiza en detalle la interacción y el acoplamiento entre los dos sistemas que componen el conjunto motor-generador. Se describen las relaciones dinámicas que vinculan las variables del motor y del generador, considerando tanto los aspectos eléctricos como mecánicos. Además, se incluye el impacto de los mecanismos de reducción y multiplicación presentes en el sistema, los cuales influyen en la transferencia de velocidad y par entre ambos ejes.

El desarrollo de este apartado se estructura en dos subapartados principales. El primero aborda las relaciones entre el motor y el generador, identificando las dependencias entre sus variables. El segundo se centra en la formulación del modelo matemático acoplado, considerando las relaciones obtenidas en el primer subapartado.

#### 4.4.1. Relaciones entre motor - generador

El motor y el generador están acoplados mecánicamente a través de un sistema de transmisión que afecta la relación entre la velocidad angular y el par de los ejes. Para estudiar la relación entre la entrada y la salida, se tiene en cuenta la conservación de la potencia en un sistema de engranajes [8], donde debe cumplirse la siguiente relación:

$$T_{in} \omega_{in} = T_{out} \omega_{out} \quad (4.15)$$

El acoplamiento del sistema está influido por:

- Una reductora en el motor, que reduce la velocidad de salida y aumenta el par.
- Una multiplicadora en el generador, que aumenta la velocidad de entrada y reduce el par transmitido al eje del generador.

La relación entre las velocidades viene dada por la siguiente ecuación:

$$\omega_g(t) = \omega_m(t) N_R N_M \quad (4.16)$$

donde:

- $N_R$  es la relación de reducción de la reductora (en el motor).
- $N_M$  es la relación de multiplicación del generador.

El comportamiento del par y la velocidad angular en un sistema de transmisión mecánica es inverso: si la velocidad aumenta, el par disminuye, y viceversa. Esto se debe a la conservación de la potencia, lo que implica que el producto de ambos debe mantenerse constante si se desprecian las pérdidas ([Ecuación 4.15](#)). Por lo tanto, el par de salida del motor y el par de entrada al generador se relacionan de la siguiente forma:

$$T_{in}(t) = \frac{T_o(t)}{N_R N_M} \quad (4.17)$$

De igual modo, el par resistivo generado por el generador ( $T_g(t)$ ) influye directamente en la dinámica del motor. Este par resistivo se traduce en el par de carga que el motor experimenta, denotado como  $T_c(t)$ . La relación, por lo tanto, es la siguiente:

$$T_c(t) = T_g(t) N_R N_M \quad (4.18)$$

Como se puede apreciar, la [Ecuación 4.18](#) representa un producto. Esto se debe a que se está calculando el par que el generador le opone al motor, es decir, en este caso el sentido del cálculo va del generador al motor, mientras que en las relaciones [4.16](#) y [4.17](#) el sentido del cálculo va del motor al generador.

### 4.4.2. Modelo matemático acoplado

Una vez obtenidas las ecuaciones que describen el comportamiento de un motor de corriente continua con imanes permanentes y de un generador basado en el mismo tipo de máquina eléctrica, así como las expresiones que relacionan ambos modelos a través del acoplamiento mecánico, se procede al desarrollo del modelo matemático completo del sistema acoplado.

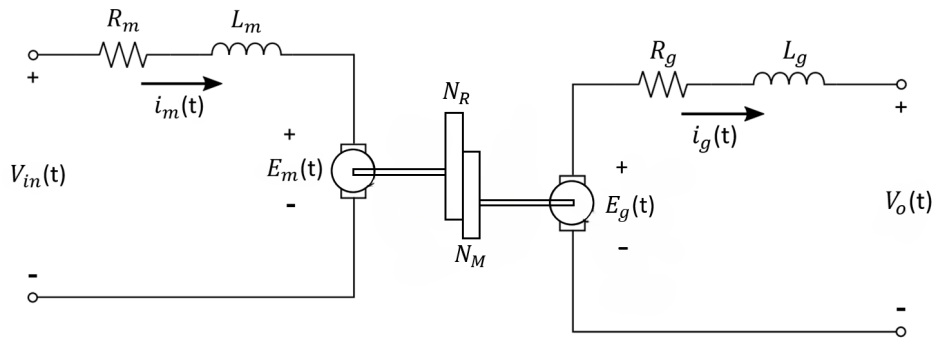


Figura 4.3: Diagrama del circuito equivalente del sistema motor - generador acoplado.

De la [Figura 4.3](#) se puede deducir que el sistema se compone de tres partes. Por un lado, se tiene la parte eléctrica del motor, la cual se relaciona con su parte mecánica. Por otro lado, se tiene la parte eléctrica del generador, que también se relaciona con su parte mecánica. Y, por último, se observa que ambas partes mecánicas forman un conjunto único.

Para analizar la dinámica mecánica del sistema, se comienza estudiándolo desde el lado del motor. Esto permite unificar las expresiones que describen las partes mecánicas involucradas.

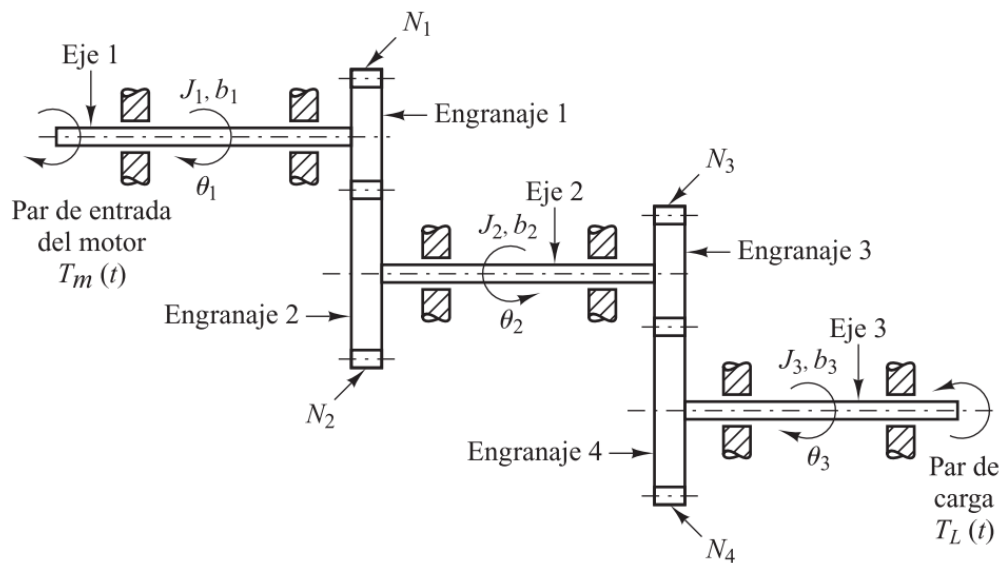


Figura 4.4: Sistema de tren de engranajes. [22]

El enfoque seguido se basa en el procedimiento descrito en [22], donde se detalla cómo los parámetros mecánicos de cada componente de un tren de engranajes (momento de inercia y coeficiente de fricción viscosa) afectan al eje del motor cuando se observa el sistema completo desde este punto de vista.

Siguiendo el análisis presentado en el libro [22] para el sistema mostrado en la figura anterior, se obtienen las ecuaciones de movimiento para cada eje del tren de engranajes, las cuales son las siguientes:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + T_1 = T_m \quad (4.19)$$

$$J_R \ddot{\theta}_R + B_R \dot{\theta}_R + T_3 = T_2 \quad (4.20)$$

$$J_M \ddot{\theta}_M + B_M \dot{\theta}_M + T_5 = T_4 \quad (4.21)$$

$$J_g \ddot{\theta}_g + B_g \dot{\theta}_g + T_g = T_6 \quad (4.22)$$

En estas ecuaciones,  $T_{1-6}$  representan los pares de carga en cada engranaje.

A continuación, se establecen las relaciones entre los pares de torsión, teniendo en cuenta que, en un sistema de engranajes, si la relación de transmisión es menor que 1, la velocidad angular disminuye mientras que el par aumenta proporcionalmente. Estas relaciones se expresan de la siguiente forma:

$$T_1 = T_2 N_R \quad (4.23)$$

$$T_3 = T_4 \quad (4.24)$$

$$T_5 = \frac{T_6}{N_M} \quad (4.25)$$

Con estas relaciones, además de la del par del generador (4.12), es posible expresar el momento de inercia y los coeficientes de fricción viscosa de todos los elementos mecánicos desde el punto de vista del motor, lo que permite simplificar y unificar la representación del sistema en su conjunto.

$$\begin{aligned} & [J_m + (J_R + J_M) N_R^2 + J_g (N_R N_M)^2] \frac{d\omega_m(t)}{dt} \\ & + [B_m + (B_R + B_M) N_R^2 + B_g (N_R N_M)^2] \omega_m(t) \\ & = K_{T_m} i_m(t) - K_{T_g} i_g(t) N_R N_M \end{aligned} \quad (4.26)$$

En esta ecuación también se han tenido en cuenta los momentos de inercia de los sistemas de engranajes, aprovechando que el fabricante proporciona esta información en la documentación técnica. De este modo, se obtiene un modelo más preciso de la planta. Además, aunque no se dispone de los valores exactos, también se ha representado el efecto de los coeficientes de fricción viscosa de la reductora ( $B_R$ ) y de la multiplicadora ( $B_M$ ).

Para afinar aún más el modelo, el fabricante también ofrece los valores de eficiencia de los motores y de las reductoras en tanto por ciento. Esta eficiencia afecta al par de salida del motor, haciendo que este sea menor en función de la eficiencia de la reductora:

$$K_{Tm} \dot{i}_m(t) \eta_m$$

Por otro lado, la eficiencia del generador, la multiplicadora y la reductora también afecta al sistema, incrementando el par resistivo que debe vencer el motor:

$$\frac{K_{Tg} \dot{i}_g(t) N_R N_M}{\eta_R \eta_M \eta_g}$$

Con estas consideraciones, la expresión mecánica del sistema queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} & \left[ J_m + (J_R + J_M) N_R^2 + J_g (N_R N_M)^2 \right] \frac{d\omega_m(t)}{dt} \\ & + \left[ B_m + (B_R + B_M) N_R^2 + B_g (N_R \cdot N_M)^2 \right] \omega_m(t) \\ & = K_{Tm} \dot{i}_m(t) \eta_m - \frac{K_{Tg} \dot{i}_g(t) N_R N_M}{\eta_R \eta_M \eta_g} \end{aligned} \quad (4.27)$$

Además, siguiendo el procedimiento descrito por los autores en [17] para considerar la eficiencia de una carga vista desde el motor, se obtiene que dicha eficiencia afecta a los momentos de inercia de la carga, aumentando su efecto sobre el motor. De este modo, la expresión queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} & \left[ J_m + (J_R + J_M) \frac{N_R^2}{\eta_R \eta_M} + J_g \frac{(N_R N_M)^2}{\eta_R \eta_M \eta_g} \right] \frac{d\omega_m(t)}{dt} \\ & + \left[ B_m + (B_R + B_M) \frac{N_R^2}{\eta_R \eta_M} + B_g \frac{(N_R N_M)^2}{\eta_R \eta_M \eta_g} \right] \omega_m(t) \\ & = K_{Tm} \dot{i}_m(t) \eta_m - \frac{K_{Tg} \dot{i}_g(t) N_R N_M}{\eta_R \eta_M \eta_g} \end{aligned} \quad (4.28)$$

En esta expresión, aunque no se ha encontrado información específica al respecto, también se ha considerado el efecto del rendimiento en el coeficiente de fricción viscosa, de forma análoga a como se ha hecho con los momentos de inercia.

Las constantes de eficiencia utilizadas son:

- $\eta_R$ : eficiencia de la reductora
- $\eta_M$ : eficiencia de la multiplicadora
- $\eta_m$ : eficiencia del motor
- $\eta_g$ : eficiencia del generador

En el acoplamiento también se ve modificada la ecuación de la parte eléctrica del generador debido a la relación de velocidades obtenida en la 4.16. Sustituyendo dicha relación en la Ecuación 4.13, se obtiene la siguiente expresión:

$$K_{eg} \omega_m(t) N_R N_M = R_g i_g(t) + L_g \frac{d(i_g(t))}{dt} + Z_g i_g(t) \quad (4.29)$$

Finalmente, las ecuaciones 4.6, 4.28 y 4.29 son las que definen el modelo matemático completo del sistema motor-generador acoplado. De las expresiones obtenidas se deduce que se trata de un sistema lineal e invariante en el tiempo (SLIT), ya que no aparecen no linealidades en las ecuaciones del sistema y las constantes no varían con el tiempo.

No obstante, aunque el modelo matemático obtenido es lineal, es importante señalar que el comportamiento real del sistema presenta no linealidades debidas a las limitaciones físicas existentes tanto en la parte mecánica como en la parte eléctrica. Entre estas se encuentran, por ejemplo, el límite de corriente impuesto por el driver, la tensión máxima de alimentación y los efectos térmicos que pueden modificar el comportamiento de los componentes. Estas restricciones no están contempladas en el modelo idealizado, pero deben considerarse al realizar simulaciones para obtener resultados realistas, especialmente cuando se trabaja cerca de los límites operativos del sistema.

Cabe destacar que, en estas ecuaciones, todos los parámetros son conocidos excepto los coeficientes de fricción viscosa, sobre los cuales el fabricante no aporta información. Por lo tanto, para las simulaciones se asignará un valor arbitrario del orden de  $10^{-6}$ .

# Capítulo 5

## Diseño de controladores mediante métodos analíticos

---

### 5.1. Introducción

En este capítulo se aborda el diseño de controladores para el sistema motor-generador utilizando métodos analíticos. Una vez obtenido el modelo matemático acoplado, este servirá como base para resolver distintos problemas de control orientados a regular las principales variables del sistema.

El desarrollo se estructura en torno a tres áreas clave: el control de velocidad; el control de tensión, orientado a regular la salida de tensión eléctrica del generador; y el control de potencia, en el que se combinan las medidas de tensión y corriente de salida para gestionar la potencia entregada a la carga.

### 5.2. Control de velocidad

El análisis del modelo matemático del sistema comienza con la definición clara de las variables de entrada y salida. Un motor de corriente continua de imanes permanentes puede considerarse un sistema de múltiples salidas con una sola entrada (SIMO, por sus siglas en inglés: *Single Input, Multiple Output*). A partir de una tensión de entrada, se pueden obtener hasta cuatro salidas principales: corriente, par, velocidad angular y posición angular. Estas relaciones se resumen en el siguiente diagrama:

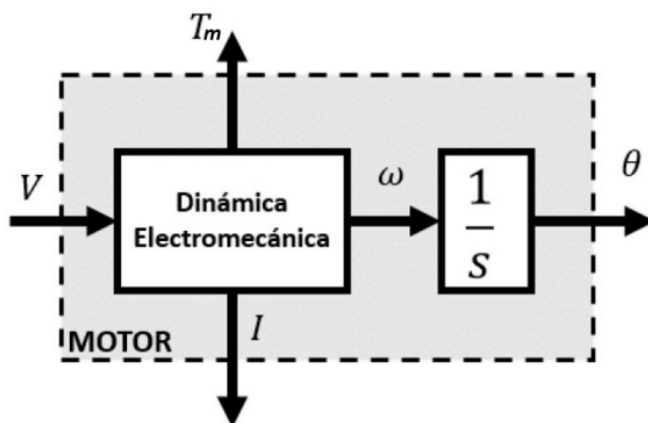


Figura 5.1: Diagrama de entradas y salidas de un motor CC.

En este apartado, el enfoque se centra en el control de la velocidad angular del motor, por lo que se define la velocidad angular de salida del motor ( $\omega_m$ ) como variable controlada y la tensión de entrada al motor ( $V_{in}$ ) como variable manipulada. Dado que el generador está acoplado mecánicamente al motor, su influencia se modela como una carga reflejada en el par resistivo, que depende de la dinámica del propio generador.

La variable de entrada será la tensión de alimentación del motor, y el objetivo es analizar y diseñar un sistema de control que garantice un comportamiento deseado en términos de velocidad angular. Para comenzar, se evaluará el comportamiento del sistema en lazo abierto, lo que permitirá estudiar su respuesta sin intervención de un controlador, identificando sus características dinámicas. Este análisis servirá como base para el diseño del controlador en lazo cerrado.

Con la entrada y la salida del sistema definidas, se aplica la transformada de Laplace a las ecuaciones del modelo para analizar el sistema en lazo abierto. Dado que el modelo matemático obtenido es lineal e invariante en el tiempo (SLIT), la aplicación de la transformada de Laplace está justificada. El sistema se considera lineal porque las ecuaciones que lo describen no presentan términos no lineales, e invariante en el tiempo porque sus parámetros son constantes. La transformada de Laplace permite convertir las ecuaciones diferenciales en el dominio temporal en ecuaciones algebraicas en el dominio de la frecuencia, lo que simplifica el análisis de la respuesta del sistema. La transformada de Laplace se define como:

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (5.1)$$

Tras aplicar la transformada de Laplace a las ecuaciones correspondientes a las partes eléctricas, se obtienen las siguientes dos expresiones:

$$V_{in}(s) = R_m i_m(s) + L_m s i_m(s) + K_{em} \omega_m(s) \quad (5.2)$$

$$K_{eg} w_g(s) = R_g i_g(s) + L_g s i_g(s) + Z_g i_g(s) \quad (5.3)$$

Por otro lado, la ecuación de la dinámica de la parte mecánica, tras aplicarle la transformada de Laplace, queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} & \left[ J_m + (J_R + J_M) \frac{N_R^2}{\eta_R \eta_M} + J_g \frac{(N_R N_M)^2}{\eta_R \eta_M \eta_g} \right] s \omega_m(s) \\ & + \left[ B_m + (B_R + B_M) \frac{N_R^2}{\eta_R \eta_M} + B_g \frac{(N_R N_M)^2}{\eta_R \eta_M \eta_g} \right] \omega_m(s) \\ & = K_{Tm} i_m(s) \eta_m - \frac{K_{Tg} i_g(s) N_R N_M}{\eta_R \eta_M \eta_g} \end{aligned} \quad (5.4)$$

A continuación, se busca la expresión que relacione la salida con la entrada definidas, como se muestra en la siguiente ecuación:

$$G_{w_m}(s) = \frac{w_m(s)}{V_{in}(s)} \quad (5.5)$$

Para ello, se despejan las variables  $i_m(s)$  e  $i_g(s)$  de las ecuaciones 5.2 y 5.3, respectivamente, y posteriormente se sustituyen en la Ecuación 5.4.

Con el fin de representar la función de transferencia, se ha sustituido el primer término del primer y segundo producto de la Ecuación 5.4 por dos constantes:

$$C_1 = J_m + (J_R + J_M) \frac{N_R^2}{\eta_R \eta_M} + J_g \frac{(N_R N_M)^2}{\eta_R \eta_M \eta_g} \quad (5.6)$$

$$C_2 = B_m + (B_R + B_M) \frac{N_R^2}{\eta_R \eta_M} + B_g \frac{(N_R N_M)^2}{\eta_R \eta_M \eta_g} \quad (5.7)$$

De esta forma, la función de transferencia que representa la respuesta de la velocidad angular del sistema motor-generador acoplado ante cambios en la tensión de entrada es:

$$G_{w_m}(s) = \frac{\frac{\eta_m K_{Tm}}{R_m + L_m s}}{C_1 s + C_2 + \frac{\eta_m K_{Tm} K_{em}}{R_m + L_m s} + \frac{K_{Tg} K_{eg} (N_R N_M)^2}{\eta_R \eta_M \eta_g (R_g + L_g s + Z_g)}} \quad (5.8)$$

### 5.2.1. Análisis temporal en lazo abierto

Una vez obtenida la función de transferencia, se procede a analizar la respuesta del sistema en lazo abierto, en concreto, la respuesta de la velocidad angular del motor. Para ello, mediante el software *Matlab* [29], se obtiene la función de transferencia con los parámetros sustituidos y una carga resistiva elevada, simulando así la ausencia de carga eléctrica. Es precisamente en este caso donde se espera obtener una respuesta más rápida.

Los parámetros utilizados para analizar la planta son los siguientes:

<b>Símbolo</b>	<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidades</b>
$R_m$	Resistencia del devanado del motor	1,41	$\Omega$
$L_m$	Inductancia del devanado del motor	$0,644 \times 10^{-4}$	$H$
$B_m$	Coefficiente de fricción viscosa del motor	$1 \times 10^{-6}$	$Nm/(rad/s)$
$K_{Tm}$	Constante de par del motor	0,245	$Nm/A$
$K_{em}$	Constante electromotriz del motor	38,9	$rpm/V$
$J_m$	Momento de inercia del motor	$0,134 \times 10^{-3}$	$Kg m^2$
$J_R$	Momento de inercia de la reductora	$1,836 \times 10^{-5}$	$Kg m^2$
$\eta_m$	Rendimiento del motor	89	%
$N_R$	Relación de la reductora	289/3969	
$B_R$	Coefficiente de fricción viscosa de la reductora	$1 \times 10^{-6}$	$Nm/(rad/s)$
$\eta_R$	Rendimiento de la reductora	75	%
$R_g$	Resistencia del devanado del generador	0,608	$\Omega$
$L_g$	Inductancia del devanado del generador	$0,423 \times 10^{-3}$	$H$
$B_g$	Coefficiente de fricción viscosa del generador	$1 \times 10^{-6}$	$Nm/(rad/s)$
$K_{Tg}$	Constante de par del generador	0,0934	$Nm/A$
$K_{eg}$	Constante electromotriz del generador	102	$rpm/V$
$\eta_g$	Rendimiento del generador	94	%
$N_M$	Multiplicadora del generador	26	
$\eta_M$	Rendimiento de la multiplicadora	83	%
$B_M$	Coefficiente de fricción viscosa de la multiplicadora	$1 \times 10^{-6}$	$Nm/(rad/s)$
$J_g$	Momento de inercia del generador	$5,42 \times 10^{-5}$	$Kg m^2$
$J_M$	Momento de inercia de la multiplicadora	$9,1 \times 10^{-7}$	$Kg m^2$

Tabla 5.1: Constantes de la planta.

Cabe destacar que todos estos parámetros se han obtenido de la hoja de características de los componentes proporcionada por el fabricante Maxon [15], donde se incluye información detallada de todos los productos. Se exceptúan los coeficientes de fricción, para los cuales se han definido valores arbitrarios con el fin de no afectar significativamente a la dinámica de la planta en el diseño analítico. Posteriormente, estos valores se ajustarán de forma experimental.

Para el análisis, se han utilizado las unidades del Sistema Internacional, por lo que, para emplear correctamente las constantes electromotrices, es necesario realizar la conversión a  $V/(rad/s)$ .

$$\frac{V}{rad/s} = \frac{60 rpm}{2\pi V} \quad (5.9)$$

Para simular un sistema sin carga, se ha realizado el análisis con una impedancia resistiva de salida de  $10 k\Omega$ .

Con estos parámetros, se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$G_{wm}(s) = \frac{3,476 \times 10^{-8}s^2 + 0,8218s + 1799}{4,785 \times 10^{-14}s^4 + 1,132 \times 10^{-6}s^3 + 0,004954s^2 + 5,625s + 441,8} \quad (5.10)$$

La cual, tras factorizar, presenta la siguiente forma:

$$G_{w_m}(s) = \frac{7,2636 \times 10^5 (s + 2,364 \times 10^7) (s + 2189)}{(s + 2,364 \times 10^7) (s + 2189) (s + 2105) (s + 84,75)} \quad (5.11)$$

Para analizar la respuesta del sistema, se ha tenido en cuenta la materia impartida en [13] y [11]. Además, también se ha consultado el libro *Ingeniería de Control Moderna* [22].

Teniendo esto en cuenta, como se puede observar, se trata de un sistema de cuarto orden, aunque los coeficientes de  $s^4$  y  $s^3$  son prácticamente despreciables en comparación con los coeficientes que acompañan a  $s^2$  y  $s$ . Esto indica que el sistema puede estar influenciado por una dinámica dominante de segundo orden, o incluso de primer orden.

También se puede obtener la ganancia estacionaria del sistema, la cual indica cómo amplifica o atenúa la entrada una vez que el sistema ha alcanzado el estado estacionario.

$$K = G_{w_m}(0) \approx 4,0723 \quad (5.12)$$

Para analizar la estabilidad del sistema y obtener la constante de tiempo asociada a cada polo, se utiliza la función *damp()* de *Matlab*.

Polos	Damping	Frecuencia (rad/s)	Const. de tiempo (s)
$-8,47 \times 10^2$	1	$8,47 \times 10^1$	$1,18 \times 10^{-2}$
$-2,10 \times 10^3$	1	$2,10 \times 10^3$	$4,75 \times 10^{-4}$
$-2,19 \times 10^3$	1	$2,19 \times 10^3$	$4,57 \times 10^{-4}$
$-2,36 \times 10^7$	1	$2,36 \times 10^7$	$4,23 \times 10^{-8}$

Tabla 5.2: Características de los polos del sistema.

Como se puede observar en la [Tabla 5.2](#), todos los polos tienen partes reales negativas, lo que indica que el sistema es asintóticamente estable. Además, el hecho de que todos los polos del sistema sean reales indica que el sistema se encuentra sobreamortiguado. En este tipo de sistemas, la respuesta no presenta oscilaciones.

El polo dominante del sistema es aquel cuya parte real está más próxima al eje imaginario; en este caso, se trata del primer polo representado en la [Tabla 5.2](#). Por tanto, la respuesta del sistema estará determinada, en gran medida, por este polo.

Otra información relevante que se puede obtener de esta tabla es el paso de integración que debe utilizarse en las simulaciones de la planta. Para representar adecuadamente la dinámica principal del sistema, se recomienda emplear un paso de simulación igual a la constante de tiempo más pequeña dividida entre 100, lo que permite captar correctamente la respuesta del sistema.

Finalmente, para observar gráficamente la respuesta de la planta, se simula el sistema aplicándole una entrada tipo escalón unitario. En la [Figura 5.2](#) se muestra la respuesta obtenida por el sistema.

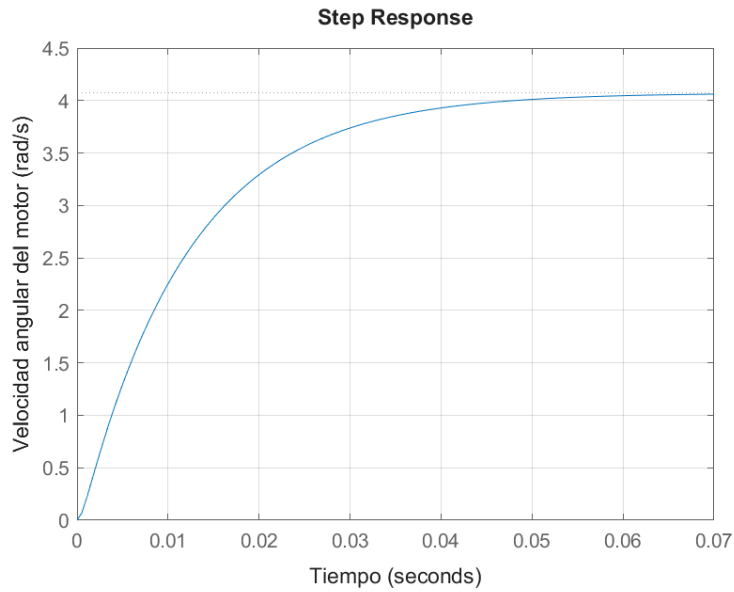


Figura 5.2: Respuesta de la función de transferencia 5.8 a una entrada escalón unitario sin carga eléctrica.

Con esta respuesta se confirma el análisis realizado anteriormente. El sistema presenta una respuesta estable, críticamente amortiguada y con un tiempo de establecimiento muy bajo, en torno a 70 ms, lo que indica que se trata de un sistema con una dinámica rápida.

Cabe destacar que esta respuesta corresponde a un sistema sin carga eléctrica, es decir, sin ninguna carga conectada al generador. Por lo tanto, la respuesta variará a medida que se modifique la carga eléctrica. En la siguiente figura se representa cómo afecta una carga eléctrica resistiva, expresada en ohmios, a la dinámica del sistema.

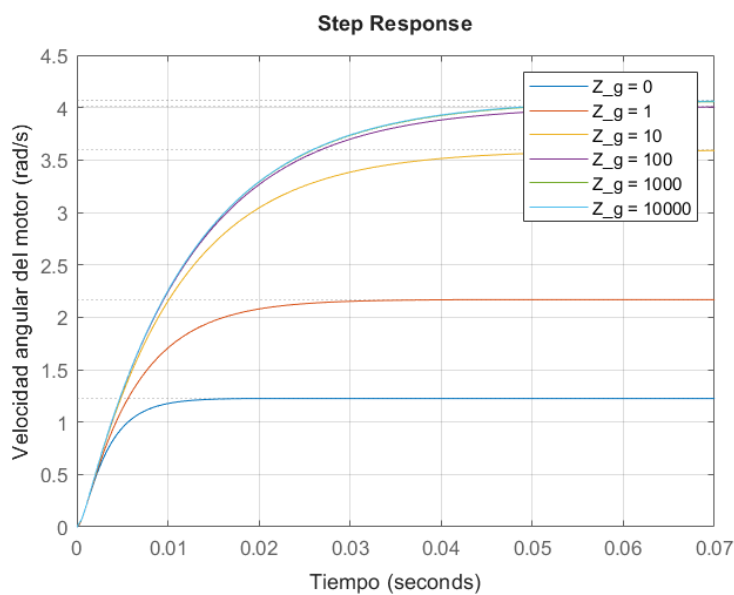


Figura 5.3: Efecto de la carga eléctrica resistiva de salida  $Z_g$  en la dinámica del sistema.

En la [Figura 5.3](#),  $Z_g = 0$  representa una carga resistiva nula, es decir, un cortocircuito en los terminales del generador. Por este motivo, la velocidad en este caso se ve significativamente reducida. Por el contrario,  $Z_g = 10000$  corresponde a una carga resistiva de  $10\text{ k}\Omega$ , lo que implica que circula una corriente mínima por el generador, aproximándose a un circuito abierto a medida que el valor resistivo de la carga aumenta.

En la [Figura 5.3](#),  $Z_g = 0$  representa una carga resistiva nula, es decir, un cortocircuito en los terminales del generador. Por este motivo, la velocidad en este caso se reduce significativamente. Por el contrario,  $Z_g = 10000$  corresponde a una carga resistiva de  $10\text{ k}\Omega$ , lo que implica que circula una corriente muy reducida por el generador, aproximándose al comportamiento de un circuito abierto a medida que aumenta el valor resistivo de la carga.

Por otro lado, en la [Figura 5.4](#) se observa la respuesta del motor cuando tiene el generador acoplado con una carga  $Z_g = 10\text{ k}\Omega$ , y, en contraposición, cuando el motor no tiene ningún sistema acoplado (ni generador ni sistema de engranajes).

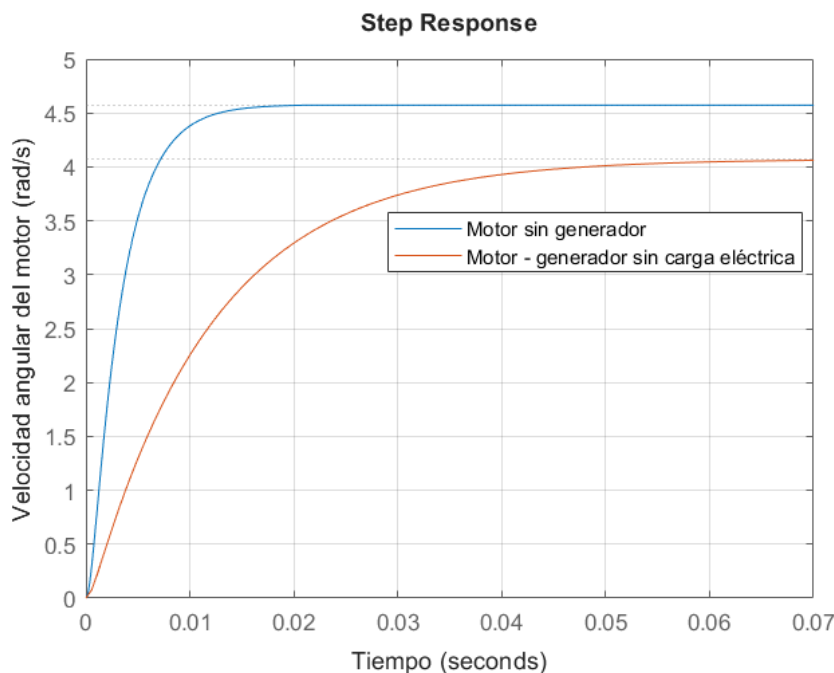


Figura 5.4: Comparación de la respuesta del motor sin acoplar al generador y acoplado al generador sin carga.

Como se puede observar, la respuesta del motor sin cargas mecánicas ni eléctricas presenta un tiempo de establecimiento más bajo, además de alcanzar una mayor velocidad para la misma entrada que en el sistema acoplado.

La función de transferencia para el análisis de la respuesta del motor sin acoplar al generador se ha obtenido a partir de las ecuaciones que definen la dinámica del motor (4.6 y 4.7). En la ecuación correspondiente a la parte mecánica se considera que el par de carga es nulo, y que el par de salida está afectado por el rendimiento del motor,  $\eta_m$ .

La función de transferencia obtenida para el motor sin carga es:

$$\begin{aligned}
G_{w_m}(s) \Big|_{T_c=0} &= \frac{w_m(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{K_{Tm}}{R_m + L_m s}}{J_m s + B_m + \frac{K_{Tm} K_{em} \eta_m}{R_m + L_m s}} = \\
&= \frac{0,0001578 s + 0,3454}{5,557 \times 10^{-11} s^3 + 2,434 \times 10^{-7} s^2 + 3,009 \times 10^{-4} s + 0,07548} \quad (5.13)
\end{aligned}$$

### 5.2.2. Control por asignación de polos

El diseño de controladores por asignación de polos es una técnica en la teoría de control utilizada para garantizar un comportamiento dinámico deseado en un sistema. Esta técnica consiste en modificar la dinámica del sistema en lazo cerrado mediante la colocación estratégica de los polos en ubicaciones específicas del plano complejo, de acuerdo con los requisitos de desempeño deseados, como el *overshoot* y el tiempo de establecimiento [11, 12, 13].

El controlador se diseñará sobre el sistema motor-generator sin carga eléctrica, en el cual la variable a controlar será la velocidad angular del motor y la variable manipulada, la tensión de alimentación. La función de transferencia de este sistema se muestra en la 5.10.

Como se puede observar, se trata de un sistema de cuarto orden. Sin embargo, es posible simplificarlo utilizando herramientas matemáticas que reduzcan su complejidad. En este caso, se emplea el análisis de polos y ceros mediante el comando *zpk()* de *Matlab*, el cual permite expresar el sistema en términos de polos, ceros y ganancia.

$$G_{w_m}(s) = \frac{7,2636 \times 10^5 (s + 2,364 \times 10^7) (s + 2189)}{(s + 2,364 \times 10^7) (s + 2189) (s + 2105) (s + 84,75)} \quad (5.14)$$

Como se puede observar en la expresión anterior, es posible cancelar términos comunes que se encuentran tanto en el numerador como en el denominador, quedando la expresión de la siguiente forma:

$$G_{w_m}(s) = \frac{7,2636 \times 10^5}{(s + 2105) (s + 84,75)} \quad (5.15)$$

De esta forma, se obtiene un sistema de segundo orden, el cual será utilizado para el diseño del controlador. Esta simplificación permite un desarrollo más manejable sin comprometer la dinámica esencial del sistema.

A continuación, se define la estructura del controlador. En este caso, se ha decidido utilizar un controlador PID por su sencillez de implementación y robustez. Además, la inclusión de una acción integral permite garantizar la eliminación del error en régimen estacionario.

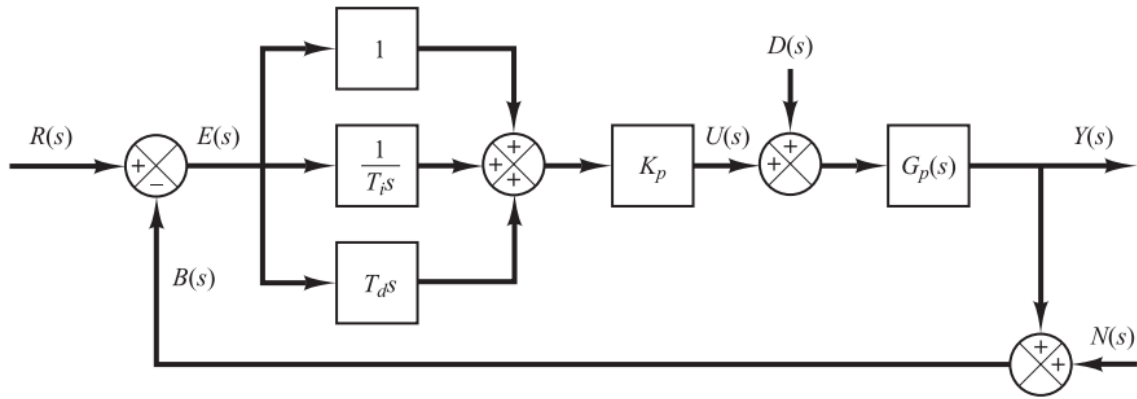


Figura 5.5: Diagrama de bloques del controlador PID con estructura estándar ISA. [22]

Aunque en el diagrama de bloques mostrado en la Figura 5.5 se utiliza la forma estándar ISA para representar el controlador PID, en este caso se empleará la estructura paralela con el fin de realizar ajustes directos sobre las constantes del controlador.

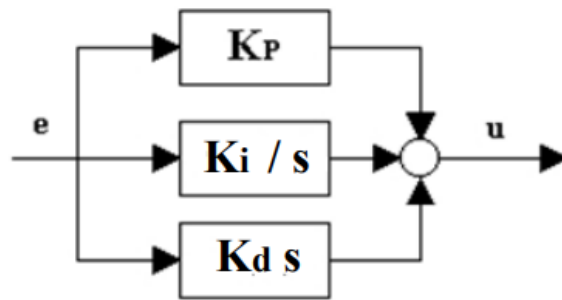


Figura 5.6: Controlador PID con estructura paralela ISA. [13]

La función de transferencia correspondiente a la forma paralela se muestra a continuación:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (5.16)$$

Por otro lado, el driver ESCON 70/10 [16] se gobierna mediante una entrada analógica diferencial de  $\pm 10 \text{ V}$ . Esto significa que, para una entrada de  $10 \text{ V}$ , el driver alimenta al motor con  $70 \text{ V}$ . Por lo tanto, se puede asumir que existe una relación lineal entre la entrada y la salida del driver, con la siguiente ganancia:

$$G_a(s) = \frac{70}{10} = 7 \quad (5.17)$$

En la siguiente figura se representa el sistema de control en lazo cerrado, teniendo en cuenta todos los componentes que forman parte de él en el diseño del controlador.

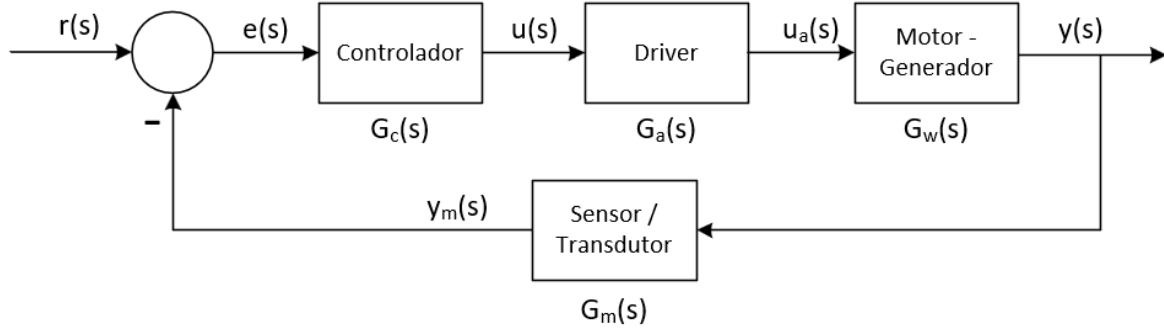


Figura 5.7: Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado.

Con la estructura del controlador definida, se puede obtener la función de transferencia en lazo cerrado del sistema en función de las constantes del controlador.

$$G_{yr}(s) = \frac{G_c(s) G_a(s) G_{\omega_m}(s)}{1 + G_c(s) G_a(s) G_{\omega_m}(s)} = \quad (5.18)$$

$$= \frac{5,1 \times 10^6 (K_d s^2 + K_p s + K_i)}{s^3 + (5,1 \times 10^6 K_d + 2,2 \times 10^3) s^2 + (5,1 \times 10^6 K_p + 1,2 \times 10^5) s + 5,1 \times 10^6 K_i}$$

De esta expresión se obtiene la ecuación característica de la planta, definida por el denominador de la función de transferencia en lazo cerrado (5.18). Esta ecuación característica debe igualarse a una expresión de referencia conocida, que represente la dinámica deseada para la planta según los criterios del diseño.

Generalmente, se utiliza como referencia la ecuación característica típica de un sistema de segundo orden, ya que permite definir de forma clara parámetros como la frecuencia natural ( $\omega_n$ ) y el coeficiente de amortiguamiento ( $\xi$ ). Sin embargo, dado que la ecuación obtenida es de tercer orden, es necesario añadir un polo adicional que, en la práctica, suele ubicarse lo suficientemente alejado en el plano complejo para que su efecto sobre la dinámica principal de la planta sea mínimo [11, 12, 13]. Teniendo esto en cuenta, la ecuación característica de referencia adopta la siguiente forma:

$$(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)(s + a) \quad (5.19)$$

A continuación, se definen las especificaciones de diseño para que el sistema en lazo cerrado tenga la respuesta deseada.

Se busca que el sistema esté críticamente amortiguado; de este modo, se obtiene una dinámica más rápida que en un sistema sobreamortiguado y se tratan de evitar las oscilaciones asociadas al subamortiguamiento. Cabe destacar que con este método solo se está especificando el denominador del sistema en lazo cerrado ( $G_{yr}(s)$ ), por lo tanto, la respuesta final también estará influenciada por los ceros introducidos, los cuales dependen del método aplicado.

Por otro lado, la frecuencia natural ( $\omega_n$ ) depende del tiempo de establecimiento ( $t_e$ ), el cual se define teniendo en cuenta la constante de tiempo efectiva. Este tiempo de establecimiento debe ser lo suficientemente alto para permitir que el sistema se establezca sin forzar en exceso la acción del controlador y por tanto del driver. Un  $t_e$  demasiado bajo puede provocar la saturación del control debido a las limitaciones físicas de la planta.

Finalmente, el polo añadido en este diseño se ubicará cinco veces por encima de la frecuencia natural. Es importante tener en cuenta que un polo excesivamente lejano puede exigir demasiado al controlador y afectar negativamente su desempeño.

La constante de tiempo efectiva se obtiene a partir de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las constantes de tiempo asociadas a los polos del sistema a controlar.

$$\tau_{ef} = \sqrt{(1,07 \times 10^{-2})^2 + (0,5 \times 10^{-3})^2} = 0,0118 \text{ seg} \quad (5.20)$$

Con este valor, se pueden obtener las especificaciones de diseño:

- $\xi = 1$
- $t_e = 100 \tau_{ef} = 1,181 \text{ s}$
- $\omega_n = \frac{5,86}{t_e} = 4,9621 \text{ rad/s}$
- $a = \beta \omega_n = 5 \cdot 4,9621 = 24,8105$

Estas expresiones son válidas para un sistema de segundo orden, cuyo numerador es una constante y el denominador es:

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (5.21)$$

Cabe destacar que el valor de  $\beta$  se elige de forma arbitraria, asegurando que el nuevo polo no afecte significativamente al comportamiento del sistema en lazo cerrado. Por otro lado, la relación entre  $\omega_n$  y el tiempo de establecimiento  $t_e$  depende del coeficiente de amortiguamiento  $\xi$ .

- En un sistema de segundo orden con amortiguamiento crítico ( $\xi = 1$ ), el tiempo para alcanzar el  $\pm 2\%$  del valor final es mayor, ya que la respuesta es más lenta y no presenta oscilaciones. En este caso, la relación se aproxima como:

$$\omega_n = \frac{5,86}{t_e}$$

- En un sistema de segundo orden subamortiguado ( $0 < \xi < 1$ ), el tiempo de establecimiento es menor porque el sistema responde más rápido, aunque presenta oscilaciones transitorias. Aquí la relación se aproxima como:

$$\omega_n = \frac{4}{t_e \xi}$$

Aunque estas relaciones tienen una base matemática, se emplean como simplificaciones prácticas para facilitar los cálculos, ya que capturan de manera aproximada el comportamiento dinámico deseado del sistema en función del valor de  $\xi$ . Estas aproximaciones han sido utilizadas en el diseño de controladores en las asignaturas [13], [11] y [12].

Con los criterios de diseño definidos, se procede a obtener la ecuación característica de referencia. En este punto, se ha decidido no sustituir los parámetros conocidos, con el fin de expresar las ecuaciones en función de dichos parámetros. De este modo, resulta más sencillo realizar ajustes posteriores en caso de que se requiera alguna modificación.

$$s^3 + (2\xi\omega_n + a)s^2 + (2\xi\omega_n a + \omega_n^2)s + \omega_n^2 a \quad (5.22)$$

Para obtener las ecuaciones de las que se derivan las constantes del controlador, es necesario igualar los coeficientes de las ecuaciones características del sistema con los de la forma estándar. Esto implica que los coeficientes de los términos con potencias iguales de  $s$  deben coincidir en ambas ecuaciones.

$$5,0845 \times 10^6 K_D + 2,1980 \times 10^3 = 2\xi\omega_n + a \quad (5.23)$$

$$5,0845 \times 10^6 K_P + 1,9701 \times 10^5 = 2\xi\omega_n a + \omega_n^2 \quad (5.24)$$

$$5,0845 \times 10^6 K_I = \omega_n^2 a \quad (5.25)$$

Tras sustituir los parámetros definidos anteriormente para el diseño del controlador, se obtienen las siguientes constantes del controlador PID:

$$\begin{aligned} K_P &= -0,035, \\ K_I &= 1,2015 \times 10^{-4}, \\ K_D &= -4,2379 \times 10^{-4}. \end{aligned} \quad (5.26)$$

Aunque el diseño del controlador no considera el filtro derivativo, para la simulación e implementación práctica real es necesario incluirlo, ya que la derivada pura va a amplificar el ruido de medida de los sensores y cualquier cambio brusco que se dé en el sistema, como efecto de perturbaciones y cambios de set-point. La función de transferencia del controlador PID con filtro a la acción derivativa es la siguiente:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{\tau_f s + 1} \quad (5.27)$$

Como criterio en este caso para calcular el filtro, se establece su constante de tiempo como aproximadamente una centésima parte de la constante de tiempo efectiva de la planta, lo que garantiza una adecuada separación de frecuencias. Esto permite

que el filtro atenúe las componentes de alta frecuencia sin afectar significativamente la dinámica principal del sistema.

Por lo tanto, la constante de tiempo del filtro es:

$$\tau_{fd} = \frac{\tau_{ef}}{100} = \frac{0,0118}{100} = 1,18 \times 10^{-4} \text{ seg} \quad (5.28)$$

Tras sustituir los parámetros del controlador PID con filtro derivativo, obtenidos en una estructura paralela, se obtiene la siguiente respuesta del sistema en lazo cerrado ante una entrada tipo escalón unitario aplicada a la entrada del driver:

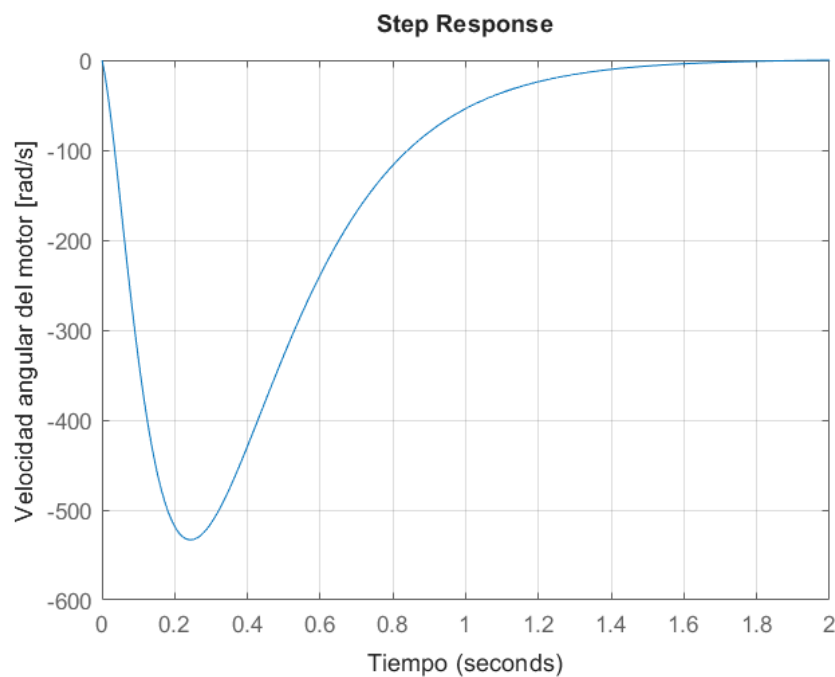


Figura 5.8: Respuesta del controlador PID por asignación de polos ante una entrada tipo escalón unitario.  $[y(s)/r(s)]$

Como se puede observar en la [Figura 5.7](#), aunque el sistema en lazo cerrado se estabiliza dentro del tiempo establecido en el diseño, al inicio de la simulación presenta un sobreimpulso negativo. Este sobreimpulso provoca un esfuerzo considerable en la señal de control, lo que puede ocasionar su saturación y afectar negativamente a la planta real, además de generar un comportamiento no deseado.

