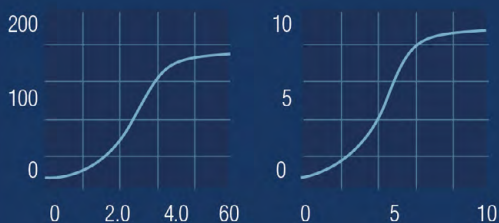
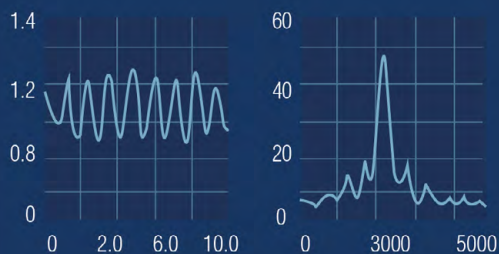


FUNDAMENTOS DE **CONTROL** 2do VOL. CON **LABVIEW**

Panel Frontal



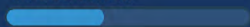
Amplitud



Velocidad

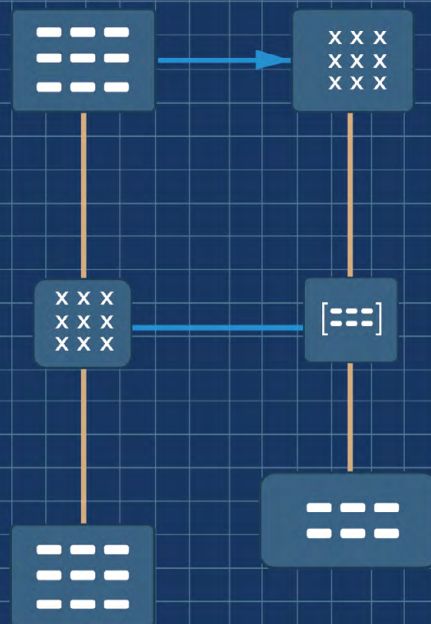


Frecuencia



STOP

Diagrama de bloques



Ivaldo Torres Chávez
Diego Armando Mejía Bugallo
Oscar Eduardo Gualdrón Guerrero

FUNDAMENTOS DE
CONTROL 2do VOL. CON
 LABVIEW

*Fundamentos de control con LabVIEW/ Ivaldo Torres Chávez,
Diego Armando Mejía Bugallo, Oscar Eduardo Gualdrón
Guerrero. Pamplona: Universidad de Pamplona. 2025.*

185 p; 17 cm x 24 cm

ISBN (Digital): 978-628-7656-78-9

© Universidad de Pamplona

© Sello Editorial Unipamplona

Sede Principal Pamplona, Km 1 Vía Bucaramanga-
Ciudad Universitaria. Norte de Santander, Colombia.

www.unipamplona.edu.co

Teléfono: 6075685303

Fundamentos de control con LabVIEW

Ivaldo Torres Chávez

Diego Armando Mejía Bugallo

Oscar Eduardo Gualdrón Guerrero

ISBN (digital): 978-628-7656-78-9

DOI: <https://doi.org/10.24054/7sy2p329>

Primera edición octubre de 2025

Colección Tecnologías e Ingenierías

© Sello Editorial Unipamplona

Rector: Ivaldo Torres Chávez Ph.D

Vicerrector de Investigaciones: Aldo Pardo García Ph.D

Jefe Sello Editorial Unipamplona: Caterine Mojica Acevedo

Corrección de estilo: Andrea del Pilar Durán Jaimes

Diseño y diagramación: Laura Angelica Buitrago Quintero

Hecho el depósito que establece la ley. Todos los derechos reservados.
Prohibida su reproducción total o parcial por cualquier medio, sin
permiso del editor.



FUNDAMENTOS DE **CONTROL** ^{2do VOL.} CON **LABVIEW**

Ivaldo Torres Chávez
Diego Armando Mejía Bugallo
Oscar Eduardo Gualdrón Guerrero



Vicerrectoría de
INVESTIGACIONES
UNIPAMPLONA

“Formando nuevas generaciones con
sello de excelencia comprometidos
con la transformación social de las
regiones y un país en paz”

Este manuscrito representa la culminación de un esfuerzo llevado a cabo por nuestro colectivo de investigación durante el año 2023. Partiendo del material que hemos utilizado tanto en clases como en nuestro grupo de investigación, en colaboración con mi mentor, Ivaldo Torres Chávez, surgió la idea de formular un libro centrado en áreas como sistemas de control y programación con LabVIEW, diseñada específicamente para atender las necesidades educativas de los estudiantes universitarios que participan en sus esfuerzos de formación profesional, con especial énfasis en campos especializados como los sistemas de control y la programación que utilizan el entorno de LabVIEW.