El origen de esta respuesta se encuentra en los ceros presentes en el sistema en lazo cerrado. Aunque con el método aplicado se consigue que el sistema en lazo cerrado tenga unos polos deseados, también se generan ceros que influyen en la dinámica de la planta.

En la siguiente expresión se muestran los polos y ceros obtenidos en el sistema en lazo cerrado. Para simplificar la expresión, se han eliminado los factores comunes.

$$G_{yr}(s) = \frac{-1,8424 \times 10^7 (s - 0,00343) (s + 81,86)}{(s + 1,063 \times 10^4) (s + 16,23) (s + 7,393) (s + 4,057)} \quad (5.29)$$

Como se puede observar, el sistema presenta un cero en el semiplano derecho. Por lo tanto, se trata de un sistema de “fase no mínima” o de “respuesta inversa” [12]. Este tipo de sistemas puede dar lugar a la respuesta observada en la [Figura 5.7](#).

Para eliminar este cero, se plantea utilizar una estructura I-PD, que consiste en una variante del controlador PID. En esta estructura, las acciones proporcional y derivativa se trasladan al lazo de realimentación, de forma que únicamente afectan a la señal de realimentación. El objetivo es eliminar el cero de fase no mínima que aparece en el lazo cerrado, evitando así su efecto sobre la dinámica del sistema.

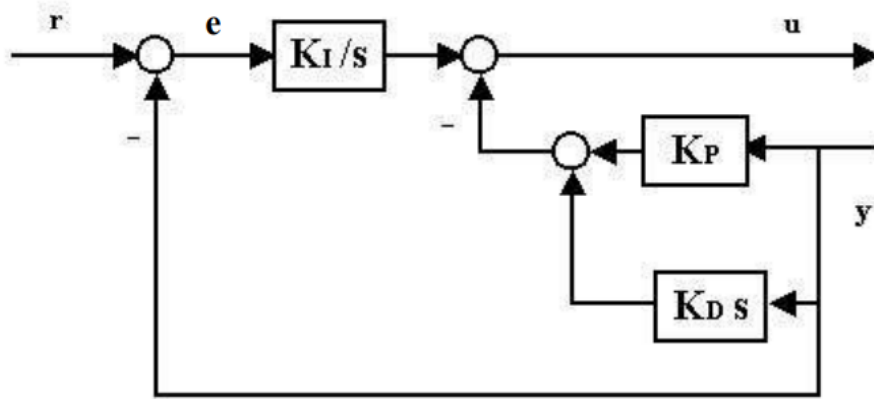


Figura 5.9: Diagrama de bloques del controlador I-PD. [13]

Al igual que para el controlador PID, para facilitar el ajuste del controlador I-PD, se trabajará con la estructura paralela en lugar de la estándar ISA. La función de transferencia en lazo cerrado  $y(s)/r(s)$  del sistema que se está estudiando, con el controlador I-PD, es la siguiente:

$$G_{yr}(s) = \frac{K_I G_{\omega_m}(s) G_a(s)}{\left(1 + G_{\omega_m}(s) G_a(s) \left(K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{\tau_{fd} s + 1}\right)\right) s} \quad (5.30)$$

Sustituyendo en esta expresión las funciones de transferencia del sistema motor-generator y del driver, así como las constantes del controlador previamente calculadas, se obtienen los polos y ceros que se pueden ver en la función de transferencia siguiente:

$$G_{yr}(s) = \frac{610,9 (s + 8468)}{(s + 1,152 \times 10^4) (s + 16,23) (s + 7,393) (s + 4,057)} \quad (5.31)$$

Como se puede ver, de esta forma se ha eliminado el cero con parte real positiva de la expresión.

En la siguiente figura se muestra la respuesta en lazo cerrado  $\omega_m(s)/V_{in}(s)$  del sistema motor-generador sin carga eléctrica, utilizando el controlador I-PD diseñado mediante la técnica analítica de asignación de polos.

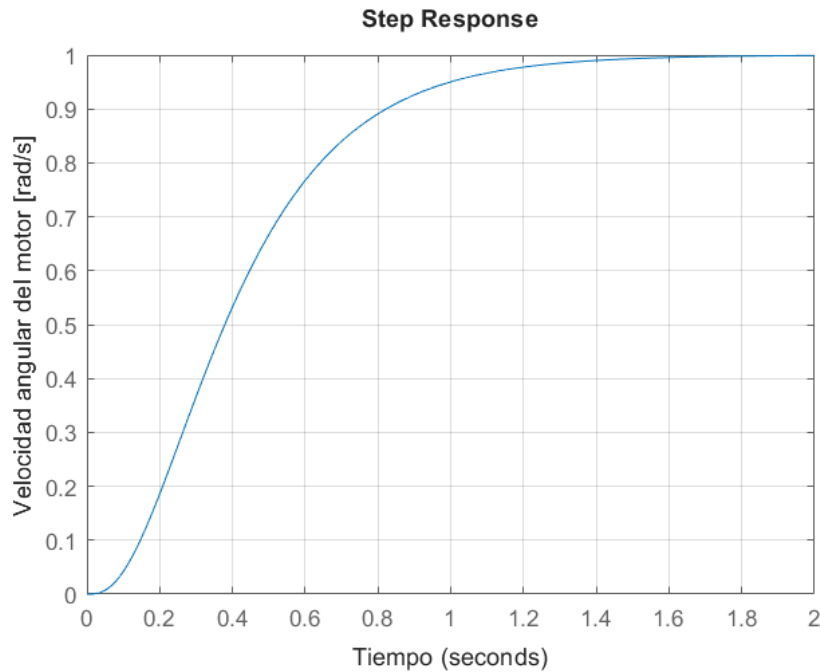


Figura 5.10: Respuesta del sistema con controlador I-PD por asignación de polos ante una entrada tipo escalón unitario.  $[y(s)/r(s)]$

El sistema muestra una respuesta estable, con error estacionario nulo y un tiempo de establecimiento de aproximadamente 1.2 segundos, tal como se había definido.

Para calcular la acción de control  $u(s)/r(s)$  de la planta y estudiar su respuesta, se ha obtenido la siguiente función de transferencia  $G_{ur}(s)$ :

$$G_{ur} = \frac{K_I}{s \left( 1 + G_{\omega_m} \left( K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{\tau_{fd} s + 1} \right) \right)} \quad (5.32)$$

Por último, se muestra en la siguiente figura la respuesta de la acción de control  $u(s)/r(s)$  para la misma entrada, donde se observa una respuesta suave sin sobreimpulso, lo que indica que la señal de control no se saturará en este caso. Por lo tanto, se ha obtenido un controlador analítico teóricamente funcional. Más adelante, se estudiará el comportamiento de la planta real con este controlador.

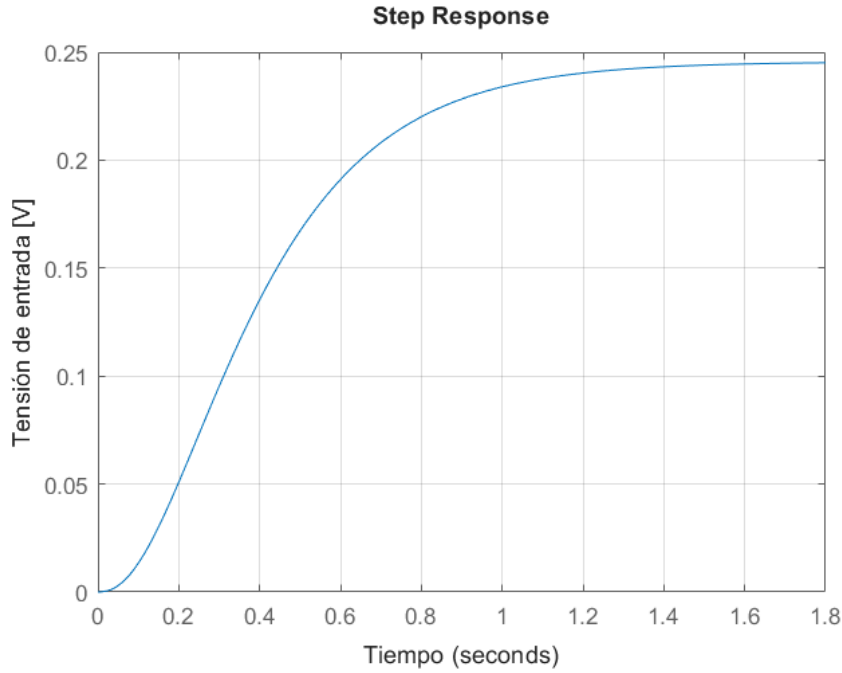


Figura 5.11: Respuesta de la acción de control. Controlador por asignación de polos.  $[u_a(s)/r(s)]$

### 5.2.3. Control por síntesis directa

A diferencia del método de la sección anterior en la que se ha diseñado un controlador PID por asignación de polos, en el controlador por síntesis directa no se establece una estructura específica del controlador desde el inicio. En su lugar, el diseño parte de una función de transferencia modelo que representa el comportamiento deseado del sistema en lazo cerrado. A partir de esta función de transferencia y de las especificaciones de diseño establecidas, se obtiene matemáticamente la función de transferencia del controlador. Posteriormente, es necesario analizar la estructura obtenida para adaptar el controlador a una forma práctica, como un controlador PID o PI, asegurando su implementación en el sistema motor-generator.

Por lo tanto, partiendo de la misma función de transferencia que en el controlador anterior (Ecuación 5.14), se busca que el sistema en lazo cerrado tenga el mismo comportamiento que una función de transferencia modelo definida por el diseñador. Para ello, debe cumplirse lo siguiente:

$$G_{yr}(s) = \frac{G_c(s) G_a(s) G_{\omega_m}(s)}{1 + G_c(s) G_a(s) G_{\omega_m}(s)} \quad (5.33)$$

$$G_{yr}(s) = G_{mod}(s) \quad (5.34)$$

Y por tanto,

$$\frac{G_c(s) G_a(s) G_{\omega_m}(s)}{1 + G_c(s) G_a(s) G_{\omega_m}(s)} = G_{mod}(s) \quad (5.35)$$

Si de esta expresión se despeja  $G_c(s)$ , se obtiene la ecuación de síntesis del controlador:

$$G_c(s) = \frac{1}{G_a(s) G_{\omega_m}(s)} \frac{G_{mod}(s)}{1 - G_{mod}(s)} \quad (5.36)$$

Para la función de transferencia modelo, se selecciona una función de transferencia de segundo orden debido a la familiaridad y facilidad que ofrece este modelo para ajustar los parámetros que definen el comportamiento dinámico deseado del sistema.

$$G_{mod}(s) = \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2 \xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.37)$$

Las especificaciones de diseño que ajustan la dinámica deseada del sistema son las mismas que en el caso anterior:

- $K = 1$
- $\xi = 1$
- $t_e = 100 \tau_{ef} = 1,181 \text{ s}$
- $\omega_n = 5,86/t_e = 4,9621 \text{ rad/s}$

donde  $K$  es la ganancia deseada y  $\tau_{ef}$  se calculó en la [Ecuación 5.20](#).

Con estos datos, se calcula la función de transferencia que define al controlador, que, tras simplificar y eliminar los factores comunes, se obtiene la siguiente expresión:

$$G_c(s) = \frac{4,8427 \times 10^{-6} (s + 2105) (s + 84,75)}{s (s + 9,924)} \quad (5.38)$$

Cabe destacar que, para conseguir un controlador realizable, es necesario que el grado del numerador de  $G_c(s)$  sea igual o inferior al grado del denominador de  $G_c(s)$ . En caso de que, al resolver la ecuación de síntesis, se obtenga un controlador no realizable, será necesario añadir los polos que correspondan. En este caso, se ha obtenido un  $G_c(s)$  con el mismo grado en el numerador que en el denominador, lo que hace que se trate de un controlador realizable.

Una vez obtenido el controlador, se busca la estructura que tiene. Tras desarrollar la función de transferencia de un controlador PID con estructura paralela y filtro derivativo, se observa que la forma es similar a la del controlador obtenido:

$$G_{PID}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{\tau_{fd} s + 1} = \frac{(K_P \tau_{fd} + K_D) s^2 + (K_P + K_I \tau_{fd}) s + K_I}{\tau_{fd} s^2 + s} \quad (5.39)$$

Si se igualan los términos dependientes de esta expresión con los de la [Ecuación 5.38](#), se obtienen las siguientes relaciones:

$$K_P \tau_{fd} + K_D = 4,8798 \times 10^{-7} \quad (5.40)$$

$$K_P + K_I \tau_{fd} = 1,0685 \times 10^{-3} \quad (5.41)$$

$$K_I = 0,087 \quad (5.42)$$

$$\tau_{fd} = 0,1008 \quad (5.43)$$

Obteniéndose así las constantes de un controlador tipo PID con filtro derivativo:

- $K_P = -0,0077$
- $K_I = 0,087$
- $K_D = 7,7676 \times 10^{-4}$
- $\tau_{fd} = 0,1008$

Debido a que las especificaciones de diseño utilizadas en ambos controladores han sido las mismas, y son estas las que marcan la dinámica del sistema en lazo cerrado, los resultados obtenidos con este controlador son muy similares a los obtenidos mediante la técnica de asignación de polos. En las siguientes figuras se muestra la respuesta de la salida de la planta y la acción de control a la salida del driver.

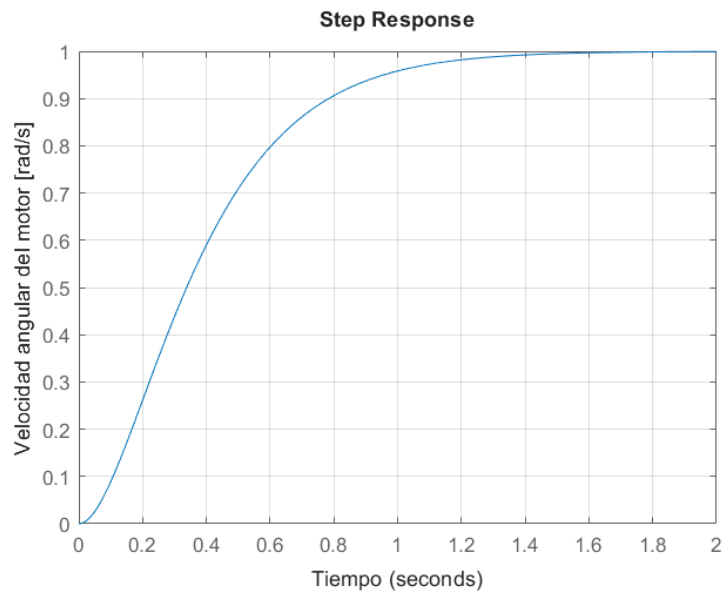


Figura 5.12: Respuesta del sistema con controlador PID obtenido por síntesis directa ante una entrada tipo escalón unitario.  $[y(s)/r(s)]$

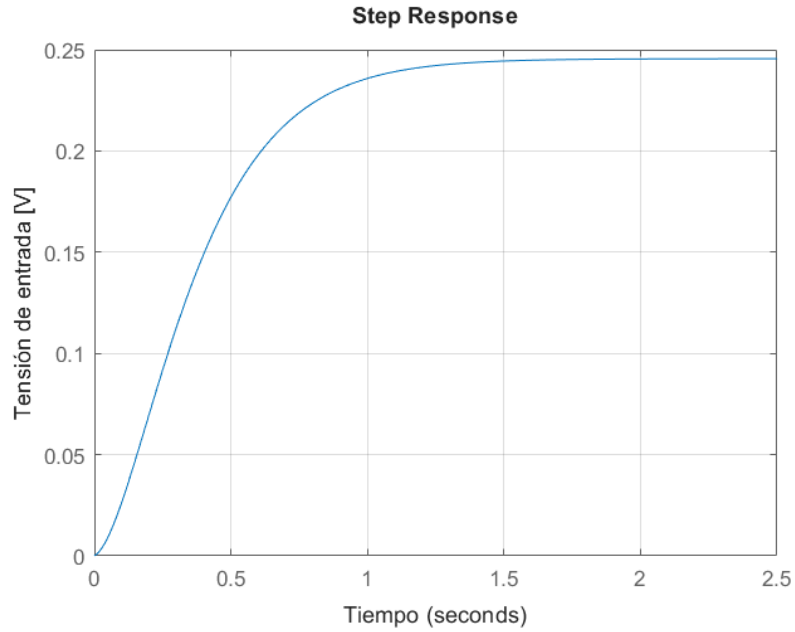


Figura 5.13: Respuesta de la acción de control. Controlador por síntesis directa.  $[u_a(s)/r(s)]$

A continuación, se comparan las respuestas de salida ( $\omega_m$ ) de la planta con el controlador diseñado por asignación de polos y el obtenido por síntesis directa. Ambas presentan un comportamiento muy similar, ya que los controladores fueron diseñados con las mismas especificaciones, como el tiempo de establecimiento y el factor de amortiguamiento.

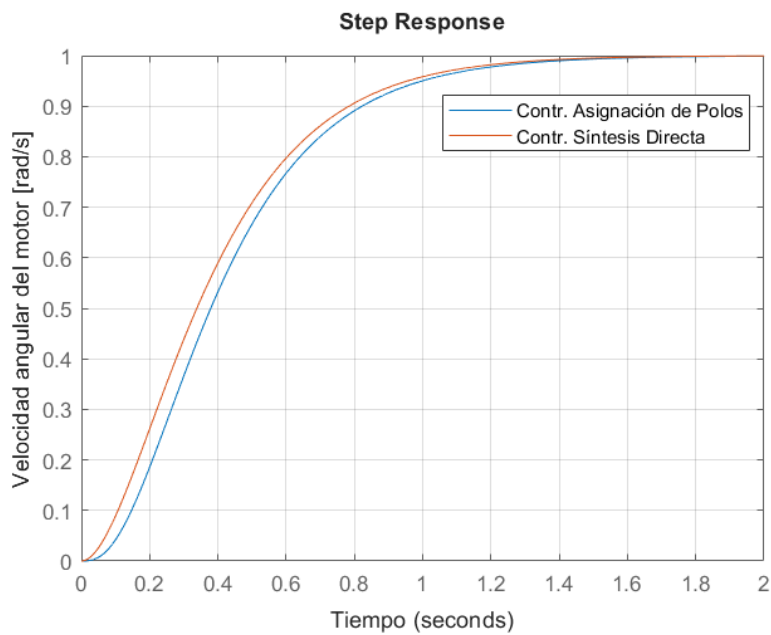


Figura 5.14: Comparación de las respuestas del sistema con los dos controladores diseñados.  $[y(s)/r(s)]$

Sin embargo, existe una diferencia clave entre ambos controladores. El método de asignación de polos requirió usar un controlador I-PD debido al comportamiento de fase no mínima del sistema, que generaba una respuesta inicial inversa. En cambio, la síntesis directa permitió obtener un controlador PID estándar, lo que facilitó un diseño más directo y sencillo.

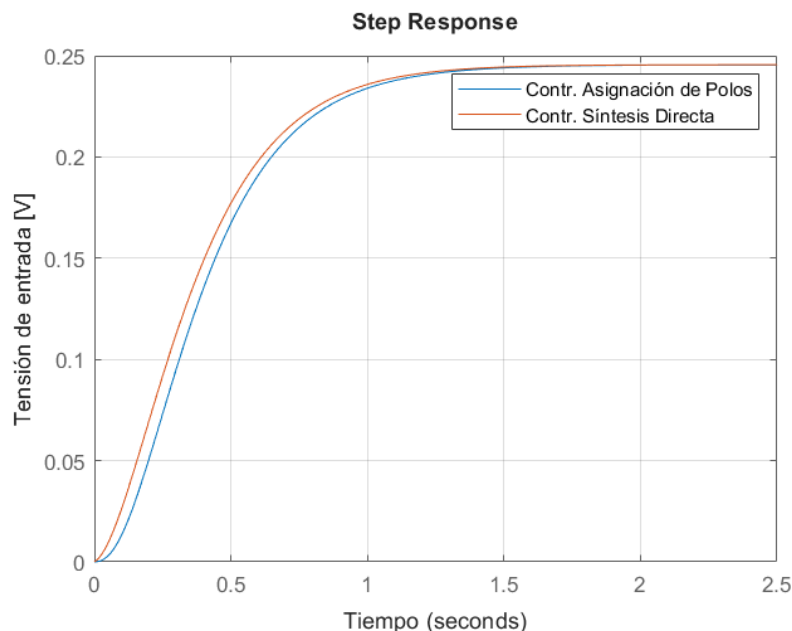


Figura 5.15: Comparación de las respuestas del driver con los dos controladores.  $[u_a(s)/r(s)]$

Cabe destacar que, aunque el diseño de ambos controladores se ha basado en la función de transferencia simplificada de segundo orden de la planta, la evaluación de las respuestas de ambos sistemas de control se ha realizado utilizando la función de transferencia completa de la planta, presentada en la [Ecuación 5.14](#).

### 5.3. Control de tensión de salida del generador

Para diseñar un controlador para la tensión de salida del generador, se puede partir de las ecuaciones [4.6](#), [4.9](#), [4.28](#) y [4.29](#), que definen la dinámica del sistema a controlar. Operando con estas ecuaciones en el dominio de la transformada de Laplace, se puede obtener la expresión que relaciona la tensión de alimentación del motor ( $V_{in}(t)$ ) con la tensión producida por el generador ( $V_o(t)$ ). Cabe destacar que este controlador se diseñará considerando una carga eléctrica nula.

La expresión que se obtiene tras operar es la siguiente:

$$G_{V_o}(s) = \frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{K_{Tm} \eta_m}{R_m + L_m s}}{\frac{(C_1 + C_2)(R_g + L_g + Z_g)}{Z_g K_{eg} N_R N_M} + \frac{K_{Tm} \eta_m K_{em} (R_g + L_g + Z_g)}{(R_m + L_m s) Z_g K_{eg} N_R N_M} + \frac{K_{Tg} N_R N_M}{\eta_R \eta_M \eta_g Z_g}} \quad (5.44)$$

En esta expresión  $C_1$  y  $C_2$ , al igual que en la obtención de la función de transferencia 5.8, son dos constantes definidas en 5.6 y 5.7.

Tras sustituir las constantes, con  $Z_g = 10 k\Omega$ , se obtiene:

$$G_{V_o}(s) = \frac{3,0435 \times 10^{12} (s + 2189)}{(s + 2,507 \times 10^7) (s + 2189) (s + 2104) (s + 96,07)} \quad (5.45)$$

Si se simplifica esta expresión mediante la cancelación de factores comunes, se obtiene:

$$G_{V_o}(s) = \frac{3,0435 \times 10^{12}}{(s + 2,364 \times 10^7) (s + 2105) (s + 84,75)} \quad (5.46)$$

Siguiendo el procedimiento descrito previamente en este trabajo para la obtención de un controlador mediante el método de síntesis directa, se obtiene la siguiente expresión para el controlador de la tensión de salida:

$$\begin{aligned} G_c(s) &= \frac{1}{G_{V_o}(s) G_a(s)} \frac{G_{mod}(s)}{1 - G_{mod}(s)} \\ &= \frac{1,4099 \times 10^{-12} (s + 2,364 \times 10^7) (s + 2105) (s + 84,75)}{s (s + 9,924)} \end{aligned} \quad (5.47)$$

Como se puede ver en la expresión obtenida, el grado del numerador es superior al del denominador, lo que hace que el resultado sea un controlador no realizable. Para evitar esto, se le añade un polo lo suficientemente alejado de los polos del proceso a controlar, de modo que el polo adicional del controlador tenga poca influencia sobre el sistema en lazo cerrado. De esta forma, el controlador resultante es:

$$\begin{aligned} G_c(s) &= \frac{1}{G_{V_o}(s) G_a(s)} \frac{G_{mod}(s)}{1 - G_{mod}(s)} \frac{a}{(s + a)} \\ &= \frac{2,8675 \times 10^{-11} (s + 2,364 \times 10^7) (s + 2105) (s + 84,75)}{s (s + 9,924) (s + 24,81)} \end{aligned} \quad (5.48)$$

Es conveniente señalar que este controlador ha sido diseñado bajo las mismas especificaciones de diseño que el controlador diseñado para la velocidad de salida del motor  $G_{\omega_m}(s)$ . Esto es posible debido a que la constante de tiempo efectiva de ambas funciones de transferencia es prácticamente la misma, ya que ambas están dominadas por la constante de tiempo mecánica de la planta.

En la expresión obtenida, el grado del numerador es igual al del denominador, por lo que el controlador es realizable.

En la siguiente figura se muestra la respuesta del sistema de control, tanto a la salida del sistema como a la salida del driver, ante una entrada tipo escalón unitario.

Se observa que presenta una respuesta estable y sin oscilaciones, cumpliéndose así las especificaciones de diseño impuestas.

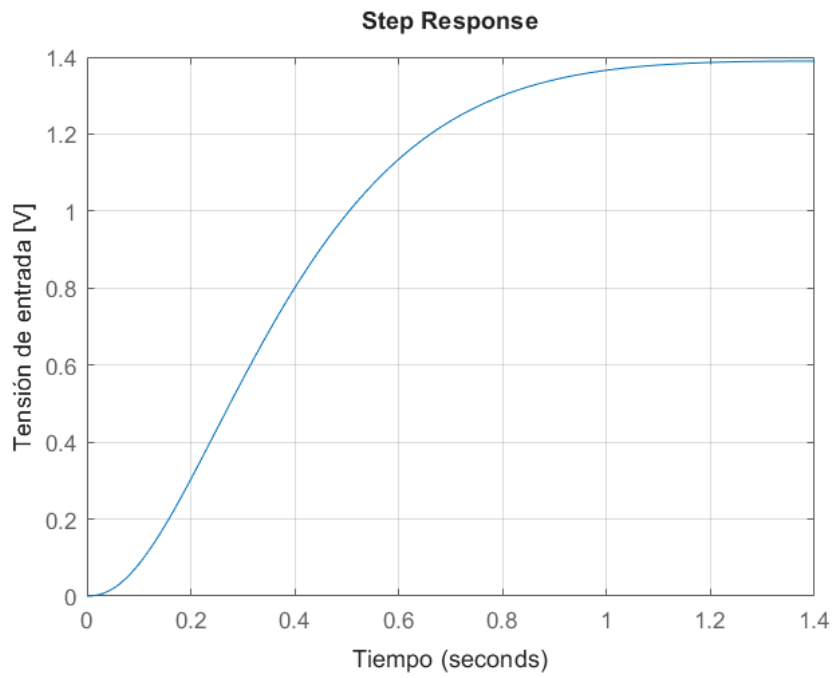


Figura 5.16: Señal del driver en lazo cerrado.  $u_a(s)/r(s)$

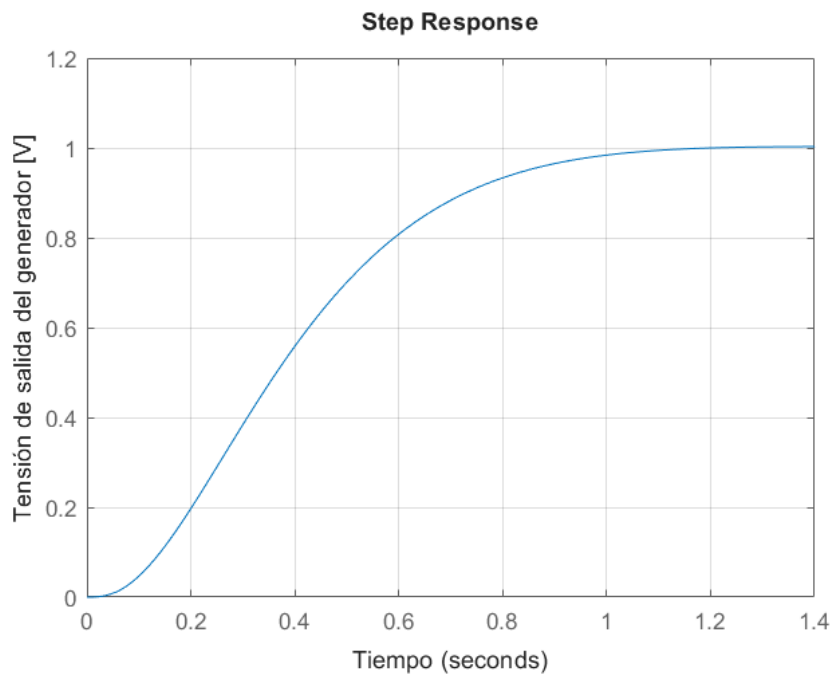


Figura 5.17: Señal de salida del sistema en lazo cerrado.  $y(s)/r(s)$

## 5.4. Control de potencia de salida del generador

En este apartado se realiza el diseño de un sistema de control para la potencia de salida del generador. Este tipo de control resulta especialmente útil en la implementación de algoritmos MPPT (Maximum Power Point Tracking), cuyo objetivo principal es maximizar la energía extraída de una fuente. En este caso, se utiliza un generador de corriente continua acoplado a un motor de corriente continua, pero la fuente podría ser de energía solar, undimotriz, eólica, entre otras.

En trabajos previos, como el de Becerra [31], se destaca cómo la implementación de un algoritmo MPPT es crucial para optimizar la extracción de energía.

Para implementar un algoritmo MPPT, no solo es necesario medir la potencia de salida del generador, sino también controlar la impedancia que este observa. Esto se logra, por ejemplo, mediante el uso de un convertidor DC/DC, cuya relación de conversión se regula para ajustar la impedancia vista por el generador.

En la Figura 5.18 se presenta el esquema básico de un sistema de generación de energía con un algoritmo MPPT. En este ejemplo, la fuente de energía es un sistema fotovoltaico, aunque podría tratarse de otro tipo de fuente. Como se observa, el algoritmo MPPT ajusta el ciclo de trabajo del convertidor DC/DC, modificando la impedancia vista por la fuente de energía. Esta impedancia depende tanto del ciclo de trabajo del convertidor como de la carga conectada a su salida.

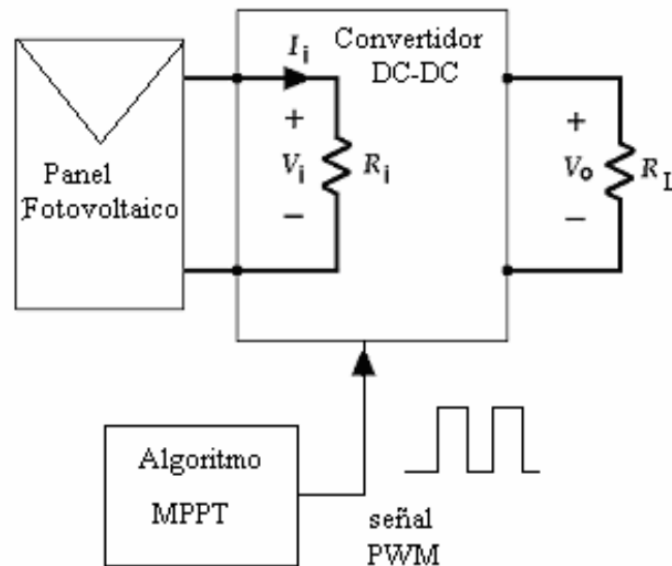


Figura 5.18: Esquema básico de un sistema MPPT. ([2])

En este trabajo, el alcance se limita al diseño del controlador de potencia. No se contempla la implementación de un algoritmo MPPT ni el desarrollo de un convertidor DC/DC. No obstante, el diseño propuesto sienta las bases para futuras implementaciones orientadas a mejorar la eficiencia del sistema.

El diseño de un controlador para la potencia de salida implica trabajar con un

sistema no lineal debido al producto entre la salida de tensión y corriente. Aunque existen métodos para el diseño de controladores no lineales, en este caso se linealizará el sistema en torno a un punto de operación y se diseñará el controlador para este caso. Posteriormente, se probará el controlador con el sistema no lineal.

### 5.4.1. Linealización del sistema a controlar

En la siguiente figura se plantea el problema de partida. Se pretende aprovechar el trabajo realizado con la obtención de la función de transferencia para la tensión de salida y combinarla con la función de transferencia para la corriente de salida del generador  $I_g$ .

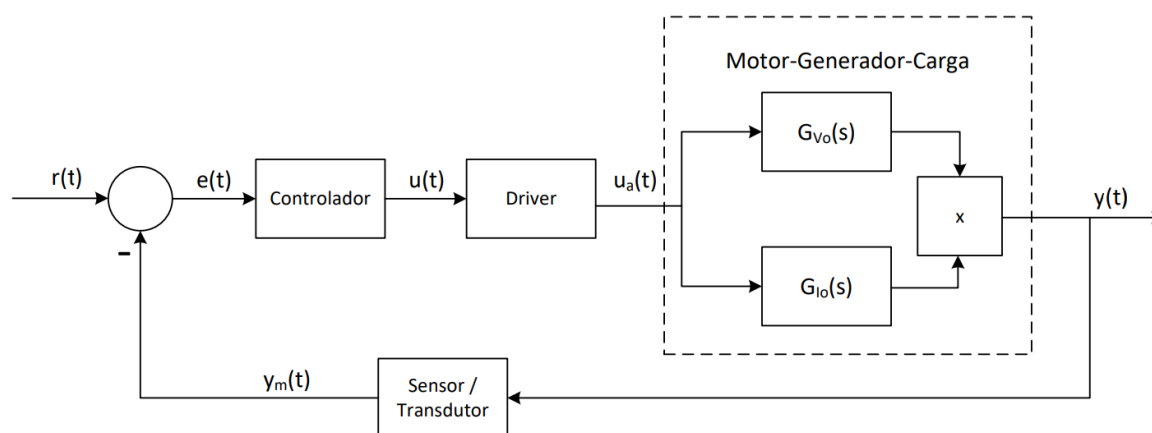


Figura 5.19: Diagrama básico del sistema de control de potencia.

Para continuar con el diseño del controlador, dado que se trata de un sistema no lineal, se procede a su linealización en torno a un punto de funcionamiento definido en la zona media del rango total de operación del sistema. Esto permite disponer de margen de variación tanto por encima como por debajo del punto escogido.

- $Z_{g,nom} = 10 \Omega$
- $V_{o,nom} = 24,32 V$
- $I_{o,nom} = I_{g,nom} = 2,43 A$
- $P_{o,nom} = 59,17 W$
- $V_{in,nom} = 40 V$

Todos estos valores se encuentran dentro de los límites de funcionamiento del sistema y se han obtenido mediante simulación con el software *Simulink*, haciendo uso de los esquemas mostrados en el [Apéndice B](#).

Para obtener el modelo lineal, se realiza una aproximación mediante la expansión en serie de Taylor para el producto:

$$P_o(t) = V_o(t) \cdot I_o(t) \quad (5.49)$$

La fórmula general de la expansión en serie de Taylor para una función  $f(x)$  de una sola variable alrededor de un punto  $x_0$  es:

$$f(x) = \sum_{n=nom}^{\infty} \frac{f^{(n)}(x_{nom})}{n!} (x - x_{nom})^n \quad (5.50)$$

Mientras que, para varias variables, sigue la siguiente forma:

$$f(x_1, x_2, \dots, x_m) \approx f(x_1^{nom}, x_2^{nom}, \dots, x_m^{nom}) + \sum_{i=1}^m \frac{\partial f}{\partial x_i} \Big|_{(x_1^{nom}, x_2^{nom}, \dots, x_m^{nom})} (x_i - x_i^{nom}) \quad (5.51)$$

Haciendo uso de esta aproximación para linealizar el sistema en torno a un punto de operación, se obtiene:

$$P(I, V) = IV \quad (5.52)$$

$$P(I, V) \approx P(I_{nom}, V_{nom}) + \frac{\partial P}{\partial I} \Big|_{(I_{nom}, V_{nom})} (I - I_{nom}) + \frac{\partial P}{\partial V} \Big|_{(I_{nom}, V_{nom})} (V - V_{nom}) \quad (5.53)$$

dando lugar a,

$$P_o \approx P_{o_{nom}} + V_{o_{nom}} (I_o - I_{o_{nom}}) + I_{o_{nom}} (V_o - V_{o_{nom}}) \quad (5.54)$$

donde:

- $I_o - I_{o_{nom}}$  es el valor incremental o de desviación con respecto al valor nominal de la corriente ( $\Delta I_o$ ).
- $V_o - V_{o_{nom}}$  es el valor incremental o de desviación con respecto al valor nominal de la tensión ( $\Delta V_o$ ).

Por lo tanto, para obtener el modelo linealizado para las condiciones de operación nominal, se calculan las funciones de transferencia tanto para la corriente de salida como para la tensión de salida, utilizando el valor de la carga eléctrica nominal  $Z_g = 10 \Omega$ .

La función de transferencia para la tensión de salida fue obtenida en 5.44, y se actualiza en este apartado con el valor nominal de  $Z_g$ . Por otro lado, la función de transferencia para la corriente de salida se obtiene, al igual que en los casos anteriores, a partir de las expresiones que definen el modelo matemático, dando lugar a la siguiente expresión:

$$G_{I_o} = \frac{\frac{K_{Tm} K_{eg} N_R N_M n_m}{(R_m + L_m s) K_{eg} N_R N_M}}{\frac{(C1s + C2)(R_g + L_g s + Z_{gnom})}{K_{eg} N_R N_M}} + \frac{K_{Tm} n_m K_{em} (R_g + L_g s + Z_{gnom})}{(R_m + L_m s) K_{eg} N_R N_M} + \frac{K_{Tg} N_R N_M}{n_R n_M n_g} \quad (5.55)$$

En esta expresión, las constantes  $C_1$  y  $C_2$  están definidas en 5.6 y 5.7.

Si se sustituyen los parámetros tanto en la función de transferencia obtenida para la corriente generada como en la función de transferencia de la tensión de salida con el valor nominal de  $Z_g$ , se obtienen los siguientes polos y ceros:

$$G_{I_o}(s) = \frac{3,0435 \times 10^8 (s + 2189)}{(s + 2,507 \times 10^4) (s + 2189) (s + 2104) (s + 96,07)} \quad (5.56)$$

$$G_{V_o}(s) = \frac{3,0435 \times 10^9 (s + 2189)}{(s + 2,507 \times 10^4) (s + 2189) (s + 2104) (s + 96,07)} \quad (5.57)$$

Como se puede observar, ambas expresiones comparten los mismos polos y ceros, y solo cambia la ganancia. Esto es así principalmente porque ambas expresiones están gobernadas por las mismas ecuaciones diferenciales del sistema, y además se está considerando una carga puramente resistiva. Por lo tanto, la relación entre la corriente generada y la tensión generada, siguiendo la ley de Ohm, es igual a una constante. De este modo, se podría haber obtenido la función de transferencia de la corriente generada simplemente dividiendo la función de transferencia de la tensión generada por el valor de la carga nominal.

Con ambas expresiones obtenidas, se puede calcular la función de transferencia que relaciona la potencia de salida con la tensión de entrada del motor.

Si se despeja  $P_o$  a la izquierda de la expresión 5.54, se tiene:

$$(P_o - P_{o_{nom}}) \approx +V_{o_{nom}} (I_o - I_{o_{nom}}) + I_{o_{nom}} (V_o - V_{o_{nom}}) \quad (5.58)$$

o, lo que es lo mismo,

$$\Delta P_o \approx V_{o_{nom}} \Delta I_o + I_{o_{nom}} \Delta V_o \quad (5.59)$$

Por lo tanto, la función de transferencia que se obtiene tras linealizar el sistema en torno a un punto de operación concreto es:

$$G_{P_o}(s) = V_{o_{nom}} G_{I_o}(s) + I_{o_{nom}} G_{V_o}(s) \quad (5.60)$$

Que, tras sustituir los valores nominales de tensión y corriente, así como las funciones de transferencia  $G_{I_o}(s)$  y  $G_{V_o}(s)$ , se obtiene la siguiente expresión:

$$G_{P_o}(s) = \frac{1,4797 \times 10^{10} (s + 2,507 \times 10^4) (s + 2189)^2 (s + 2104) (s + 96,07)}{(s + 2,507 \times 10^4)^2 (s + 2189)^2 (s + 2104)^2 (s + 96,07)^2} \quad (5.61)$$

Donde, simplificando los factores que son aproximadamente comunes para reducir la expresión, se llega a:

$$G_{P_o}(s) = \frac{1,4797 \times 10^{10}}{(s + 2,507 \times 10^4)(s + 2104)(s + 96,07)} \quad (5.62)$$

### 5.4.2. Diseño del controlador por síntesis directa

Una vez linealizado el sistema para un punto de operación concreto, se procede a diseñar un controlador mediante técnica analítica. Al igual que se ha hecho en apartados anteriores, se utilizará el método por síntesis directa.

La constante de tiempo efectiva para la función de transferencia obtenida es:

$$\tau_{ef} = 10,42 \times 10^{-3} \text{ seg} \quad (5.63)$$

En este caso, se utilizarán especificaciones de diseño menos conservadoras, lo que dará lugar a una acción de control más agresiva. A diferencia de las especificaciones de diseño utilizadas en los controladores anteriores, en este caso el tiempo de establecimiento será 10 veces más pequeño.

- $K = 1$
- $\xi = 1$
- $t_e = 10 \tau_{ef} = 0,1042 \text{ seg}$
- $w_n = 5,86/t_e = 56,24 \text{ rad/seg}$

En este controlador, al igual que ocurría en el controlador para la tensión de salida del generador, se obtiene un grado del numerador mayor al del denominador. Es por ello que se añade un polo lo suficientemente alejado para que no afecte a la dinámica del sistema.

- $\beta = 5$
- $a = \beta w_n = 281,19$

Con estas condiciones, se puede calcular un controlador analítico mediante síntesis directa, considerando también la ganancia introducida por el driver del motor.

$$\begin{aligned} G_c(s) &= \frac{1}{G_{P_o}(s) G_a(s)} \frac{G_{mod}(s)}{1 - G_{mod}(s)} \frac{a}{(s + a)} \\ &= \frac{8,5859 \times 10^{-6} (s + 2,507 \times 10^4)(s + 2104)(s + 96,07)(s + 56,24)^2}{s(s + 281,2)(s + 112,5)(s + 56,24)^2} \end{aligned} \quad (5.64)$$

La función de transferencia del modelo  $G_{mod}(s)$  es una función de segundo orden definida a partir de las especificaciones de diseño.

En la siguiente figura se muestra la respuesta del sistema en lazo cerrado con el controlador obtenido, considerando la condición nominal de funcionamiento para la cual ha sido diseñado el controlador.

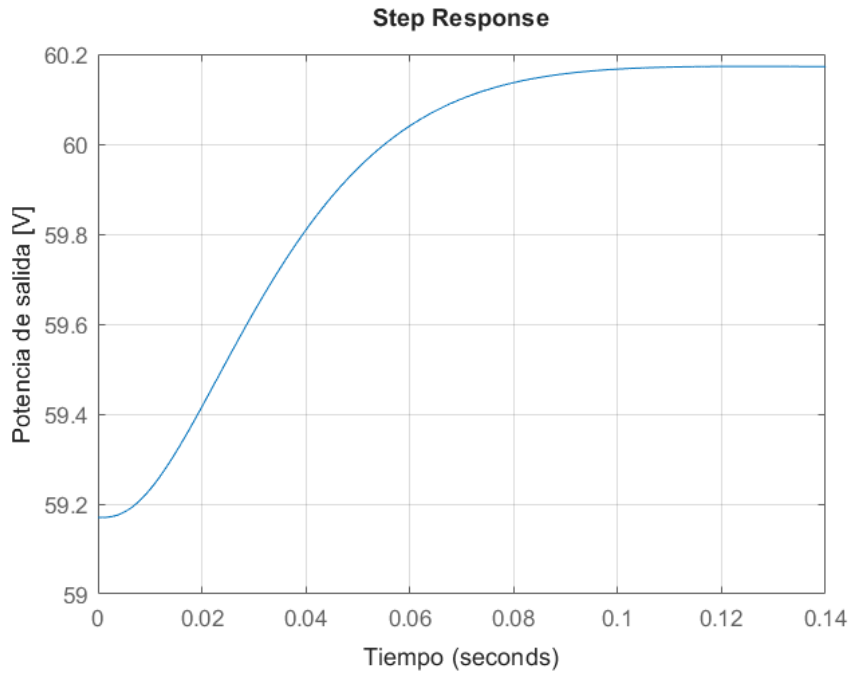


Figura 5.20: Respuesta del sistema de control de potencia generada.

Como se puede observar, el sistema muestra una respuesta estable, sin *overshoot* y con un tiempo de establecimiento que coincide con el definido. Ambas figuras (la salida del sistema y la señal del driver) comienzan en el valor nominal, como se puede apreciar.

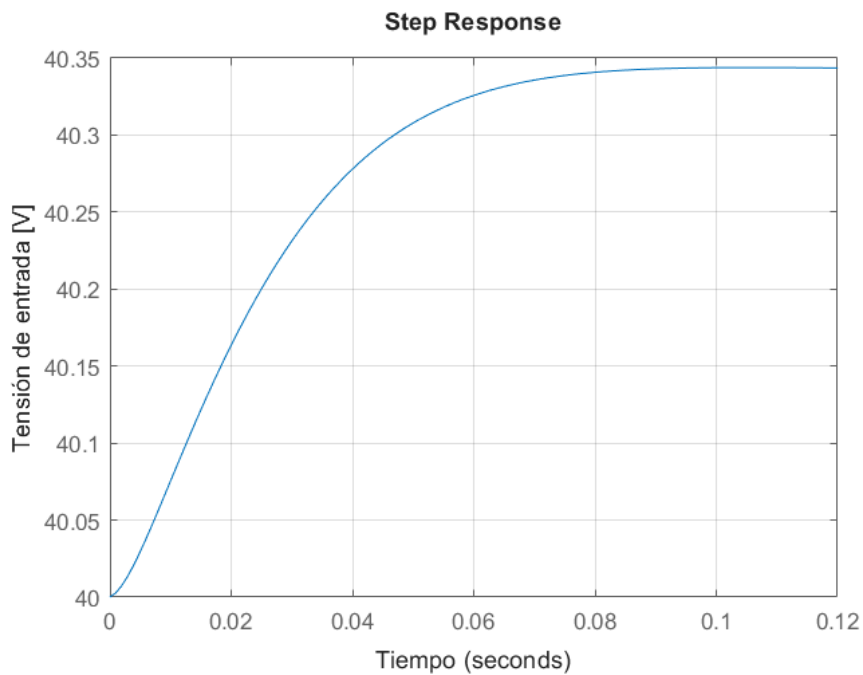


Figura 5.21: Señal del driver en el sistema de control de potencia.

### 5.4.3. Comparación con el sistema no linealizado

El controlador diseñado ha sido desarrollado para un punto de operación específico. Sin embargo, en este apartado se analizará su desempeño al operar en otro punto, evaluando las diferencias entre la respuesta del sistema linealizado y la del sistema no lineal. Dado que la planta real presenta una dinámica no lineal, validar el controlador en este contexto proporciona una visión más realista sobre su comportamiento. Esta comparación es crucial para entender cómo podría comportarse el sistema en condiciones reales y para evaluar la robustez del controlador si no opera en torno al punto de operación nominal.

Para ello, se ha utilizado Simulink, representando la función de transferencia con el controlador diseñado y el modelo no lineal del sistema, basado en sus ecuaciones. En el diagrama implementado se han considerado los valores nominales del *set-point*, la señal del driver y la salida del sistema, asegurando coherencia, ya que la función de transferencia trabaja con valores incrementales. Este análisis ayudará a determinar si el controlador diseñado es adecuado para el sistema real.

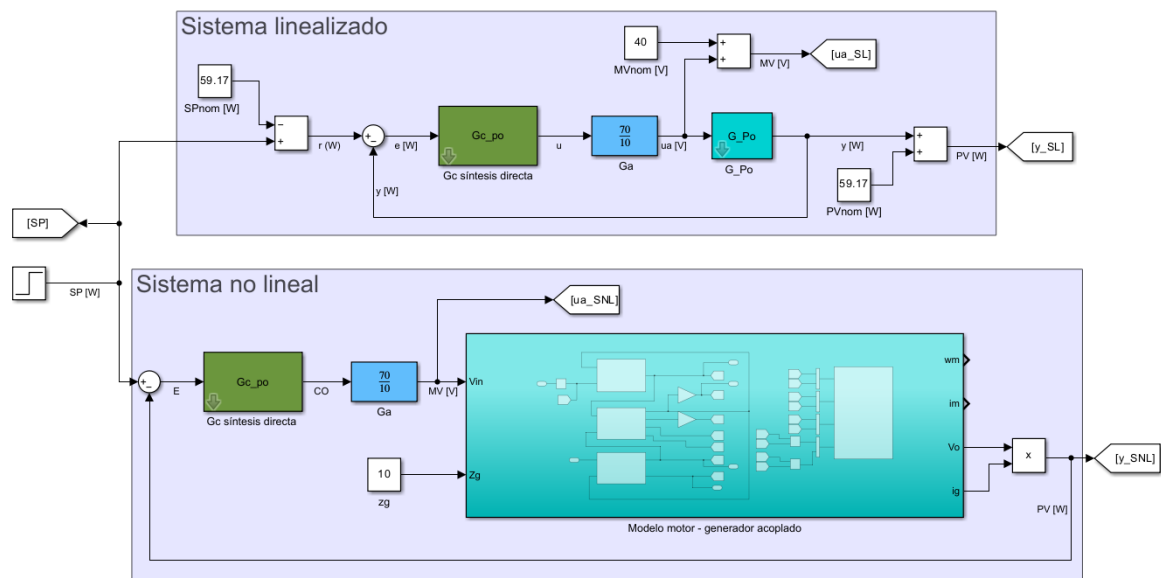


Figura 5.22: Diagrama de simulación para comparar la respuesta del sistema no lineal y del sistema linealizado con el controlador de potencia diseñado.

Este diagrama puede verse con mayor detalle en el [Apéndice B](#), donde se muestra el interior del bloque *Modelo motor-generador acoplado*, el cual está compuesto por tres bloques internos: uno que representa la dinámica eléctrica del motor, otro para la dinámica eléctrica del generador y un tercero que modela la dinámica mecánica. Estos tres bloques internos están interrelacionados, lo que permite una representación completa del sistema. Además, desde este bloque pueden extraerse todas las variables del sistema en caso de que se desee monitorizar otras magnitudes.

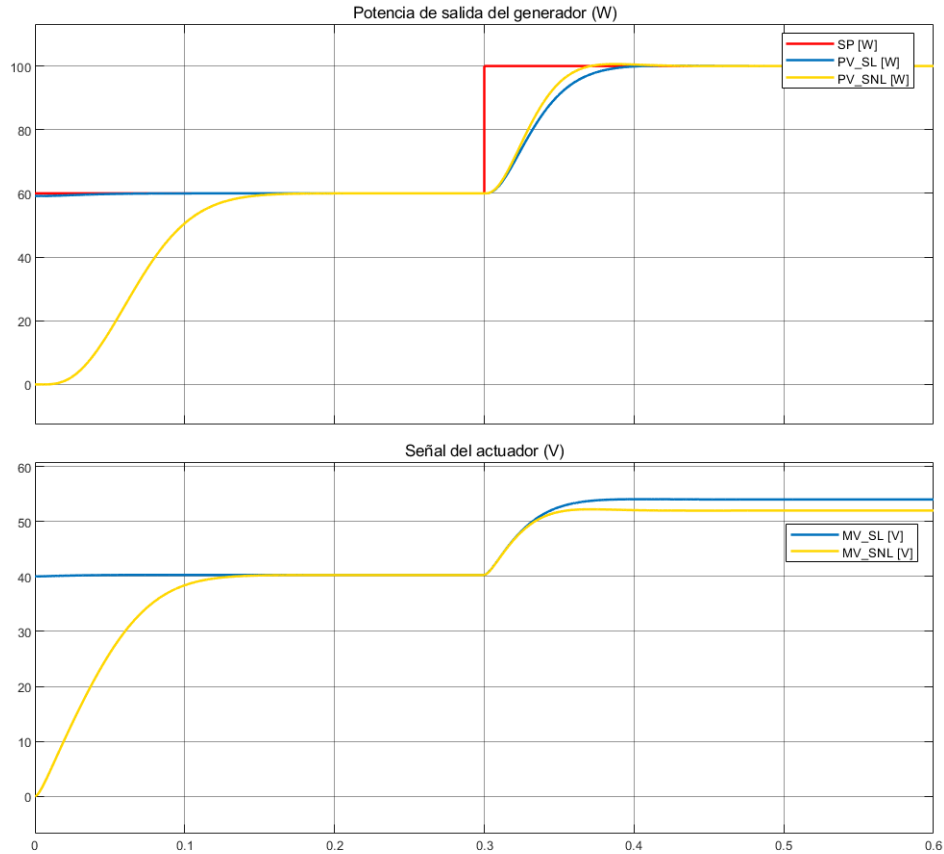


Figura 5.23: Comparación de la respuesta del sistema linealizado con el sistema no lineal.

Como se muestra en la [Figura 5.23](#), cuando el sistema opera en el valor nominal para el cual se diseñó el controlador, tanto la señal del driver como la salida coinciden perfectamente entre el sistema linealizado y el no lineal. Sin embargo, al cambiar el *set-point* de 60 W a 100 W, alejándose del punto de operación nominal, aparecen diferencias significativas entre las respuestas de ambos sistemas.

En el sistema no lineal, el tiempo de establecimiento es ligeramente mayor y se presenta un pequeño *overshoot*, mientras que el sistema linealizado mantiene una respuesta ideal acorde con las especificaciones de diseño. Además, la respuesta del driver muestra un valor más alto en el caso del sistema linealizado.

A pesar de estas discrepancias, el controlador ha demostrado un buen desempeño en el sistema no lineal, incluso fuera del punto de operación para el cual fue diseñado, lo que evidencia su robustez en un rango más amplio de funcionamiento.

# Capítulo 6

## Diseño de un controlador en tiempo discreto

---

### 6.1. Introducción

En este apartado se aborda el diseño de un controlador en tiempo discreto, una etapa fundamental para la implementación de un sistema de control en un entorno físico real. Para ello, se estudiarán y compararán dos procedimientos diferentes:

1. **Discretización directa del controlador:** Este enfoque parte del controlador diseñado en tiempo continuo (en el apartado anterior) y lo transforma a tiempo discreto utilizando un método de discretización como, por ejemplo, Tustin o Euler.
2. **Diseño mediante discretización del sistema a controlar:** En este método, primero se discretiza el sistema a controlar utilizando un tiempo de muestreo definido por la dinámica del sistema. Posteriormente, el controlador se diseña directamente en tiempo discreto mediante síntesis directa para cumplir con las especificaciones deseadas.

En los resultados se evaluará si alguno de estos métodos afecta, por ejemplo, al periodo de muestreo necesario para implementar el controlador, o si, por el contrario, el método utilizado no influye significativamente en el rendimiento del sistema y es independiente del proceso de discretización.

### 6.2. Discretización directa del controlador

En el capítulo anterior se diseñaron tres controladores: uno para la velocidad del eje del motor, otro para la tensión de salida del generador, y un tercero para la potencia eléctrica generada. Sin embargo, en este apartado solo se procederá a la discretización del controlador de la tensión de salida del generador.

El controlador obtenido en el capítulo anterior para la tensión de salida del generador es el siguiente:

$$G_c(s) = \frac{2,8675 \times 10^{-11} (s + 2,364 \times 10^7) (s + 2105) (s + 84,75)}{s (s + 9,924) (s + 24,81)} \quad (6.1)$$

Para discretizar el controlador existen varios métodos de aproximación numérica que permiten transformar el diseño en tiempo continuo a tiempo discreto. Entre ellos se encuentran [13]:

- **Método de Euler hacia adelante**, también conocido como el método de aproximación de la integral por medio de rectángulos hacia adelante.
- **Método de Euler hacia atrás**, también denominado el método de aproximación de la integral por medio de rectángulos hacia atrás.
- **Método de integración trapezoidal**, también conocido como transformación bilineal o método de Tustin.

En este caso, se utilizará el método de Euler hacia adelante debido a su simplicidad en los cálculos. En este método, la derivada se aproxima en tiempo discreto mediante la siguiente expresión:

$$s = \frac{z - 1}{T_m} \quad (6.2)$$

El período de muestreo ( $T_m$ ) utilizado para la discretización suele establecerse como 10 veces menor que la constante de tiempo efectiva del sistema a controlar (5.46). Esta elección, aunque ampliamente utilizada, es una decisión arbitraria que busca garantizar un muestreo adecuado de la dinámica del sistema.

$$\tau_{ef} \approx 0,0118 \text{ seg} \quad (6.3)$$

Con la constante de tiempo efectiva se realiza la primera aproximación del periodo de muestreo:

$$T_m = \frac{\tau_{ef}}{10} \approx 1 \times 10^{-3} \text{ seg} \quad (6.4)$$

Dado que se utilizará el método de Euler hacia adelante, se introduce una aproximación que permite trabajar en el dominio de la transformada  $\mathcal{Z}$ . En este contexto, la relación queda definida como:

$$\mathcal{Z} \left( \frac{e(k+1) - e(k)}{T_m} \right) = \frac{z - 1}{T_m} E(z) \quad (6.5)$$

A partir de esta aproximación, se establece la correspondencia entre  $s$  y  $z$  mostrada en la Ecuación 6.2. Al sustituir esta expresión en la 6.1, se obtiene el controlador en tiempo discreto,  $G_c(z)$ , utilizando la aproximación de Euler hacia adelante.

$$G_c(z) = \frac{7,1279 \times 10^{-7}(z + 1)(z - 0,9187)(z + 0,02551)}{(z - 1)(z - 0,9901)(z - 0,9755)} \quad (6.6)$$

Posteriormente, se simula en el software *Simulink* junto al sistema a controlar en tiempo continuo.

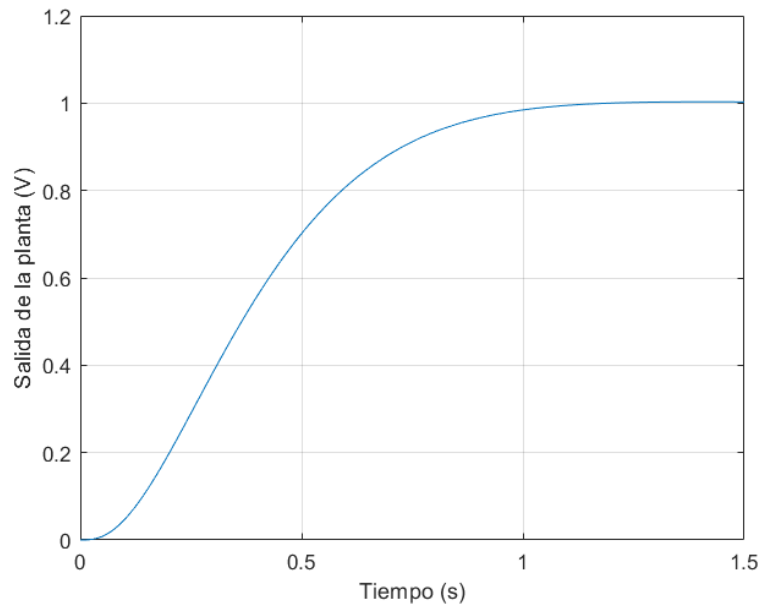


Figura 6.1: Respuesta de la planta a una entrada tipo escalón con controlador discretizado.  $[y(s)/r(s)]$

En este caso, con un período de muestreo  $T_m = 0,001$  s, equivalente a una frecuencia de 1 kHz, se ha logrado una respuesta estable. Debido a que el período de muestreo es suficientemente pequeño, no se aprecia el efecto de la discretización en la respuesta de la planta, lo que asegura un comportamiento prácticamente idéntico al sistema en tiempo continuo.

En la siguiente figura se muestra la señal del driver generada con el controlador discretizado, evidenciando el adecuado desempeño del sistema bajo estas condiciones.

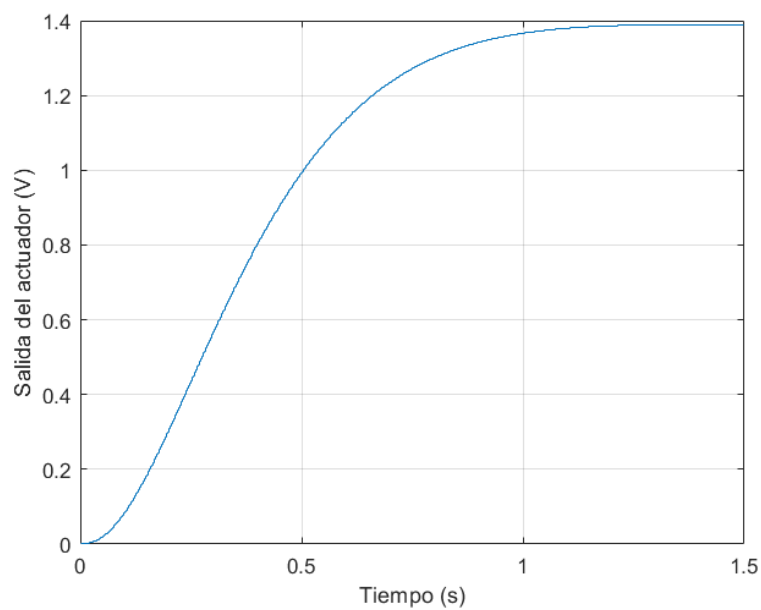


Figura 6.2: Respuestas del driver con controlador discretizado.  $[u_a(s)/r(s)]$

### 6.3. Diseño mediante discretización del sistema a controlar

En este apartado, a diferencia del anterior, se va a diseñar un controlador por síntesis directa a partir de la discretización del sistema a controlar. Es decir, en un primer paso se discretizará el sistema a controlar,  $G_{V_o}(s)$ , y posteriormente se obtendrá, mediante síntesis directa, un controlador en tiempo discreto.

Para proceder con el diseño, se discretiza el sistema a controlar definido en la 5.46, y que se muestra a continuación:

$$G_{V_o}(s) = \frac{3,0435 \times 10^{12}}{(s + 2,364 \times 10^7)(s + 2105)(s + 84,75)} \quad (6.7)$$

Cuando se trata de discretizar el sistema a controlar, se utiliza el método *ZOH* (Retención de Orden Cero), debido a que refleja fielmente cómo un sistema físico responde a señales generadas en un entorno digital.

Para ello, se define el período de muestreo basándose en la constante de tiempo efectiva del sistema a controlar. En este caso, tras realizar varias simulaciones, se determinó que un período de muestreo igual a la mitad de dicha constante permite captar con fidelidad la dinámica de la planta.

$$T_m = \frac{\tau_{ef}}{2} = \frac{0,0118}{2} \approx 5 \times 10^{-3} \text{ seg} \quad (6.8)$$

Haciendo uso del software *Matlab*, se obtiene el sistema a controlar en tiempo discreto mediante el método *ZOH*:

$$G_{V_o}(z) = \frac{0,22946z(z + 0,08635)}{z(z - 0,6546)(z - 2,689 \times 10^{-5})} \quad (6.9)$$

Posteriormente, al igual que se realizó para el diseño del controlador mediante síntesis directa en tiempo continuo, se definen las especificaciones de diseño que ajustan la dinámica deseada de la planta. En este caso, se definen las mismas condiciones que para el tiempo continuo:

- $K = 1$
- $\xi = 1$
- $t_e = 100 \tau_{ef} = 1,0692 \text{ s}$
- $w_n = 5,86/t_e = 5,4807 \text{ rad/s}$

A partir de estas condiciones, se crea la función de transferencia modelo a la cual se desea que se asimile la respuesta del sistema en lazo cerrado:

$$G_{yr}(z) = G_{mod}(z) \quad (6.10)$$

$$\frac{G_c(z) G_a(z) G_{V_o}(z)}{1 + G_c(z) G_a(z) G_{V_o}(z)} = G_{mod}(z) \quad (6.11)$$

En esta expresión se tiene  $G_{V_o}$  en tiempo discreto,  $G_a$  es una constante y, por lo tanto, su relación en tiempo discreto se mantiene. Solo falta discretizar  $G_{mod}$ , cuya expresión es:

$$G_{mod}(s) = \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2 \xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (6.12)$$

Aplicando también el método *ZOH*, se obtiene la siguiente expresión en tiempo discreto para la función de transferencia modelo.

$$G_{mod}(z) = \frac{3,027 \times 10^{-4} z + 2,978 \times 10^{-4}}{z^2 - 1,951z + 0,9516} \quad (6.13)$$

Por lo tanto, con la [Ecuación 6.11](#) en tiempo discreto y  $G_c$  despejada, se obtiene:

$$\begin{aligned} G_c(z) &= \frac{G_{mod}(z)}{G_{V_o}(z) G_a(z) (1 - G_{mod}(z))} \\ &= \frac{1,8848 \times 10^{-4} z (z + 0,9836) (z - 0,9755)^2 (z - 0,6546) (z - 2,689 \times 10^{-5})}{z (z - 0,9755)^2 (z - 1) (z - 0,9513) (z + 0,08635)} \end{aligned} \quad (6.14)$$

En este caso, a diferencia de como ocurría en el diseño del controlador por síntesis directa para la tensión de salida en tiempo continuo, se obtiene un controlador realizable sin necesidad de añadir polos adicionales.

A continuación, se muestra la respuesta de la planta con el controlador diseñado a partir del sistema a controlar en tiempo discreto. En la figura se muestra cómo el sistema en lazo cerrado presenta una respuesta estable, sin *overshoot* y con error estacionario nulo.

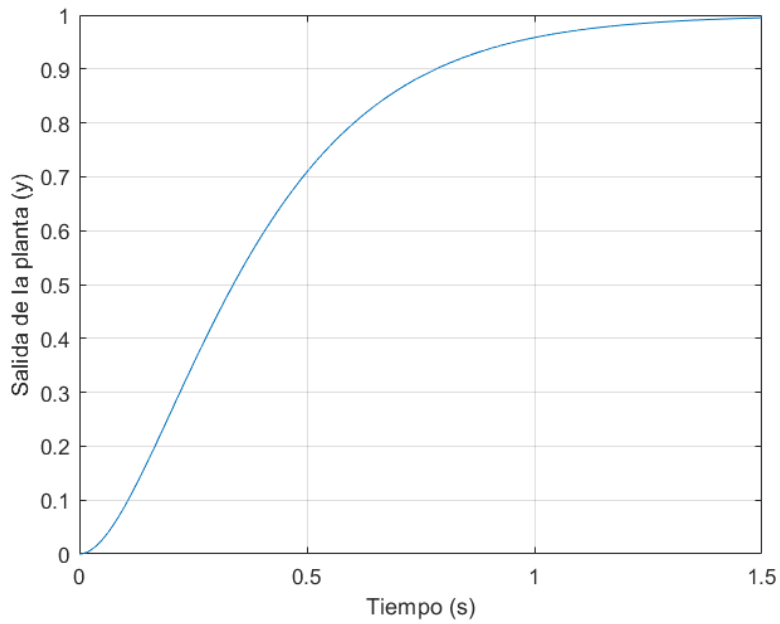


Figura 6.3: Respuesta de la planta a una entrada tipo escalón con controlador diseñado a partir del sistema a controlar en tiempo discreto.  $[y(s)/r(s)]$

En la siguiente figura se comparan las respuestas del sistema utilizando ambos controladores. El método 1 corresponde a la discretización directa del controlador continuo, mientras que el método 2 se refiere al controlador diseñado directamente en tiempo discreto a partir del sistema ya discretizado.

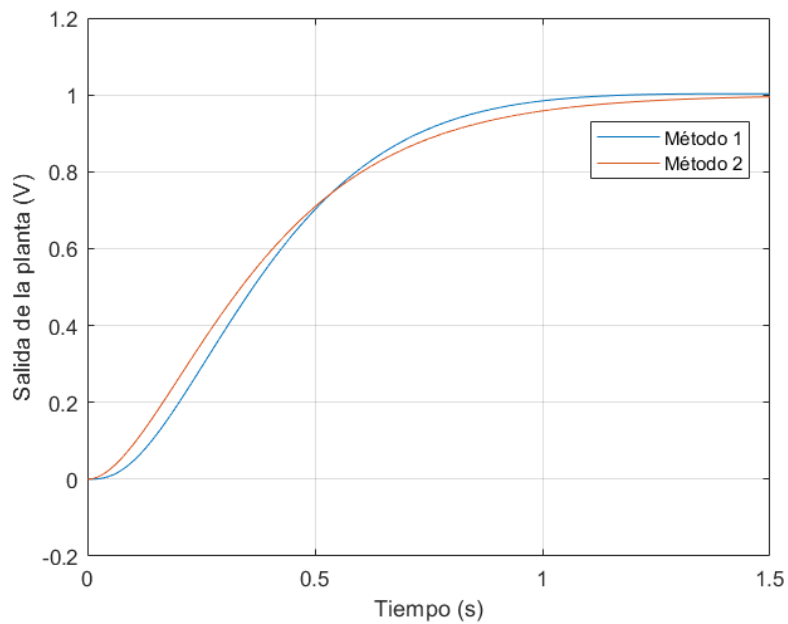


Figura 6.4: Respuesta de la planta a una entrada tipo escalón con controlador diseñado por ambos métodos.  $[y(s)/r(s)]$

Ambas respuestas muestran que el sistema en tiempo continuo no se ve afectado por el período de muestreo del controlador, logrando en ambos casos una respuesta satisfactoria, sin sobreoscilaciones y con un tiempo de establecimiento dentro del rango de 1 a 1,5 segundos.

En la siguiente figura se muestra la salida del driver, donde, al observar más de cerca, se aprecia claramente la discretización de ambas señales y la diferencia entre los períodos de muestreo definidos.

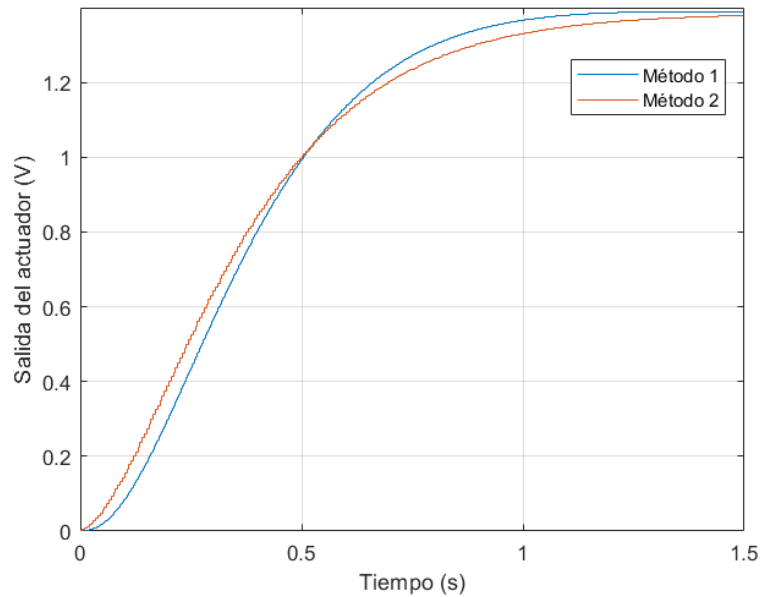


Figura 6.5: Salida del driver ante una entrada tipo escalón con controlador diseñado por ambos métodos.  $[u_a(s)/r(s)]$

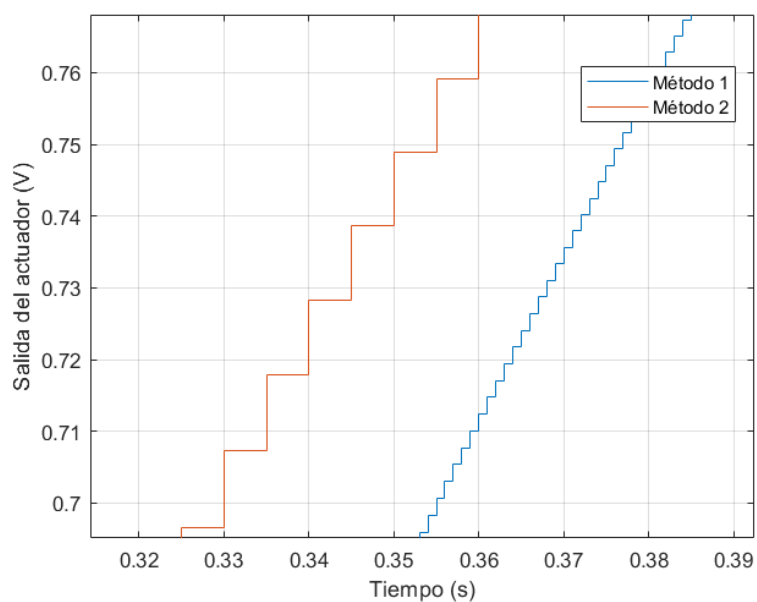


Figura 6.6: Vista ampliada de la [Figura 6.5](#).

Tras realizar diversas simulaciones, se ha comprobado que, en este caso particular, el método utilizado para obtener el controlador en tiempo discreto no ha supuesto ninguna diferencia significativa en la respuesta del sistema. Tanto al discretizar directamente el controlador continuo como al diseñarlo a partir del modelo ya discretizado, se obtiene un comportamiento prácticamente idéntico siempre que se utilice el mismo período de muestreo.

Si bien en otros procesos la elección del método de diseño puede influir en el rendimiento del sistema, en este caso concreto ambos enfoques proporcionan una respuesta estable, sin sobreoscilaciones y con un tiempo de establecimiento similar. Por tanto, la selección del método de discretización no ha afectado al cumplimiento de las especificaciones deseadas.

# Capítulo 7

## Análisis de robustez del sistema en lazo cerrado

---

### 7.1. Introducción

En este capítulo se analiza la robustez del sistema en lazo cerrado para el conjunto motor-generador, con un controlador discretizado diseñado para regular la tensión de salida del generador. Este estudio tiene como objetivo evaluar cómo la incertidumbre en los parámetros del sistema y las perturbaciones externas influyen en el desempeño y la estabilidad del sistema de control.

De esta forma, el análisis se aproxima a las condiciones reales de operación, considerando incertidumbres en los parámetros del modelo y factores externos que pueden afectar al sistema físico. Este enfoque permite identificar posibles limitaciones del controlador y evaluar su capacidad para mantener un desempeño satisfactorio bajo condiciones no ideales.

### 7.2. Análisis con respecto a incertidumbre paramétrica

En este apartado se analiza el impacto de la incertidumbre paramétrica en el desempeño del sistema en lazo cerrado. Dado que, en los sistemas físicos reales, los parámetros del modelo no son perfectamente conocidos o pueden variar debido a factores externos, resulta esencial evaluar cómo estas variaciones afectan al comportamiento del sistema de control diseñado.

El análisis se lleva a cabo mediante simulaciones iterativas, en las que se modifica aleatoriamente un único parámetro del sistema dentro de un rango porcentual definido, manteniendo constantes los demás. Este enfoque permite identificar la sensibilidad del sistema frente a variaciones individuales de cada parámetro, destacando cuáles son los más críticos para el desempeño del controlador.

En la siguiente tabla se muestran los parámetros que se van a modificar. Estos, como se indicó en el [Capítulo 3](#), han sido proporcionados por el fabricante.

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidades
$R_m$	Resistencia del devanado del motor	1,41	$\Omega$
$L_m$	Inductancia del devanado del motor	$0,644 \times 10^{-4}$	$H$
$B_m$	Coefficiente de fricción viscosa del motor	$1 \times 10^{-6}$	$Nm/(rad/s)$
$K_{Tm}$	Constante de par del motor	0,245	$Nm/A$
$K_{em}$	Constante electromotriz del motor	38,9	$rpm/V$
$J_m$	Momento de inercia del motor	$0,134 \times 10^{-3}$	$Kgm^2$
$J_R$	Momento de inercia de la reductora	$1,836 \times 10^{-5}$	$Kgm^2$
$B_R$	Coefficiente de fricción viscosa de la reductora	$1 \times 10^{-6}$	$Nm/(rad/s)$
$R_g$	Resistencia del devanado del generador	0,608	$\Omega$
$L_g$	Inductancia del devanado del generador	$0,423 \times 10^{-3}$	$H$
$B_g$	Coefficiente de fricción viscosa del generador	$1 \times 10^{-6}$	$Nm/(rad/s)$
$K_{Tg}$	Constante de par del generador	0,0934	$Nm/A$
$K_{eg}$	Constante electromotriz del generador	102	$rpm/V$
$B_M$	Coefficiente de fricción viscosa de la multiplicadora	$1 \times 10^{-6}$	$Nm/(rad/s)$
$J_g$	Momento de inercia del generador	$5,42 \times 10^{-5}$	$Kgm^2$
$J_M$	Momento de inercia de la multiplicadora	$9,1 \times 10^{-7}$	$Kgm^2$

Tabla 7.1: Constantes de la planta.

En este análisis no se han considerado incertidumbres en los rendimientos de motores y reductoras, las relaciones de reducción y multiplicación, ni en la carga resistiva, ya que son parámetros fijos o su influencia es bien conocida.

El análisis se ha realizado en *Matlab*, mediante un código que ejecuta múltiples simulaciones variando aleatoriamente un único parámetro dentro de un rango de  $\pm 40\%$  respecto a su valor nominal. En cada iteración se actualiza la función de transferencia del sistema, manteniéndose constante el controlador en tiempo discreto.

A continuación, se presentan los resultados de los dos parámetros que mostraron mayor sensibilidad ante la incertidumbre.

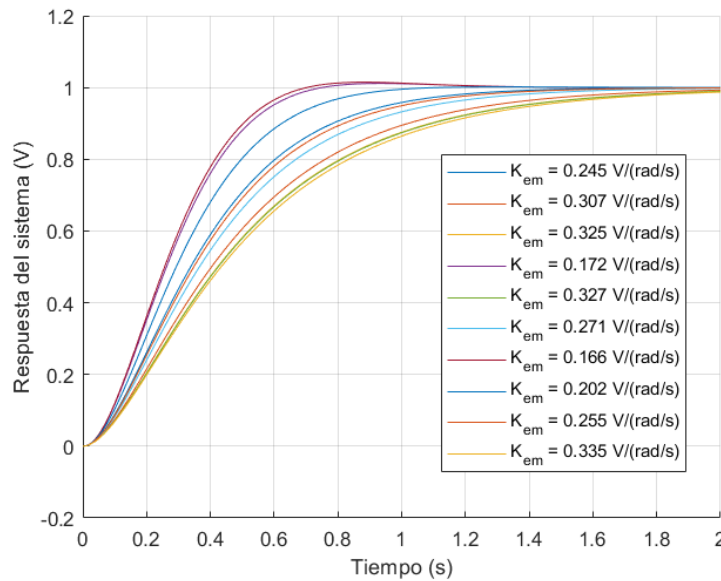


Figura 7.1: Análisis de incertidumbre para la constante electromotriz del motor ( $K_{em}$ ).

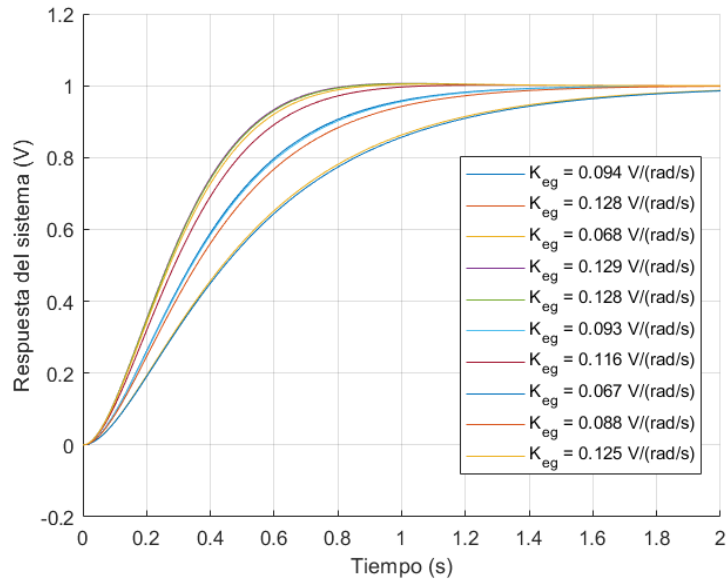


Figura 7.2: Análisis de incertidumbre para la constante electromotriz del generador ( $K_{eg}$ ).

A diferencia de otros parámetros cuya incertidumbre no afecta significativamente a la dinámica del sistema de control dentro del margen de  $\pm 40\%$ , la constante electromotriz del motor y del generador se ha identificado como un parámetro sensible que influye notablemente en la respuesta del sistema. No obstante, el controlador diseñado mantiene un buen desempeño, conservando la estabilidad de la planta y un tiempo de establecimiento cercano al especificado. Además, el *overshoot* observado en algunas simulaciones es muy leve y no compromete la calidad de la respuesta.

Por otro lado, el análisis realizado sobre el resto de los parámetros no ha mostrado variaciones relevantes en la salida del sistema. Por este motivo, dichos resultados no se incluyen en este trabajo, al no aportar información significativa al estudio de la robustez.

Para completar el análisis, y con el objetivo de evaluar el efecto combinado de las variaciones simultáneas en todos los parámetros del modelo, se ha llevado a cabo un análisis de Monte Carlo. Este enfoque consiste en realizar 200 simulaciones iterativas, en las que todos los parámetros del sistema presentan una incertidumbre aleatoria dentro del margen del  $\pm 40\%$  respecto a su valor nominal.

En cada iteración, los valores de los parámetros se generan de forma aleatoria e independiente, lo que permite estudiar los efectos combinados de dichas variaciones sobre el comportamiento del sistema. Este análisis proporciona una visión más completa del desempeño del sistema bajo condiciones de incertidumbre múltiple.

En la siguiente figura se muestran los resultados del análisis de Monte Carlo donde se observa que las respuestas que más se desvían de la obtenida con los valores nominales del sistema corresponden, en su mayoría, a aquellas iteraciones en las que los coeficientes electromotrices presentan mayores variaciones. No obstante, el sistema de control ha demostrado un desempeño sólido en todas las simulaciones realizadas. Estos

resultados indican que el controlador diseñado mantiene su eficacia y cumple, en gran medida, con las especificaciones de diseño, incluso ante incertidumbres significativas en los parámetros del sistema.

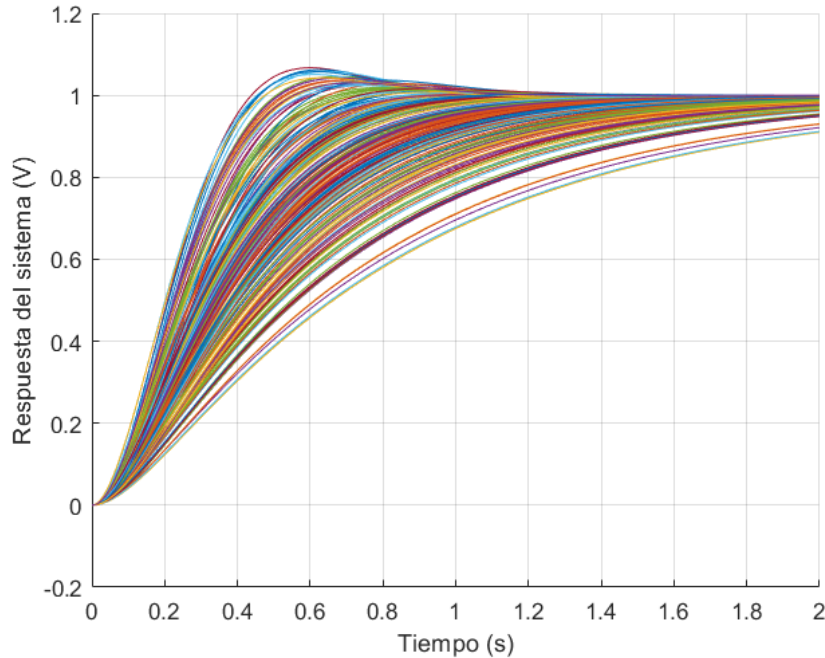


Figura 7.3: Análisis de Monte Carlo para incertidumbre paramétrica.

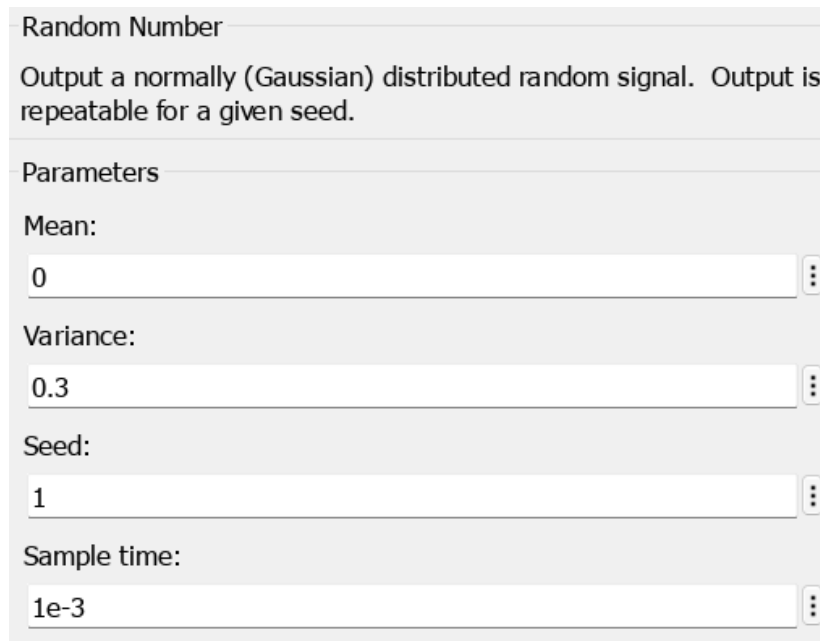
### 7.3. Análisis con respecto a perturbaciones y ruido de medida

En este apartado se evalúa el desempeño del sistema en lazo cerrado ante perturbaciones externas, simulando condiciones que podrían presentarse en un entorno real. El objetivo principal es analizar cómo responde el sistema de control cuando se introducen alteraciones en variables clave, como el par del motor, y determinar su capacidad para mantener la estabilidad.

Para este análisis se utiliza el software *Simulink*, en el cual se modela la dinámica del sistema a partir de sus ecuaciones en tiempo continuo, tal y como se muestra en el [Apéndice B](#), en las figuras [B.1](#), [B.2](#), [B.3](#) y [B.4](#), empleando bloques matemáticos para representar el comportamiento del sistema. Este enfoque permite medir todas las variables relevantes y analizar en detalle cómo una perturbación afecta a cada una de ellas.

Para simular el ruido en la medida de la tensión de salida del generador y en la señal del driver, se utiliza el bloque *Random Number* de *Simulink*. En este bloque se especifican la varianza y la frecuencia con la que cambia el valor del número generado, que luego se suma a la variable correspondiente. Para la tensión de salida, se define

una varianza de 0,3 V, mientras que para la señal de control la varianza se establece en 0,001 V. Este último ruido se ve posteriormente amplificado por el driver.



Random Number

Output a normally (Gaussian) distributed random signal. Output is repeatable for a given seed.

Parameters

Mean:  
0

Variance:  
0.3

Seed:  
1

Sample time:  
1e-3

Figura 7.4: Configuración del bloque *Random Number* para el ruido en la medida de la tensión de salida.

El diagrama de simulación en lazo cerrado, utilizado para obtener las respuestas mostradas en los siguientes análisis, se presenta en el [Apéndice B](#), en la [Figura B.5](#), junto al código de *Matlab* mostrado en el listado [A.2](#), el cual se incluye en el [Apéndice A](#).

### 7.3.1. Perturbación en la carga eléctrica conectada al generador

En el primer caso, se define un valor de consigna de 30 V, y el sistema comienza operando prácticamente en vacío, con una resistencia conectada de alto valor que limita al mínimo la corriente de salida. A los 2 segundos de simulación, una vez que el sistema ha alcanzado el estado estacionario, se conecta una carga eléctrica de  $10\ \Omega$ , lo que provoca un aumento tanto en la corriente que circula por el devanado del motor como en la corriente generada.

Además, la incorporación de esta carga eléctrica genera una caída en la tensión del generador, lo que provoca que el sistema de control aumente la tensión de alimentación del motor para restaurar el valor de consigna. A los 4 segundos de simulación, la carga eléctrica se retira abruptamente, provocando un pico de tensión en la salida del generador, seguido de una caída en la corriente al quedar el sistema nuevamente sin carga conectada.

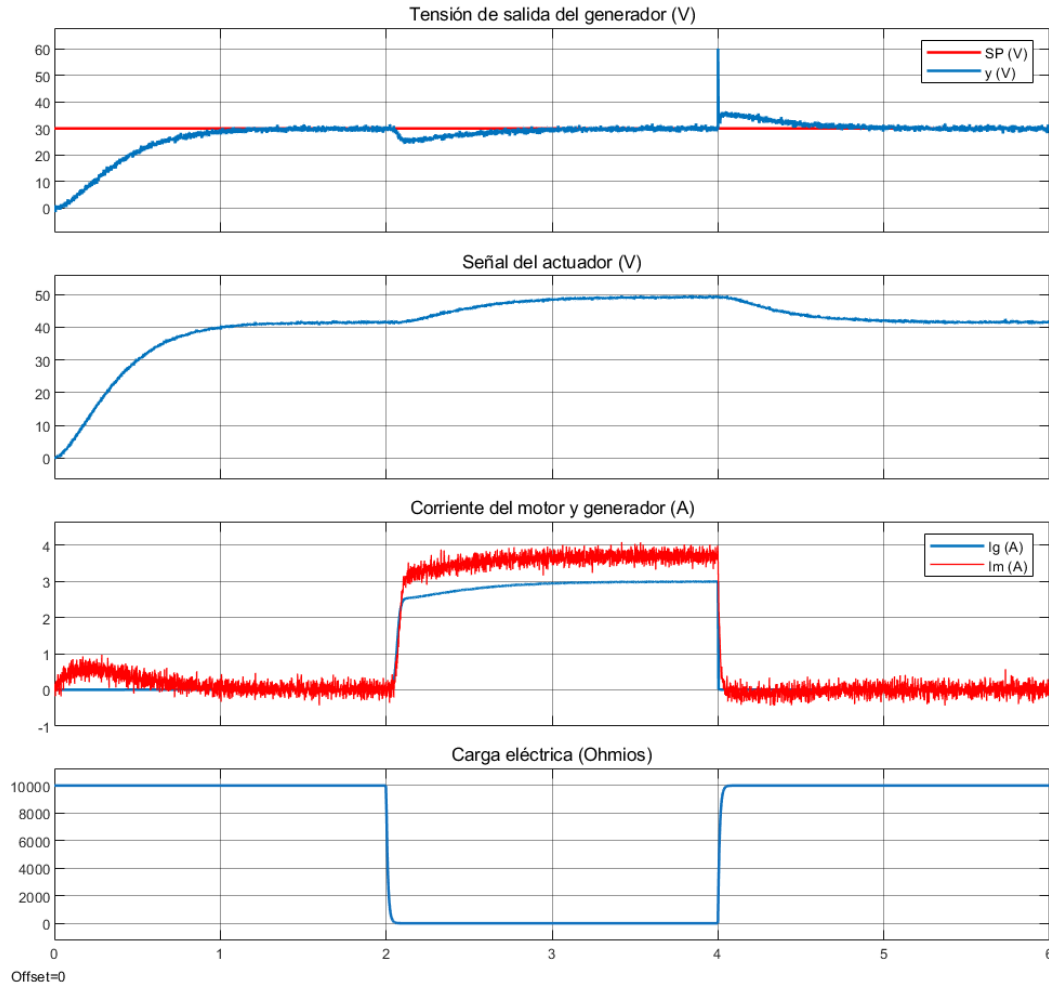


Figura 7.5: Respuesta del sistema ante perturbación en la carga resistiva.

### 7.3.2. Perturbación en el par de carga

En este caso, se simula el sistema de control bajo las mismas condiciones que en el caso anterior. Sin embargo, la perturbación se introduce como una fuerza aplicada directamente al par de carga. Específicamente, se genera una perturbación de 1 Nm que ocurre a los 2 segundos de simulación, momento en el que el sistema ya se encuentra estabilizado. Como resultado, se produce una caída en la tensión de salida que el driver comienza a corregir incrementando la señal de control. Paralelamente, aumenta la corriente que circula por el devanado del motor debido a la fuerza adicional que debe generar el sistema para compensar el par perturbador.

A diferencia de la simulación anterior, la corriente en el generador no se ve afectada porque no hay ninguna carga eléctrica conectada.

Cuando la perturbación es retirada, se observa un aumento en la tensión de salida del generador, ya que esta está directamente relacionada con la velocidad del eje, la cual se ve influenciada por las cargas aplicadas. En todo momento, el sistema de control es capaz de estabilizar el sistema, llevando la variable de salida de vuelta a los valores de referencia tras un breve período transitorio.

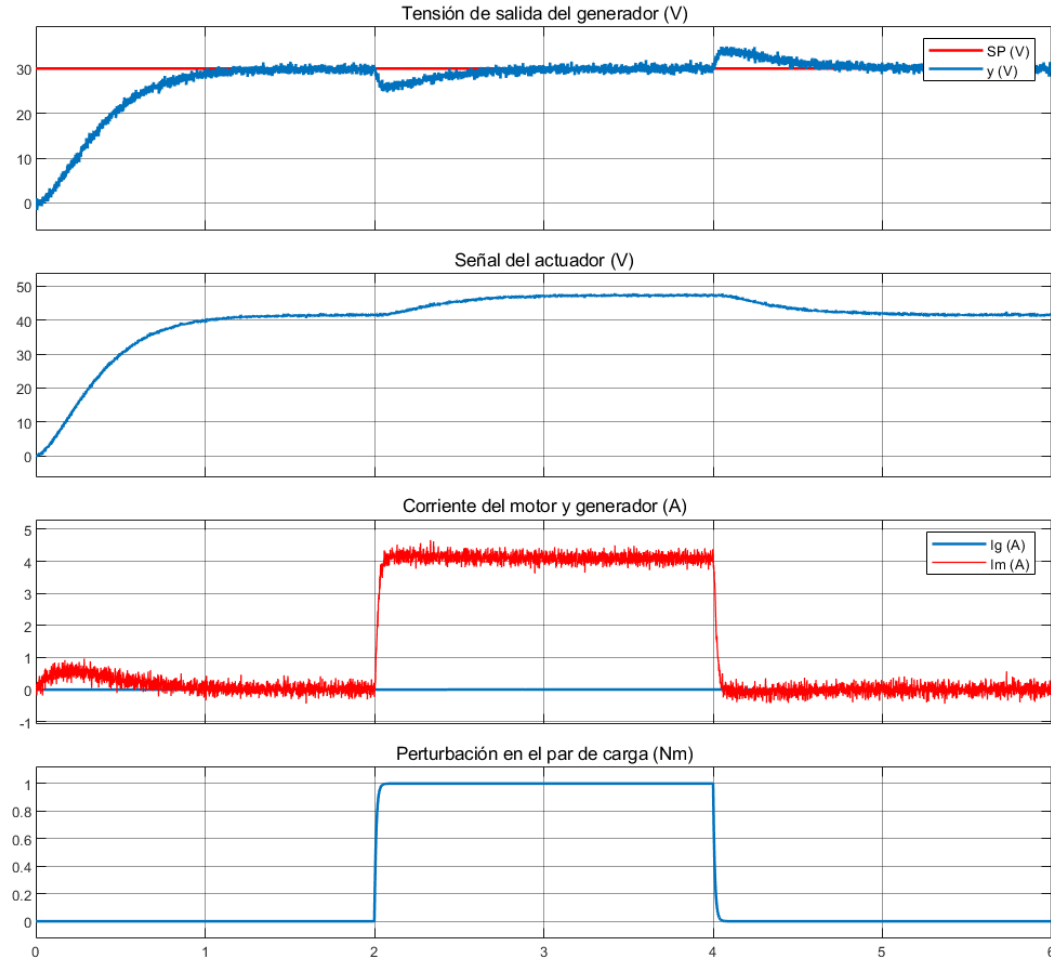


Figura 7.6: Respuesta del sistema ante perturbación en el par de carga.

### 7.3.3. Resultado de la combinación de ambas perturbaciones

Por último, se analiza cómo afecta al sistema la combinación de ambas perturbaciones y si este es capaz de estabilizar la señal de salida en su valor de consigna. Tal como se observa en la [Figura 7.7](#), a los 2 segundos de simulación ocurre la primera perturbación, correspondiente a la conexión de la carga de  $10\ \Omega$ . Posteriormente, a los 4 segundos de simulación, se suma la perturbación de  $1\ \text{Nm}$  aplicada al par de carga. El sistema demuestra ser capaz de corregir la respuesta en un tiempo reducido, aproximadamente medio segundo.

Es importante destacar que, cuando ambas perturbaciones están activas, la corriente que circula por el motor es considerablemente elevada. Aunque en la simulación esto no tiene mayores repercusiones, en el sistema real dicha corriente estaría limitada por el driver, que cuenta con protección contra sobrecorrientes. Según las especificaciones del fabricante, la corriente máxima continua del motor es de  $3,74\ \text{A}$ , por lo que será necesario considerar este límite en el entorno físico. En particular, al introducir variaciones significativas en la carga eléctrica, se deberá garantizar que la corriente no supere dicho valor para evitar daños en el sistema.

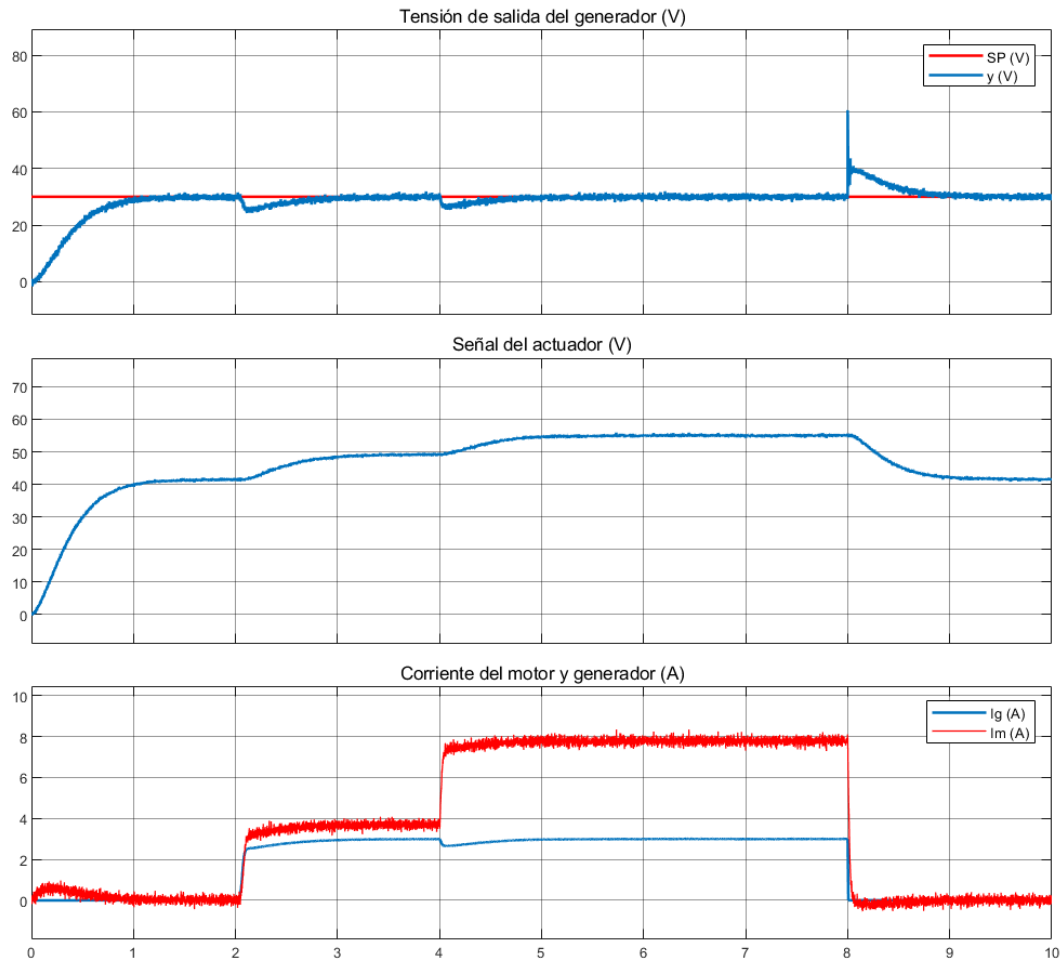


Figura 7.7: Respuesta del sistema con ambas perturbaciones combinadas.