La necesidad de un trabajo escrito en español que fuera sencillo, metódico y práctico, se hizo evidente al no encontrar recursos que reunieran la vasta información disponible sobre LabVIEW y su relación con la teoría de control en ingeniería. Se pretende crear un recurso accesible y atractivo para estudiantes en esta área que estén interesados en iniciar

su viaje en los sistemas de control que utilizan LabVIEW, mientras observan sus avances desde un punto de vista pragmático. Adicionalmente, con el fin de presentar un contenido claro y conciso, que permita a los estudiantes adquirir conocimientos básicos de sistemas de control y programación en LabVIEW, sin perderse en la inmensidad de información técnica disponible en internet o en libros excesivamente complejos.

LabVIEW es una plataforma poderosa para el desarrollo de programas de adquisición y análisis de datos, y su facilidad de uso y versatilidad la hacen una herramienta ideal para la enseñanza y aplicación de la teoría de control. Este trabajo académico consta de nueve unidades distintas que abarcan las representaciones matemáticas de los sistemas, así como la formulación de sistemas de control de retroalimentación. Aborda temas como el modelado de variables de estado, las metodologías para la localización de raíces y el análisis de estabilidad en el dominio de la frecuencia, entre otros temas pertinentes.

Sin embargo, se recomienda leer el libro “LabVIEW un enfoque práctico para principiantes” de los autores Ivaldo Torres Chávez, Diego Armando Mejía Bugallo y Wilson Andrés Suárez Villamizar antes de abordar este libro, con el fin de tener conceptos básicos de LabVIEW y que a la hora de abordar este libro sea más sencillo el entendimiento del mismo.

La intención es que este escrito sea una guía de aprendizaje práctica que permita a los lectores no solo comprender los principios del control, sino también aplicarlos utilizando LabVIEW. Cada unidad está diseñada para guiar al lector paso a paso, desde los conceptos básicos hasta aplicaciones más complejas, facilitando un aprendizaje progresivo y sólido. Los ejemplos prácticos y ejercicios propuestos buscan reforzar el aprendizaje y permitir a los estudiantes experimentar con los conceptos teóricos en un entorno práctico.

Además, este libro está pensado para ser un recurso útil no solo para estudiantes, sino también para profesionales y egresados que deseen profundizar en el uso de LabVIEW en aplicaciones de control. En un mundo donde la

tecnología avanza rápidamente, la capacidad de adaptarse y aplicar nuevas herramientas es esencial. LabVIEW, con su enfoque visual y su capacidad de integración con otros sistemas, ofrece una plataforma ideal para explorar y desarrollar nuevas soluciones en el ámbito del control.

Se espera que este libro no solo sea un recurso educativo valioso, sino también una inspiración para aquellos que deseen adentrarse en el mundo del control utilizando LabVIEW. A través de los temas tratados y los ejemplos prácticos, buscamos proporcionar una base sólida y una guía clara que facilite el aprendizaje y la aplicación efectiva de estos conocimientos.

Se tiene la certeza de que, con dedicación y práctica, los lectores podrán adquirir habilidades valiosas y aplicarlas en sus futuros proyectos profesionales.

Agradecemos a todos los que han contribuido a este proyecto, y esperamos que encuentren en estas páginas una herramienta útil y enriquecedora para su desarrollo profesional.

¡Bienvenidos a este viaje de aprendizaje y descubrimiento con LabVIEW y la teoría de control!

Ivaldo Torres Chávez

De manera personal quiero agradecer a Dios, por darme salud y vida para poder llevar a cabo todos los proyectos que me he propuesto, a mi familia por acompañarme y apoyarme en cada fase de mi vida profesional y educativa. A mi Universidad de Pamplona, la institución que llevo en el corazón por todo lo que ha significado para mi vida, por las alegrías que me ha dado durante todo el proceso pedagógico y laboral. Al grupo de investigación LOGOS, el cual presentó un gran interés en el desarrollo de este proyecto y a quienes destaco por su gran interés en el ámbito investigativo. Y por último agradecer a mi equipo de trabajo, Diego y Oscar, que demostraron un gran interés al momento de realizar este proyecto y con quienes compartí grandes momentos durante el desarrollo del mismo.

Diego Armando Mejía

En primer lugar, agradecer a la Universidad de Pamplona por el acompañamiento y apoyo en el desarrollo de este ejercicio. A mi maestro Ivaldo Torres por el apoyo guía y toda la experiencia compartida. También debo reconocer la ayuda de familia porque, en los momentos más difíciles de este proyecto, me apoyaba en todo sentido y me brindaba otros espacios de relajo para despejar la mente e iniciar nuevamente con energías recargadas. Finalmente, reconocer la paciencia del equipo de trabajo durante el desarrollo de este trabajo.