# Capítulo 8

## Construcción de la planta real

---

Aunque el presente trabajo no se centra en la construcción de la planta, ya que ello englobaría otras disciplinas no tratadas en este estudio, ha sido necesario aportar ciertos conocimientos básicos en el área del diseño mecánico para poder llevar a cabo la construcción del sistema.

Tras la adquisición de todos los equipos dimensionados en el trabajo, se ha realizado el diseño mecánico de todas las piezas necesarias para la construcción del banco de ensayo. Estas piezas son:

- **Bancada del motor-generator:** Esta estructura está compuesta por varias piezas fabricadas por separado y ha sido diseñada para que todo el sistema mecánico repose sobre una superficie estable, manteniendo la concentricidad de los ejes. Además, para reforzar el conjunto, se han añadido dos varillas roscadas que atraviesan longitudinalmente toda la bancada y que, junto con el eje, forman un triángulo estructural.
- **Protector del acoplador:** En la parte central de la bancada se encuentra el acoplador de los ejes del motor y el generador, el cual debe ser accesible para permitir el desacoplamiento del motor si así se desea. Por ello, se ha diseñado una pieza que cubre las partes móviles, aumentando la seguridad del entorno. Además de prevenir un posible contacto accidental, esta pieza también actúa como protección en caso de fallo mecánico del acoplador.
- **Base del sistema:** La base que mantiene todos los componentes en su posición es una plancha de metacrilato de 10 mm de espesor. Se ha estudiado cuidadosamente el posicionamiento de todos los elementos para optimizar el ruteado del cableado, y se ha diseñado un mecanizado específico en el metacrilato que permite fijar todos los componentes mediante tornillería.

Todas las piezas han sido diseñadas con el software *SolidWorks* y fabricadas mediante impresión 3D con tecnología FDM (*Fused Deposition Modeling*) en el laboratorio C14 de la Escuela Superior de Ingeniería de la Universidad de Cádiz (Grupo GAPSIS).

En la siguiente imagen se muestra el ensamblaje de todos los componentes fijados a la base de metacrilato.

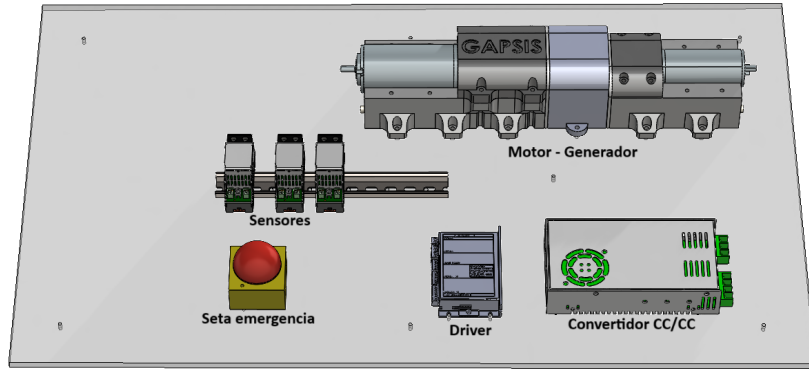


Figura 8.1: Ensamblaje virtual del banco de ensayos motor-generator.

En esta figura se observa que, además de los componentes descritos anteriormente, también se incluye una seta de emergencia, instalada por razones de seguridad al tratarse de un sistema con partes móviles que puede alcanzar una potencia de hasta 250 W. Por otro lado, también se ha incorporado un convertidor DC/DC que, aunque no se utiliza en el presente trabajo, ha sido añadido al conjunto con vistas a su uso en futuros desarrollos.

Además del diseño mecánico del sistema, se ha llevado a cabo su montaje. Para ello, se ha seguido el siguiente diagrama eléctrico, en el que se identifican los distintos componentes que forman el sistema completo, así como las relaciones y conexiones entre ellos.

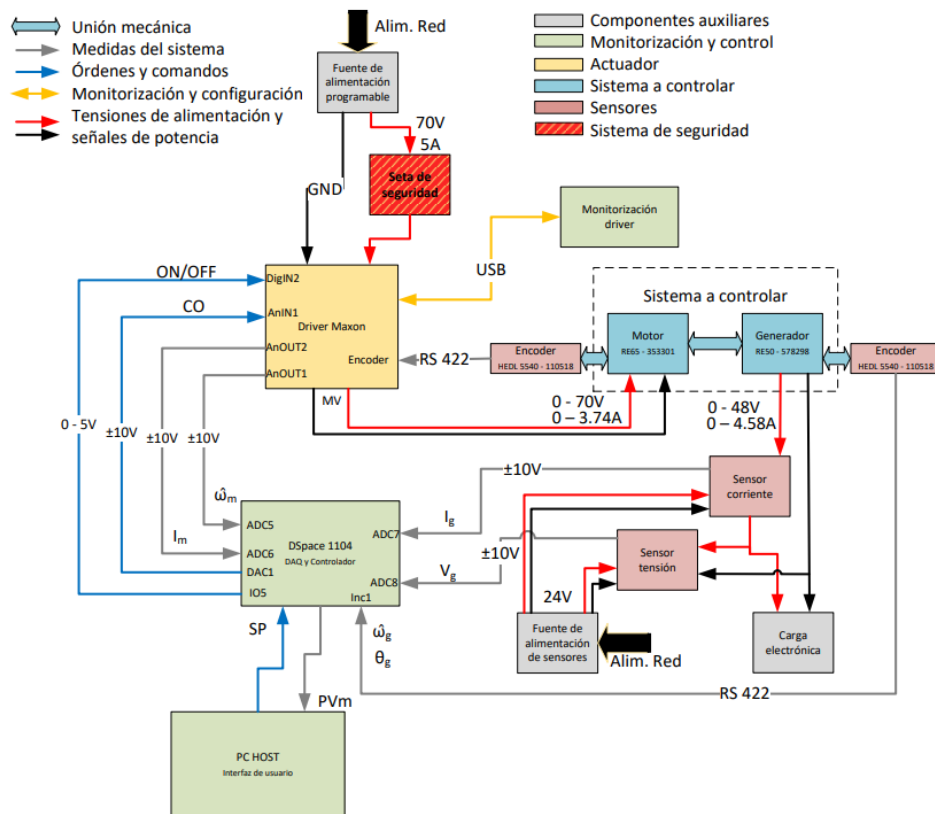


Figura 8.2: Diagrama de integración del sistema completo.

Por último, se presenta una imagen que muestra el resultado final de la construcción de la planta real.

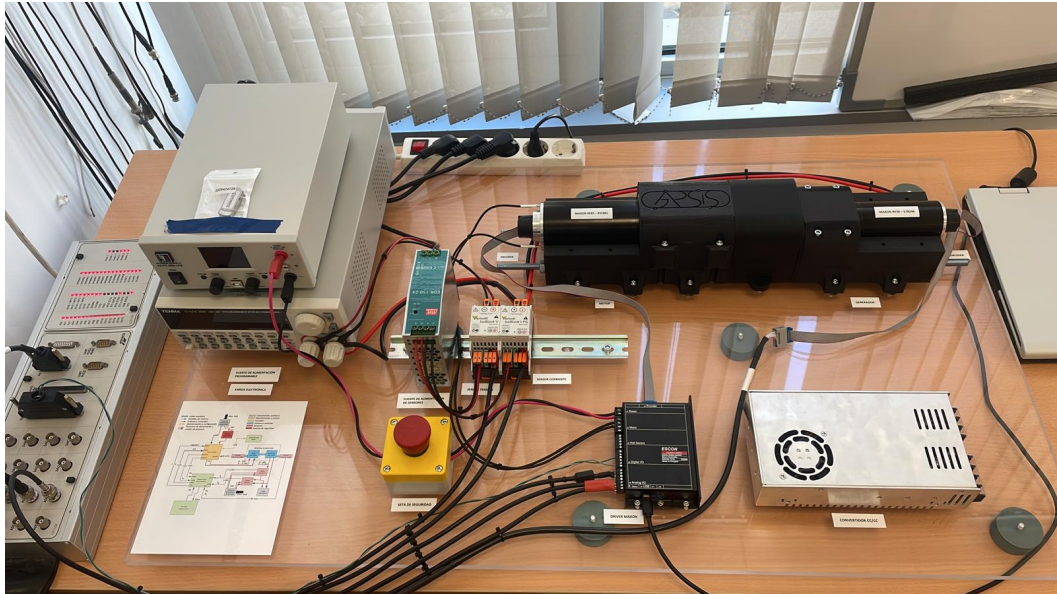


Figura 8.3: Planta real construida en el laboratorio C14 de la Escuela Superior de Ingeniería (Grupo GAPSIS).

# Capítulo 9

## Diseño de un controlador basado en la curva de reacción de la planta real

---

### 9.1. Introducción

En el presente capítulo, y como continuación del estudio analítico desarrollado en los capítulos anteriores, se obtiene un modelo experimental del sistema que describe la tensión producida por el generador ( $V_o$ ), a partir de ensayos realizados sobre la planta real. A continuación, se compara este modelo con el obtenido analíticamente, con el objetivo de evaluar su precisión. Finalmente, utilizando los resultados experimentales, se diseña un controlador capaz de regular la tensión de salida del sistema, aplicando las mismas especificaciones de diseño utilizadas en el desarrollo del controlador obtenido a partir del modelo analítico.

### 9.2. Modelo experimental de la planta

Con el objetivo de valorar, en una etapa final, la precisión del modelo analítico, en este capítulo se aplica el mismo método de diseño de controlador utilizado en la fase analítica. Tal como se desarrolló en el [Capítulo 5](#), el control de la tensión de salida del sistema se llevó a cabo mediante un controlador por síntesis directa. Por ello, antes de abordar el diseño del controlador, es necesario obtener un modelo experimental de la planta, el cual servirá como base para dicho diseño.

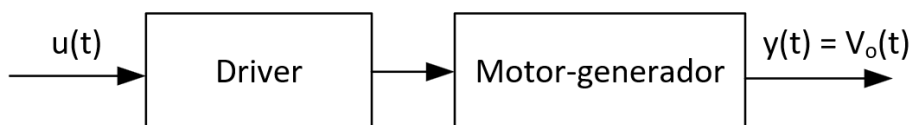


Figura 9.1: Diagrama de bloques del sistema en lazo abierto para obtener la curva de reacción.

Para obtener el modelo, se ha utilizado la curva de reacción en lazo abierto correspondiente a la tensión de salida cuando se aplica una entrada tipo escalón al driver del motor. No obstante, con el fin de disponer de un mayor número de datos con los que comparar y obtener un modelo que represente adecuadamente la dinámica del sistema

en todo su rango de operación, se ha aplicado una entrada escalonada con incrementos y decrementos de 2 V.

Cabe destacar que la señal de entrada se aplica sobre el driver, el cual admite tensiones comprendidas entre  $\pm 10$  V, y que este experimento se ha realizado sin carga eléctrica conectada a la salida del generador.

En la siguiente figura se muestra la respuesta de la tensión de salida del sistema ante una entrada escalonada aplicada al driver del motor. Todas las figuras obtenidas de la planta han sido capturadas con la tarjeta *dSPACE 1104* y graficadas mediante el software *ControlDesk* de *dSPACE*. Para su posterior análisis y tratamiento, los resultados se han exportado en formato *.mat* para su uso en el software *Matlab*.

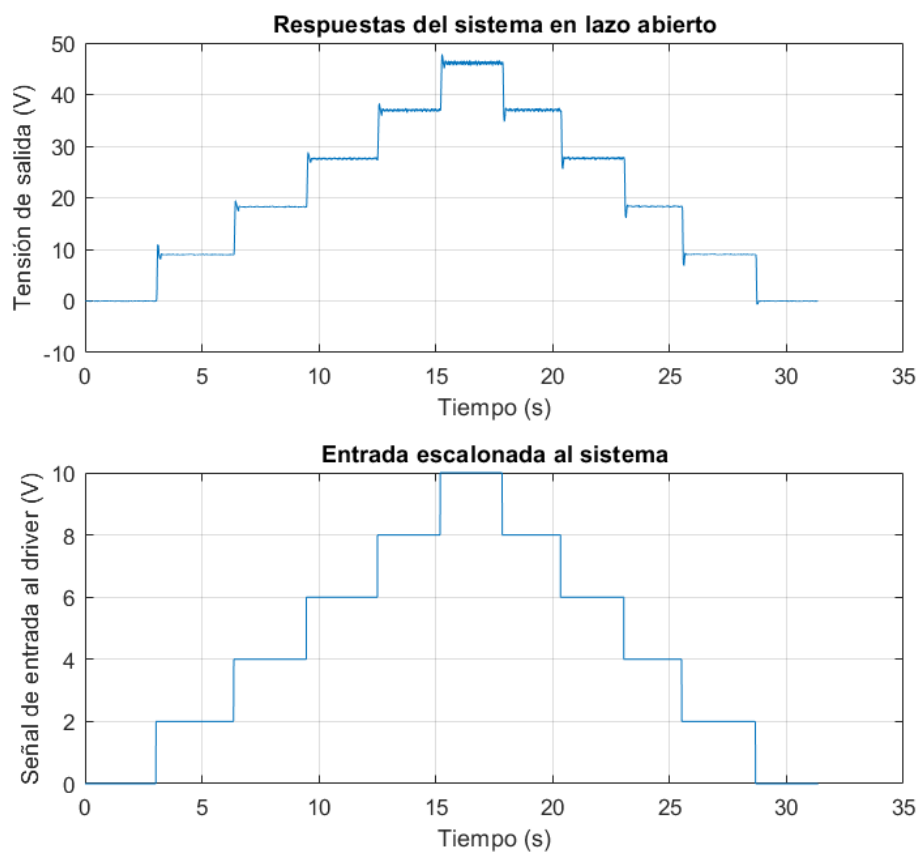


Figura 9.2: Respuesta de la planta en lazo abierto ante una entrada escalonada.

Como se puede apreciar en la figura, la respuesta del sistema en lazo abierto ante cada escalón presenta prácticamente la misma dinámica, lo que sugiere un comportamiento lineal. Para analizar este comportamiento con mayor precisión, en la siguiente figura se muestran las respuestas ascendentes normalizadas, lo que permite compararlas directamente y evaluar si existen diferencias significativas entre ellas.

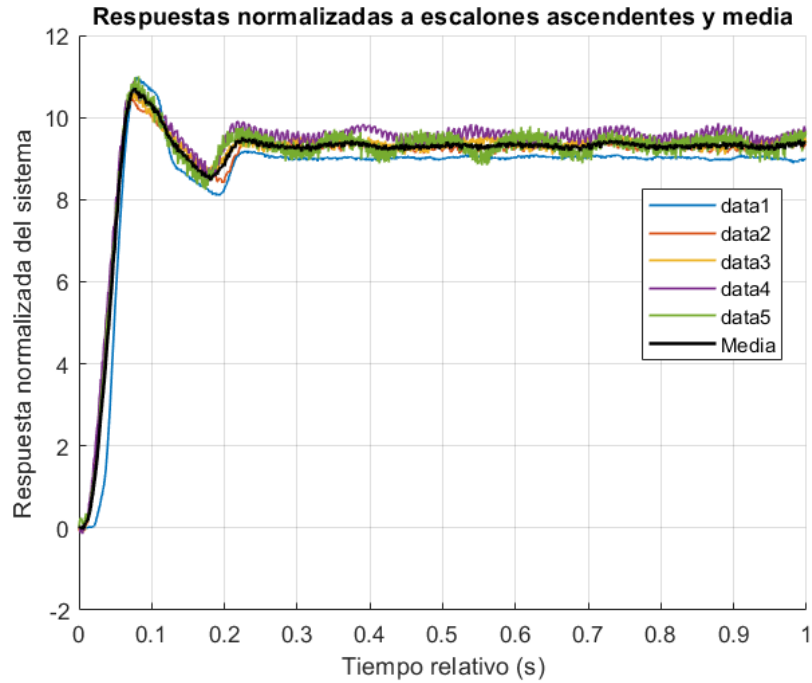


Figura 9.3: Respuesta normalizadas.

La representación de las respuestas normalizadas en la [Figura 9.3](#) confirma que el sistema mantiene un comportamiento lineal en todo su rango de funcionamiento. En la misma figura se ha representado la media de todas las respuestas, la cual se utilizará para obtener el modelo experimental de la planta.

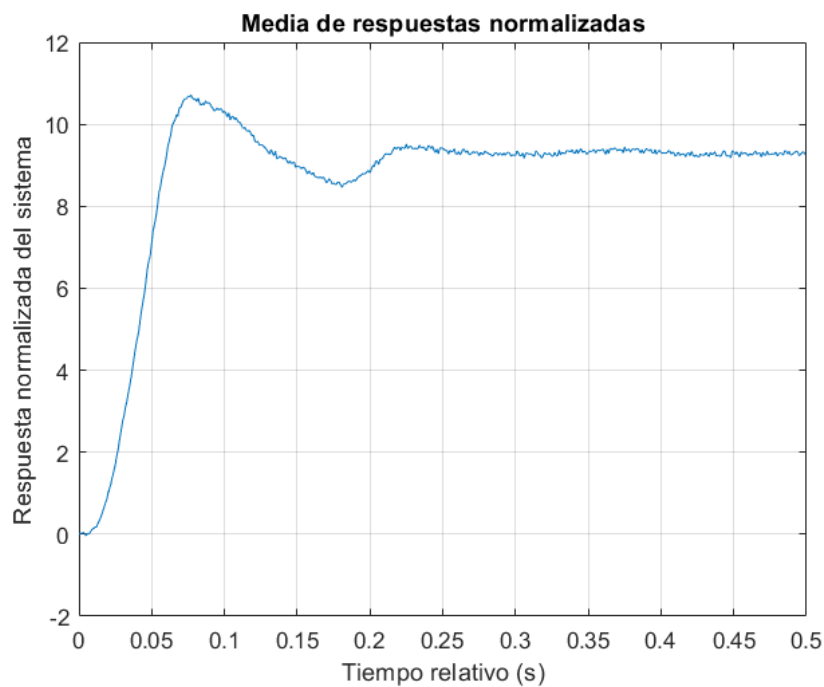


Figura 9.4: Media de todas las respuestas normalizadas del sistema en lazo abierto.

Aunque teóricamente este tipo de sistema se aproxima a uno de primer orden, en este caso la respuesta observada se asemeja a la de un sistema de segundo orden con un leve retardo. Este comportamiento puede deberse a la propia dinámica del driver, la cual, en un primer análisis, se ha modelado simplemente como una ganancia constante. Esta simplificación podría no ser suficiente para capturar ciertos efectos dinámicos presentes en la planta real.

Por lo tanto, debido a la forma de la respuesta obtenida, se va a aproximar el sistema a uno de segundo orden con un coeficiente de amortiguamiento inferior a 1 ( $\xi < 1$ ). Para ello, se aplicará la teoría impartida en la asignatura [13] para la aproximación de sistemas de segundo orden a partir de la curva de reacción del proceso. En la siguiente figura se muestra una respuesta de ejemplo y los parámetros que deben medirse para obtener el modelo estimado del sistema.

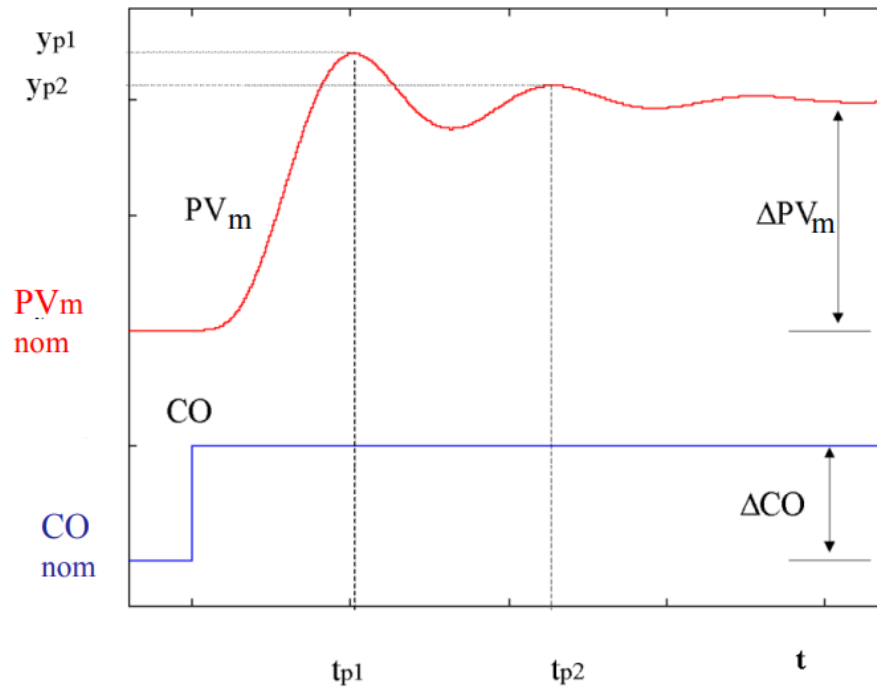


Figura 9.5: Captura obtenida de [13] para la aproximación de SSOR.

Un sistema de segundo orden con retardo (SSOR) puede aproximarse mediante la siguiente expresión:

$$\hat{G}(s) = \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} e^{-\tau_d s} \equiv \hat{G}(s) = \frac{K}{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1} e^{-\tau_d s} \quad (9.1)$$

Todos los parámetros que aparecen en esta expresión pueden obtenerse a partir de la curva de reacción y de la entrada escalón aplicada. A continuación, se procede al cálculo de dichos parámetros tomando las medidas necesarias en la [Figura 9.6](#).

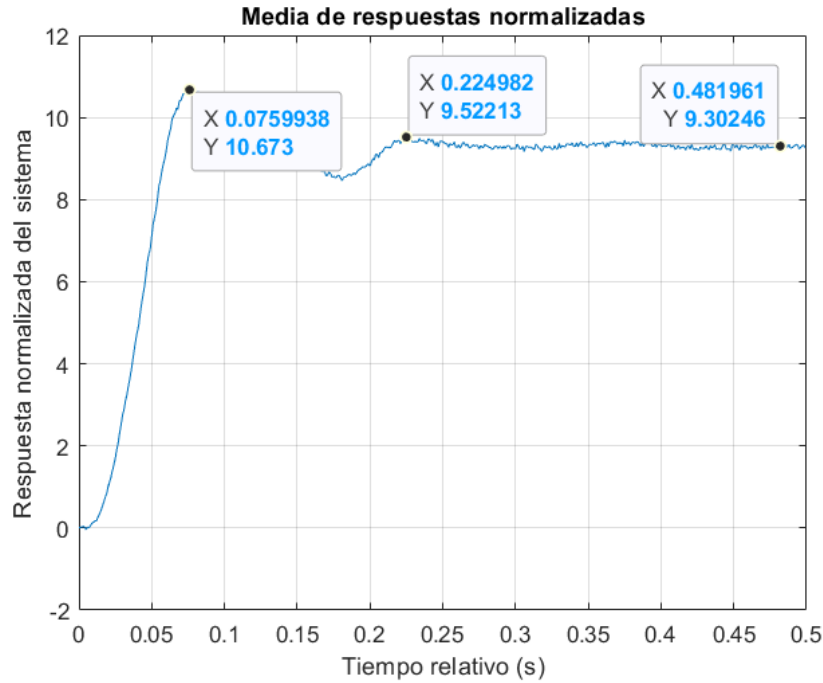


Figura 9.6: Medidas obtenidas sobre la respuesta para calcular modelo estimado.

En primer lugar, se determina la constante de retardo ( $\tau_d$ ):

$$T = t_{p2} - t_{p1} = 0,225 - 0,076 = 0,149 \quad (9.2)$$

$$\tau_d = t_{p1} - T/2 = 0,076 - 0,149/2 = 1,5 \times 10^{-3} \text{ s} \quad (9.3)$$

La ganancia ( $K$ ) se calcula como la variación de la salida del sistema respecto a la variación de la entrada:

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{\Delta PVm}{\Delta CO} = \frac{9,302}{2} = 4,651 \quad (9.4)$$

A continuación, se calcula el coeficiente de amortiguamiento ( $\xi$ ):

$$d = \frac{y_{p1} - y_{est}}{y_{p2} - y_{est}} = \frac{10,673 - 9,302}{9,522 - 9,302} = 6,232 \quad (9.5)$$

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{1 + [2\pi/\ln(d)]^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + [2\pi/\ln(6,232)]^2}} = 0,279 \quad (9.6)$$

Y por último, se calcula la frecuencia natural ( $\omega_n$ ):

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T\sqrt{1-\xi^2}} = \frac{2\pi}{0,149\sqrt{1-0,279^2}} = 43,913 \text{ rad/s} \quad (9.7)$$

Con estos parámetros se obtiene el siguiente modelo estimado de forma experimental,

$$\hat{G}_{V_o}(s) = \frac{8968,765}{s^2 + 24,503 s + 1928,352} \quad (9.8)$$

cuya respuesta ante una entrada tipo escalón de amplitud 2 V se muestra en la siguiente figura.

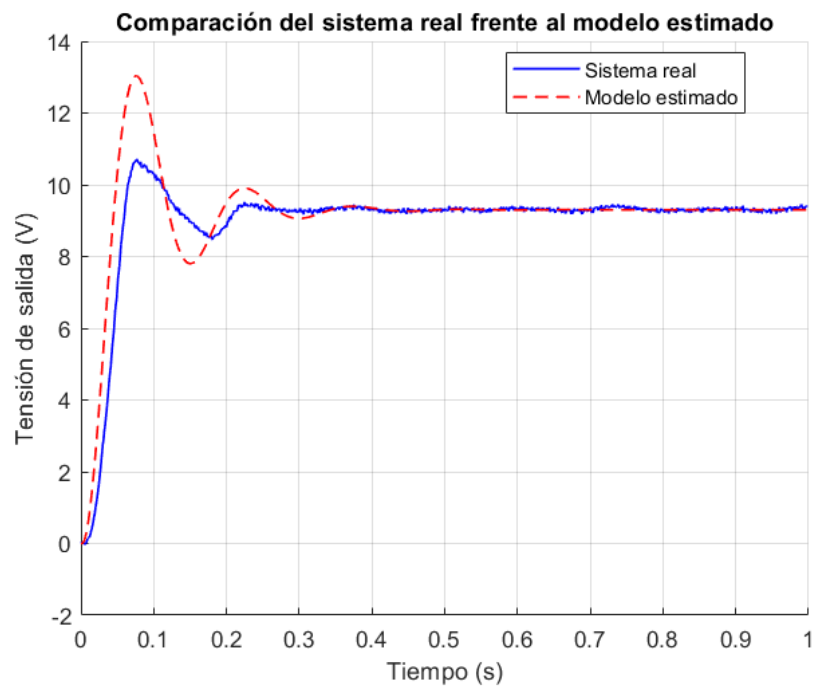


Figura 9.7: Comparación de respuesta del sistema real frente al modelo aproximado para una entrada escalón de amplitud 2.

Al comparar el modelo estimado, calculado a partir de la respuesta real del sistema, con la propia respuesta medida, se observa que dicho modelo no se ajusta con exactitud al comportamiento del sistema real. Esto se debe a que no es posible aproximar adecuadamente la respuesta observada mediante un modelo de segundo orden.

Para obtener una mejor estimación, podrían aplicarse otras técnicas de identificación que darían lugar a un modelo de orden superior a dos. No obstante, con el objetivo de simplificar los cálculos posteriores, se opta por ajustar experimentalmente el coeficiente de amortiguamiento hasta obtener una respuesta que, visualmente, se aproxime a la del sistema real.

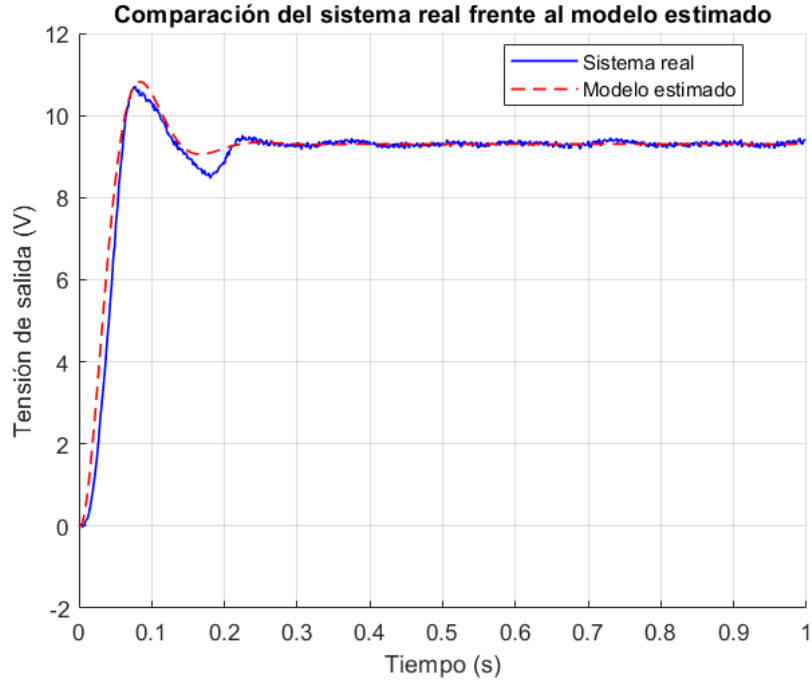


Figura 9.8: Modelo estimado con coeficiente de amortiguación ajustado experimentalmente.

Con un coeficiente de amortiguamiento de  $\xi = 0,5$ , se obtiene una respuesta para el modelo estimado que presenta un sobreimpulso y un tiempo de pico similares a los del sistema real. Aunque el tiempo de establecimiento es ligeramente inferior al observado en la respuesta medida, la aproximación obtenida es más precisa que la mostrada en la [Figura 9.8](#).

Por lo tanto, la función de transferencia del modelo estimado, tras ajustar el coeficiente de amortiguamiento, queda de la siguiente forma:

$$\hat{G}_{V_o}(s) = \frac{8968,765}{s^2 + 44,79s + 1928,352} \quad (9.9)$$

### 9.3. Comparación del modelo estimado experimental de la planta con el modelo analítico

En el [Capítulo 5](#) se obtuvo el modelo analítico de la planta que relaciona la entrada de tensión del motor,  $V_{in}(t)$ , con la tensión de salida del generador,  $V_o(t)$ , sin tener en cuenta la dinámica del driver.

$$G_{V_o}(s) = \frac{3,0435 \times 10^{12} (s + 2189)}{(s + 2,507 \times 10^7) (s + 2189) (s + 2104) (s + 96,07)} \quad (9.10)$$

Con el objetivo de comprobar si la respuesta real del sistema se asemeja a la

del modelo analítico calculado previamente en este trabajo, a continuación se procede a simular y comparar la respuesta del modelo estimado de segundo orden, obtenido a partir de la curva de reacción, con la del modelo analítico. Para ello, se consideran ambos modelos con la inclusión del driver, y se analizan sus respuestas ante una entrada tipo escalón.

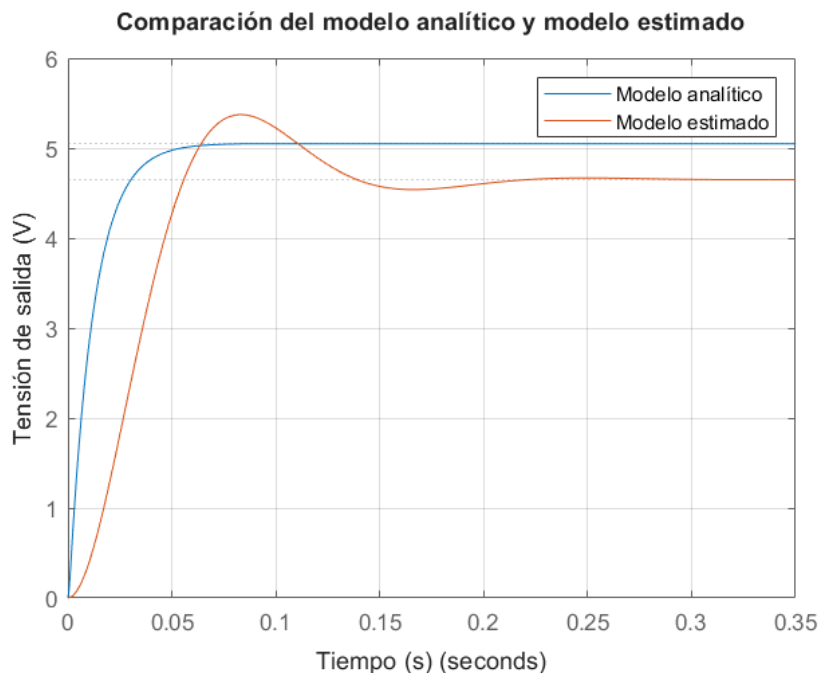


Figura 9.9: Comparación del modelo analítico frente al modelo al experimental ante una entrada escalón unitario.

En la figura se observa que, en un primer análisis temporal, ambas respuestas difieren en el tiempo de establecimiento, el tiempo de pico e incluso en el valor estacionario de la señal. Tras la experiencia obtenida en el análisis del sistema, su dimensionamiento, construcción y configuración, se deducen las siguientes causas que pueden estar afectando al sistema, y que explican las diferencias observadas en las respuestas.

Una posible causa del mayor tiempo de establecimiento en el modelo estimado es la limitación en la aceleración y desaceleración impuesta por el driver del motor. En el modelo analítico no se contempla esta restricción, lo que le permite alcanzar el valor estacionario en un tiempo menor.

La diferencia en el valor de establecimiento puede deberse a la inexactitud de ciertos parámetros proporcionados por el fabricante del motor. Según la hoja de características, el motor alcanza una velocidad nominal de 2470 rpm a una tensión de 70 V. Sin embargo, en los ensayos experimentales realizados, con 70 V aplicados al motor, la velocidad máxima medida ha sido de aproximadamente 2400 rpm. Dado que la velocidad está directamente relacionada con la tensión de salida del generador, esta discrepancia puede explicar la diferencia observada en la [Figura 9.9](#) entre el valor teórico y el real.

Por último, cabe destacar que el modelo analítico presenta una respuesta sobre-amortiguada, mientras que el sistema real exhibe un sobreimpulso. Aunque el origen exacto de este comportamiento no se ha determinado, una posible causa podría ser la dinámica del *driver*, que en el modelo analítico se ha representado simplemente como una ganancia constante. Esta simplificación podría no reflejar adecuadamente el comportamiento real, introduciendo efectos dinámicos adicionales que no han sido considerados en el modelo teórico.

Posteriormente, en el [Capítulo 10](#), se realizará un ajuste del modelo analítico utilizando los resultados obtenidos experimentalmente, con el objetivo de obtener una representación más precisa de la planta real.

## 9.4. Obtención del controlador por síntesis directa

Una vez obtenido el modelo estimado del sistema a partir de la curva de reacción, es posible diseñar un controlador mediante una técnica analítica. Aunque también podría obtenerse un controlador experimentalmente, en este caso se ha optado por aplicar el método de síntesis directa. El objetivo es realizar una comparación entre el controlador diseñado a partir del modelo analítico y el que se diseña a continuación utilizando el modelo estimado.

Para que dicha comparación sea válida, además de emplear la misma técnica de diseño, se utilizarán las mismas especificaciones de diseño definidas previamente en el [Capítulo 5](#). Estas condiciones son:

- $K = 1$
- $\xi = 1$
- $t_e = 100 \tau_{ef} = 1,181 \text{ s}$
- $w_n = 5,86/t_e = 4,9621 \text{ rad/s}$

En este caso, la constante de tiempo efectiva se toma del modelo analítico con el fin de mantener las mismas especificaciones de diseño.

Siguiendo el procedimiento descrito previamente en el [Capítulo 5](#) para el diseño de un controlador mediante síntesis directa, se obtiene la siguiente expresión:

$$G_c(s) = \frac{1}{\hat{G}_{Vo}(s)} \frac{G_{mod}(s)}{1 - G_{mod}(s)} \quad (9.11)$$

donde  $G_{mod}(s)$  está definida por,

$$G_{mod}(s) = \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2 \xi \omega_n s + \omega_n^2} = \frac{24,62}{s^2 + 9,924 s + 24,62} \quad (9.12)$$

que se obtiene a partir de las especificaciones de diseño definidas anteriormente.

A partir de la función de transferencia modelo, es posible obtener el controlador mediante síntesis directa.

$$G_c(s) = \frac{0,0027451 (s^2 + 44,79 s + 1928)}{s (s + 9,924)} \quad (9.13)$$

Cabe destacar que, para obtener este controlador, se ha despreciado el retardo del modelo estimado. En este caso, dicha simplificación es válida, ya que el valor del retardo es muy inferior a la constante de tiempo efectiva del modelo estimado.

$$\tau_d \ll \tau_{ef} = \frac{1}{\xi \omega_n} \quad (9.14)$$

$$1,5 \times 10^{-3} \ll 0,0455 \quad (9.15)$$

En la ecuación del controlador obtenido, para que este sea realizable, es necesario que el grado del numerador sea igual o inferior al grado del denominador. En caso contrario, el controlador no será realizable y será necesario añadirle el número de polos requeridos. Esto es lo que ocurría con el modelo analítico en el diseño del controlador de tensión. En este caso, sin embargo, al utilizar el modelo estimado, la ecuación resultante de la síntesis directa presenta el mismo grado en el numerador y en el denominador, por lo que el controlador es realizable sin modificaciones adicionales.

En las siguientes dos figuras se muestra la respuesta de la tensión de salida en lazo cerrado y la señal generada por el driver.

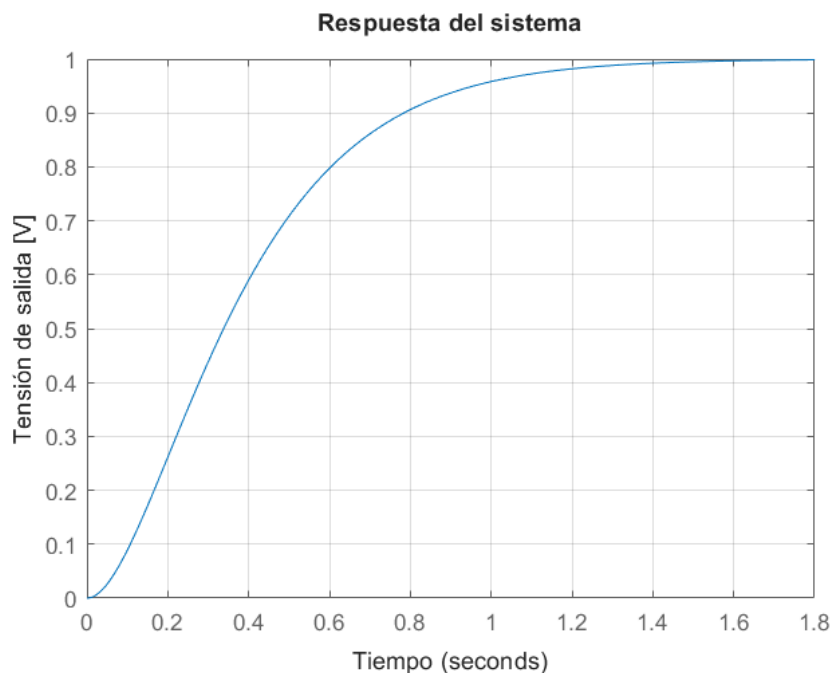


Figura 9.10: Respuesta de la tensión de salida en lazo cerrado ante una entrada tipo escalón unitario.

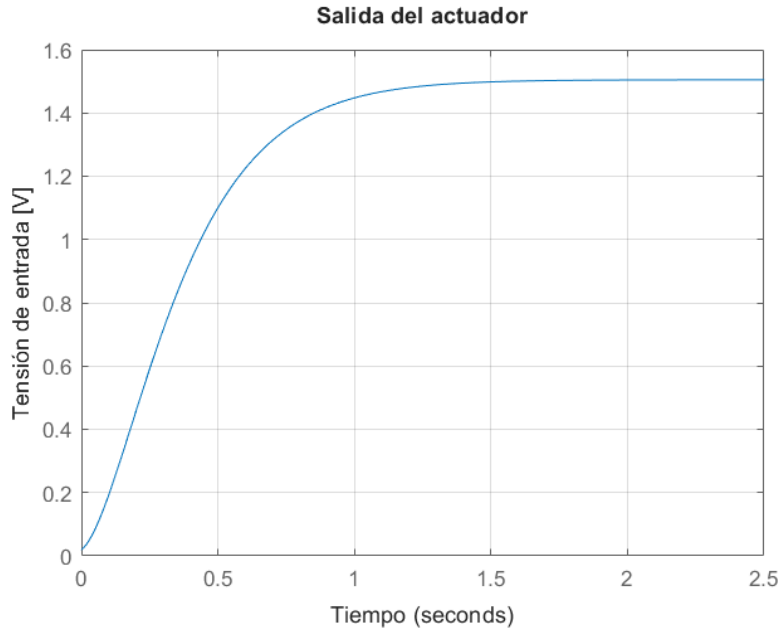


Figura 9.11: Salida del driver ante una entrada tipo escalón unitario.

La respuesta del sistema en lazo cerrado presenta un comportamiento sobreamortiguado y un tiempo de establecimiento acorde a las especificaciones de diseño, lo que confirma que el controlador diseñado mediante síntesis directa a partir del modelo estimado genera la respuesta deseada. No obstante, el propósito principal es comparar su desempeño con el de un controlador diseñado a partir del modelo analítico, con el fin de evaluar las diferencias entre ambos enfoques de modelado y diseño.

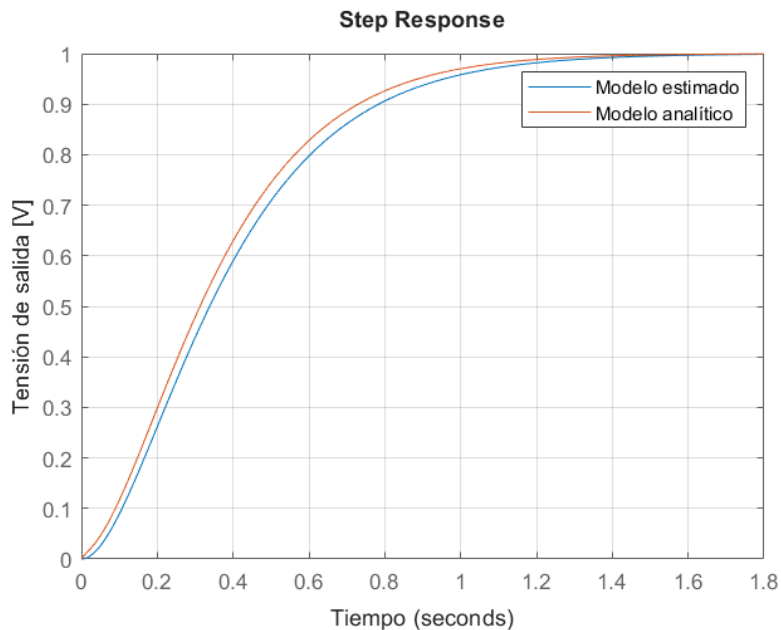


Figura 9.12: Comparación entre el modelo estimado experimentalmente y el modelo analítico en lazo cerrado.

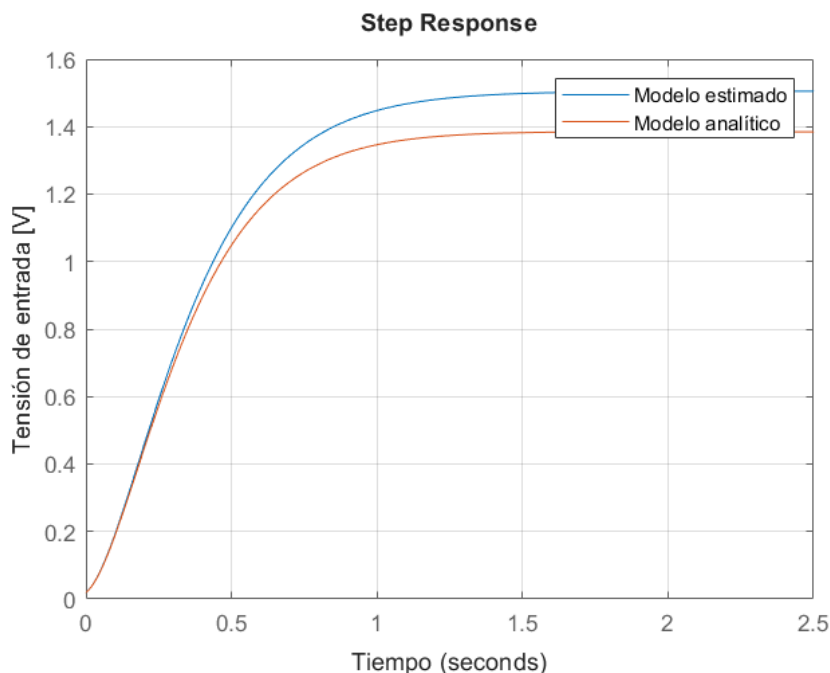


Figura 9.13: Comparación de la salida del driver ante una entrada tipo escalón unitario para el modelo estimado experimentalmente y el modelo analítico.

Aunque tanto el modelo estimado como el modelo analítico, ambos con el mismo controlador, presentan prácticamente la misma respuesta en la tensión de salida, se observa que la señal del driver alcanza un valor mayor en régimen permanente en el caso del modelo estimado.

Este efecto se debe a que, como se explicó anteriormente, el controlador debe compensar la diferencia de ganancia entre ambos modelos para generar la misma tensión de salida. Dicha diferencia surge porque la constante de velocidad del motor proporcionada por el fabricante no coincide exactamente con la del sistema real. Como consecuencia, en ausencia de control, la velocidad que alcanzaría el sistema según el modelo estimado sería inferior a la del modelo analítico, tal como se muestra en la [Figura 9.9](#). Este comportamiento también se ha observado durante los ensayos experimentales realizados sobre la planta real.

## 9.5. Resultados de la planta con controlador

Tras obtener el modelo estimado de la planta de forma experimental y diseñar un controlador mediante síntesis directa, se procede a realizar un ensayo experimental con el objetivo de comparar las respuestas obtenidas en el apartado anterior con la respuesta de la planta real.

El propósito de este experimento es doble: por un lado, validar que el modelo obtenido a partir de la curva de reacción se aproxima con mayor precisión al comportamiento real de la planta; y por otro, comprobar que el controlador diseñado a partir

del modelo estimado cumple con exactitud las especificaciones de diseño para las cuales fue desarrollado.

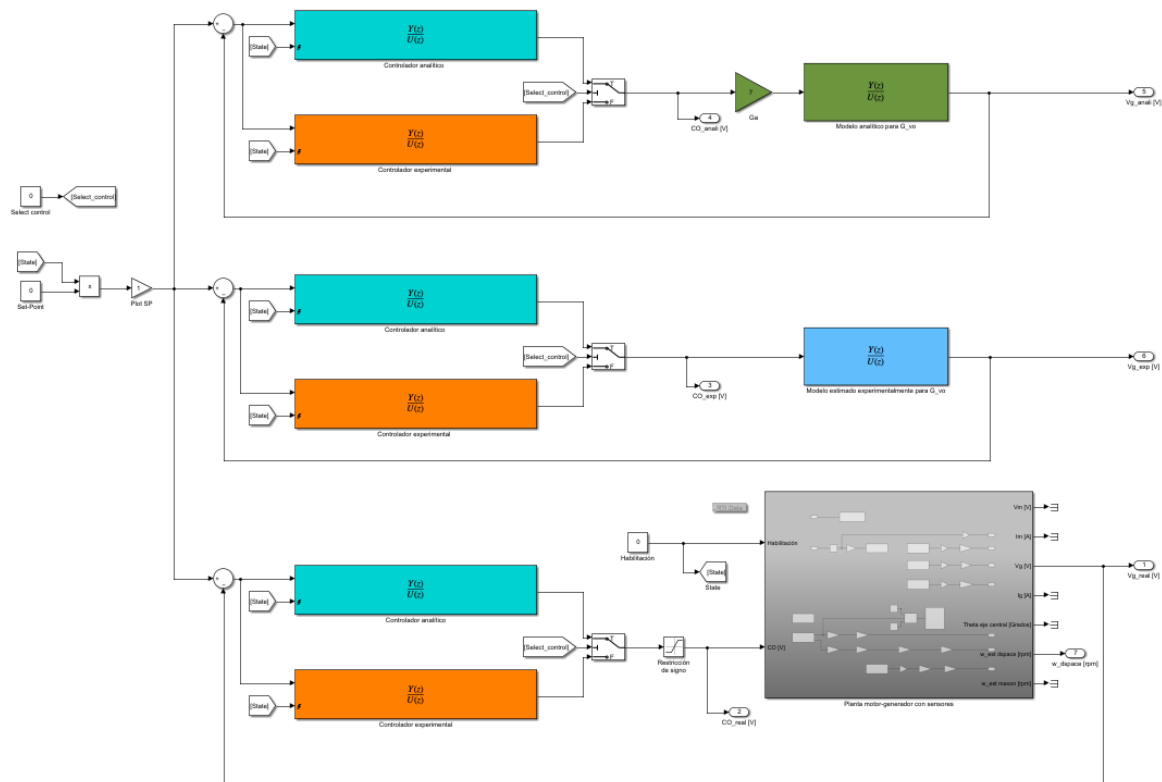


Figura 9.14: Diagrama de bloques implementado en *dSPACE* para el experimento de control de tensión.

En la [Figura 9.14](#) se presenta el diagrama con los tres sistemas de control, cada uno de ellos equipado con dos controladores: en azul, el controlador obtenido a partir del modelo analítico, y en naranja, el controlador diseñado a partir del modelo estimado experimentalmente. Por otro lado, los tres sistemas a controlar que se representan son los siguientes: en verde, el modelo analítico; en azul, el modelo estimado experimentalmente; y en gris, la planta real, el cual se puede ver en detalle en la [Figura C.4](#).

El bloque que representa la planta real está compuesto internamente por los elementos necesarios para llevar a cabo los experimentos: conversores ADC y DAC, ganancias, limitadores, entre otros. En el [Apéndice C](#) se ofrece una vista detallada de este bloque.

Cabe destacar que el sistema de control correspondiente al modelo analítico incluye una ganancia en su entrada que representa el efecto del driver. Sin embargo, en el modelo estimado, este efecto ya se encuentra incorporado en la propia estimación, por lo que no es necesario añadir dicha ganancia.

Por otro lado, la limitación presente en la entrada de la planta real corresponde a una restricción de signo, la cual evita señales de control negativas que puedan invertir el sentido de giro del motor. Cuando el generador está conectado a la carga, una inversión en el sentido de giro provocaría un cambio en la polaridad de la tensión de

salida, generando una circulación de corriente que la carga electrónica no admite, ya que esta solo permite polaridad directa según los polos indicados en su entrada.

Finalmente, mediante las entradas *State* de los controladores es posible reiniciar sus salidas al habilitar la planta real desde el entorno gráfico de control diseñado en *ControlDesk*.

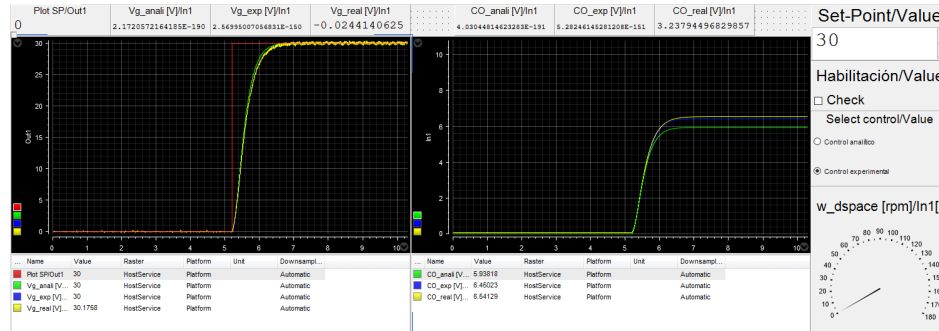


Figura 9.15: Entorno gráfico para control y visualización (ControlDesk).

A continuación, se presentan los resultados obtenidos del experimento realizado utilizando el controlador diseñado a partir del modelo analítico. El objetivo de este experimento es determinar qué modelo se aproxima con mayor precisión a la respuesta de la planta real. Además, se analiza si dicha respuesta cumple con las especificaciones de diseño para las cuales fue desarrollado el controlador.

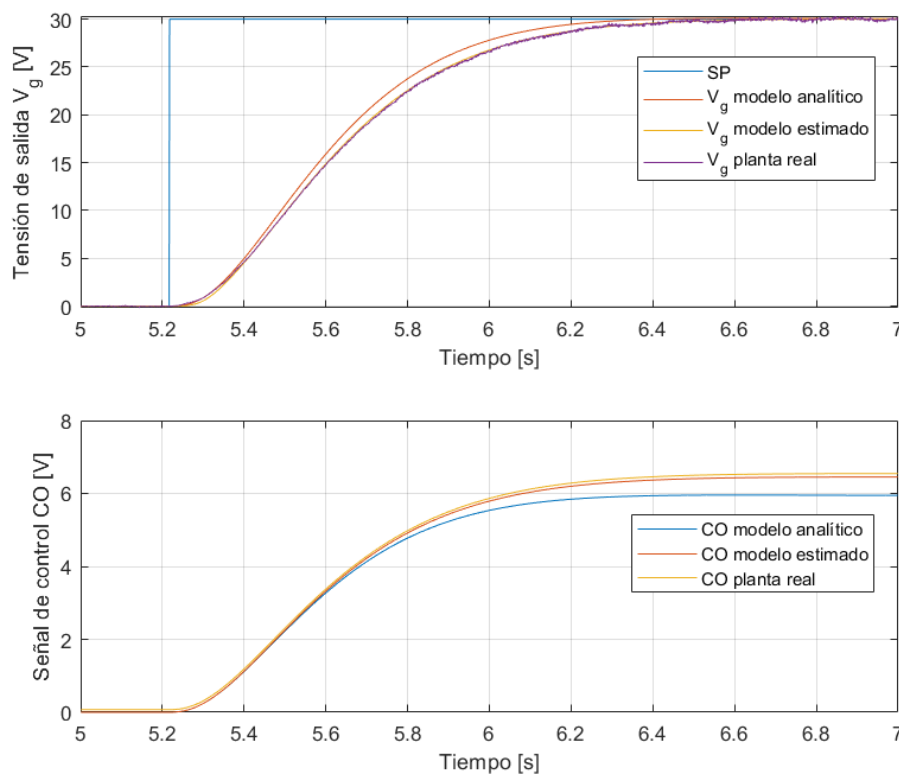


Figura 9.16: Respuesta de los 3 sistemas de control con controlador analítico.

Para el controlador de velocidad diseñado a partir del modelo analítico, se estableció en el [Capítulo 5](#) que la respuesta debía presentar un amortiguamiento crítico y un tiempo de establecimiento igual a 100 veces la constante de tiempo efectiva del modelo analítico, lo que corresponde a un tiempo de establecimiento de 1,18 s.

A partir de las respuestas representadas en la [Figura 9.16](#), se observa que el tiempo de establecimiento del modelo analítico, entendido como el tiempo que tarda en mantenerse dentro del  $\pm 2\%$  del valor final, es de 0,97 s. En cambio, tanto el modelo estimado como la planta real presentan un tiempo de establecimiento de 1,18 s.

El requisito de tiempo de establecimiento definido para obtener el controlador mediante síntesis directa para el modelo analítico de la planta fue:

$$t_e = 100 \tau_{ef} = 100 \cdot 0,0118 = 1,18 \text{ s} \quad (9.16)$$

Sin embargo, este requisito no se cumple, y el tiempo obtenido en simulación es de 0,97 s.

En el controlador diseñado mediante síntesis directa para el modelo analítico de la planta, fue necesario añadir un polo adicional para que el controlador fuese realizable. En la siguiente figura se muestra el efecto que tiene la posición de dicho polo sobre el tiempo de establecimiento del sistema.

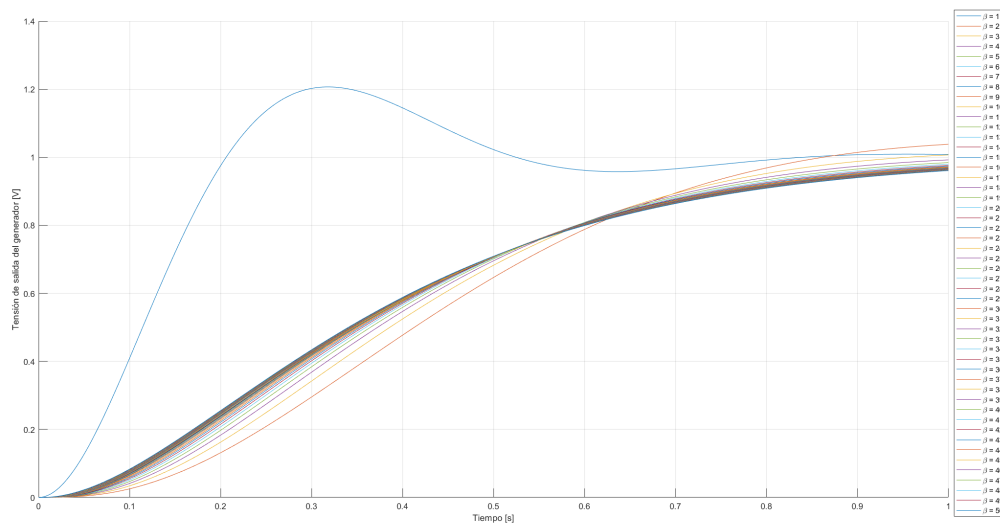


Figura 9.17: Efecto de la posición del polo añadido en la respuesta del sistema en lazo cerrado.

Donde  $\beta$  es la ganancia por la que se multiplica la frecuencia natural establecida en las especificaciones de diseño del controlador, con el fin de determinar la posición del polo añadido para que el controlador sea realizable.

Como se observa en la [Figura 9.17](#), la posición de este polo adicional influye significativamente en el tiempo de establecimiento, y es precisamente este efecto el que se aprecia en la respuesta del controlador aplicado al modelo analítico de la planta.

Por tanto, aunque la respuesta del modelo analítico de la planta cumple con las especificaciones de diseño impuestas para el controlador, dicha respuesta no representa con precisión el comportamiento real del sistema. En este caso, el modelo obtenido experimentalmente se ajusta con mayor exactitud a la respuesta observada en la planta real.

Finalmente, en la siguiente figura se presenta la respuesta de los tres sistemas, esta vez utilizando el controlador diseñado a partir del modelo estimado de la planta.

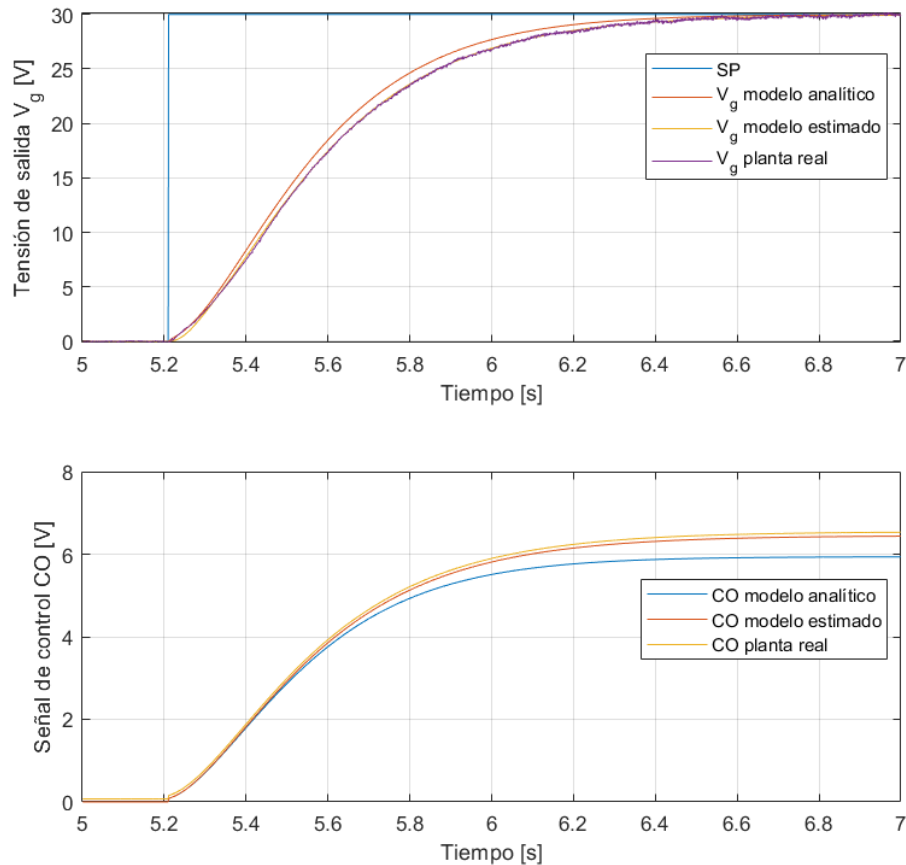


Figura 9.18: Comparación de las respuestas con controlador diseñado a partir del modelo estimado ante una entrada tipo escalón de 30V.

En este caso, el tiempo de establecimiento del modelo estimado de la planta y de la planta real es muy próximo a 1,2s, cumpliéndose así la condición de diseño con gran precisión, incluso en la planta real.

Por lo tanto, tras los ensayos realizados, se valida el modelo estimado de la planta como una representación precisa para el diseño de controladores de tensión.

En el capítulo siguiente se abordará la obtención de un modelo matemático más preciso de la planta, con el objetivo de que pueda ser empleado en el diseño y análisis de distintas estrategias de control, más allá del control de tensión implementado en esta etapa.

# Capítulo 10

## Ajuste experimental de parámetros basado en la curva de reacción

---

### 10.1. Introducción

Como se ha podido observar en el capítulo anterior, la respuesta de la planta real difiere en cierta medida del modelo analítico. Con el objetivo de obtener un modelo analítico lo más aproximado posible a la planta real, y que pueda ser utilizado en estudios posteriores, en este capítulo se va a realizar un ajuste experimental de los parámetros definidos en dicho modelo. Estos parámetros son proporcionados por el fabricante Maxon, a excepción de los coeficientes de fricción, cuyos valores se definieron de forma arbitraria, considerando que el fabricante indicaba que el rozamiento de los equipos era prácticamente nulo.

Adicionalmente, se intentará obtener una estimación más precisa de la dinámica del driver, ya que hasta el momento este se ha modelado únicamente como una ganancia constante. El objetivo es incluir en el modelo su efecto dinámico real y así mejorar la precisión de la simulación.

Para este ajuste paramétrico se utilizará la respuesta de la planta real, tanto con carga como sin carga, ante entradas ascendentes y descendentes tipo escalón. El ajuste se realizará iterando sobre aquellos parámetros que sea necesario modificar, hasta conseguir que la respuesta del modelo coincida con la respuesta real de la planta en ambos escenarios, manteniendo los mismos valores de parámetros.

### 10.2. Obtención de la curva de reacción de la planta real

En el ajuste se van a considerar dos escenarios. En el primero, el motor se encuentra acoplado al generador, pero no hay carga electrónica conectada. En este caso, la corriente del generador será nula, por lo que no se medirá. En el segundo escenario se conecta una carga de  $10\ \Omega$ , la misma que ha sido utilizada previamente en las simulaciones. En este último caso sí se obtendrá un valor de corriente distinto de cero en el generador.

Ambos ensayos se realizan mediante el software *ControlDesk*, donde se registran todas las medidas adquiridas por la *dSPACE*. Desde el entorno de usuario diseñado en *ControlDesk* también se generan manualmente las señales de tipo escalón. Posteriormente, estos datos se procesan en *Matlab* para poder tomar medidas y compararlas

con las simulaciones del modelo analítico. En la siguiente figura se muestra el entorno desarrollado en *ControlDesk* para la monitorización y control del ensayo.

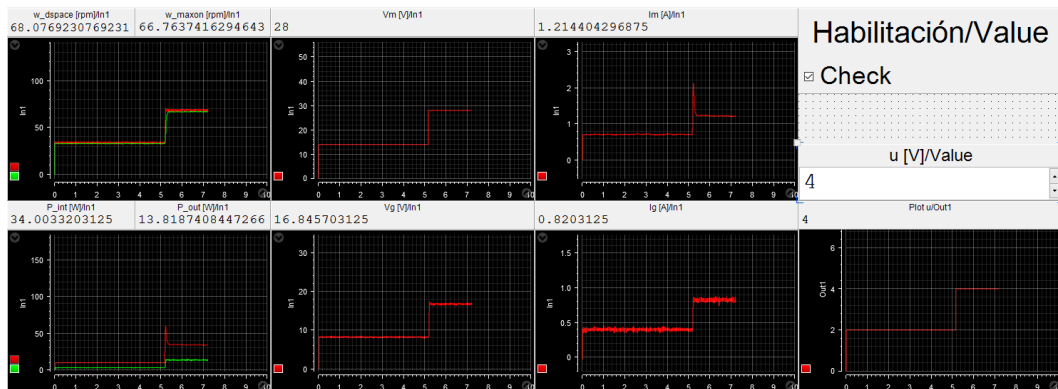


Figura 10.1: Entorno de *ControlDesk* para la obtención de curva de reacción.

El primer ensayo realizado corresponde a la planta sin carga eléctrica, de la cual se toman medidas de la tensión de salida del generador ( $V_g$ ), la velocidad del eje central ( $\omega$ ), medida en la parte del eje que es visualmente accesible, y la corriente consumida por el motor ( $I_m$ ).

En la siguiente figura se muestran las curvas de reacción de la planta real para las variables descritas, junto con el escalón de entrada aplicado ( $y_{step}$ ).

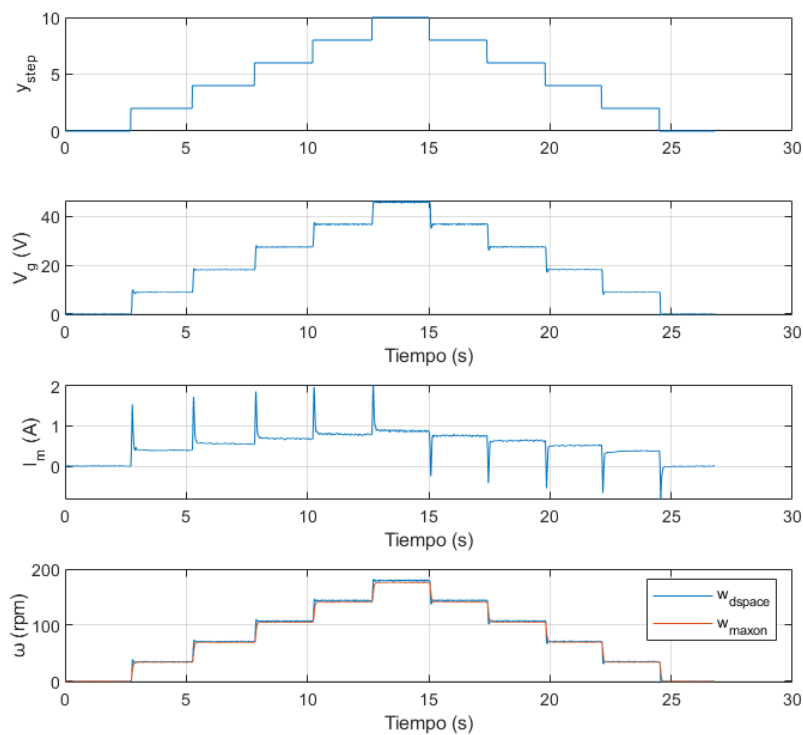


Figura 10.2: Curva de reacción de la planta real sin carga eléctrica.

Como se puede observar, en la ventana donde se representa la velocidad angular de la planta aparecen dos señales distintas. Esto se debe a que una de ellas ha sido estimada a partir de la medida de posición obtenida mediante un codificador incremental y procesada por la *dSPACE* ( $\omega_{dSPACE}$ ), mientras que la otra ha sido estimada por la propia tarjeta de control de *Maxon*. Ambas señales presentan respuestas prácticamente idénticas, excepto por un sobreimpulso presente en la señal medida por la *dSPACE*. Este sobreimpulso podría estar atenuado en la tarjeta de *Maxon* debido a algún filtrado interno aplicado sobre la señal.

Por otro lado, también es importante señalar que la corriente consumida por el motor es una medida proporcionada por la tarjeta de *Maxon*. Se desconoce el método exacto utilizado para esta estimación, así como el procesamiento previo que pudiera aplicarse antes de exportar la señal. El fabricante no ofrece información detallada al respecto.

### 10.3. Comparación con el modelo analítico y ajuste paramétrico

Para comparar la curva de reacción de la planta real con la obtenida mediante el modelo analítico, se ha exportado la señal  $y_{step}$  registrada durante el ensayo experimental. Esta señal se utiliza en *Simulink* como entrada del modelo con el fin de comparar directamente las respuestas de ambos sistemas.

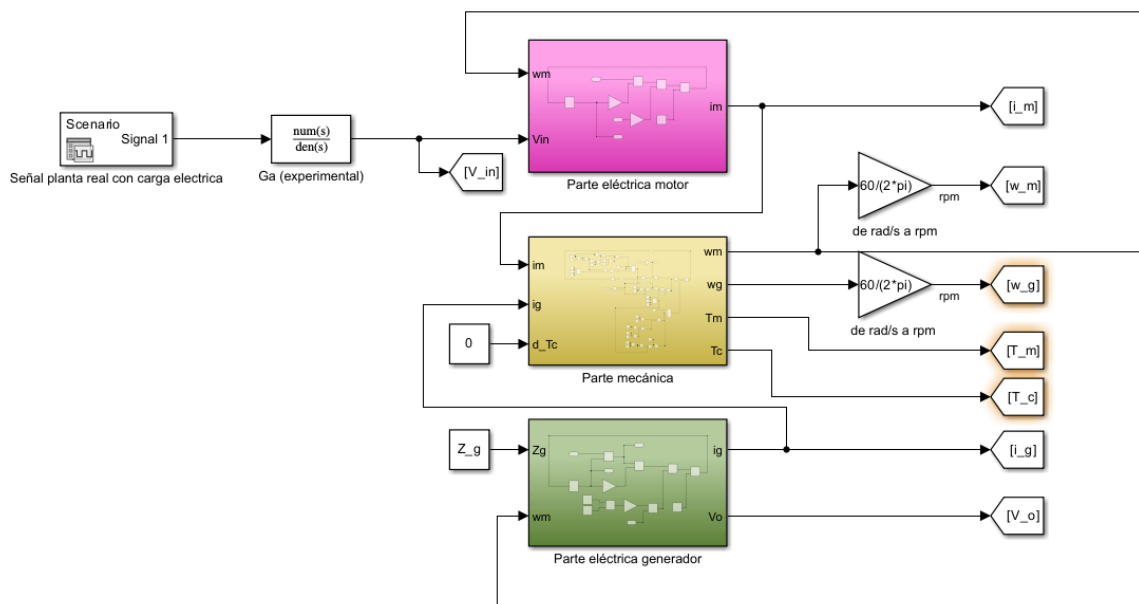


Figura 10.3: Diagrama de simulación para obtener curva de reacción del modelo analítico.

En la [Figura 10.3](#) se presenta el diagrama de simulación utilizado para la obtención de las curvas de reacción del modelo analítico. En este diagrama, el sistema está

modelado mediante las ecuaciones de la planta representadas con bloques matemáticos en tiempo continuo.

En el mismo diagrama,  $G_a$  representa la dinámica del driver, que inicialmente se ha definido como una ganancia constante. No obstante, esta representación podrá ser modificada más adelante con el fin de ajustar la respuesta del modelo a la de la planta real.

Como resultado de simular este modelo utilizando la señal de entrada  $y_{step}$  registrada en la planta real, se obtiene la siguiente respuesta comparada con la respuesta experimental.

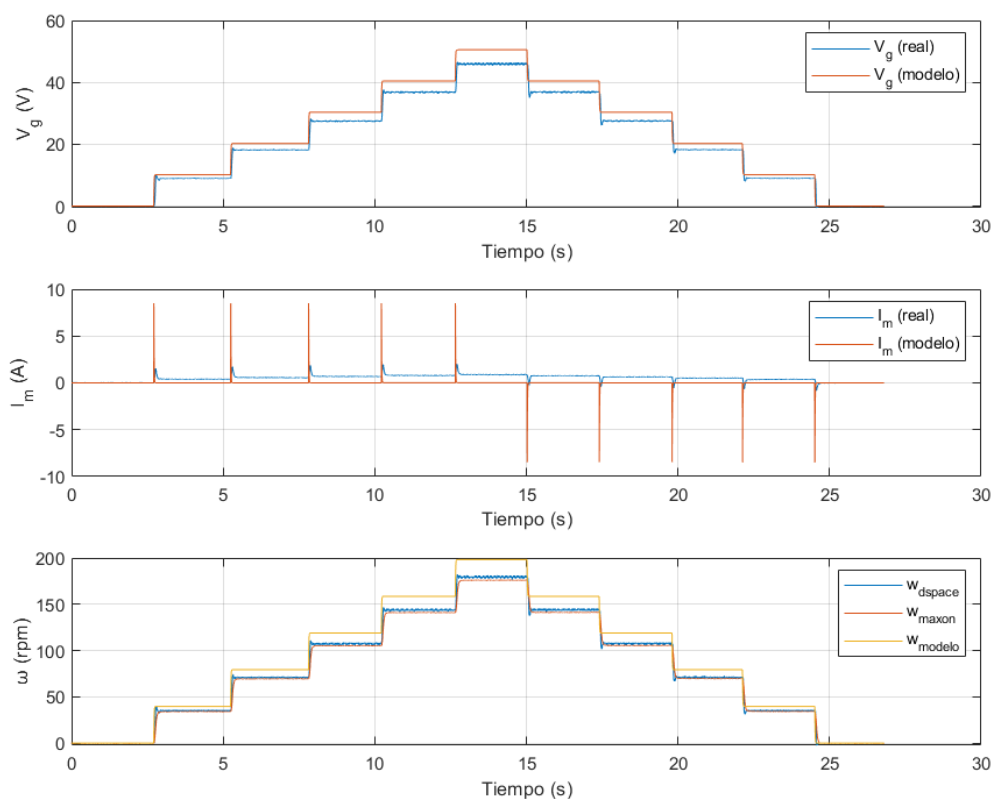


Figura 10.4: Comparación de la curva de reacción del modelo analítico con la planta real.

En las respuestas obtenidas se puede observar que la tensión generada en el modelo es superior a la medida en la planta real, y que esta diferencia se incrementa a medida que aumenta la velocidad. Esta discrepancia puede compensarse ajustando el coeficiente electromotriz del generador. Sin embargo, también se aprecia que la velocidad angular del modelo difiere de la medida obtenida en la planta real.

Se concluye, por tanto, que la tensión y la velocidad siguen un comportamiento similar en cuanto a forma y evolución temporal, aunque presentan errores de magnitud distinta. Esto se debe a que la tensión generada está directamente relacionada con la

velocidad del eje. Por lo tanto, al existir error en ambas variables, la forma adecuada de corregir la discrepancia es ajustar la velocidad de la planta mediante el coeficiente electromotriz del motor, en lugar del del generador.

En cuanto a la corriente consumida por el motor, en el modelo se observa un pico de corriente muy elevado durante el transitorio, y un valor nulo en régimen estacionario. En cambio, en la planta real, el pico transitorio es considerablemente menor y el consumo en estado estacionario presenta un valor distinto de cero, dependiente de la velocidad del sistema.

Para reducir el pico de corriente en el modelo se podría aumentar la resistencia del devanado del motor. No obstante, para obtener un valor similar al observado en la planta real, sería necesario multiplicar por diez la resistencia proporcionada por el fabricante, lo cual no resulta coherente. Como alternativa, se propone ajustar la dinámica del driver, aproximándola a un sistema subamortiguado, con una constante de tiempo suficientemente elevada para reducir el pico de corriente observado, y una ganancia de valor 7 para mantener la relación adecuada entre la tensión de entrada al driver y la tensión aplicada al motor.

Tras varias iteraciones, se obtiene el mejor resultado para una constante de tiempo de 0,045 s y un coeficiente de amortiguamiento  $\xi = 0,5$ . La función de transferencia que se obtiene para el driver con estas condiciones es:

$$\tau = \frac{1}{\xi \omega_n} = 0,045 \text{ s} \quad (10.1)$$

$$\omega_n = \frac{1}{0,045 \cdot 0,5} = 44,44 \text{ rad/s} \quad (10.2)$$

$$\hat{G}_a(s) = \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2 \xi \omega_n s + \omega_n^2} = \frac{13827,1}{s^2 + 44,44 s + 1975,3} \quad (10.3)$$

Por último, para ajustar la corriente consumida por el motor, se modifican de forma iterativa los coeficientes de fricción viscosa junto con la constante de par del motor, hasta obtener el resultado deseado. Los valores iniciales de los coeficientes de fricción se definieron de forma arbitraria, ya que son los únicos parámetros que el fabricante no proporciona para sus motores y reductores.

El resultado obtenido para el modelo sin carga eléctrica, una vez ajustados los parámetros y definida la dinámica del driver, es el siguiente:

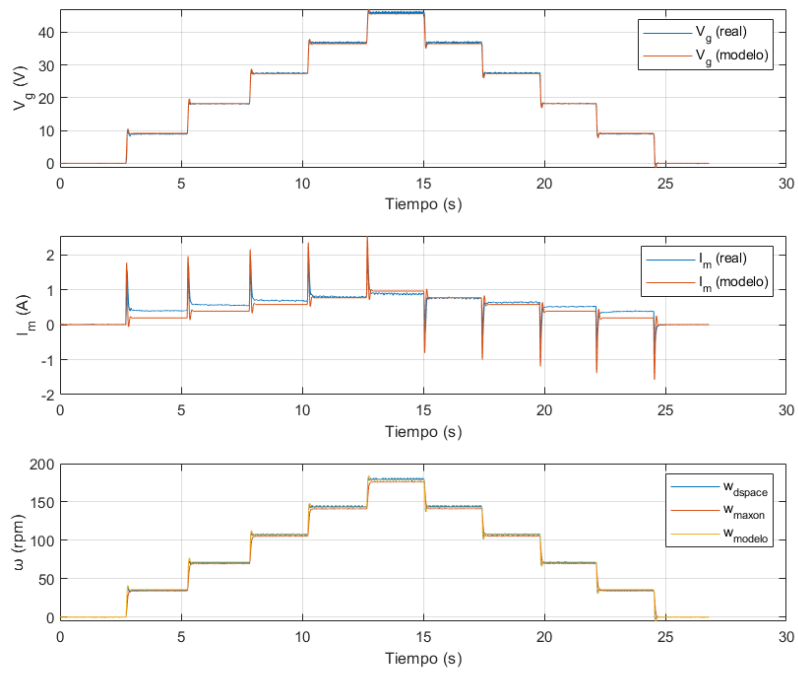


Figura 10.5: Resultados del modelo ajustado frente a la respuesta de la planta real.

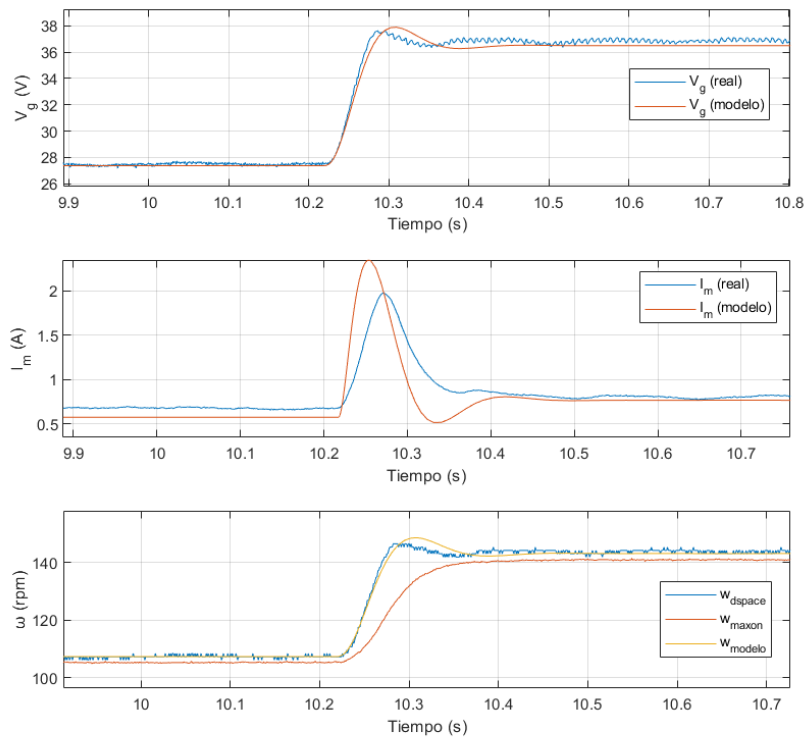


Figura 10.6: Vista ampliada del régimen transitorio.

En la [Figura 10.5](#) se observa que la respuesta del modelo tiene una precisión relativamente buena de la dinámica de la planta real en lo referente a la tensión de salida del generador y a la velocidad angular del eje. En la siguiente figura se presenta una ampliación de los transitorios, con el objetivo de analizar con mayor detalle el efecto de haber aproximado la dinámica del driver a la de un sistema subamortiguado.

No obstante, aunque la corriente también se aproxima adecuadamente, el pico que aparece durante el transitorio no ha podido ajustarse con la misma precisión. Una posible solución para reducir este pico sería aumentar la constante de tiempo del driver. Sin embargo, esta modificación implicaría un incremento en el tiempo de establecimiento tanto de la tensión del generador como de la velocidad. Por este motivo, se ha optado por priorizar un tiempo de establecimiento similar al de la planta real, asumiendo como compromiso un pico de corriente transitorio ligeramente más elevado en el modelo.

En la siguiente tabla se presentan los parámetros con los que inicialmente se realizaron las simulaciones, junto con los valores ajustados experimentalmente tras los ensayos realizados sobre la planta real:

Símbolo	Parámetro	Valor	Valor ajustado	Unidades
$R_m$	Resistencia del devanado del motor	1,41		$\Omega$
$L_m$	Inductancia del devanado del motor	$0,644 \times 10^{-4}$		$H$
$B_m$	Coefficiente de fricción viscosa del motor	$1 \times 10^{-6}$	$1 \times 10^{-5}$	$Nm/(rad/s)$
$K_{Tm}$	Constante de par del motor	0,245	0,33	$Nm/A$
$K_{em}$	Constante electromotriz del motor	38,9	35,8	$rpm/V$
$J_m$	Momento de inercia del motor	$0,134 \times 10^{-3}$		$Kgm^2$
$J_R$	Momento de inercia de la reductora	$1,836 \times 10^{-5}$		$Kgm^2$
$B_R$	Coefficiente de fricción viscosa de la reductora	$1 \times 10^{-6}$	$3 \times 10^{-3}$	$Nm/(rad/s)$
$R_g$	Resistencia del devanado del generador	0,608		$\Omega$
$L_g$	Inductancia del devanado del generador	$0,423 \times 10^{-3}$		$H$
$B_g$	Coefficiente de fricción viscosa del generador	$1 \times 10^{-6}$	$1,9 \times 10^{-4}$	$Nm/(rad/s)$
$K_{Tg}$	Constante de par del generador	0,0934		$Nm/A$
$K_{eg}$	Constante electromotriz del generador	102		$rpm/V$
$B_M$	Coefficiente de fricción viscosa de la multiplicadora	$1 \times 10^{-6}$	$3 \times 10^{-3}$	$Nm/(rad/s)$
$J_g$	Momento de inercia del generador	$5,42 \times 10^{-5}$		$Kgm^2$
$J_M$	Momento de inercia de la multiplicadora	$9,1 \times 10^{-7}$		$Kgm^2$

Tabla 10.1: Constantes de la planta.

Para llegar a estos parámetros se ha seguido un proceso iterativo, simulando el comportamiento del modelo tanto con carga eléctrica como sin ella, utilizando en cada caso los parámetros ajustados. El objetivo de este procedimiento ha sido aproximar al máximo la respuesta del modelo a la respuesta de la planta real en ambos escenarios.

En la siguiente figura se muestra el resultado obtenido al aplicar los parámetros ajustados, así como la dinámica estimada para el driver, en el modelo con una carga eléctrica de  $10 \Omega$ .

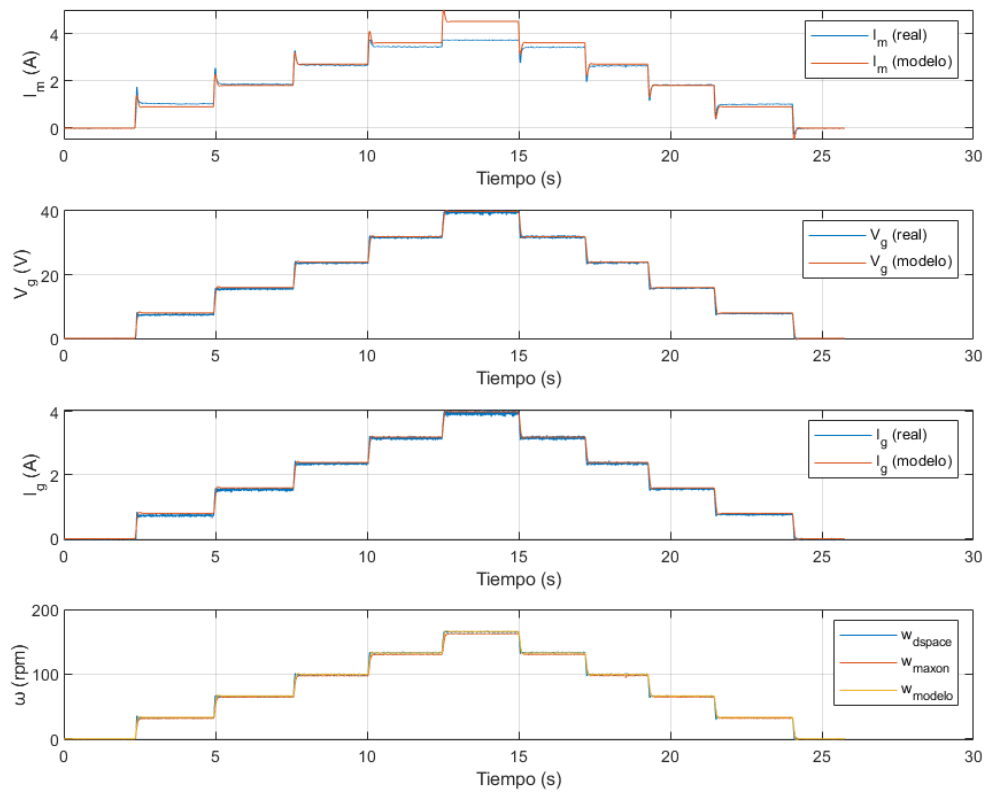


Figura 10.7: Resultados del modelo con carga ajustado frente a la respuesta de la planta real.

Se observa que, también en este caso, la respuesta del modelo analítico es muy próxima a la de la planta real. La principal diferencia se aprecia en el instante en que la corriente alcanza su valor máximo. Esta discrepancia se debe a que la corriente continua máxima permitida por el motor es de 3,74 A, valor que está limitado por el propio driver por razones de seguridad. Por este motivo, en los resultados experimentales de la planta real se aprecia dicha saturación.

Aunque este comportamiento podría reproducirse en *Simulink* incorporando una saturación en la corriente a 3,74 A, se ha optado por no modificar el modelo en este sentido, ya que esta limitación afectaría a la simulación pero no a las ecuaciones que definen el comportamiento teórico de la planta.

Al igual que en el caso del modelo sin carga, se presenta una vista ampliada de la respuesta correspondiente al penúltimo escalón ascendente, con el objetivo de observar con mayor precisión el transitorio de las variables medidas.

En la siguiente figura se aprecia con mayor precisión cómo la corriente del motor en la planta real se encuentra limitada a 3,74 A debido a la saturación impuesta por el driver.

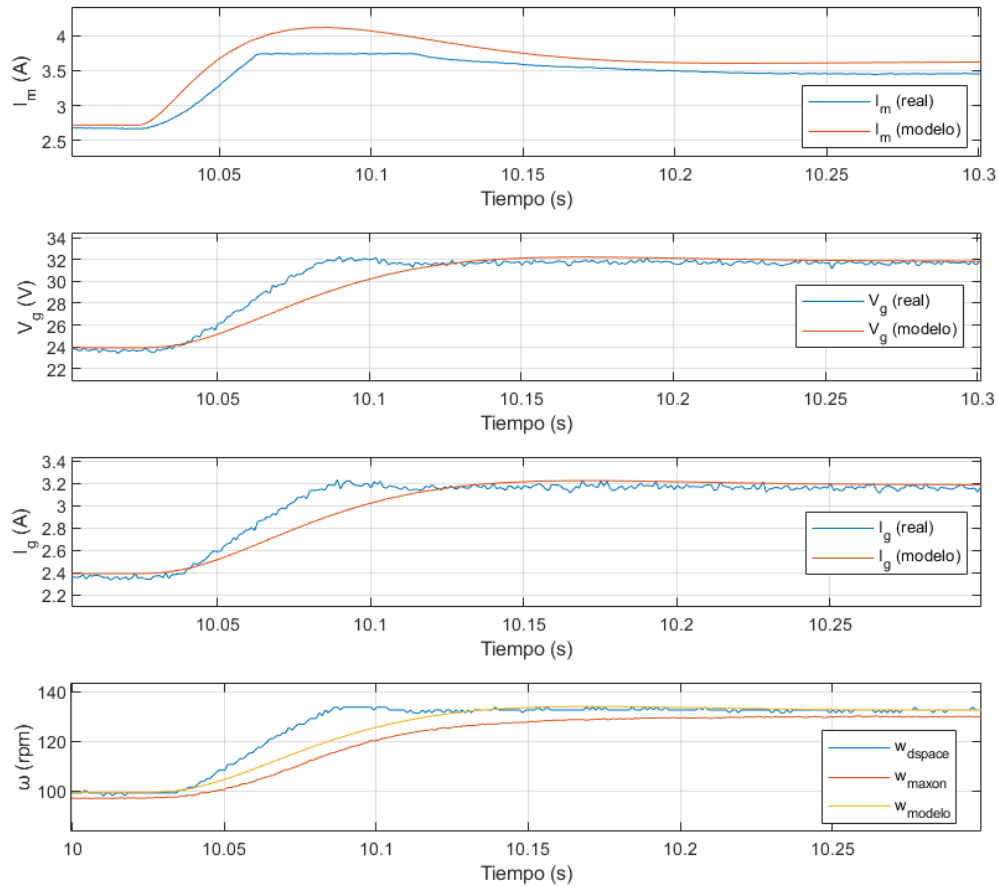


Figura 10.8: Vista ampliada del régimen transitorio.

Por lo tanto, a partir de los resultados obtenidos en las simulaciones tanto con carga como sin carga, se puede concluir que los parámetros ajustados permiten obtener un modelo que reproduce con una buena aproximación el comportamiento observado en la planta real. La única excepción significativa se presenta en las situaciones en las que el driver limita la corriente demandada por el motor debido a restricciones de seguridad. A pesar de ello, el modelo resultante es lo suficientemente preciso como para ser utilizado en el diseño analítico de controladores, garantizando que el comportamiento obtenido en simulación se mantenga coherente con el de la planta real durante su implementación.

# Capítulo 11

## Implementación de un control de potencia en la planta real

---

### 11.1. Introducción

Tras los resultados obtenidos en el [Capítulo 10](#), donde se ha obtenido un modelo matemático de la planta que se ajusta fielmente a los ensayos realizados en la planta real, en este capítulo se propone la implementación de un sistema de control de potencia en lazo cerrado, diseñado de forma analítica.

Para el diseño de este controlador se reutilizará el procedimiento empleado en el [Capítulo 5](#) para el control de potencia, donde se linealizó el modelo matemático de la planta en torno a un punto de operación, y posteriormente se diseñó el controlador mediante síntesis directa. En este capítulo, se actualizarán los valores nominales utilizados para la linealización de la planta, ya que el modelo ha sido modificado en el [Capítulo 10](#), y se calculará nuevamente el controlador por síntesis directa utilizando el modelo actualizado.

El controlador resultante será discretizado para su posterior implementación en la planta real.

Finalmente, los resultados obtenidos serán comparados con los resultados en simulación del modelo matemático de la planta.

Cabe destacar que, en este capítulo, las funciones de transferencia y variables afectadas por el ajuste experimental de parámetros se indicarán mediante un símbolo circunflejo (por ejemplo,  $\hat{G}(s)$ ).

### 11.2. Actualización de los valores nominales para el punto de operación

Al igual que se realizó en el [Capítulo 5](#), se procede a obtener los valores nominales correspondientes a un punto de operación definido:

- Carga eléctrica ( $Z_g$ ) =  $10 \Omega$
- Tensión de entrada ( $V_{in}$ ) =  $40 \text{ V}$

Estos son los valores establecidos para el punto de operación. A partir de ellos, se pueden calcular los valores nominales necesarios para realizar la linealización del sistema.

$$\hat{G}_{P_o}(s) = \hat{G}_{I_o}(s) \hat{V}_{o_{nom}} + \hat{G}_{V_o}(s) \hat{I}_{o_{nom}} \quad (11.1)$$

Los valores nominales de  $\hat{I}_o$  y  $\hat{V}_o$  se pueden obtener a partir de la función de transferencia  $\hat{G}_{V_o}(s)$ , calculando su ganancia en régimen estacionario para una entrada constante.

$$u(s) = V_{in}, \quad V_{in} = 40 \text{ V} \quad (11.2)$$

Se define el valor nominal de la tensión de salida como el valor que alcanza en régimen permanente:

$$\hat{V}_{o_{nom}} = \lim_{t \rightarrow \infty} V_o(t) \quad (11.3)$$

Este valor se puede calcular a partir de la ganancia en continua de la función de transferencia:

$$\hat{V}_{o_{nom}} = G_{V_o}(0) V_{in} \approx 22,5132 \text{ V} \quad (11.4)$$

Aplicando la ley de Ohm, el valor nominal de la corriente de salida se obtiene al dividir el valor nominal de la tensión de salida entre la carga resistiva.

$$\hat{I}_{o_{nom}} = \frac{\hat{V}_{o_{nom}}}{Z_g} = \frac{22,5132}{10} = 2,2513 \text{ A} \quad (11.5)$$

Finalmente, con los parámetros del modelo ajustado de forma experimental y los nuevos valores nominales de tensión y corriente de salida, se obtiene la siguiente función de transferencia que define la dinámica de la planta para la potencia de salida en torno a un punto de operación definido.

$$\hat{G}_{P_o}(s) = \frac{1,846 \times 10^{10}}{s^3 + 2,727 \times 10^4 s^2 + 5,552 \times 10^7 s + 7,284 \times 10^9} \quad (11.6)$$

### 11.3. Controlador de potencia mediante síntesis directa

Al tratarse del mismo procedimiento de diseño empleado en el [Capítulo 5](#) para el control de potencia, en este caso no se entrará en detalle durante su desarrollo.

El diseño del controlador por síntesis directa se realizará utilizando los mismos requisitos de diseño que los definidos en el [Capítulo 5](#) para el control de potencia basado en el modelo analítico sin ajustar. No obstante, en este caso, el requisito de tiempo de establecimiento será menor, ya que el modelo ajustado presenta una constante de tiempo efectiva inferior a la del modelo original.

Cabe destacar que, en el modelo analítico sin ajustar, la constante de tiempo efectiva se calculó sin tener en cuenta la dinámica del driver, ya que este se representó mediante una ganancia constante. Esta simplificación no afectaba de forma significativa al resultado. No obstante, en el modelo ajustado, resulta necesario considerar la dinámica del driver, la cual fue aproximada en el capítulo anterior mediante un sistema de segundo orden, con el fin de estimar correctamente la constante de tiempo efectiva.

En los resultados del presente capítulo se comentará el efecto que ha tenido no considerar dicha dinámica durante el proceso de diseño del controlador que se expone a continuación.

- $K = 1$
- $\xi = 1$
- $t_e = K_{t_e} \tau_{ef} = 0,0071 K_{t_e} s$
- $w_n = 5,86/t_e = 82,42 \text{ rad/s}$

Con el objetivo de analizar el efecto de diferentes tiempos de establecimiento, se diseñarán dos controladores utilizando los parámetros obtenidos previamente. El primero corresponde a un control más exigente (controlador 1), asociado a un tiempo de establecimiento menor; el segundo, a un control conservador (controlador 2), que implica un tiempo de establecimiento mayor.

Para ello, el tiempo de establecimiento se define como el producto entre  $\tau_{ef}$  y un coeficiente  $K_{t_e}$ , siendo  $K_{t_e} = 10$  en el caso del controlador 1 y  $K_{t_e} = 100$  en el caso del controlador 2.

Con estas especificaciones de diseño, se calcula la función de transferencia modelo que define el comportamiento deseado del sistema en lazo cerrado.

$$G_{mod}(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (11.7)$$

Finalmente, el controlador queda definido por la siguiente expresión:

$$G_c(s) = \frac{G_{mod}(s)}{\hat{G}_{P_o}(s) \hat{G}_a(s) (1 - G_{mod}(s))} \quad (11.8)$$

Sin embargo, esta ecuación da lugar a un controlador no realizable, ya que el grado del numerador es mayor que el del denominador. Para resolver este problema, se añaden tres polos adicionales colocados suficientemente lejos de los polos dominantes, de forma que no afecten significativamente a la dinámica del sistema.

En lugar de añadir tres polos distintos, se opta por introducir un único polo triple, definido de la siguiente forma:

$$a = \beta \omega_n \quad (11.9)$$

donde  $\beta = 15$  es ajustada de forma arbitraria.

$$G_c(s) = \frac{G_{mod}(s)}{\hat{G}_{P_o}(s) \hat{G}_a(s) (1 - G_{mod}(s))} \frac{a^3}{(s + a)^3} \quad (11.10)$$

De esta forma, se obtiene un controlador diseñado mediante síntesis directa para realizar el control de potencia en la planta.

Tras simplificar los términos comunes en el numerador y en el denominador, se obtienen los siguientes dos controladores, correspondientes a una respuesta más exigente y una respuesta conservadora, respectivamente.

$$G_{c, K_{te}=10}(s) = \frac{0,0982 (s + 2,51 \times 10^4) (s + 2062) (s + 140,9) (s^2 + 44,44 s + 1008)}{s (s + 1236)^3 (s + 164,7)} \quad (11.11)$$

$$G_{c, K_{te}=100}(s) = \frac{9,82 \times 10^{-7} (s + 2,51 \times 10^4) (s + 2062) (s + 140,9) (s^2 + 44,44 s + 1008)}{s (s + 123,6)^3 (s + 16,47)} \quad (11.12)$$

## 11.4. Implementación en la planta real

Tras discretizar estos controladores con el software *Matlab*, utilizando el método de Tustin, e implementarlos en la planta real, se obtienen los siguientes resultados.

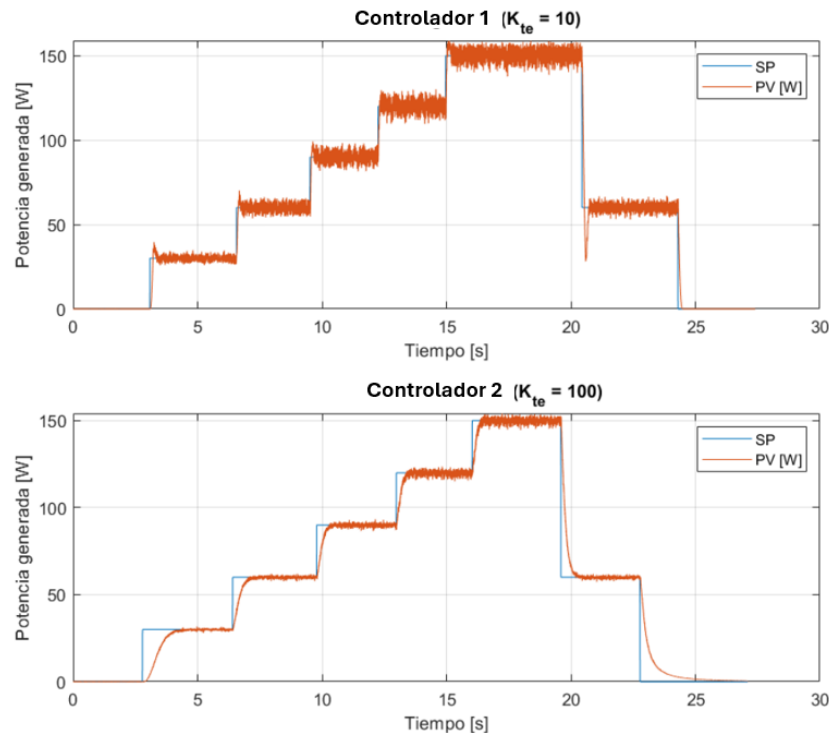


Figura 11.1: Respuesta de la planta real con control de potencia ante una entrada escalonada ascendente y descendente.

En la [Figura 11.1](#) se puede observar que la respuesta del controlador 1, además de presentar un ruido de amplitud considerable, muestra una dinámica que no se ajusta a la deseada. Este controlador no cumple con los requisitos de diseño. Aunque el sistema presenta un tiempo de establecimiento bajo, este sigue siendo superior al definido como objetivo. Además, también se aprecia la presencia de cierto *overshoot* en la respuesta.

Por el contrario, el controlador 2 presenta una respuesta sin *overshoot*, con un tiempo de establecimiento mayor y, aunque la señal también presenta ruido, este es significativamente inferior al observado con el controlador 1. Teniendo en cuenta que el controlador fue diseñado a partir de un modelo linealizado en torno a 50 W de potencia generada, la planta real muestra un tiempo de establecimiento muy próximo al especificado en el escalón de 60 W.

En la siguiente figura se observa que, mientras la señal de control del controlador 2 es limpia, sin *overshoot* y sin alcanzar la saturación, la del controlador 1 presenta grandes picos en su intento de cumplir con una condición de diseño más exigente. Además, la señal muestra un nivel de ruido elevado y permanece saturada durante una parte considerable del ensayo.

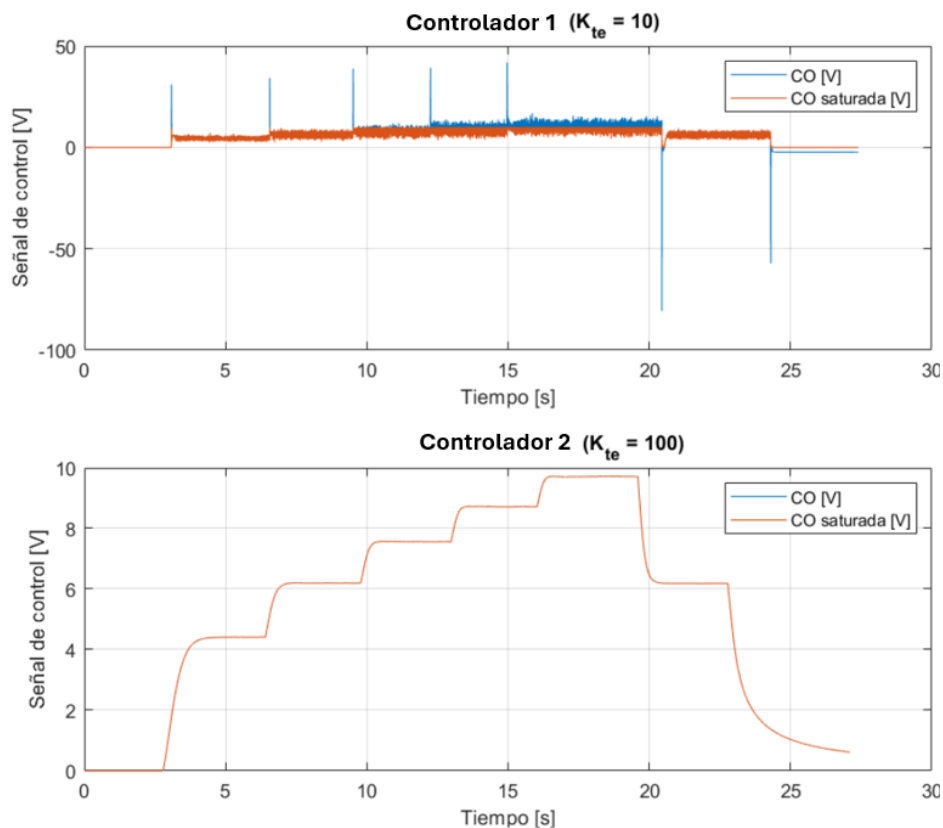


Figura 11.2: Señal del controlador de potencia en la planta real ante una entrada escalonada ascendente y descendente.

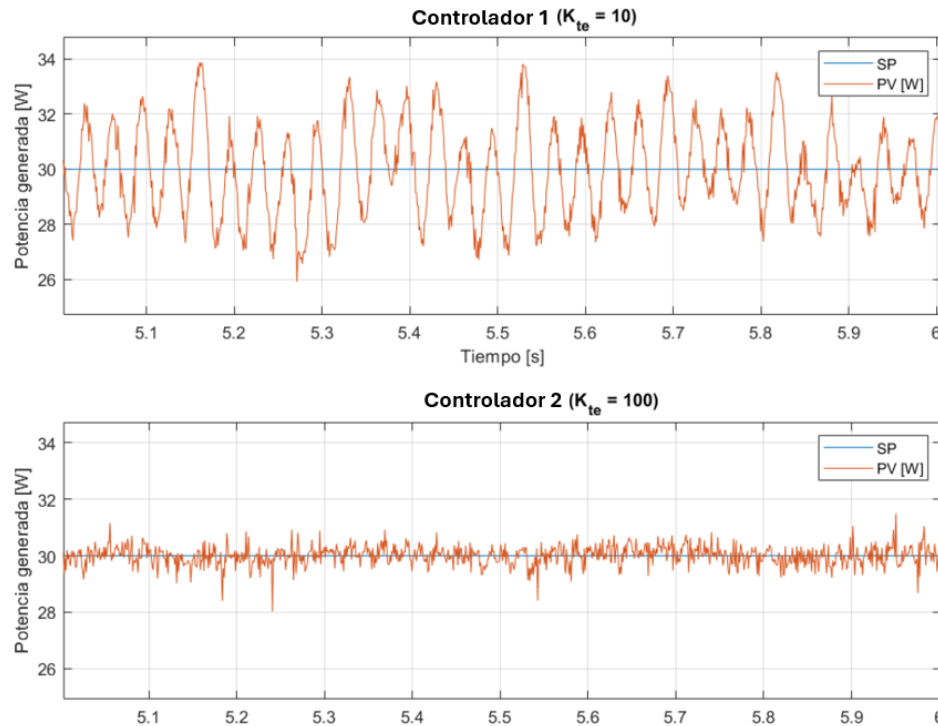


Figura 11.3: Vista ampliada de la respuesta de la planta real con control de potencia.

En la [Figura 11.3](#) se muestra una vista ampliada de la [Figura 11.1](#), con el objetivo de observar con mayor detalle el tipo de ruido presente en la señal.

La respuesta del controlador 1, en una vista ampliada, presenta oscilaciones de frecuencia constante sobre las que se superpone el ruido propio de la medida. Este comportamiento sugiere que el controlador no está ofreciendo un desempeño óptimo para las características reales del sistema. Por otro lado, el ruido observado en la señal del sistema de controlador 2 podría estar asociado al propio proceso de adquisición de la medida.

El origen real del comportamiento no deseado del controlador 1 se encuentra en que, durante su diseño, no se tuvo en cuenta la dinámica del driver en el cálculo de la constante de tiempo efectiva. Mientras que la constante de tiempo efectiva del modelo analítico sin considerar el driver es  $\tau_{ef} = 0,0071$  s, al incluir dicha dinámica este valor aumenta a  $\tau_{ef} = 0,064$  s. Esto implica que, al considerar el driver, la planta presenta una dinámica significativamente más lenta que la empleada en el diseño inicial del controlador.

Como consecuencia, el diseño del controlador 1 parte de un tiempo de establecimiento deseado que es prácticamente igual a la constante de tiempo efectiva de la planta, lo que da lugar a una respuesta con *overshoot* y un esfuerzo de control elevado, que permanece en saturación durante buena parte del ensayo.

En el caso del controlador 2, al definirse un tiempo de establecimiento diez veces mayor que en el diseño del controlador 1, el sistema es capaz de cumplir las especificaciones de diseño sin necesidad de forzar la señal de control.

En conclusión, mientras que el controlador 1 no resulta adecuado para el sistema real debido a que su diseño no considera la dinámica del driver y, por tanto, parte de una constante de tiempo efectiva incorrecta, el controlador 2 ofrece un buen desempeño al haberse definido un tiempo de establecimiento superior al de la planta real, permitiendo un control estable y preciso.

En la siguiente figura se compara la respuesta observada de la planta real con la del modelo analítico ajustado y la del modelo analítico sin ajustar, todos ellos empleando el controlador 2.

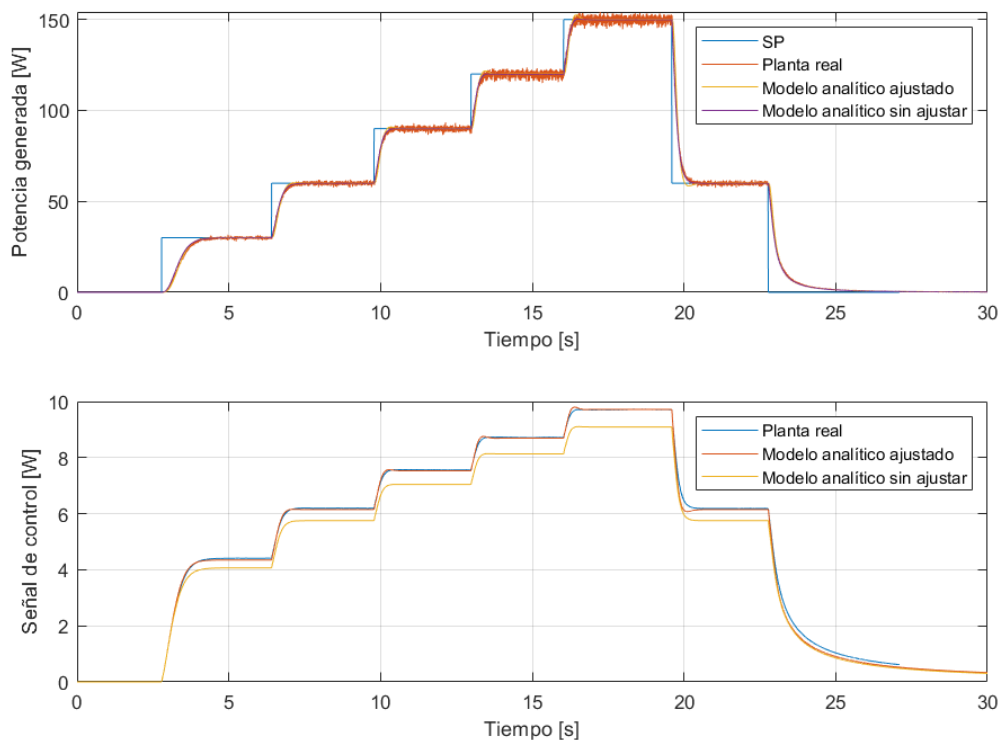


Figura 11.4: Comparación de la respuesta real de la planta con el modelo analítico ajustado y sin ajustar.

Tras analizar la potencia generada en los tres sistemas, se observa que todos ellos presentan una respuesta muy similar. En este caso, el modelo ajustado muestra un *overshoot* que no aparece en la respuesta de la planta real. Este efecto no se presenta en el modelo analítico sin ajustar.

Sin embargo, al observar las señales generadas por el controlador, se aprecia que el modelo ajustado presenta una dinámica que coincide con la de la planta real, mientras que el modelo sin ajustar presenta cierto margen de error respecto a la medida en la planta real.

Por lo tanto, aunque se ha obtenido un modelo preciso de la planta, sería conveniente trabajar en mejorar su respuesta para evitar el *overshoot* que se observa actualmente.

Para evaluar, en cierta medida, la robustez del controlador en el sistema real, se ha realizado un ensayo experimental en el que se introducen variaciones manuales en la carga eléctrica, ajustando directamente la carga electrónica. Estas variaciones representan perturbaciones en las condiciones de carga, y en algunos casos superan el rango en el que el sistema de control puede alcanzar la potencia deseada.

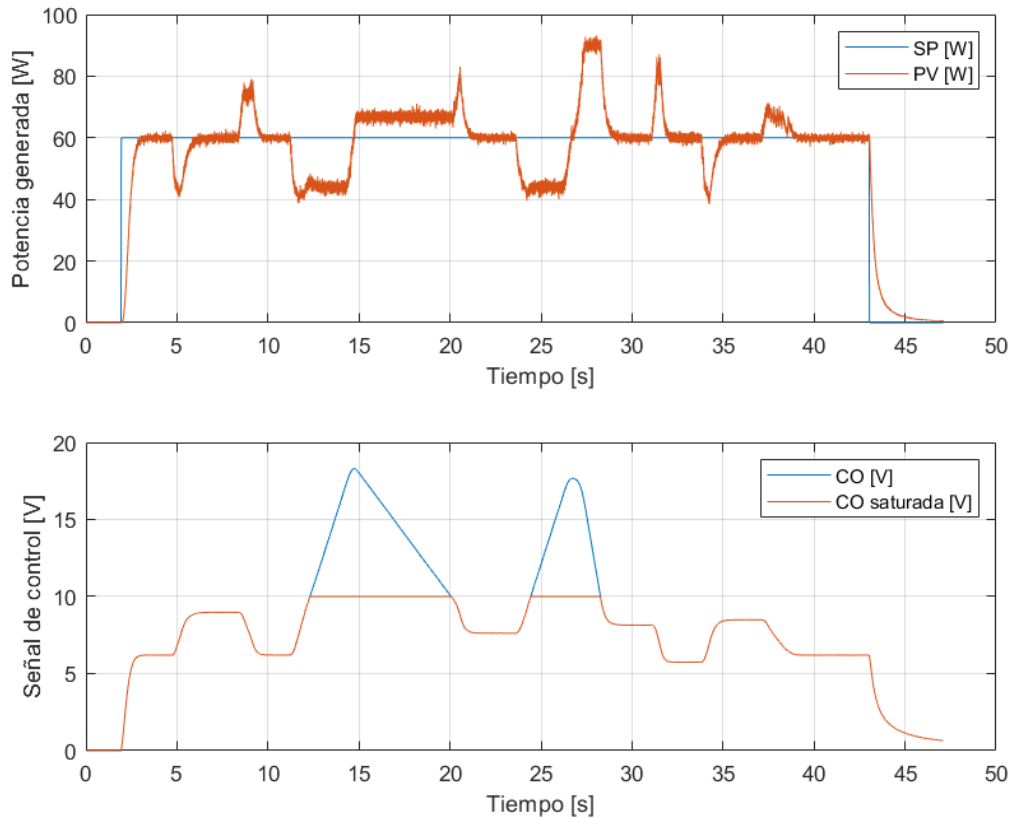


Figura 11.5: Respuesta de la planta real con el controlador 2 y perturbaciones en la carga eléctrica.

Aunque no ha sido posible representar la carga, se puede observar en la respuesta obtenida de la planta real que existen eventos en los que el sistema de control no es capaz de seguir al *Set Point*. Esto se debe a que el valor de la carga eléctrica se encuentra fuera del rango operacional de la planta, lo que impide alcanzar la potencia deseada.

Durante estos eventos, se produce un efecto de *windup*, que da lugar a un incremento continuo de la señal de control mientras esta permanece limitada. Cuando la carga vuelve a un valor dentro del rango en el que la planta puede alcanzar la potencia deseada, la potencia generada supera momentáneamente el valor de referencia. Esto ocurre porque la señal de control no retorna de forma inmediata a los rangos de operación. La duración de este efecto depende del tiempo que la carga ha permanecido fuera del rango operativo de la planta para la potencia deseada.

Para mitigar este efecto, se ha implementado un mecanismo de *anti-windup*, como

se muestra en la siguiente figura. La ganancia asociada a esta estrategia ha sido ajustada de forma experimental.

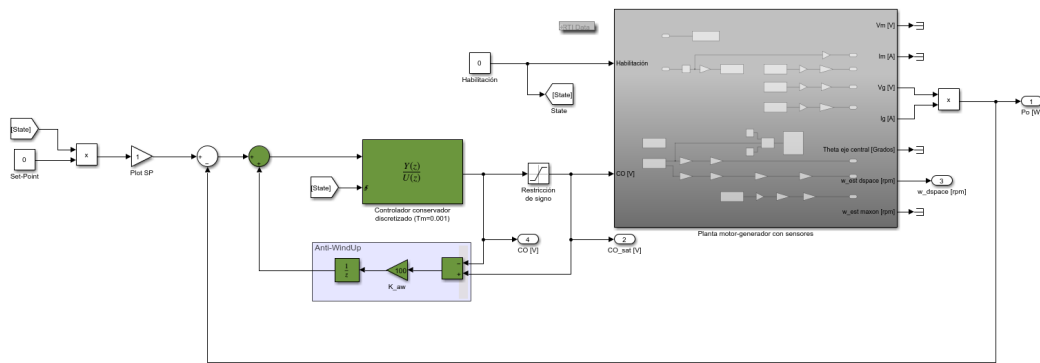


Figura 11.6: Sistema de control de potencia de la planta real con *anti-windup*.

Los resultados obtenidos tras la implementación de esta solución se presentan en la siguiente figura.

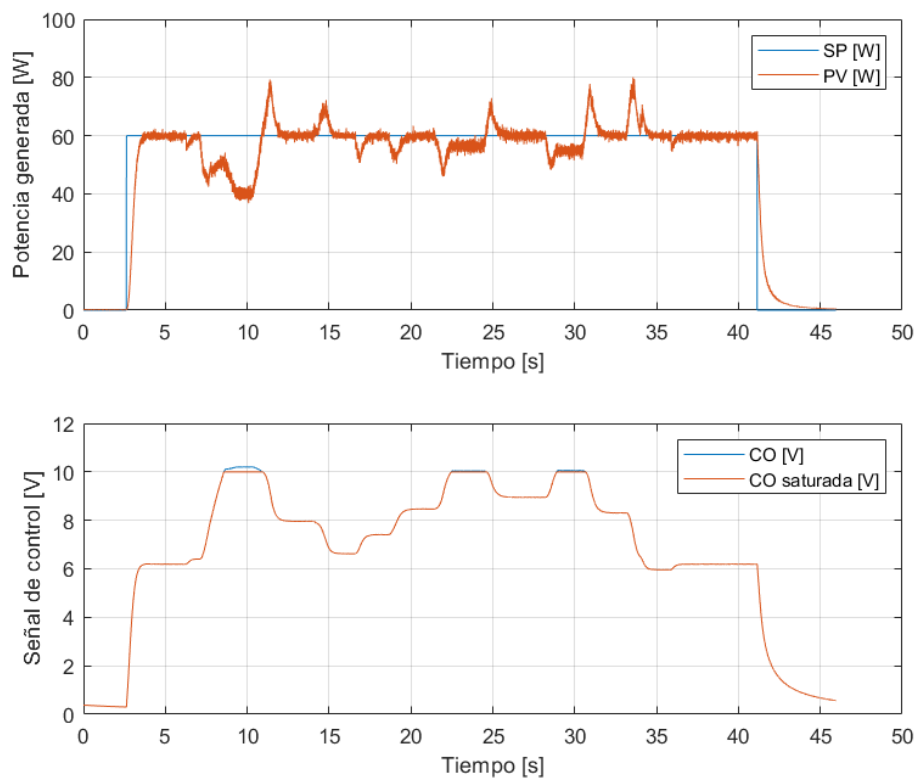


Figura 11.7: Respuesta de la planta real con *anti-windup* en el controlador.

En este caso, aunque la carga eléctrica fuera de rango impida que el sistema alcance la potencia deseada, se observa que la señal del controlador no crece de forma continua una vez que alcanza la saturación. Como resultado, cuando la carga vuelve

a situarse dentro del rango operacional, el sistema de control es capaz de llevar a la planta a la potencia deseada de forma inmediata.

## 11.5. Diseño de un controlador mediante técnica experimental

Por último, se ha realizado el diseño de un controlador de forma experimental con el objetivo de analizar las ventajas, desventajas y resultados obtenidos al comparar un enfoque analítico con uno experimental. Para ello, se ha desarrollado un esquema y un entorno que permiten ajustar de forma interactiva un controlador PID. El diagrama utilizado en la *dSPACE* es el siguiente:

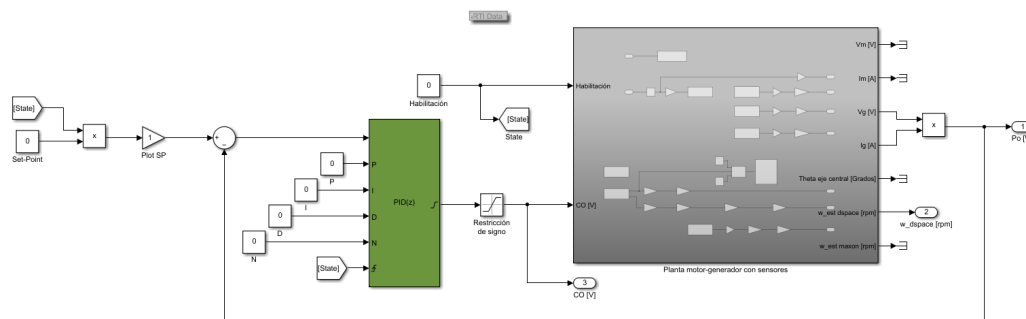


Figura 11.8: Diagrama para el ajuste de un controlador PID de forma experimental.

Para poder ajustar el controlador, se ha utilizado un bloque de control PID en tiempo discreto configurado de forma que las constantes del controlador puedan modificarse externamente. El ajuste de estos parámetros se realiza manualmente a través de un entorno gráfico de control diseñado en el software *ControlDesk*, el cual es mostrado en la [Figura 11.9](#).

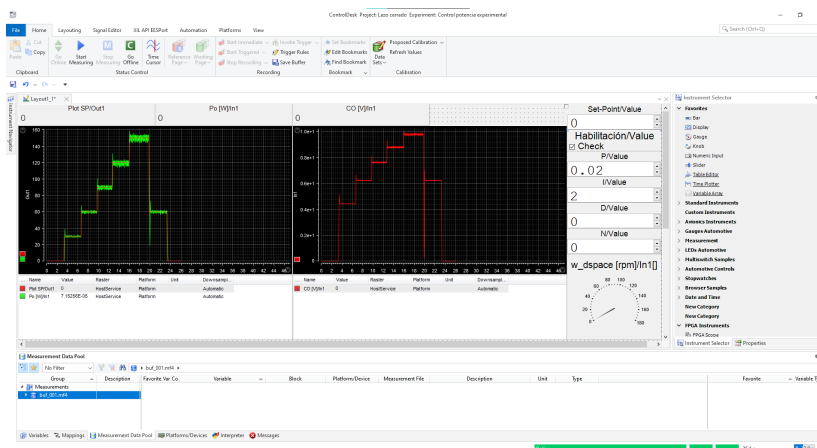


Figura 11.9: Entorno gráfico para el ajuste de un PID experimental.

Para la obtención del controlador experimental se ha seguido una metodología comúnmente empleada en el ajuste de controladores para vehículos aéreos no tripulados, como los drones.

- Ajuste de la acción proporcional:** Se parte de un valor bajo del *Set-Point* y una ganancia proporcional también baja. A partir de ahí, se incrementa progresivamente la ganancia hasta que comienzan a aparecer ligeras oscilaciones en la respuesta. En ese momento, se reduce ligeramente la ganancia para eliminar dichas oscilaciones, manteniendo un margen de seguridad arbitrario. A continuación, se eleva el *Set-Point* a un valor alto y, si se detectan nuevas oscilaciones, se vuelve a ajustar la ganancia proporcional a la baja.

Este procedimiento permite establecer una acción proporcional que garantiza una respuesta estable y rápida, aunque con la presencia de error en régimen estacionario.

- Ajuste de la acción integral:** Para eliminar el error en régimen estacionario, se aplica un procedimiento similar al anterior, esta vez incorporando la acción integral. De este modo, se obtiene un controlador con un tiempo de establecimiento bajo y sin error en régimen estacionario.

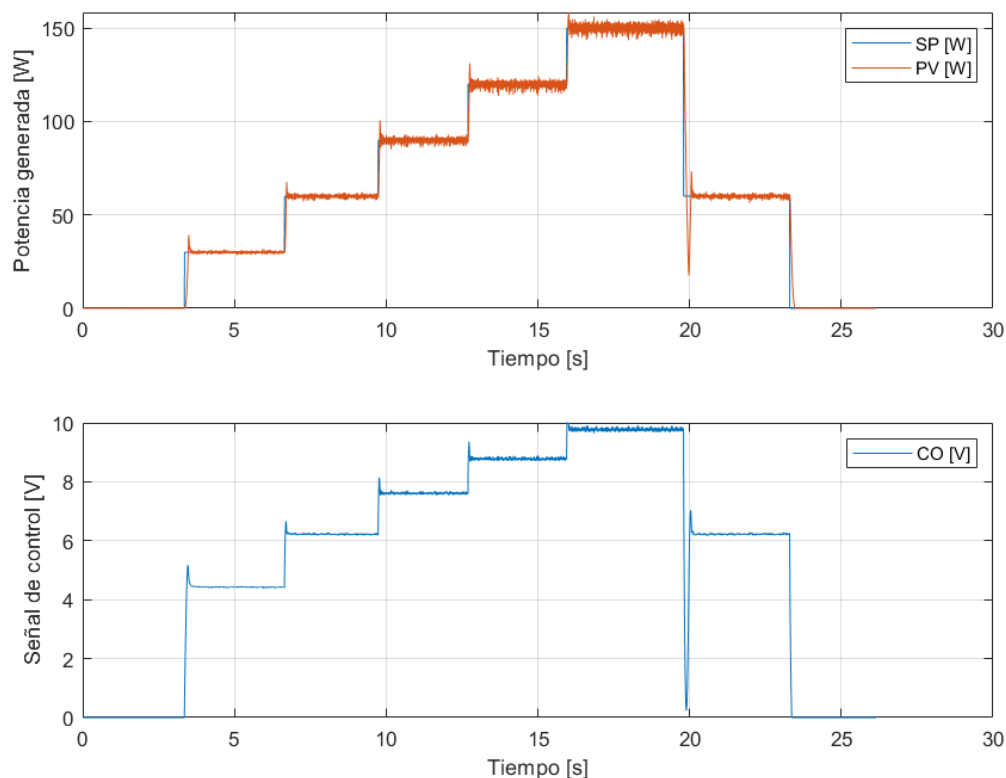


Figura 11.10: Respuesta de la planta real con controlador diseñado experimentalmente.

El resultado final de este diseño ha sido un controlador de tipo PI, ya que la inclusión de una acción derivativa no proporcionó una mejora significativa en la res-

puesta. La respuesta del sistema con este controlador presenta un sobreimpulso de 7 W ante una entrada escalón de 30 W. No obstante, el tiempo de establecimiento se reduce a 0,1 s, en comparación con los 0,7 s obtenidos con el controlador diseñado mediante síntesis directa.

Ambos controladores presentan oscilaciones similares en régimen estacionario, con prácticamente la misma amplitud. La diferencia más relevante radica en el tipo de respuesta y el tiempo de establecimiento: el controlador mediante técnica analítica genera una respuesta sobreamortiguada, mientras que el controlador experimental ofrece una respuesta subamortiguada, pero más rápida.

Es importante destacar que, mientras que el diseño del controlador mediante el método analítico ha requerido un mayor esfuerzo debido a la necesidad de modelar el sistema, la obtención del controlador experimental ha resultado casi inmediata. Sin embargo, lograr una respuesta deseada a partir del ajuste experimental no es una tarea trivial. En cambio, con la síntesis directa se puede definir explícitamente la respuesta objetivo, lo que permite obtener un resultado satisfactorio de forma más sistemática.

Por lo tanto, la elección de un método u otro para el diseño del controlador dependerá de las necesidades específicas de cada caso y de las especificaciones de diseño que hayan definido.

# Capítulo 12

## Resultados

---

Tras el desarrollo del presente proyecto, se ha construido un banco de ensayos compuesto por un sistema motor-generador, en el que ambas máquinas eléctricas son de corriente continua y con imanes permanentes. Este banco ha sido concebido como una herramienta versátil para la experimentación y validación de diferentes estrategias de control.



Figura 12.1: Banco de ensayos motor-generador ubicado en el laboratorio C14 (Grupo GAPSIS) de la Escuela superior de Ingeniería de la Universidad de Cádiz.

A lo largo del trabajo se ha llevado a cabo un análisis exhaustivo del sistema completo, desarrollando un modelo matemático que representa su dinámica ([Capítulo 4](#)). Dicho modelo ha sido posteriormente ajustado mediante ensayos experimentales realizados sobre la planta real, lo que ha permitido obtener una representación precisa y coherente con el comportamiento del sistema físico.

Como parte de este ajuste, y a partir de la respuesta real de la planta en lazo abierto, se ha definido la dinámica del driver como un sistema de segundo orden, lo que ha contribuido a mejorar significativamente la precisión del modelo analítico.

En la siguiente figura se muestran los resultados obtenidos en el [Capítulo 10](#), donde se observa cómo las respuestas del modelo analítico ajustado se aproximan con

precisión a la respuesta real de la planta.

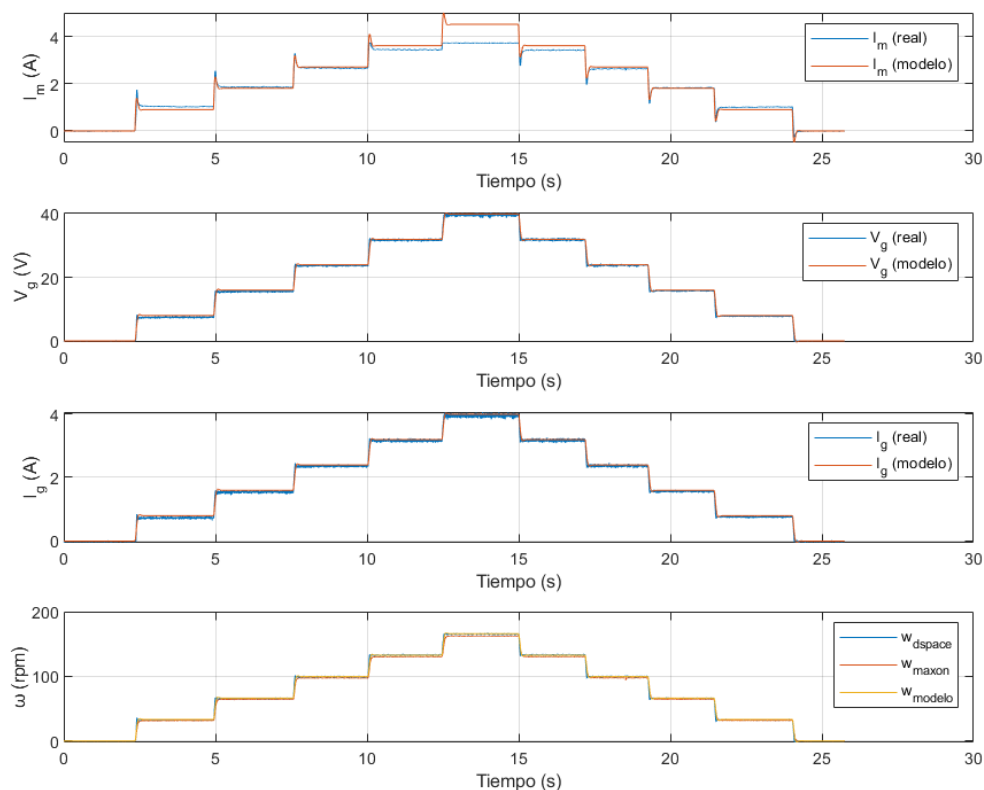


Figura 12.2: Resultados del modelo con carga ajustado frente a la respuesta de la planta real.

En paralelo, se han diseñado diversos controladores utilizando técnicas analíticas, abordando tres objetivos principales: el control de la velocidad angular del motor, la tensión generada en el generador y, finalmente, la potencia entregada a la carga (Capítulo 5). Para este último caso, ha sido necesario realizar una linealización del modelo no lineal de la planta en torno a un punto de operación concreto, con el fin de aplicar técnicas de diseño basadas en modelos lineales.

Una vez diseñados, los controladores han sido implementados tanto en simulación como en la planta real, lo que ha permitido comparar las respuestas obtenidas en ambos entornos. Los resultados muestran una alta similitud entre el comportamiento de la planta real y el modelo ajustado, validando así la fidelidad del modelo matemático desarrollado. Asimismo, los controladores diseñados han demostrado cumplir adecuadamente con los requisitos establecidos, tanto en términos de tiempo de establecimiento como de precisión y estabilidad (Capítulo 11).

En la siguiente figura se muestra la respuesta de la planta real con el sistema de control de potencia diseñado mediante técnica analítica a partir del modelo ajustado. Dicha respuesta se compara con la del modelo ajustado y con la del modelo sin ajustar.

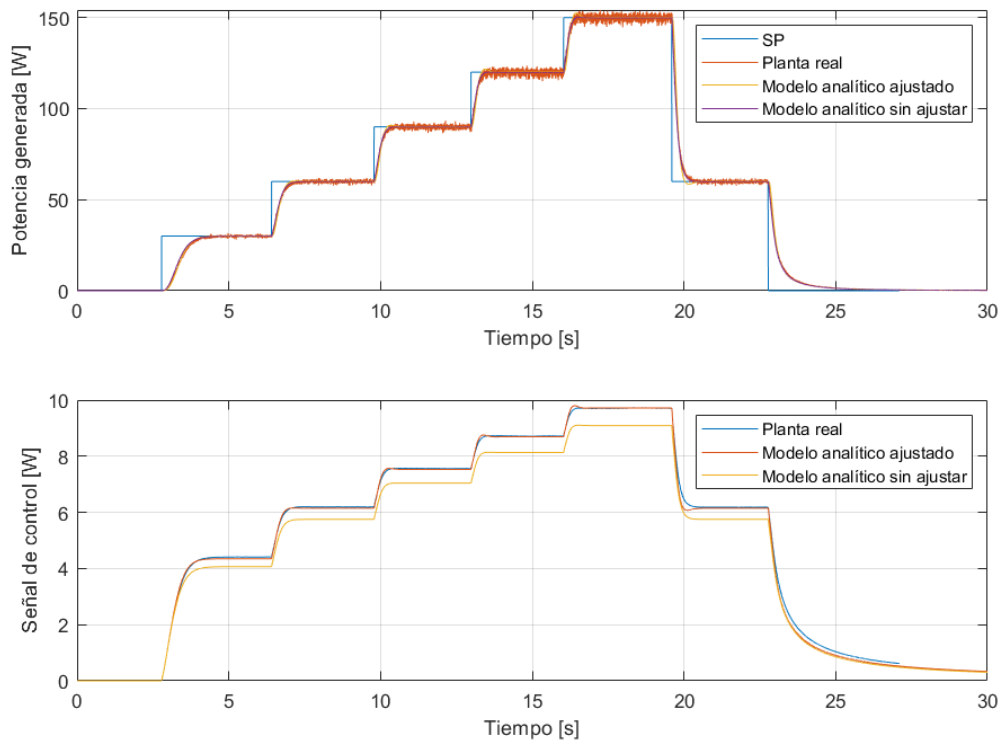


Figura 12.3: Comparación de la respuesta real de la planta con el modelo analítico ajustado y sin ajustar.

Adicionalmente, se ha diseñado un controlador de forma experimental mediante un proceso iterativo directamente sobre la planta real. Este enfoque ha permitido ajustar el sistema sin necesidad de recurrir al modelo analítico, logrando una respuesta satisfactoria en condiciones reales de funcionamiento.

Este método, además de ser más rápido en muchos casos, permite obtener controladores potencialmente más robustos frente a incertidumbres o variaciones no modeladas. No obstante, mediante técnicas analíticas es posible ajustar con mayor precisión la dinámica del sistema en lazo cerrado hacia una respuesta deseada, permitiendo definir características específicas como el tiempo de establecimiento, el tipo de respuesta (subamortiguada o sobreamortiguada), entre otras.

# Capítulo 13

## Conclusiones

---

Además de alcanzar los objetivos propuestos, el desarrollo de este Trabajo de Fin de Máster ha supuesto una experiencia altamente enriquecedora, tanto a nivel técnico como personal. La posibilidad de aplicar los conocimientos adquiridos en el ámbito del control sobre una planta real ha contribuido de forma significativa a consolidar competencias en modelado, diseño e implementación de controladores. Este proceso ha permitido comprobar de primera mano las diferencias entre el comportamiento teórico de un sistema y su respuesta en condiciones reales, así como identificar las limitaciones y desafíos asociados a la implementación práctica de sistemas de control.

En este sentido, uno de los logros más relevantes ha sido el ajuste experimental del modelo matemático desarrollado inicialmente. Aunque la primera aproximación analítica ofrecía una base sólida, fue necesario afinar el modelo para adaptarlo al comportamiento real del sistema, especialmente en lo relativo a los coeficientes de fricción y a la dinámica introducida por el driver del motor. Este ajuste ha permitido obtener una respuesta simulada muy próxima a la observada en la planta real, lo que valida la calidad del modelo ajustado.

No obstante, durante el proceso de validación se han identificado ciertas limitaciones derivadas de la falta de medidas directas en la planta, como por ejemplo la tensión real aplicada al motor o la corriente de armadura. Aunque estas variables eran estimadas a partir de la información proporcionada por el driver, contar con sensores específicos habría mejorado notablemente la precisión del ajuste y la fidelidad del modelo.

A pesar de estas limitaciones, los resultados obtenidos han sido plenamente satisfactorios. Se ha logrado construir un banco de ensayos funcional, desarrollar un modelo matemático ajustado experimentalmente, y diseñar e implementar controladores utilizando tanto técnicas analíticas como experimentales. Este trabajo no solo sienta las bases para futuras investigaciones en el ámbito del control aplicado a sistemas de conversión de energía, sino que también proporciona una herramienta útil para el aprendizaje práctico en entornos docentes.

### 13.1. Futuras líneas de investigación

Como se ha comentado a lo largo del trabajo, el banco de ensayos desarrollado constituye una plataforma versátil sobre la cual se pueden llevar a cabo múltiples estudios relacionados con la conversión de energía y el control de sistemas electromecánicos. A continuación, se proponen dos líneas de investigación que permitirían ampliar las capacidades del sistema y profundizar en su aplicación práctica:

- **Comparación entre técnicas de control clásico y basado en el modelo**

Una línea de trabajo futura podría consistir en la implementación y comparación de distintas estrategias de control clásico (como PID) y otras basadas en un modelo matemático del sistema. Este enfoque permitiría analizar el desempeño de cada técnica ante diferentes condiciones de carga y perturbaciones conocidas, así como validar la fidelidad del modelo de planta desarrollado a lo largo del presente trabajo.

- **Implementación de estrategias de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)**

Otra línea de investigación de gran relevancia es la aplicación de algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), una técnica ampliamente utilizada en sistemas de generación de energía renovable, como paneles solares o aerogeneradores. En el contexto del banco de ensayos desarrollado, se podría emular una fuente de energía mecánica variable, como el viento o las olas, mediante el motor acoplado al generador, e implementar distintos algoritmos MPPT para optimizar la energía extraída.

Esto permitiría estudiar la eficacia de cada algoritmo y su comportamiento ante variaciones de velocidad o carga, contribuyendo así a la investigación en eficiencia energética y en estrategias de conversión óptima de energía.

- **Estudio y aplicación de técnicas de control robusto y adaptativo al sistema motor-generador con carga eléctrica no conocida y variable en el tiempo.**

Por último, también podría ser de gran interés el estudio e implementación de técnicas de control robusto y adaptativo [24, 34] aplicadas al sistema motor-generador. Estas estrategias están diseñadas para mantener un buen desempeño incluso ante incertidumbres del modelo, perturbaciones externas o variaciones en la carga eléctrica conectada. Su aplicación permitiría aumentar la estabilidad y fiabilidad del sistema, así como validar su comportamiento frente a condiciones no previstas.



# Capítulo 14

## Bibliografía

---

- [1] Angel, L., Viola, J., and Paez, M. (2017). Speed control of a motor-generator system using internal model control techniques. In *2017 IEEE 3rd Colombian Conference on Automatic Control (CCAC)*, pages 1–6.
- [2] Baethge, E., Berzoy, A., Guzmán, V., and Giménez, M. (2011). Nuevo sistema de control para el seguimiento del punto de máxima potencia en paneles solares basado en el control predictivo de corriente de convertidores cc-cc. *Universidad, Ciencia y Tecnología*, 15:151–160.
- [3] Dewesoft (2025). Mapping dc electric motor efficiency on a test bench. <https://dewesoft.com/blog/mapping-dc-electric-motor-efficiency-on-test-bench>. Artículo técnico. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [4] dSPACE GmbH (2025). Ds1104 controller board. <https://www.dspace.com/en/pub/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm>. Consultado el 27 de abril de 2025.
- [5] Fernández, J. H. R. (2019). Motores eléctricos para la industria. [https://www.academia.edu/40289681/MOTORES\\_ELECTRICOS\\_PARA\\_LA\\_INDUSTRIA](https://www.academia.edu/40289681/MOTORES_ELECTRICOS_PARA_LA_INDUSTRIA). Presentación en línea. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [6] Hangzhi Precision (2025). ¿qué es un sensor de corriente fluxgate? <https://www.hangzhiprecision.com/es/centro-de-conocimiento/sensor-de-corriente-fluxgate/>. Artículo técnico. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [7] Hassell, T. J., Oliveira, A. M., and Weaver, W. W. (2013). Design, construction, and testing of an electric machine test-bed for use in laboratory and research education. In *2013 IEEE Frontiers in Education Conference (FIE)*, pages 470–476.
- [8] Hibbeler, R. C. (2016). *Engineering Mechanics: Statics & Dynamics*. Pearson, New Jersey, 14 edition.
- [9] Hioki (2025). General principles of current sensing. <https://www.hioki.com/us-es/learning/test-tools/general-current-sensing.html>. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [10] Jaimes, D. Y. and Fajardo, F. (2022). Caracterización de motores dc de imán permanente mediante un sistema motor-generator. *Revista Brasileira de Ensino de Física*, 44:e20220199.
- [11] López Sánchez, M. J. (2021). *Apuntes de la asignatura de Técnicas Avanzadas de Simulación y Procesos Industriales*. Universidad de Cádiz.

- [12] López Sánchez, M. J. (2023). *Apuntes de la asignatura de Control Avanzado de Procesos Industriales, Sistemas Navales y Aeroespaciales*. Universidad de Cádiz.
- [13] López Sánchez, M. J. and García González, L. (2020). *Apuntes de la asignatura de Regulación Automática*. Universidad de Cádiz.
- [14] Maxon Group (2021). Ingenuity hace historia: el primer vuelo en marte con motores eléctricos. <https://www.maxongroup.com/es-es/conocimientos-y-asistencia-tecnica/blog/ingenuity-hace-historia-80386>. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [15] Maxon Group (2024). *maxon presenta nuevos productos y amplía su catálogo para 2024*. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [16] Maxon motor (2021). Escon 70/10 referencia del dispositivo. Consultado el 1 de junio de 2025.
- [17] Monasterio-Huelin, F. and Álvaro Gutiérrez (2012). Modelo lineal de un motor de corriente continua. [https://www.robolabo.etsit.upm.es/asignaturas/seco/apuntes/2015-2019/motor\\_dc-Antiguo.pdf](https://www.robolabo.etsit.upm.es/asignaturas/seco/apuntes/2015-2019/motor_dc-Antiguo.pdf). Consultado el 15 de abril de 2025.
- [18] Mondal, A., Khan, J., Prins, S., and S., K. (2023). Control of dual motor test bench for performance testing of pmsm for traction application. In *2023 IEEE Silchar Subsection Conference (SILCON)*, pages 1–6.
- [19] MotorBA (2025). ¿cuál es la diferencia entre un motor asíncrono y uno síncrono? <https://motorba.com.ar/diferencia-motor-asincrono-y-sincrono/>. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [20] Mouser Electronics (2025). Current sensors selection guide. [https://www.mouser.es/datasheet/2/392/n\\_catalog\\_partition09\\_en-1620720.pdf](https://www.mouser.es/datasheet/2/392/n_catalog_partition09_en-1620720.pdf). Catálogo técnico de sensores de corriente. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [21] NASA (2025). Mars 2020 perseverance. <https://science.nasa.gov/mission/mars-2020-perseverance/>. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [22] Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control moderna*. Prentice Hall, Madrid, 5 edition.
- [23] Raspberry Pi Foundation (2025). Raspberry pi – official website. <https://www.raspberrypi.com/>. Consultado el 27 de abril de 2025.
- [24] Rodríguez Rubio, F. and López Sánchez, M. J. (1996). *Control adaptativo y robusto*. Servicio de Publicaciones de la Universidad de Sevilla.
- [25] Silveira, A. W. F. V., Andrade, D. A., Fleury, A., Gomes, L. C., Bissochi, C. A., and Freitas, L. C. (2010). Dsp based switched reluctance motor/generator. In *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 1278–1283.
- [26] Texas Instruments (2025a). Ina219: Sensor de corriente y potencia de alta precisión con interfaz i<sup>2</sup>c. <https://www.ti.com/product/es-mx/INA219>. Hoja de producto oficial. Consultado el 15 de abril de 2025.

- [27] Texas Instruments (2025b). Ina219evm: Módulo de evaluación para el sensor de corriente y potencia ina219. <https://www.ti.com/tool/INA219EVM>. Hoja de producto y documentación técnica. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [28] Texas Instruments (2025c). Ti-scb: Sensor controller boosterpack. <https://www.ti.com/tool/TI-SCB>. Documentación técnica oficial. Consultado el 15 de abril de 2025.
- [29] The MathWorks, Inc. (2024). Matlab. <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>. Consultado el 1 de junio de 2025.
- [30] Ugale, R. T. and Chavhan, K. B. (2016). Web-based automated electric machine test-bench with data acquisition and remote control. In *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pages 1–5.
- [31] Valenzuela, F. J. B. (2015). Diseño e implementación de prototipo de generador de corriente continua acoplado a un vehículo no motorizado con algoritmo de control de máxima potencia. Universidad de Extremadura, Escuela de Ingenierías Industriales. Trabajo Fin de Grado en Ingeniería Eléctrica. Dirigido por María Isabel Milanés Montero.
- [32] Varo, J. B. (2022). Realización, análisis y diseño de un sistema de control para un péndulo invertido experimental. Universidad de Cádiz, Escuela Superior de Ingeniería. Trabajo Fin de Grado. Dirigido por Manuel Jesús López Sánchez.
- [33] Zhang, Y., Wernicke, L., Wulff, W., Bleicher, A., and Schauer, T. (2023). Design and validation of a dual-functional damper based on a stepper motor for energy harvesting and vibration control. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 200:110568.
- [34] Åström, K. J. and Wittenmark, B. (2008). *Adaptive Control*. Dover Publications, Mineola, New York, 2nd edition.



# Anexos

# Capítulo A

## Códigos de Matlab

---

### A.1. Código de Matlab para el análisis en lazo abierto del sistema

Extracto de código A.1: Analisis\_lazo\_abierto.m

```
1 % Analisis_lazo_abierto.m
2 % TFM
3 % José Barroso Varo
4 % Universidad de Cádiz
5 % 22/10/2024
6 % Archivo de simulación relacionado: Simulacion_motor_generador
7 % Análisis de un sistema motor - generador de corriente continua de
8 % imanes permanentes con y sin carga eléctrica.
9 % Parametros del sistema.
10 % Simulación en lazo abierto.
11
12 clc;
13 clear all;
14 close all;
15
16 s = tf('s');
17
18 %% Parámetros definidos por la información del fabricante
19 % RE 65 (353301)
20 R_m = 1.41; % Resistencia del motor [Ohmios]
21 L_m = 0.644e-3; % Inductancia del motor [H]
22 J_m = 0.134e-3; % Inercia del motor [Kg*m2]
23 J_R = 1.836e-5; % Inercia de la reductora [Kg*m2]
24
25 K_em = 60/(2*pi*38.9); % Constante electromotriz del motor [V/(rad/s)]. El
26 % fabricante da el valor 38.9 en rpm/V.
27 K_Tm = 0.245; % Constante de par del motor [Nm/A]
28 n_m = 0.89; % Rendimiento del motor
29 N_R = 289/3969; % Reductor del motor
30 n_R = 0.75; % Rendimiento de la reductora
31
32 % RE 50 (578298)
33 R_g = 0.608; % Resistencia del generador [Ohmios]
34 L_g = 0.423e-3; % Inductancia del generador [H]
35 J_g = 5.42e-5; % Inercia del generador [Kg*m2]
36 J_M = 9.1e-7; % Inercia de la multiplicadora [Kg*m2]
37 B_g = 1e-6; % Coeficiente de fricción viscosa del generador
38 % [Nm/(rad/s)]
39 B_m = 1e-6; % Coeficiente de fricción viscosa del motor 3
40 % [Nm/(rad/s)].
41 B_M = 1e-6; % Coeficiente de fricción de la multiplicadora
42 B_R = 1e-6; % Coeficiente de fricción de la reductora
43 K_eg = 60/(2*pi*102); % Constante electromotriz del generador
44 % [V/(rad/s)]. El fabricante da el valor 102 en
45 % rpm/V.
46 K_Tg = 0.0934; % Constante de par del generador [Nm/A]
47 n_g = 0.94; % Rendimiento del generador
48 N_M = 26; % Multiplicadora del generador
49 n_M = 0.83; % Rendimiento de la multiplicadora
50
51 % Definir el mensaje del cuadro de diálogo
52 prompt = {'Carga resistiva deseada (Sin carga = 10000):'};
```

```

53
54 % Definir el título del cuadro de diálogo
55 dlgtitle = 'Entrada de Parámetro Z_g';
56
57 % Definir el número de líneas para la entrada (en este caso, 1 línea)
58 dims = [1 53]; % [Número de líneas, Ancho del cuadro de texto]
59
60 % Mostrar el cuadro de diálogo
61 respuesta = inputdlg(prompt, dlgtitle, dims);
62 Z_g = str2double(respuesta{1});
63
64 %% Función de transferencia motor w_m/V_in
65
66 N_w_m = K_Tm/(R_m + (L_m*s));
67 D_w_m = (J_m*s) + B_m + ((K_Tm*K_em*n_m)/(R_m + (L_m*s)));
68
69 G_w_m = N_w_m/D_w_m;
70
71 figure(1)
72 step(G_w_m)
73 xlabel('Tiempo'); % Etiqueta del eje X
74 ylabel('Velocidad angular del motor (rad/s)'); % Etiqueta del eje Y
75 grid;
76
77 %% Función de transferencia sistema motor-generador-carga (w_m/V_in)
78 s = tf('s');
79
80 C1 = J_m + (J_R + J_M)*(N_R^2/(n_R*n_M)) + J_g*((N_R*N_M)^2/(n_R*n_M*n_g));
81 C2 = B_m + (B_R + B_M)*(N_R^2/(n_R*n_M)) + B_g*((N_R*N_M)^2/(n_R*n_M*n_g));
82
83 N_w = (n_m*K_Tm)/(R_m + (L_m*s));
84 D_w = C1*s + C2 + (n_m*K_Tm*K_em/(R_m + (L_m*s))) + ...
85     ((K_Tg*K_eg*((N_R*N_M)^2))/(n_R*n_M*n_g*(R_g + (L_g*s)+Z_g)));
86
87 G_w = N_w/D_w;
88
89 figure(2)
90 step(G_w)
91 % Título de la gráfica
92 xlabel('Tiempo'); % Etiqueta del eje X
93 ylabel('Velocidad angular del motor (rad/s)'); % Etiqueta del eje Y
94 grid;
95
96 figure(3)
97 pzmap(G_w)
98 title('Mapa de polos y ceros del motor - generador');
99 grid;
100
101 %% Respuesta del sistema motor-generador-carga modificando la carga (Z_g)
102
103 % Crear la gráfica de respuesta al escalón
104 figure(4)
105 hold on
106
107 % Valores de Z_g en escala logarítmica
108 Z_g_values = [0 1 10 100 1000 10000];
109
110 % Inicializar la leyenda vacía
111 legend_entries = {};
112
113 % Graficar las respuestas al escalón para diferentes valores de Z_g
114 for i = 1:length(Z_g_values)
115     Z_g_temp = Z_g_values(i);
116
117     % Recalcular el denominador con el nuevo Z_g
118     D_w_temp = C1 * s + C2 + (n_m * K_Tm * K_em / (R_m + (L_m * s))) + ...
119         ((K_Tg * K_eg * ((N_R * N_M)^2)) / ...
120         (n_R * n_M * n_g * (R_g + (L_g * s) + Z_g_temp)));
121
122     % Crear la nueva función de transferencia con el Z_g modificado
123     G_w_temp = N_w / D_w_temp;
124

```

```

125 % Graficar la respuesta al escalón de G_w_temp
126 step(G_w_temp)
127
128 % Agregar la entrada correspondiente a este Z_g a la leyenda
129 legend_entries{end+1} = ['Z_g = ', num2str(Z_g_temp)];
130 end
131
132 % Título de la gráfica
133 xlabel('Tiempo'); % Etiqueta del eje X
134 ylabel('Velocidad angular del motor (rad/s)'); % Etiqueta del eje Y
135
136 legend(legend_entries)
137 grid;
138 hold off
139
140 %% Función de transferencia del sistema motor-generador-carga (i_m/V_in)
141
142 N_i = (C1*s + C2)/K_em + (K_Tg*K_eg*((N_R*N_M)^2))/...
143 (K_em*n_R*n_M*n_g*(R_g + (L_g*s) + Z_g));
144 D_i = (C1*s + C2)*((R_m + (L_m*s))/K_em) + (n_m*K_Tm) + ...
145 ((K_Tg*K_eg*((N_R*N_M)^2)*(R_m + (L_m*s)))/...
146 (K_em*n_R*n_M*n_g*(R_g + (L_g*s) + Z_g)));
147
148 G_i = N_i/D_i;
149
150 figure(5)
151 step(G_i)
152 xlabel('Tiempo'); % Etiqueta del eje X
153 ylabel('Corriente del motor (A)'); % Etiqueta del eje Y
154 grid;
155
156 %% Comparación respuesta w_m(s) motor y motor-generador
157
158 figure(6)
159 hold on
160 step(G_w_m)
161 step(G_w)
162
163 xlabel('Tiempo');
164 ylabel('Velocidad angular del motor (rad/s)');
165 legend('Motor sin generador','Motor - generador sin carga eléctrica')
166 grid;
167
168 hold off

```

## A.2. Código de Matlab para simulación en lazo cerrado del controlador de tensión

### Extracto de código A.2: Simulink\_analisis\_robustez.m

```

1 % Simulink_analisis_robustez.m
2 % TFM
3 % José Barroso Varo
4 % Universidad de Cádiz
5 % Última modificación: 29/12/2024
6 % Archivo de simulación relacionado: Simulacion_motor_generador.slx
7
8 % En este script se cargan los parametros necesarios para las simulaciones
9 % en Simulink. Tambien se calcula un controlador en tiempo discreto por
10 % síntesis directa. Primero se discretiza el sistema a controlar y
11 % posteriormente se calcula en controlador.
12
13 clc;
14 clear all;
15 close all;

```

```

16
17 %% Parámetros definidos por la información del fabricante
18 % RE 65 (353301)
19 R_m = 1.41; % Resistencia del motor [Ohmios]
20 L_m = 0.644e-3; % Inductancia del motor [H]
21 J_m = 0.134e-3; % Inercia del motor [Kg*m2]
22 J_R = 1.836e-5; % Inercia de la reductora [Kg*m2]
23
24 K_em = 60/(2*pi*38.9); % Constante electromotriz del motor [V/(rad/s)]. El
25 % fabricante da el valor 38.9 en rpm/V.
26 K_Tm = 0.245; % Constante de par del motor [Nm/A]
27 n_m = 0.89; % Rendimiento del motor
28 N_R = 289/3969; % Reductor del motor
29 n_R = 0.75; % Rendimiento de la reductora
30
31 % RE 50 (578298)
32 R_g = 0.608; % Resistencia del generador [Ohmios]
33 L_g = 0.423e-3; % Inductancia del generador [H]
34 J_g = 5.42e-5; % Inercia del generador [Kg*m2]
35 J_M = 9.1e-7; % Inercia de la multiplicadora [Kg*m2]
36 B_g = 1e-6; % Coeficiente de fricción viscosa del generador
37 % [Nm/(rad/s)]
38 B_m = 1e-6; % Coeficiente de fricción viscosa del motor 3
39 % [Nm/(rad/s)].
40 B_M = 1e-6; % Coeficiente de fricción de la multiplicadora
41 B_R = 1e-6; % Coeficiente de fricción de la reductora
42 K_eg = 60/(2*pi*102); % Constante electromotriz del generador
43 % [V/(rad/s)]. El fabricante da el valor 102 en
44 % rpm/V.
45 K_Tg = 0.0934; % Constante de par del generador [Nm/A]
46 n_g = 0.94; % Rendimiento del generador
47 N_M = 26; % Multiplicadora del generador
48 n_M = 0.83; % Rendimiento de la multiplicadora
49
50 %% Definición de la carga resistiva
51 % Por lo general, todos los cálculos se han realizado sin carga resistiva
52 % pero se da la opción de poder definirla por si fuese necesario realizar
53 % los cálculos considerando una carga eléctrica.
54
55 % Definir el mensaje del cuadro de diálogo
56 prompt = {'Carga resistiva deseada (Sin carga = 10000):'};
57
58 % Definir el título del cuadro de diálogo
59 dlgtitle = 'Entrada de Parámetro Z_g';
60
61 % Definir el número de líneas para la entrada (en este caso, 1 línea)
62 dims = [1 53]; % [Número de líneas, Ancho del cuadro de texto]
63
64 % Mostrar el cuadro de diálogo
65 respuesta = inputdlg(prompt, dlgtitle, dims);
66 Z_g = str2double(respuesta{1});
67
68 %% Función de transferencia y eliminación de factores comunes Vo/Vin
69 s = tf('s');
70
71 C1 = J_m + (J_R + J_M)*(N_R^2/(n_R*n_M)) + J_g*((N_R*N_M)^2/(n_R*n_M*n_g));
72 C2 = B_m + (B_R + B_M)*(N_R^2/(n_R*n_M)) + B_g*((N_R*N_M)^2/(n_R*n_M*n_g));
73
74 D1 = ((C1*s + C2)*(R_g + L_g*s + Z_g))/(Z_g*K_eg*N_R*N_M);
75 D2 = (K_Tm*n_m*K_em*(R_g + L_g*s + Z_g))/((R_m + L_m*s)*Z_g*K_eg*N_R*N_M);
76 D3 = (K_Tg*N_R*N_M)/(n_R*n_M*n_g*Z_g);
77
78 G_Vo = (K_Tm*n_m/(R_m + L_m*s)) / (D1 + D2 + D3);
79
80 % Simplificación eliminando factores comunes
81 tol = 1e-0;
82 G_vo_simpl = simplifica(G_Vo, tol);
83
84 %% Control por síntesis directa
85 % Función de transferencia del driver (ganancia)
86 % Se asume una relación lineal entre la entrada del driver y la salida
87 G_a = 70/10;

```

```

88
89 % Constante efectiva del sistema a controlar. Para obtener la constante
90 % efectiva se utiliza la función tau_efectiva() creada para este trabajo.
91 tau_ef = tau_efectiva(G_vo_simpl);
92
93 % Especificaciones de diseño
94 te = 100*tau_ef; % Tiempo de establecimiento
95 xi = 1; % Amortiguamiento
96 wn = 5.86/te; % Frecuencia natural
97 tau_f = tau_ef/100; % Constante filtro derivativo
98 K = 1;
99
100 %% Diseño controlador discreto a partir de sistema a controlar discreto
101 T_m = tau_ef/2;
102 T_m = floor(T_m * 1000) / 1000; % Trunca a 3 decimales
103
104 % Se discretiza el sistema a controlar mediante el método ZoH
105 G_vo_simpl_z = c2d(G_vo_simpl,T_m,'zoh');
106
107 % Se define la función modelo con la que se va a diseñar el controlador en
108 % tiempo discreto
109 G_mod = K*wn^2/(s^2+2*xi*wn*s+wn^2);
110
111 % Obtención de G_mod en tiempo discreto
112 G_mod_z = c2d(G_mod,T_m,'zoh');
113
114 % Función de transferencia del controlador en tiempo discreto diseñado
115 % para las condiciones definidas
116 Gc_z = G_mod_z/(G_vo_simpl_z*G_a*(1 - G_mod_z));

```

### A.3. Código de Matlab para el análisis de robustez paramétrico

#### Extracto de código A.3: Analisis\_parametrico.m

```

1 % Analisis_parametrico.m
2 % TFM
3 % José Barroso Varo
4 % Universidad de Cádiz
5 % Última modificación: 20/12/2024
6
7 % En este script se realiza el análisis de robustez paramétrico. Para ello
8 % se desocmenta el paraemtro que se desea analizar y se ejecuta el programa
9 % definiendo el número de iteraciones. En cada iteración se modifica el
10 % parametro seleccionado de forma aleatoria en un rango limitado por una
11 % variación porcentual de su valor nominal.
12 % El análisis se realiza sobre el sistema de control de tensión con
13 % controlador en tiempo discreto.
14
15 clc;
16 clear all;
17 close all;
18
19 %% Número de iteraciones
20 % Definir el mensaje del cuadro de diálogo
21 prompt = {'Número de iteraciones:'};
22
23 % Definir el título del cuadro de diálogo
24 dlgtitle = 'Entrada';
25
26 % Definir el número de líneas para la entrada (en este caso, 1 línea)
27 dims = [1 53]; % [Número de líneas, Ancho del cuadro de texto]
28
29 % Mostrar el cuadro de diálogo
30 respuesta = inputdlg(prompt, dlgtitle, dims);

```

```

31 iteracion = str2double(respuesta{1});
32
33 %% Carga eléctrica
34 % Definir el mensaje del cuadro de diálogo
35 prompt = {'Carga resistiva deseada (Sin carga = 10000):'};
36
37 % Definir el título del cuadro de diálogo
38 dlgtitle = 'Entrada de Parámetro Z_g';
39
40 % Definir el número de líneas para la entrada (en este caso, 1 línea)
41 dims = [1 53]; % [Número de líneas, Ancho del cuadro de texto]
42
43 % Mostrar el cuadro de diálogo
44 respuesta = inputdlg(prompt, dlgtitle, dims);
45 Z_g = str2double(respuesta{1});
46
47
48 %% Definición de variables
49 % Variable de control de primera iteración. De esta forma se garantiza que
50 % solo en la primera iteración se calcula el controlador en tiempo
51 % discreto. En la primera iteración siempre el valor del parámetro a
52 % analizar es el valor nominal.
53 control = false;
54
55 % Porcentaje de variación
56 var = 0.4;
57
58 % Tiempo de simulación
59 ts = 2;
60
61 % Muestras de la planta por cada periodo de muestreo. Este valor define
62 % cuantas medidas se calculan de la planta por cada periodo de muestreo del
63 % controlador.
64 tg = 2;
65
66 % Inicializa la figura
67 figure(1);
68 hold on;
69
70 % Inicializar un arreglo para almacenar etiquetas de la leyenda
71 legend_entries = strings(1, iteracion);
72
73 for i = 1:iteracion
74
75     if i==1
76         R_m = 1.41;           % Resistencia del motor [Ohmios]
77         R_m_var = R_m;
78         L_m = 0.644e-3;      % Inductancia del motor [H]
79         L_m_var = L_m;
80         J_m = 0.134e-3;      % Inercia del motor [Kg*m2]
81         J_m_var = J_m;
82         J_R = 1.836e-5;      % Inercia de la reductora [Kg*m2]
83         J_R_var = J_R;
84         K_em = 60/(2*pi*38.9); % Constante electromotriz del motor
85                                 % [V/(rad/s)]. El fabricante da el valor
86                                 % 38.9 en rpm/V.
87
88         K_em_var = K_em;
89         K_Tm = 0.245;        % Constante de par del motor [Nm/A]
90         K_Tm_var = K_Tm;
91         N_R = 289/3969;      % Reductor del motor
92         N_R_var = N_R;
93         n_m_var = 0.89;      % Rendimiento del motor
94         n_R_var = 0.75;      % Rendimiento de la reductora
95         R_g = 0.608;         % Resistencia del generador [Ohmios]
96         R_g_var = R_g;
97         L_g = 0.423e-3;      % Inductancia del generador [H]
98         L_g_var = L_g;
99         J_g = 5.42e-5;       % Inercia del generador [Kg*m2]
100        J_g_var = J_g;
101        J_M = 9.1e-7;         % Inercia de la multiplicadora [Kg*m2]
102        J_M_var = J_M;
103        B_g = 1e-6;          % Coeficiente de fricción viscosa del

```

```

103                                     % generador
104     B_g_var = B_g;
105     B_m = 1e-6;                                     % Coeficiente de fricción viscosa del
106                                                     % motor 3
107     B_m_var = B_m;
108     B_M = 1e-6;                                     % Coeficiente de fricción de la
109                                                     % multiplicadora
110     B_M_var = B_M;
111     B_R = 1e-6;                                     % Coeficiente de fricción de la reductora
112     B_R_var = B_R;
113     K_eg = 60/(2*pi*102); % Constante electromotriz del generador
114                                                     % [V/(rad/s)]. El fabricante da el valor
115                                                     % 102 en rpm/V.
116     K_eg_var = K_eg;
117     K_Tg = 0.0934; % Constante de par del generador [Nm/A]
118     K_Tg_var = K_Tg;
119     N_M = 26; % Multiplicadora del generador
120     N_M_var = N_M;
121     n_g_var = 0.94; % Rendimiento del generador
122     n_M_var = 0.83; % Rendimiento de la multiplicadora
123
124     else
125         % R_m_var = R_m * (1 + var * (2 * rand - 1));
126         % L_m_var = L_m * (1 + var * (2 * rand - 1));
127         % J_m_var = J_m * (1 + var * (2 * rand - 1));
128         % J_R_var = J_R * (1 + var * (2 * rand - 1));
129         % K_em_var = K_em * (1 + var * (2 * rand - 1));
130         % K_Tm_var = K_Tm * (1 + var * (2 * rand - 1));
131         % R_g_var = R_g * (1 + var * (2 * rand - 1));
132         % L_g_var = L_g * (1 + var * (2 * rand - 1));
133         % J_g_var = J_g * (1 + var * (2 * rand - 1));
134         % J_M_var = J_M * (1 + var * (2 * rand - 1));
135         % B_g_var = B_g * (1 + var * (2 * rand - 1));
136         % B_m_var = B_m * (1 + var * (2 * rand - 1));
137         % B_M_var = B_M * (1 + var * (2 * rand - 1));
138         % B_R_var = B_R * (1 + var * (2 * rand - 1));
139         K_eg_var = K_eg * (1 + var * (2 * rand - 1));
140         K_Tg_var = K_Tg * (1 + var * (2 * rand - 1));
141     end
142
143     %% Función de transferencia
144     % La función de transferencia se actualiza en cada iteración según el
145     % nuevo valor que toma el parámetro.
146     s = tf('s');
147
148     C1 = J_m_var + (J_R_var + J_M_var)*(N_R_var^2/(n_R_var*n_M_var))...
149         + J_g_var*((N_R_var*N_M_var)^2/(n_R_var*n_M_var*n_g_var));
150     C2 = B_m_var + (B_R_var + B_M_var)*(N_R_var^2/(n_R_var*n_M_var))...
151         + B_g_var*((N_R_var*N_M_var)^2/(n_R_var*n_M_var*n_g_var));
152
153     D1 = ((C1*s + C2)*(R_g_var + L_g_var*s + Z_g))/...
154         (Z_g*K_eg_var*N_R_var*N_M_var);
155     D2 = (K_Tm_var*n_m_var*K_em_var*(R_g_var + L_g_var*s + Z_g))/...
156         ((R_m_var + L_m_var*s)*Z_g*K_eg_var*N_R_var*N_M_var);
157     D3 = (K_Tg_var*N_R_var*N_M_var)/(n_R_var*n_M_var*n_g_var*Z_g);
158
159     G_Vo = (K_Tm_var*n_m_var/(R_m_var + L_m_var*s)) / (D1 + D2 + D3);
160
161     %% Cálculo del controlador en tiempo discreto por síntesis directa
162     if ~control
163         % Tolerancia para considerar ceros y polos iguales
164         tol = 1e-0;
165         % Simplifica la función de transferencia
166         G_Vo_simpl = simplifica(G_Vo, tol);
167
168         % Función de transferencia del driver (ganancia)
169         G_a = 70/10;
170
171         % Constante efectiva del sistema a controlar
172         tau_ef = tau_efectiva(G_Vo_simpl);
173
174         % Especificaciones de diseño
175         te = 100*tau_ef; % Tiempo de establecimiento

```

```

175     xi = 1;           % Amortiguamiento
176     wn = 5.86/te;    % Frecuencia natural
177     tau_ef = tau_ef/100; % Constante filtro derivativo
178     K = 1;
179
180     % Función de transferencia modelo.
181     G_mod = K*wn^2/(s^2+2*xi*wn*s+wn^2);
182
183     T_m = tau_ef/2;
184     T_m = floor(T_m * 1000) / 1000; % Trunca a 3 decimales
185
186     G_vo_simpl_z = c2d(G_Vo_simpl,T_m,'zoh');
187
188     % Obtención de G_mod en tiempo discreto
189     G_mod_z = c2d(G_mod,T_m,'zoh');
190
191     % Función de transferencia del controlador diseñado
192     Gc_z = G_mod_z/(G_vo_simpl_z*G_a*(1 - G_mod_z));
193
194     % Se actualiza la variable de control para que no se vuelva a
195     % actualizar el controlador diseñado
196     control = true;
197 end
198
199 [y, t_y, u_a, t_ua] = simulate_control_system(G_Vo, tg, G_a, Gc_z, T_m, ts);
200
201 % Graficar cada curva y asignar información específica
202 h = plot(t_y, y, 'DisplayName', sprintf('K_{eg} = %.3f V/(rad/s)',...
203     K_eg_var));
204
205 % Almacenar la etiqueta para la leyenda
206 legend_entries(i) = sprintf('K_{eg} = %.3f V/(rad/s)', K_eg_var);
207
208 drawnow;
209 end
210
211 % Añadir la leyenda con los valores de R_m
212 legend(legend_entries, 'Location', 'best');
213
214 % Finalizar la configuración del gráfico
215 xlabel('Tiempo (s)');
216 ylabel('Respuesta del sistema (V)');
217 grid on;
218 hold off;

```

## A.4. Código de Matlab para el análisis de los resultados experimentales para la tensión de salida del generador.

### Extracto de código A.4: Analisis\_experimental.m

```

1 % Analisis_experimental.m
2 % TFM
3 % José Barroso Varo
4 % Universidad de Cádiz
5 % 22/02/2025
6 % Análisis de los datos obtenidos de ensayos experimentales de la planta.
7 % Se analiza la respuesta del sistema para la medida de tensión de salida
8 % ante cambios escalonados en la entrada del driver.
9 % Se obtiene un modelo estimado a partir de las medidas experimentales.
10 % Se compara con el modelo analítico.
11 % Se obtiene un controlador analítico para el modelo estimado a partir de
12 % las medidas, y finalmente se compara el desempeño de este controlador con
13 % el modelo estimado y el modelo analítico.

```

```

14
15 clear all;
16 close all;
17
18 % Cargar los datos
19 load("Respuesta motor-generador.mat");
20
21 % Extraer las variables
22 x = Respuesta_motor_generador.X.Data; % Tiempo
23 y = Respuesta_motor_generador.Y(4).Data; % Salida del sistema
24 y_step = Respuesta_motor_generador.Y(3).Data; % Entrada escalonada
25
26 % Encontrar los índices de los cambios en la señal de entrada (escalón)
27 cambios = diff(y_step);
28 indices_asc = find(cambios > 0) + 1; % Escalón ascendente
29 indices_desc = find(cambios < 0) + 1; % Escalón descendente
30
31 % Definir duración de la ventana en segundos
32 duracion_ventana = 1; % Un segundo
33 fs = 1 / mean(diff(x)); % Calcular la frecuencia de muestreo
34 muestras_ventana = round(duracion_ventana * fs); % Número de muestras en 1 segundo
35
36 % Inicializar matrices para almacenar las respuestas normalizadas
37 respuestas_asc = nan(muestras_ventana, length(indices_asc));
38 respuestas_desc = nan(muestras_ventana, length(indices_desc));
39
40 % Extraer y normalizar respuestas para cada escalón ascendente
41 for i = 1:length(indices_asc)
42     idx_inicio = indices_asc(i);
43     idx_fin = min(idx_inicio + muestras_ventana - 1, length(y)); % Evitar salir del rango
44
45     respuesta = y(idx_inicio:idx_fin);
46     respuestas_asc(1:length(respuesta), i) = respuesta - respuesta(1); % Restar el valor
        inicial
47 end
48
49 % Extraer y normalizar respuestas para cada escalón descendente
50 for i = 1:length(indices_desc)
51     idx_inicio = indices_desc(i);
52     idx_fin = min(idx_inicio + muestras_ventana - 1, length(y)); % Evitar salir del rango
53
54     respuesta = y(idx_inicio:idx_fin);
55     respuestas_desc(1:length(respuesta), i) = respuesta - respuesta(1); % Restar el valor
        inicial
56 end
57
58 % Crear el eje de tiempo relativo
59 t_relativo = (0:muestras_ventana-1) / fs;
60
61 % Calcular la media de todas las respuestas ascendentes
62 respuesta_asc_media = mean(respuestas_asc, 2, 'omitnan'); % Calcula la media ignorando NaN
63
64 figure;
65 subplot(2,1,1);
66 plot(x, y);
67 xlabel('Tiempo (s)'); % Etiqueta del eje X
68 ylabel('Tensión de salida (V)'); % Etiqueta del eje Y
69 title('Respuestas del sistema en lazo abierto');
70 grid;
71
72 subplot(2,1,2);
73 plot(x, y_step);
74 xlabel('Tiempo (s)'); % Etiqueta del eje X
75 ylabel('Señal de entrada al driver (V)'); % Etiqueta del eje Y
76 title('Entrada escalonada al sistema');
77 grid;
78
79 % Representar respuestas ascendentes normalizadas
80 figure;
81 hold on;
82 colores_asc = lines(length(indices_asc));
83

```

```

84 % Dibujar respuestas individuales
85 for i = 1:length(indices_asc)
86     plot(t_relativo, respuestas_asc(:,i), 'Color', colores_asc(i,:), 'LineWidth', 1);
87 end
88
89 % Dibujar la media
90 h_media = plot(t_relativo, respuesta_asc_media, 'k', 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', '
    Media');
91
92 hold off;
93 xlabel('Tiempo relativo (s)');
94 ylabel('Respuesta normalizada del sistema');
95 title('Respuestas normalizadas a escalones ascendentes y media');
96 grid on;
97
98 % Crear la leyenda solo para la media
99 legend('show', 'Location', 'Best');
100
101 % Representar respuestas descendentes normalizadas
102 figure;
103 hold on;
104 colores_desc = lines(length(indices_desc));
105
106 % Dibujar respuestas individuales
107 for i = 1:length(indices_desc)
108     plot(t_relativo, respuestas_desc(:,i), 'Color', colores_desc(i,:), 'LineWidth', 1);
109 end
110
111 hold off;
112 xlabel('Tiempo relativo (s)');
113 ylabel('Respuesta normalizada del sistema');
114 title('Respuestas normalizadas a escalones descendentes');
115 grid on;
116
117 medio_segundo = round(0.5 * fs); % Número de muestras en medio segundo
118
119 % --- Nuevo gráfico: Solo la media de las respuestas ascendentes ---
120 figure;
121 plot(t_relativo(1:medio_segundo), respuesta_asc_media(1:medio_segundo));
122 xlabel('Tiempo relativo (s)');
123 ylabel('Respuesta normalizada del sistema');
124 title('Media de respuestas normalizadas');
125 grid on;
126
127 %% Modelo experimental
128
129 s = tf('s');
130
131 K = 4.651;
132 xi = 0.51; % 0.279
133 tau_d = 1.5e-3;
134 wn = 43.913;
135
136 G_est = ((K*wn^2)/(s^2 + (2*xi*wn*s) + wn^2))*exp(-tau_d*s);
137
138 % Definir el tiempo de simulación para la respuesta al escalón
139 t_sim = linspace(0, max(t_relativo), length(t_relativo));
140
141 % Obtener la respuesta al escalón de 2*G_exp
142 [y_model, t_model] = step(2 * G_est, t_sim);
143
144 % Graficar la comparación
145 figure;
146 hold on;
147 plot(t_relativo, respuesta_asc_media, 'b', 'LineWidth', 1, 'DisplayName', 'Sistema real');
148 plot(t_model, y_model, 'r--', 'LineWidth', 1, 'DisplayName', 'Modelo estimado');
149 hold off;
150
151 xlabel('Tiempo (s)');
152 ylabel('Tensión de salida (V)');
153 title('Comparación del sistema real frente al modelo estimado');
154 legend('Location', 'Best');

```

```

155 grid on;
156
157 %% Comparación con modelo analítico
158 load("G_vo.mat");
159 G_a = 7;
160
161 figure;
162 step(G_vo*G_a)
163 hold on;
164 step(G_est)
165 xlabel('Tiempo (s)');
166 ylabel('Tensión de salida (V)');
167 title('Comparación del modelo analítico y modelo estimado');
168 legend('Modelo analítico', 'Modelo estimado');
169 grid on;
170 hold off;
171
172 %% Mapa de polos y ceros
173
174 pzmap(G_est);
175 hold on;
176 pzmap(G_vo*G_a);
177
178 %% Diseño controlador
179
180 % Función de transferencia con retardo despreciado
181 G_est = ((K*wn^2)/(s^2 + (2*xi*wn*s) + wn^2));
182
183 % Especificaciones de diseño
184 te_c = 1.181; % Tiempo de establecimiento igual al del diseño analítico
185 xi_c = 1; % Amortiguamiento
186 wn_c = 5.86/te_c; % Frecuencia natural
187
188 K_c = 1;
189
190 G_mod = K_c*wn_c^2/(s^2+2*xi_c*wn_c*s+wn_c^2);
191
192 % Función de transferencia del controlador diseñado para las condiciones de
193 % diseño dadas
194 Gc = (G_mod)/(G_est*(1 - G_mod));
195
196
197 % Representación respuesta del sistema en lazo cerrado
198 Gyr_est = Gc*G_est/(1 + Gc*G_est);
199
200 figure;
201 step(Gyr_est)
202 grid;
203 xlabel('Tiempo'); % Etiqueta del eje X
204 ylabel('Tensión de salida [V]'); % Etiqueta del eje Y
205 title('Respuesta del sistema');
206
207 % Representación respuesta del driver. En el denominador no aparece la
208 % acción del driver porque la función de transferencia ya lo contempla
209 Gur_est = (Gc*G_a)/(1 + Gc*G_est);
210
211 figure;
212 step(Gur_est)
213 grid;
214 xlabel('Tiempo'); % Etiqueta del eje X
215 ylabel('Tensión de entrada [V]'); % Etiqueta del eje Y
216 title('Salida del driver');
217
218 %% Comparación lazo cerrado del modelo analítico y estimado con el mismo controlador
219 % Representación respuesta del sistema en lazo cerrado
220 Gyr_est = Gc*G_est/(1 + Gc*G_est);
221 Gyr_analit = Gc*G_vo*G_a/(1 + Gc*G_vo*G_a);
222
223 figure;
224 step(Gyr_est)
225 hold on;
226 step(Gyr_analit)

```

```

227 grid;
228 xlabel('Tiempo'); % Etiqueta del eje X
229 ylabel('Tensión de salida [V]'); % Etiqueta del eje Y
230 legend('Modelo estimado', 'Modelo analítico');
231 hold off;
232
233 % Representación respuesta del driver. En el denominador no aparece la
234 % acción del driver porque la función de transferencia ya lo contempla
235 Gur_est = (Gc*G_a)/(1 + Gc*G_est);
236 Gur_analit = (Gc*G_a)/(1 + Gc*G_vo*G_a);
237
238 figure;
239 step(Gur_est)
240 hold on;
241 step(Gur_analit)
242 grid;
243 xlabel('Tiempo'); % Etiqueta del eje X
244 ylabel('Tensión de entrada [V]'); % Etiqueta del eje Y
245 legend('Modelo estimado', 'Modelo analítico');
246 hold off;

```

## A.5. Código de Matlab para el análisis de Montecarlo del sistema de control de tensión de salida del generador.

### Extracto de código A.5: Analisis\_montecarlo.m

```

1 % Analisis_montecarlo.m
2 % TFM
3 % José Barroso Varo
4 % Universidad de Cádiz
5 % 3/12/2024
6 % Analisis de montecarlo para el sistema de control de tensión de salida
7 % del generador. Controlador en tiempo discreto.
8
9 %% Estudio de robustez lazo cerrado con controlador discreto - MonteCarlo
10 clc;
11 clear all;
12 close all;
13
14 control = false;
15
16 % Definir el mensaje del cuadro de diálogo
17 prompt = {'Número de iteraciones:'};
18
19 % Definir el título del cuadro de diálogo
20 dlgtitle = 'Entrada';
21
22 % Definir el número de líneas para la entrada (en este caso, 1 línea)
23 dims = [1 53]; % [Número de líneas, Ancho del cuadro de texto]
24
25 % Mostrar el cuadro de diálogo
26 respuesta = inputdlg(prompt, dlgtitle, dims);
27 iteracion = str2double(respuesta{1});
28
29 % Definir el mensaje del cuadro de diálogo
30 prompt = {'Carga resistiva deseada (Sin carga = 10000):'};
31
32 % Definir el título del cuadro de diálogo
33 dlgtitle = 'Entrada de Parámetro Z_g';
34
35 % Definir el número de líneas para la entrada (en este caso, 1 línea)
36 dims = [1 53]; % [Número de líneas, Ancho del cuadro de texto]
37

```

```

38 % Mostrar el cuadro de diálogo
39 respuesta = inputdlg(prompt, dlgtitle, dims);
40 Z_g = str2double(respuesta{1});
41
42 results = zeros(iteracion, 22); % Hay 22 constantes a modificar
43
44 var = 0.4; %Porcentaje de variación
45
46 % Inicializa la figura
47 figure(1);
48 hold on;
49
50 % Configuración del cursor de datos
51 dcm_obj = datacursormode(gcf);
52 datacursormode on;
53
54 for i = 1:iteracion
55
56     if i==1
57         R_m = 1.41; % Resistencia del motor [Ohmios]
58         R_m_var = R_m;
59         L_m = 0.644e-3; % Inductancia del motor [H]
60         L_m_var = L_m;
61         J_m = 0.134e-3; % Inercia del motor [Kg*m2]
62         J_m_var = J_m;
63         J_R = 1.836e-5; % Inercia de la reductora [Kg*m2]
64         J_R_var = J_R;
65
66         K_em = 60/(2*pi*38.9); % Constante electromotriz del motor [V/(rad/s)]. El
67         % fabricante da el valor 38.9 en rpm/V.
68         K_em_var = K_em;
69         K_Tm = 0.245; % Constante de par del motor [Nm/A]
70         K_Tm_var = K_Tm;
71         N_R = 289/3969; % Reductor del motor
72         N_R_var = N_R;
73         n_m_var = 0.89; % Rendimiento del motor
74         n_R_var = 0.75; % Rendimiento de la reductora
75
76         % RE 50 (578298)
77         R_g = 0.608; % Resistencia del generador [Ohmios]
78         R_g_var = R_g;
79         L_g = 0.423e-3; % Inductancia del generador [H]
80         L_g_var = L_g;
81         J_g = 5.42e-5; % Inercia del generador [Kg*m2]
82         J_g_var = J_g;
83         J_M = 9.1e-7; % Inercia de la multiplicadora [Kg*m2]
84         J_M_var = J_M;
85         B_g = 1e-6; % Coeficiente de fricción viscosa del generador
86         B_g_var = B_g;
87         B_m = 1e-6; % Coeficiente de fricción viscosa del motor 3
88         B_m_var = B_m;
89         B_M = 1e-6; % Coeficiente de fricción de la multiplicadora
90         B_M_var = B_M;
91         B_R = 1e-6; % Coeficiente de fricción de la reductora
92         B_R_var = B_R;
93         K_eg = 60/(2*pi*102); % Constante electromotriz del generador
94         % [V/(rad/s)]. El fabricante da el valor 102 en
95         % rpm/V.
96         K_eg_var = K_eg;
97         K_Tg = 0.0934; % Constante de par del generador [Nm/A]
98         K_Tg_var = K_Tg;
99         N_M = 26; % Multiplicadora del generador
100        N_M_var = N_M;
101        n_g_var = 0.94; % Rendimiento del generador
102        n_M_var = 0.83; % Rendimiento de la multiplicadora
103    else
104        %% Parámetros definidos por la información del fabricante
105        % RE 65 (353301)
106        R_m_var = R_m * (1 + var * (2 * rand - 1));
107        L_m_var = L_m * (1 + var * (2 * rand - 1));
108        J_m_var = J_m * (1 + var * (2 * rand - 1));
109        J_R_var = J_R * (1 + var * (2 * rand - 1));

```

```

110     K_em_var = K_em * (1 + var * (2 * rand - 1));
111     K_Tm_var = K_Tm * (1 + var * (2 * rand - 1));
112
113     % RE 50 (578298)
114     R_g_var = R_g * (1 + var * (2 * rand - 1));
115     L_g_var = L_g * (1 + var * (2 * rand - 1));
116     J_g_var = J_g * (1 + var * (2 * rand - 1));
117     J_M_var = J_M * (1 + var * (2 * rand - 1));
118     B_g_var = B_g * (1 + var * (2 * rand - 1));
119     B_m_var = B_m * (1 + var * (2 * rand - 1));
120     B_M_var = B_M * (1 + var * (2 * rand - 1));
121     B_R_var = B_R * (1 + var * (2 * rand - 1));
122     K_eg_var = K_eg * (1 + var * (2 * rand - 1));
123     K_Tg_var = K_Tg * (1 + var * (2 * rand - 1));
124 end
125
126 % Guardar los valores modificados en la matriz
127 results(i, :) = [R_m_var, L_m_var, J_m_var, J_R_var, K_em_var, K_Tm_var, ...
128                n_m_var, N_R_var, n_R_var, R_g_var, L_g_var, J_g_var, ...
129                J_M_var, B_g_var, B_m_var, B_M_var, B_R_var, ...
130                K_eg_var, K_Tg_var, n_g_var, N_M_var, n_M_var];
131
132 % Nombres de las constantes (títulos de las columnas)
133 column_titles = {'R_m', 'L_m', 'J_m', 'J_R', 'K_em', 'K_Tm', 'n_m', 'N_R', ...
134                'n_R', 'R_g', 'L_g', 'J_g', 'J_M', 'B_g', 'B_m', 'B_M', ...
135                'B_R', 'K_eg', 'K_Tg', 'n_g', 'N_M', 'n_M'};
136
137 % Convertir la matriz a una tabla con títulos
138 results_table = array2table(results, 'VariableNames', column_titles);
139
140 %% Función de transferencia y eliminación de factores comunes Vo/Vin
141 s = tf('s');
142
143 C1 = J_m_var + (J_R_var + J_M_var)*(N_R_var^2/(n_R_var*n_M_var)) + J_g_var*((N_R_var*
144     N_M_var)^2/(n_R_var*n_M_var*n_g_var));
145 C2 = B_m_var + (B_R_var + B_M_var)*(N_R_var^2/(n_R_var*n_M_var)) + B_g_var*((N_R_var*
146     N_M_var)^2/(n_R_var*n_M_var*n_g_var));
147 D1 = ((C1*s + C2)*(R_g_var + L_g_var*s + Z_g))/(Z_g*K_eg_var*N_R_var*N_M_var);
148 D2 = (K_Tm_var*n_m_var*K_em_var*(R_g_var + L_g_var*s + Z_g))/((R_m_var + L_m_var*s)*Z_g
149     *K_eg_var*N_R_var*N_M_var);
150 D3 = (K_Tg_var*N_R_var*N_M_var)/(n_R_var*n_M_var*n_g_var*Z_g);
151
152 G_Vo = (K_Tm_var*n_m_var/(R_m_var + L_m_var*s)) / (D1 + D2 + D3);
153
154 if ~control
155     %% Simplificación y conversión a ss para poder definir condicion inicial
156     % Tolerancia para considerar ceros y polos iguales
157     tol = 1e-0;
158     % Simplifica la función de transferencia
159     G_Vo_simpl = simplifica(G_Vo, tol);
160
161     %% Control por síntesis directa
162     % Función de transferencia del driver (ganancia)
163     % Se asume una relación lineal entre la entrada del driver y la salida
164     G_a = 70/10;
165
166     % Constante efectiva del sistema a controlar
167     tau_ef = tau_efectiva(G_Vo_simpl);
168
169     % Especificaciones de diseño
170     te = 100*tau_ef; % Tiempo de establecimiento
171     xi = 1; % Amortiguamiento
172     wn = 5.86/te; % Frecuencia natural
173     beta = 5;
174     a = beta*wn; % Polo que se añade a la ecuación característica de
175     % referencia para que tenga el mismo grado que la
176     % función característica de la planta en lazo cerrado
177     tauf = tau_ef/100; % Constante filtro derivativo
178     K = 1;
179
180     % Función de transferencia modelo para diseñar el controlador por síntesis

```

```

179 % directa. Lo que se busca es que el sistema Gc*G en lazo cerrado tenga la
180 % misma respuesta que la función de transferencia modelo que se especifica.
181 G_mod = K*wn^2/(s^2+2*xi*wn*s+wn^2);
182
183 T_m = tau_ef/2;
184 T_m = floor(T_m * 1000) / 1000; % Trunca a 3 decimales
185
186 G_vo_simpl_z = c2d(G_Vo_simpl,T_m,'zoh');
187
188 % Obtención de G_mod en tiempo discreto
189 G_mod_z = c2d(G_mod,T_m,'zoh');
190
191 % Función de transferencia del controlador diseñado para las condiciones
192 % definidas
193 Gc_z = G_mod_z/(G_vo_simpl_z*G_a*(1 - G_mod_z));
194
195 control = true;
196 end
197
198 [y, t_y, u_a, t_ua] = simulate_control_system_2(G_Vo, 2, G_a, Gc_z, T_m, 10);
199
200 % Graficar cada curva y asignar información específica
201 h = plot(t_y, y, 'DisplayName', sprintf('Sim %d', i));
202
203 % Asociar información específica de la iteración con la curva
204 set(h, 'UserData', i);
205 drawnow;
206 end
207
208 % Configurar la interacción
209 set(dcm_obj, 'UpdateFcn', @(obj, event_obj) ...
210     sprintf('Sim %d', get(event_obj.Target, 'UserData')));
211
212 % Finalizar la configuración del gráfico
213 xlabel('Tiempo (s)');
214 ylabel('Respuesta del sistema (V)');
215 grid on;
216 hold off;
217
218 %% Busco el parámetro que más se aleja del valor nominal
219 sim = 25; % Número de la simulación a analizar
220
221 % Fila 1 (valores de referencia)
222 fila_1 = results_table{1, :}; % Convertir la fila 1 a un array numérico
223
224 % Valores a comparar
225 fila_sim = results_table{sim, :}; % Convertir la fila seleccionada a un array numérico
226
227 % Calcular diferencias absolutas
228 diferencias = abs(fila_sim - fila_1);
229
230 % Calcular diferencias relativas (porcentaje)
231 diferencias_porcentaje = diferencias ./ abs(fila_1) * 100;
232
233 % Encontrar el índice del porcentaje máximo
234 [~, idx_max] = max(diferencias_porcentaje);
235
236 % Obtener el nombre de la columna, el valor correspondiente y el porcentaje
237 columna_max = results_table.Properties.VariableNames{idx_max};
238 valor_sim = fila_sim(idx_max);
239 valor_nominal = fila_1(idx_max);
240 porcentaje_max = diferencias_porcentaje(idx_max);
241
242 % Mostrar el resultado
243 fprintf('El parámetro que más se aleja en términos porcentuales es "%s".\n', columna_max);
244 fprintf('El valor en la simulación %d es %.8f y se aleja %.2f%% del valor nominal %.8f.\n',
    ...
245     sim, valor_sim, porcentaje_max, valor_nominal);

```

# Capítulo B

## Diagramas de simulación en el software Simulink

### B.1. Diagrama de simulación del modelo matemático del sistema

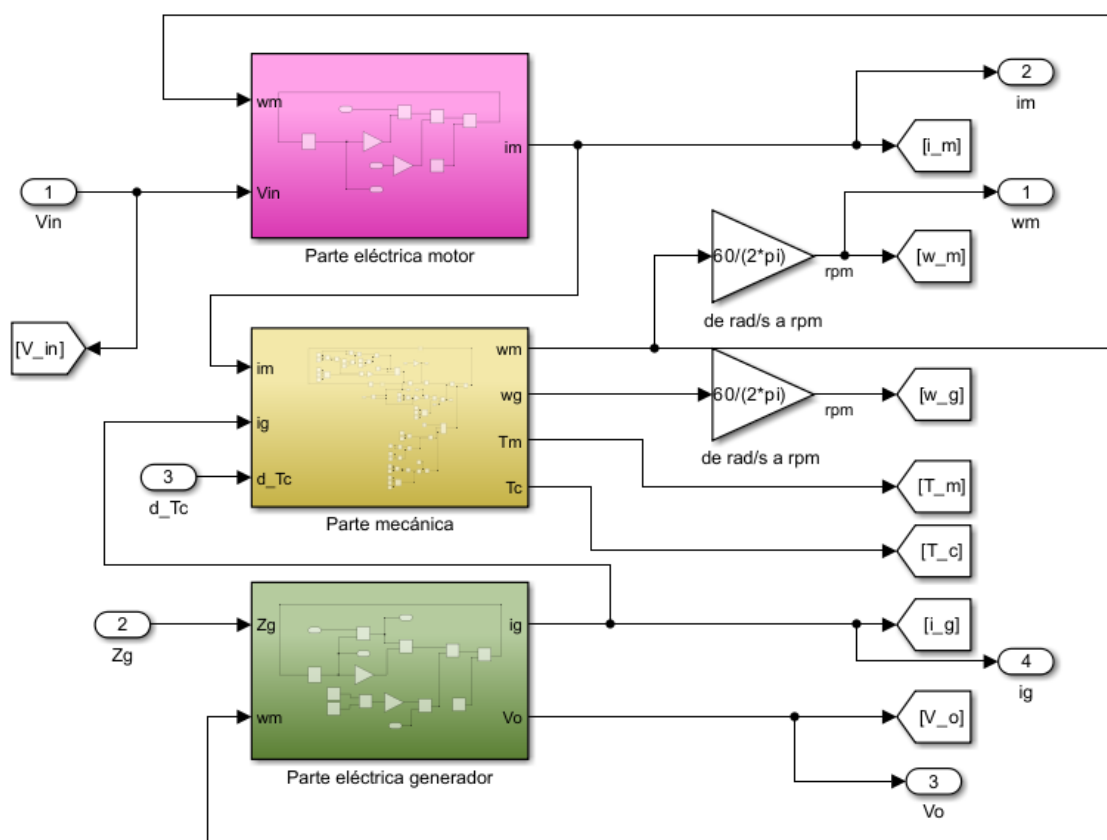


Figura B.1: Diagrama de simulación del modelo matemático del sistema completo.

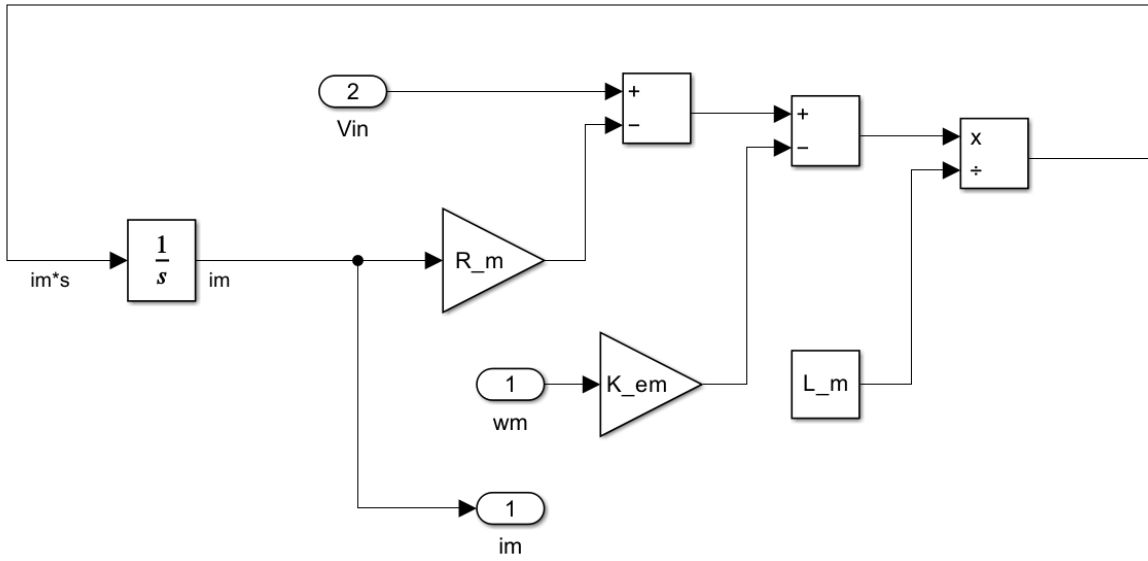


Figura B.2: Diagrama del modelo matemático del motor.

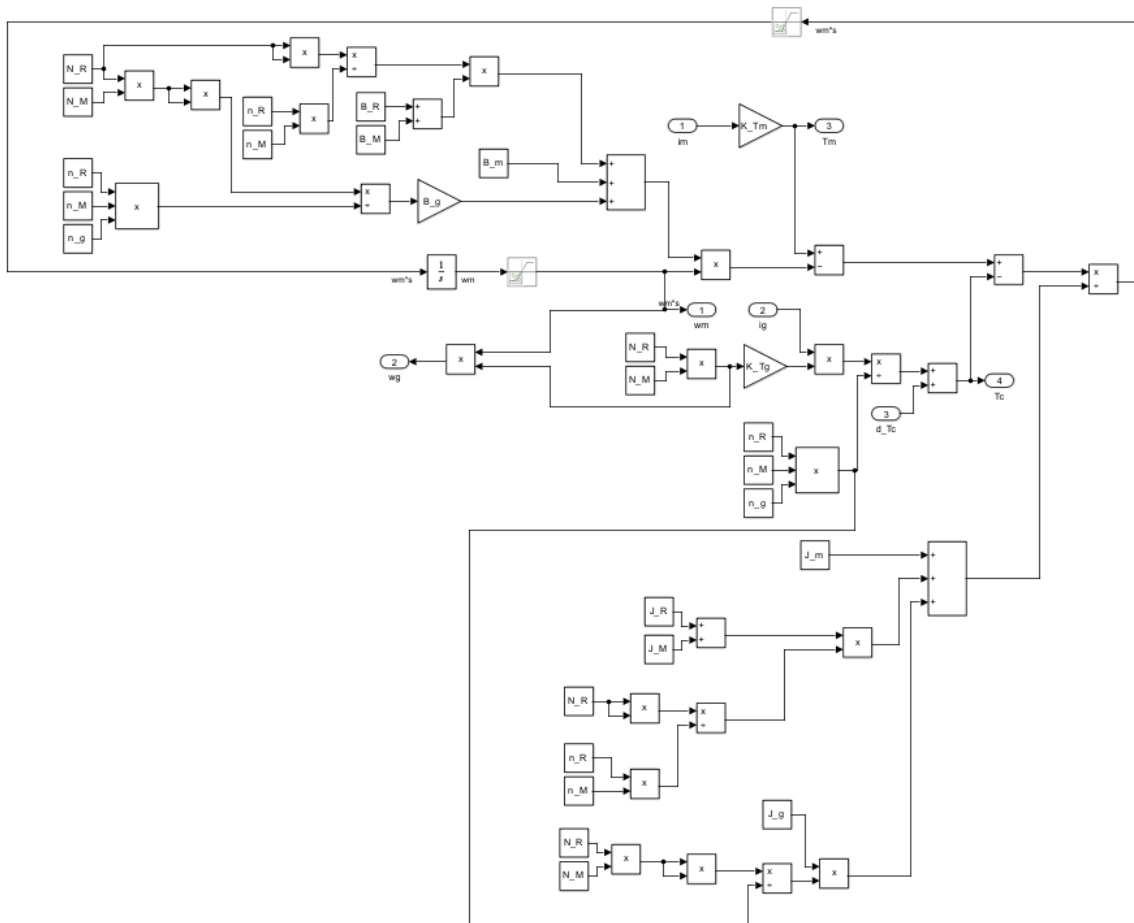


Figura B.3: Diagrama de la dinámica y acoplamiento del sistema mecánico.

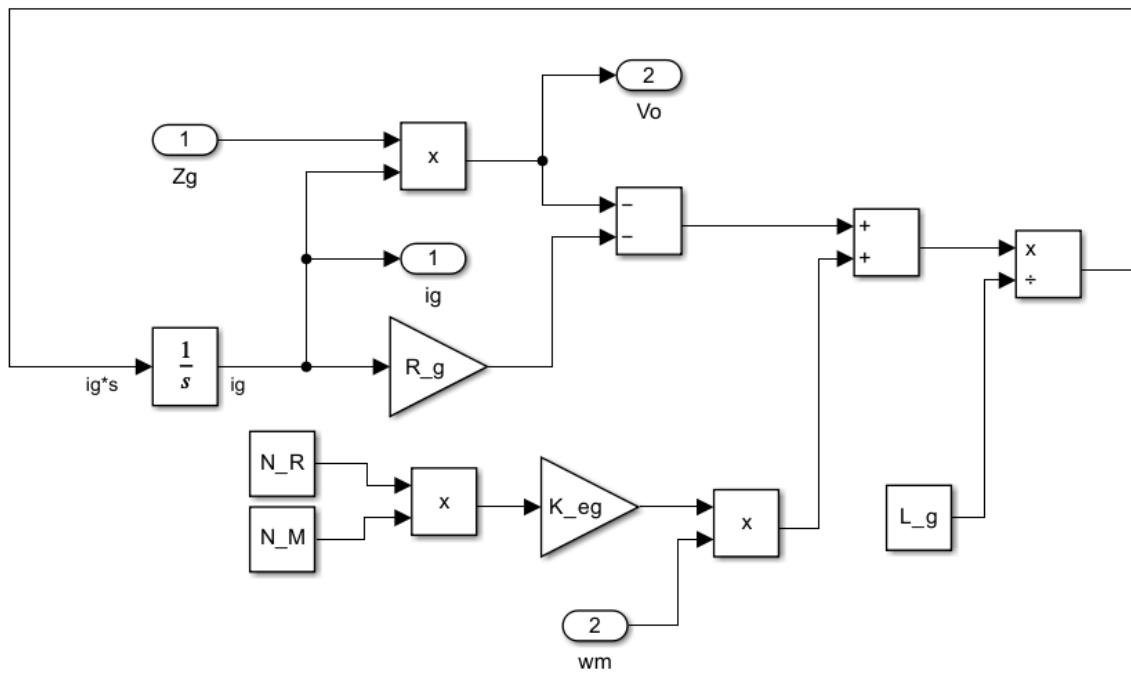


Figura B.4: Diagrama del modelo matemático del generador.

## B.2. Diagrama de Simulink para análisis en lazo cerrado

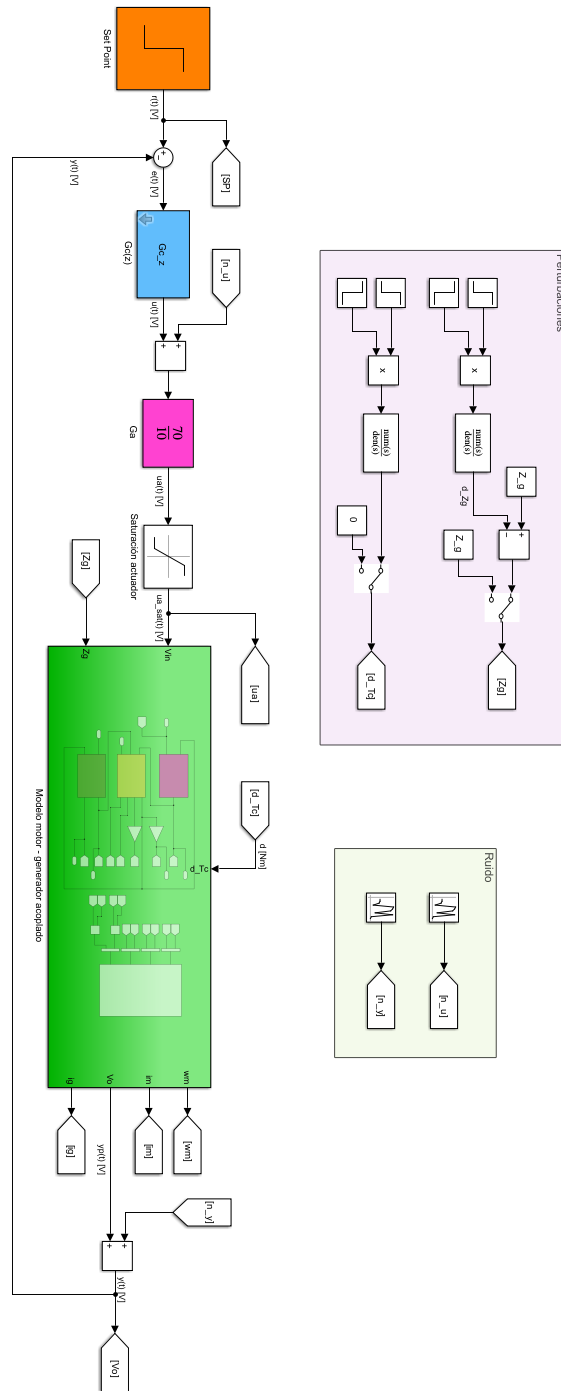


Figura B.5: Diagrama de simulación del sistema en lazo cerrado.

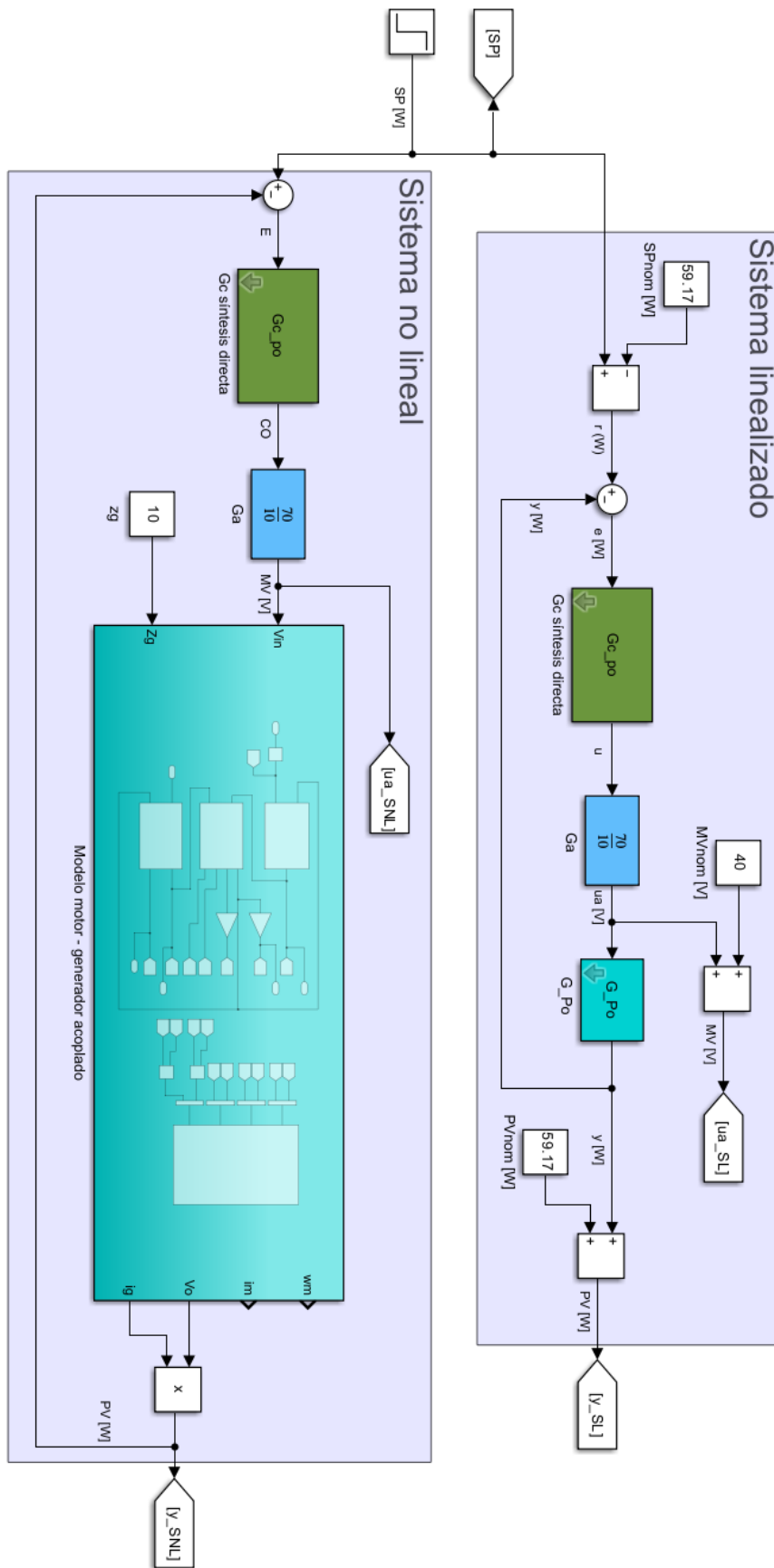


Figura B.6: Diagrama de simulación de sistema de control de potencia.

# Capítulo C

## Puesta en marcha del banco de ensayos

---

A continuación, se definen los pasos a seguir para la puesta en marcha del banco de ensayos desarrollado en el presente trabajo. El procedimiento descrito abarca desde la creación del proyecto en *Simulink* y *ControlDesk*, pasando por el encendido y accionamiento del banco, hasta el almacenamiento de las medidas registradas en *ControlDesk* para su posterior análisis en *Matlab*.

1. El primer paso consiste en crear un proyecto en *Simulink* configurado para trabajar con la *dSPACE*. Para ello, se debe abrir un nuevo proyecto en *Simulink* y seleccionar una nueva plantilla RTI1104, tal como se indica en la siguiente figura:

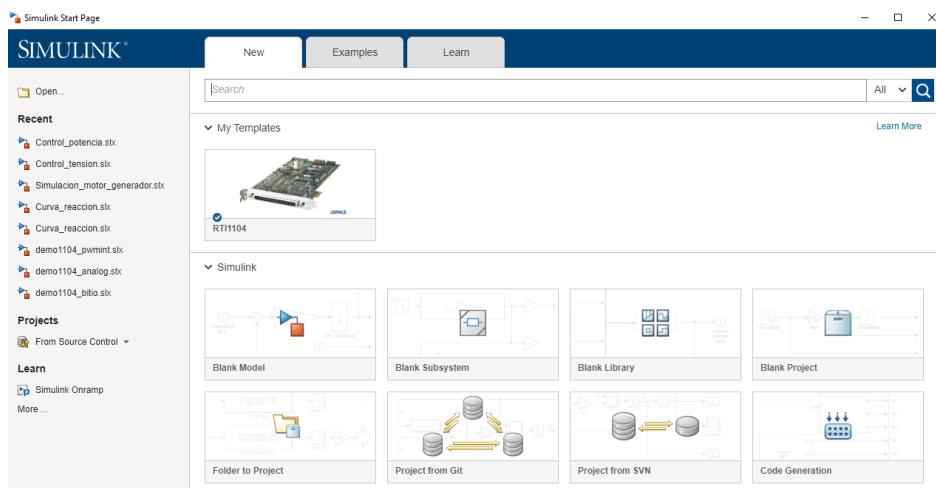


Figura C.1: Ventana de nuevo proyecto en *Simulink*.

Cabe destacar que esta plantilla no aparece por defecto en *Simulink* si no se tienen instaladas las librerías necesarias en *Matlab* para trabajar con *dSPACE*. Este procedimiento se está realizando con el ordenador situado junto al banco de ensayos, en el laboratorio C14 (Grupo GAPSIS) de la Escuela Superior de Ingeniería de la Universidad de Cádiz.

Esta plantilla incluye la configuración necesaria para poder compilar el esquema directamente en la tarjeta *dSPACE*.

2. Una vez creado el proyecto, se mostrará un entorno genérico de *Simulink* configurado para su compilación en *dSPACE*. En la ventana principal aparecerá un bloque gris llamado *RTI Data*. Este bloque no debe eliminarse, ya que su ausencia provocará un error durante el proceso de compilación.

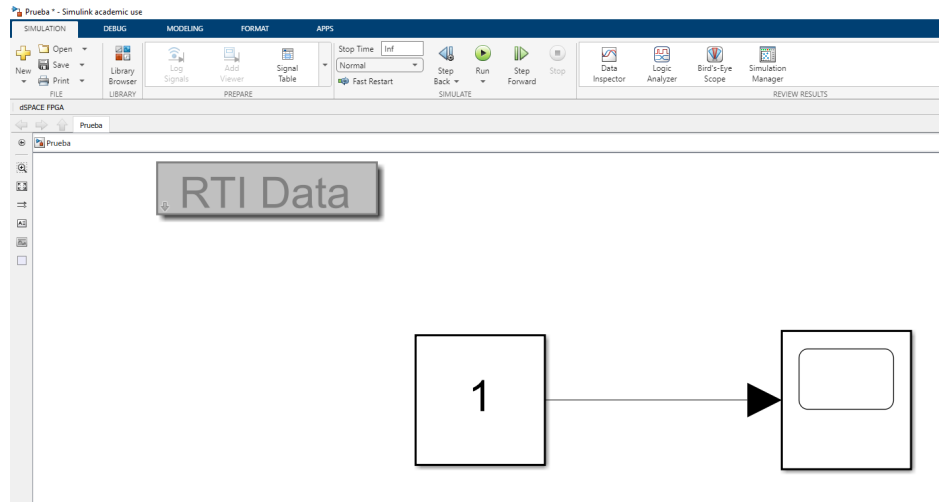


Figura C.2: Proyecto de *Simulink* para trabajar en la tarjeta *dSPACE*.

Se ha creado un subsistema que representa la planta, el cual incluye los bloques DAC y ADC ya configurados, junto con el tratamiento de señales necesario para obtener cada variable en su correspondiente unidad de medida. Este bloque presenta ocho salidas y dos entradas, una correspondiente a la señal de habilitación y la otra a la señal de control, la cual debe estar comprendida entre  $\pm 10$  V.

Es importante destacar que, en caso de tener conectada la carga eléctrica al generador, la señal de control nunca debe ser negativa, ya que ello provocaría una inversión en el sentido de giro del eje, lo que a su vez conllevaría una inversión en la polaridad de la tensión generada. Este escenario no es admisible en la configuración actual, y en caso de ser requerido, debería implementarse un rectificador de tensión.

Para evitar esta situación, se ha incorporado un bloque denominado *Restricción de signo*, que impide que la señal de control adopte valores negativos.

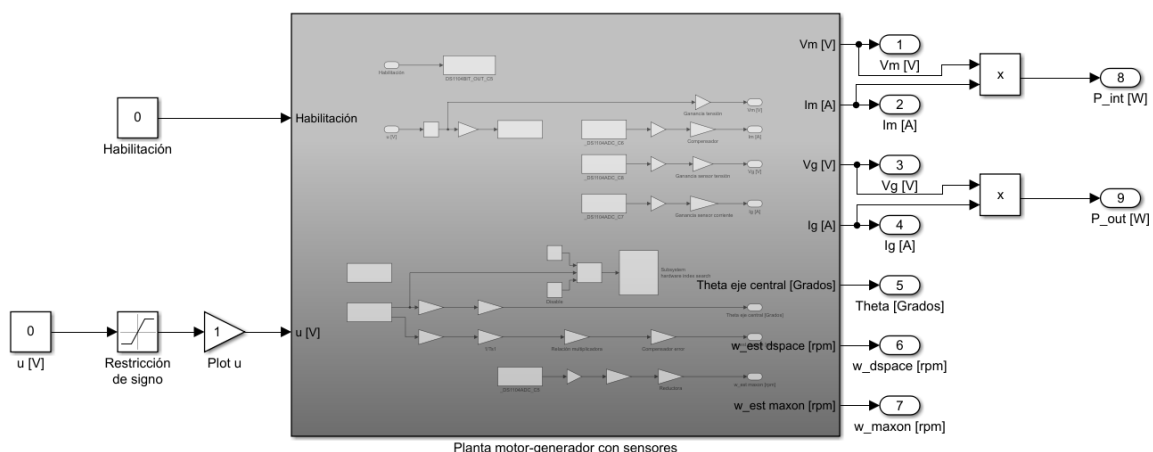


Figura C.3: Bloque de *Simulink* configurado para experimentos en la planta real.

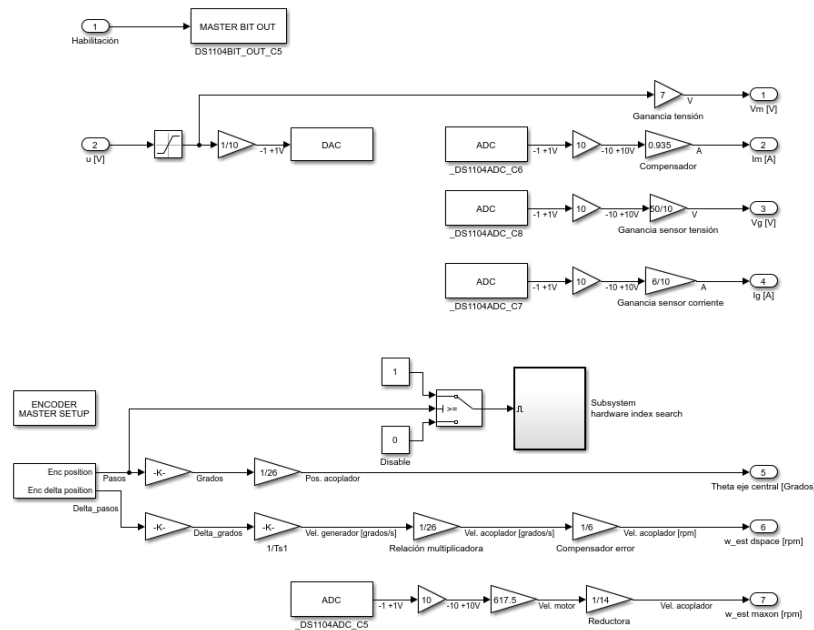


Figura C.4: Construcción interna del bloque mostrado en la Figura C.2.

- Configurar el modelo en *Simulink* en tiempo discreto con un periodo de muestreo de 1 kHz. Si se requiere otro valor, es necesario modificar manualmente el bloque  $1/T_s$  en el subsistema correspondiente. Guardar el proyecto en la ubicación deseada, que también se utilizará en *ControlDesk*.
- Compilar y cargar el modelo en la *dSPACE* pulsando CTRL+B. Esto generará un archivo necesario para *ControlDesk*. Es importante asegurarse de que en *Matlab* está abierta la ruta del proyecto para evitar errores de compilación.
- En *ControlDesk*, seleccionar File + New Project + Experiment para crear un nuevo proyecto con su experimento asociado. Un mismo proyecto puede contener varios experimentos distintos.

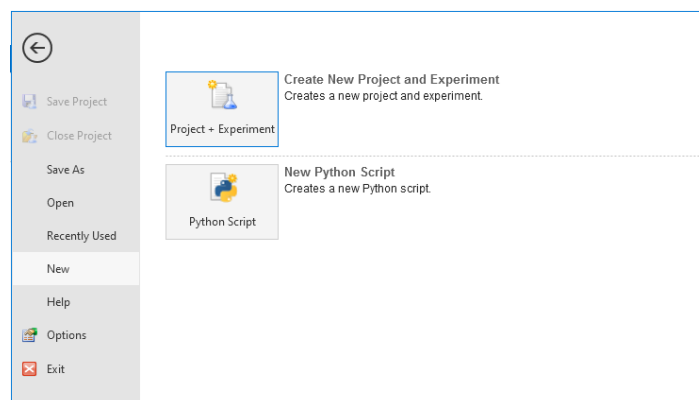


Figura C.5: Ventana para crear un nuevo proyecto en *ControlDesk*.

3. En la siguiente ventana, seleccionar la ubicación y definir un nombre para el proyecto. Es importante que la ubicación coincida con la carpeta donde se encuentra

el proyecto de *Simulink*.

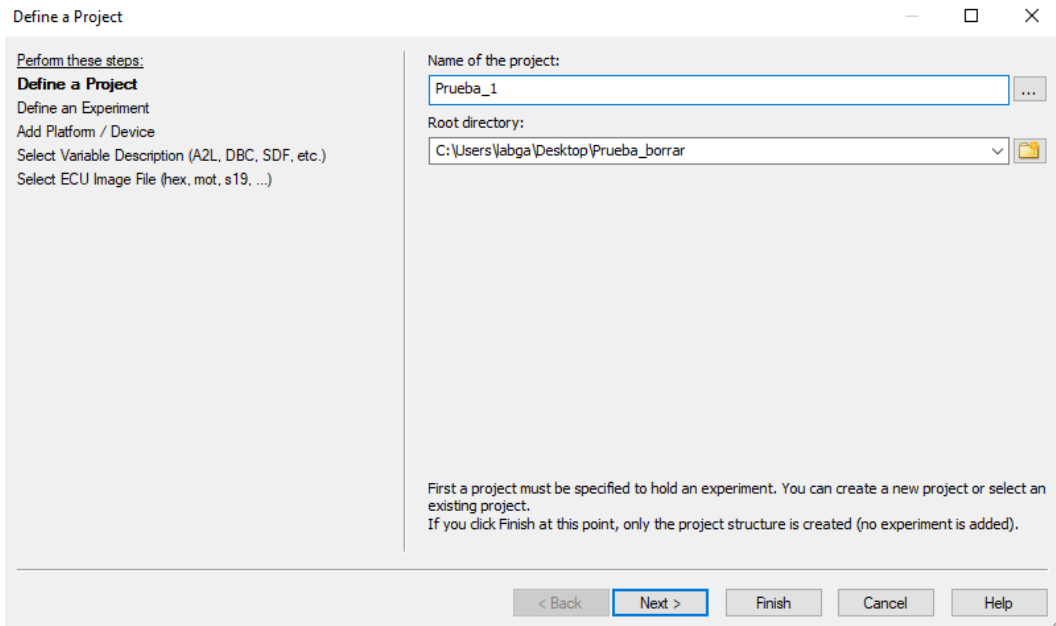


Figura C.6: Definición del nombre y ubicación del proyecto.

4. A continuación, definir un nombre para el experimento asociado al proyecto.

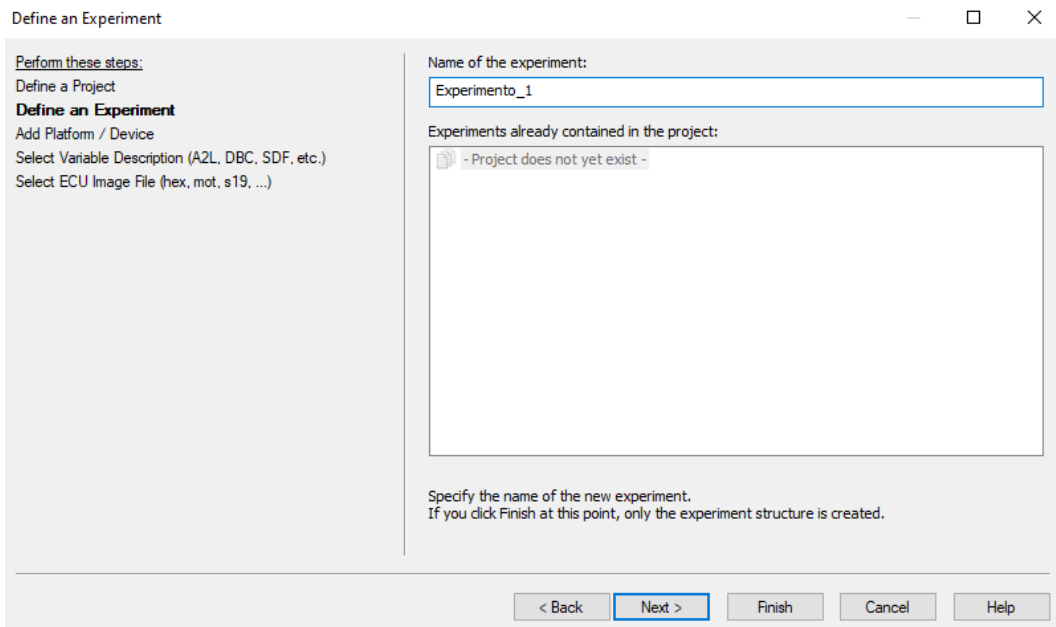


Figura C.7: Definición del nombre del experimento.

5. En la siguiente ventana, seleccionar la tarjeta DS1104 y continuar con la configuración. Este paso debe realizarse en el ordenador del laboratorio, que dispone de la licencia activa necesaria para el uso de *ControlDesk*.

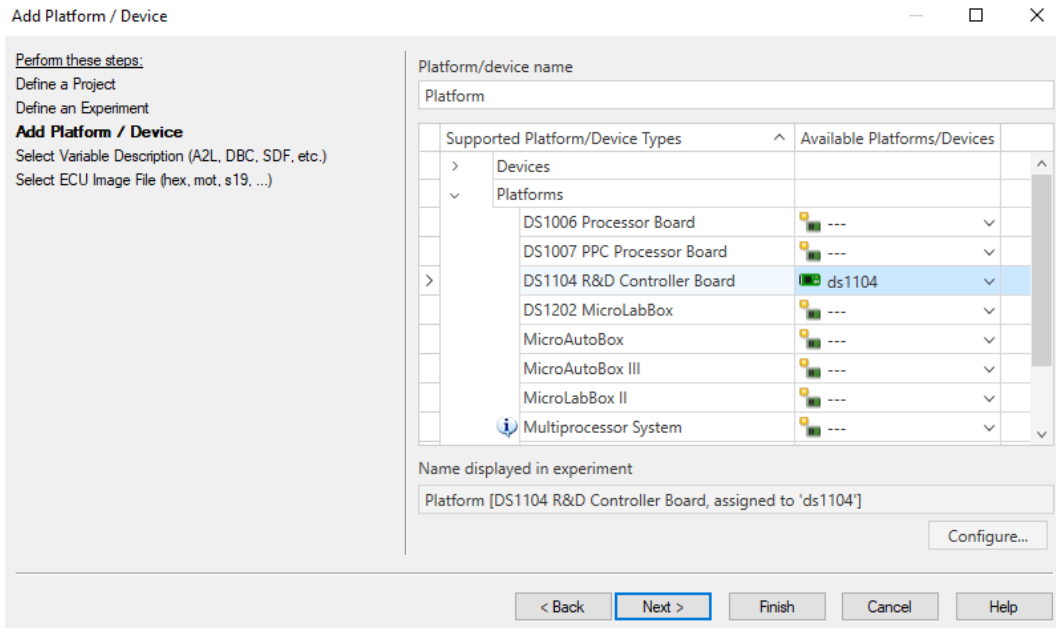


Figura C.8: Selección de la tarjeta *dSPACE* en *ControlDesk*.

6. Pulsar **Import from file**, dirigirse a la ubicación del proyecto y seleccionar el archivo con el nombre del proyecto de *Simulink* en formato *.sdf*, tal como se muestra en la siguiente figura. Este archivo se genera automáticamente al compilar el proyecto en *Simulink* y se actualiza cada vez que se realiza una nueva compilación y carga en la *dSPACE*.

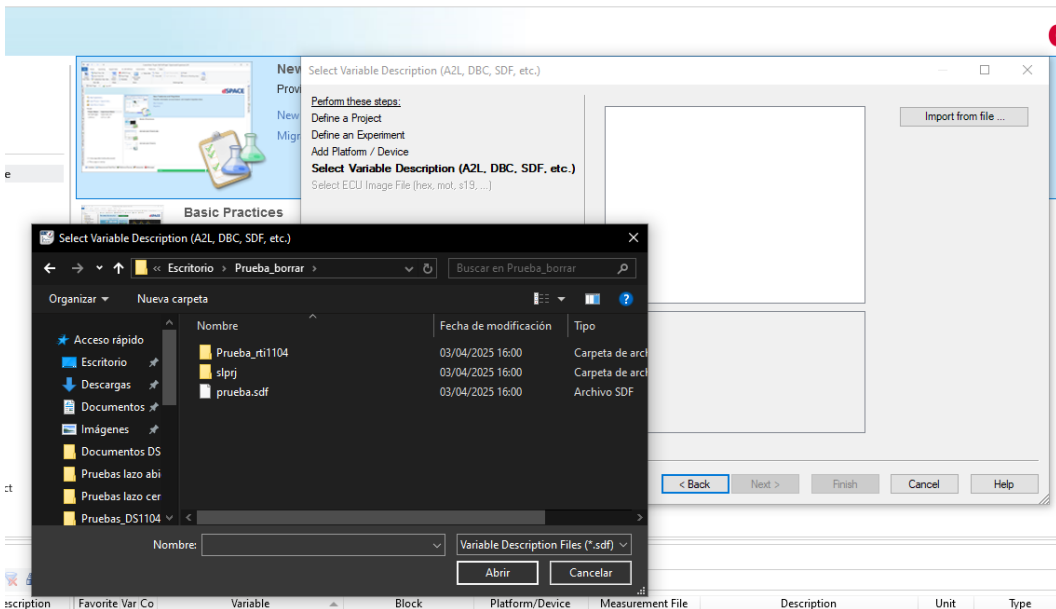


Figura C.9: Selección del archivo generado por *Simulink*.

7. En este punto, debería aparecer un *Layout* en blanco sobre el que se puede crear un entorno personalizado para el monitoreo y control del sistema.

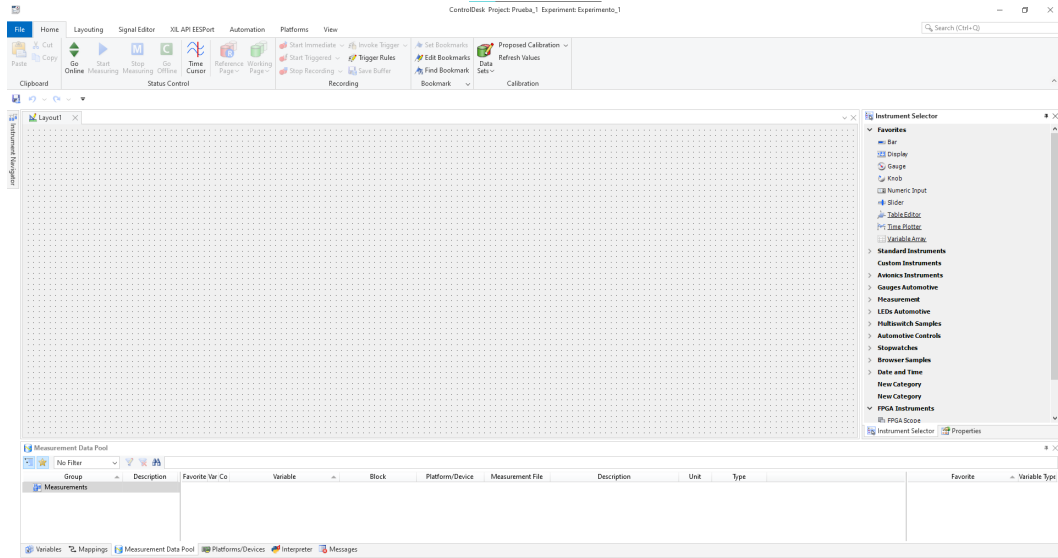


Figura C.10: Entorno de *ControlDesk* para crear el experimento.

En la siguiente figura se muestra un ejemplo de entorno creado para ajustar un controlador PID de forma experimental en el banco de ensayos desarrollado.

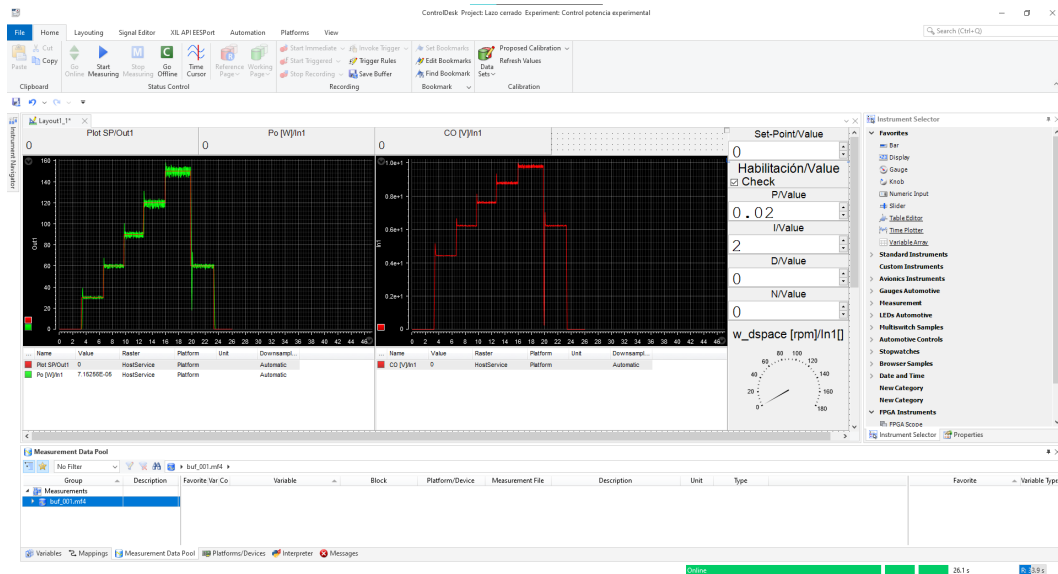


Figura C.11: Ejemplo de un entorno para ajuste experimental de un controlador PID.

8. Para iniciar un experimento, asegurarse de que todos los equipos estén encendidos. Por lo general, todos se encuentran conectados a una misma regleta. La fuente de alimentación debe estar configurada con una tensión de salida de 70,2 V, de forma que se garantice una entrada de 70 V en el driver. Verificar también la carga conectada; en caso de iniciar el experimento con una carga eléctrica, asegurarse de que, si se trata de una carga resistiva, su valor no sea inferior a 8  $\Omega$ .

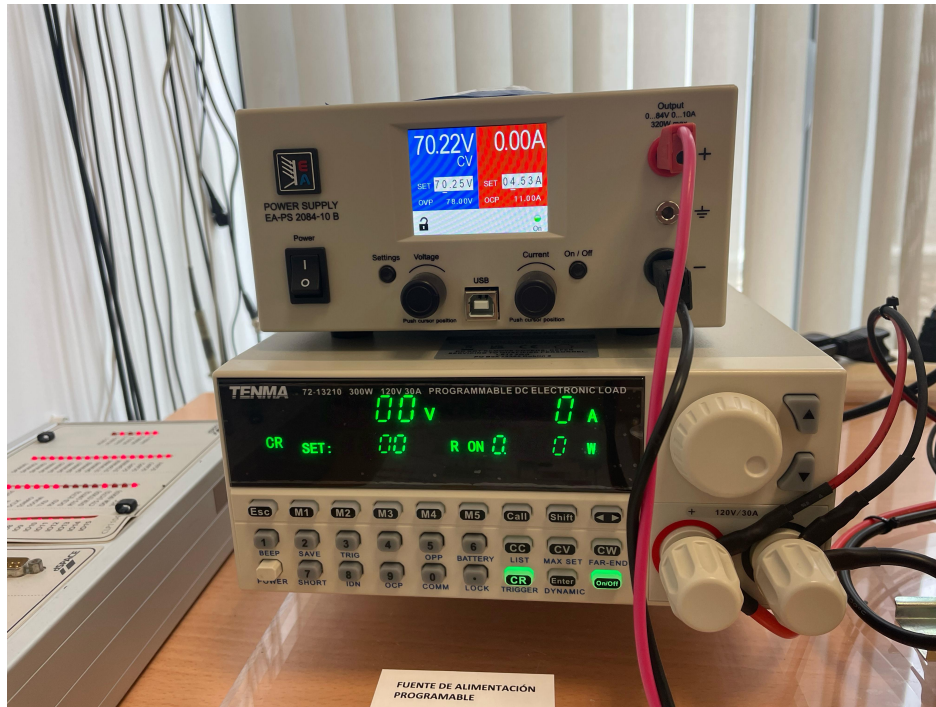


Figura C.12: Carga electrónica y fuente de alimentación programable.

Por lo general, tras compilar el proyecto de *Simulink*, la señal de habilitación se encuentra a 0. Por tanto, el LED mostrado en la siguiente figura parpadeará, indicando que el sistema no está habilitado y que su manipulación es segura.



Figura C.13: Driver de motores Maxon.

Si el LED se encuentra en verde fijo, significa que el driver está habilitado y el

motor comenzará a girar en cuanto reciba una señal de entrada. Por el contrario, un LED rojo indica la presencia de algún tipo de error, el cual puede consultarse a través del software de *Maxon* instalado en el ordenador portátil situado junto a la planta, o bien conectando el cable USB al ordenador principal, donde también se encuentra instalado dicho software.

Por lo general, el LED en rojo puede apagarse deshabilitando y volviendo a habilitar el driver. Los fallos más comunes son: sobrecorriente, sobretensión, tensión insuficiente o exceso de temperatura.

9. Tras comprobar el correcto estado del banco de ensayos, se puede pulsar en **Go Online** en *ControlDesk* y, posteriormente, en **Start Measuring**, si se están utilizando *Plotters*. En este punto, ya es posible controlar y monitorizar la planta desde *ControlDesk*.
10. Para guardar un experimento y exportarlo a *Matlab*, se debe seguir el siguiente procedimiento:
  - Iniciar el experimento pulsando **Go Online**.
  - Cuando se desee comenzar la medición, pulsar **Start Measuring**.
  - Una vez finalizado el experimento, pulsar **Stop Measuring**. El tiempo máximo de almacenamiento del software es de aproximadamente un minuto, por lo que se recomienda iniciar la medición únicamente cuando el experimento vaya a comenzar y detenerla justo al finalizar, evitando así registrar datos innecesarios.
  - Finalmente, pulsar **Save Buffer** para guardar las mediciones registradas.

Para exportar las mediciones, en la parte inferior de la pantalla dirigirse a **Measurement Data**, hacer clic derecho sobre **Measurements** y seleccionar **Open**.

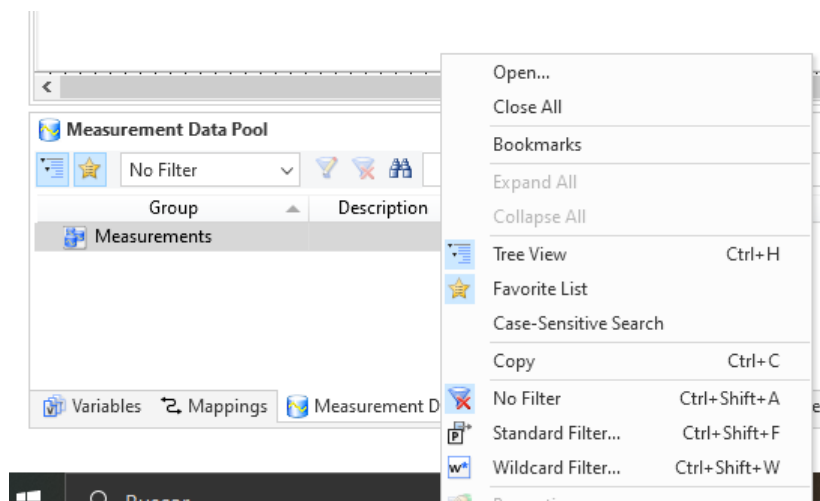


Figura C.14: Pestaña *Measurements* para abrir las medidas tomadas en un experimento.

A continuación, dentro de la carpeta del proyecto, se encuentra una subcarpeta denominada **Measurement Data**, en la cual se almacenan todos los experimen-

tos guardados tras pulsar Save Buffer. Se debe buscar el archivo de medición correspondiente según la hora de almacenamiento y pulsar en Abrir.

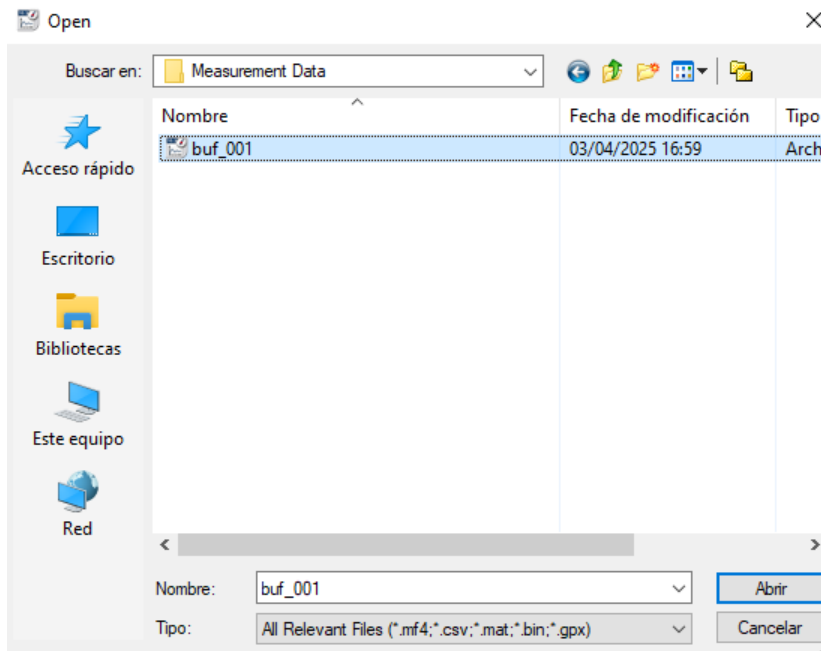


Figura C.15: Archivo con las medidas.

En la nueva línea que aparece bajo Measurements, hacer clic derecho y seleccionar la opción Export.

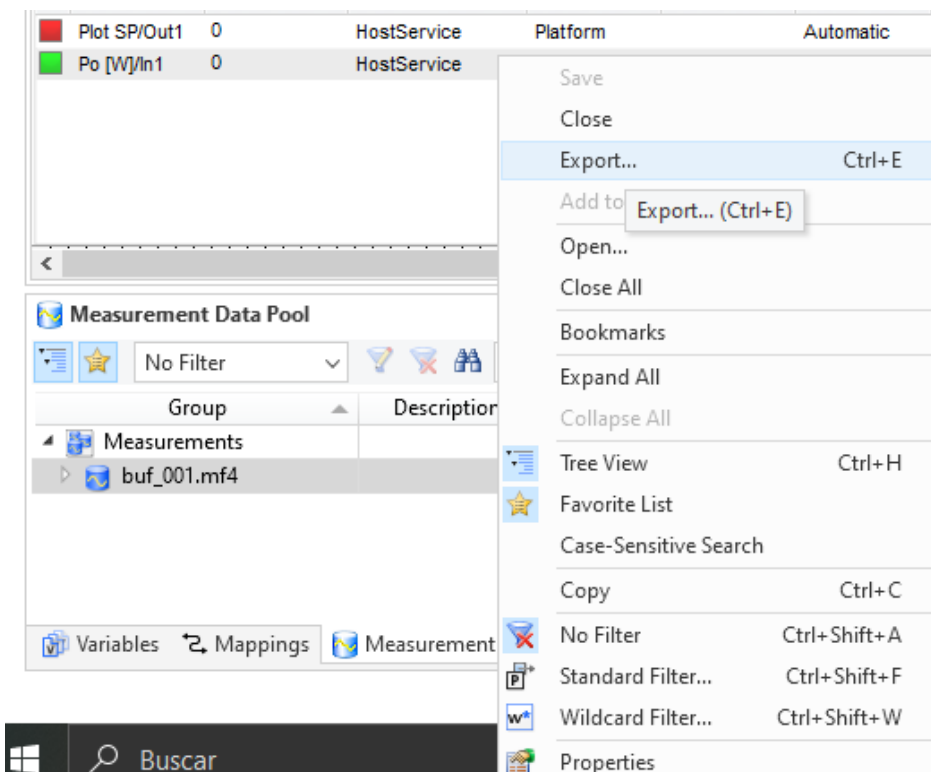


Figura C.16: Exportar las medidas procesarlas posteriormente.

Finalmente, en la ventana que se abre, seleccionar el formato `.mat` para poder abrir el archivo posteriormente con *Matlab*.

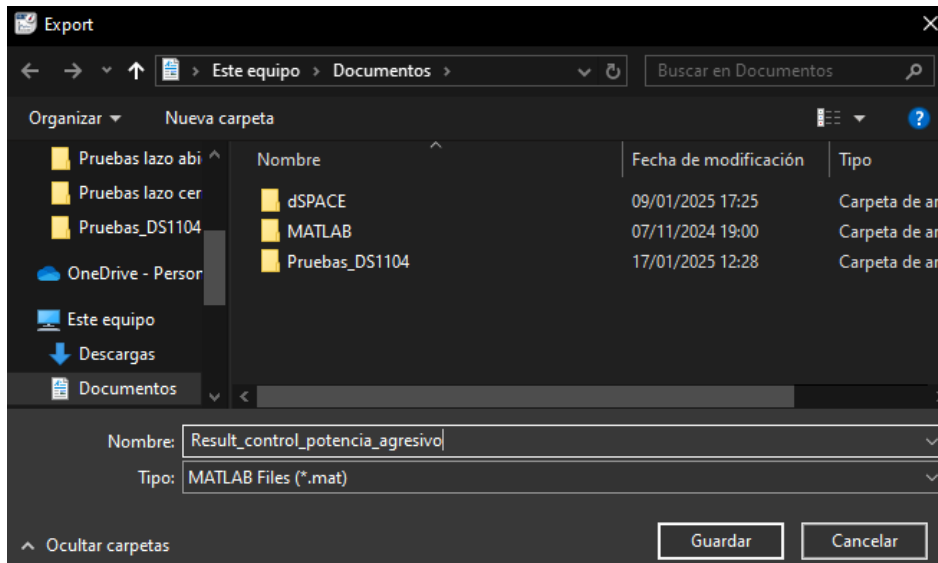


Figura C.17: Exportarlas en `.mat` para poder abrirlas en el software *Matlab*.

Tras finalizar el experimento, deshabilitar la planta desde el entorno de *Control-Desk* y pulsar en *Go Offline*. Es importante realizar este paso cada vez que se desee cargar un nuevo proyecto de *Simulink* en la *dSPACE*. En caso de no pulsar *Go Offline* antes de compilar, se generará un error en *Simulink*.