Oscar Eduardo Gualdrón Guerrero

Expreso mi más sincero agradecimiento a todas las personas que hicieron posible la realización de este libro, Fundamentos de Control con LabVIEW. En primer lugar, agradezco a Dios por brindarme la fortaleza, la sabiduría y la perseverancia necesarias para culminar este proyecto académico y profesional. A mi familia, por su paciencia, apoyo incondicional y comprensión durante las largas jornadas de trabajo. Su confianza en mí ha sido el motor que impulsó cada página de esta obra. Este libro está inspirado en la experiencia compartida en el aula, en los laboratorios y en cada intento por acercar la teoría a la práctica real. A los colegas y profesionales del área de ingeniería que han contribuido con sus sugerencias, revisiones y críticas constructivas. En especial, agradezco a quienes compartieron conmigo su conocimiento sobre LabVIEW y sistemas de control, enriqueciendo la perspectiva técnica y pedagógica de este texto. Finalmente, a la Universidad por brindar el entorno propicio para la investigación, el desarrollo académico y la divulgación del conocimiento.



MARCAS REGISTRADAS

LabVIEW junto con su logotipo es una marca registrada de National Instruments a nivel mundial.

Compensadores

Dispositivos o algoritmos que ajustan la dinámica del sistema para mejorar el desempeño y la estabilidad.

Controlador PID

Algoritmo de control que calcula una señal de control basada en el error actual, la suma acumulada del error y la tasa de cambio del error.

Criterio de Routh-Hurwitz

Procedimiento matemático que permite determinar si un sistema lineal es estable o inestable, examinando los coeficientes de su polinomio característico.

Diagrama de bloques

Herramienta visual que representa las relaciones entre diferentes componentes de un sistema de control.

Diagrama de Bode

Gráfica utilizada en ingeniería de control para analizar la estabilidad, el margen de ganancia y el margen de fase de un sistema.

Diagrama de Nyquist

Gráfico que representa la respuesta en frecuencia de un sistema y permite evaluar su estabilidad.

Diseño en el dominio del tiempo y la frecuencia

Métodos para ajustar los controladores de un sistema, optimizando su respuesta transitoria y en estado estacionario.

Error en estado estacionario

Diferencia entre la entrada deseada y la salida real del sistema cuando ha alcanzado un estado constante.

Frecuencia de resonancia, amortiguamiento

Parámetros que describen el comportamiento en frecuencia de un sistema de segundo orden.

Funciones de transferencia

Herramientas matemáticas que permiten caracterizar la respuesta de un sistema a diferentes estímulos, siendo fundamentales en el diseño y análisis de sistemas de control.

LabVIEW

Entorno de desarrollo gráfico que facilita la creación y simulación de sistemas de control, permitiendo la manipulación directa de funciones de transferencia y otras representaciones matemáticas.

Lugar de las raíces

Técnica gráfica utilizada para analizar cómo cambian los polos de un sistema de control en función de la variación de un parámetro.

Margen de ganancia y margen de fase

Parámetros que cuantifican la robustez de un sistema de control frente a perturbaciones, evaluando su estabilidad en el dominio de la frecuencia.

Matrices A , B , C , y D

Componentes de la representación en el espacio de estados, donde A es la matriz de estado, B la matriz de entrada, C la matriz de salida y D la matriz de transmisión directa.

Polos y ceros

Valores que determinan la estabilidad y la respuesta dinámica de un sistema.

Representación en espacio de estados

Técnica de modelado que utiliza variables de estado para describir la evolución interna de un sistema a lo largo del tiempo.

Respuesta transitoria

Comportamiento del sistema desde el estado inicial hasta que alcanza un estado estacionario.

Retroalimentación

Proceso en el cual una porción de la salida de un sistema se devuelve a la entrada para mejorar la estabilidad y precisión del sistema.

Sistema masa-resorte-amortiguador

Modelo físico idealizado utilizado en ingeniería para analizar el movimiento oscilatorio de objetos, considerando la interacción entre una masa, un resorte y un amortiguador.

Tiempo de subida, sobre-pico, tiempo de establecimiento

Parámetros que describen la respuesta temporal de un sistema.

Variables de estado

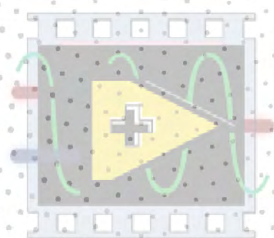
Conjunto de variables que describen completamente el estado de un sistema dinámico en cualquier momento.

Resumen

Fundamentos de Control con LabVIEW, es una obra de carácter académico que integra los principios de la teoría de control automático con la implementación práctica en el entorno de desarrollo gráfico LabVIEW, haciendo uso del Control Design & Simulation Toolbox. A lo largo de nueve capítulos, se desarrolla una progresión temática que abarca desde el modelado matemático de sistemas dinámicos mediante funciones de transferencia y representación en espacio de estados, hasta el diseño y análisis de sistemas de control realimentados, tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. El libro proporciona herramientas para la simulación, visualización e implementación de algoritmos de control clásico, incluyendo criterios de estabilidad como Routh-Hurwitz, el trazado de lugar de las raíces (Root Locus), y los análisis en frecuencia con diagramas de Bode, Nyquist y Nichols.

La estructura didáctica del texto se apoya en ejemplos funcionales y casos de estudio que permiten la consolidación de competencias en modelado, análisis de estabilidad, diseño de controladores y evaluación del rendimiento de sistemas SISO. Se destaca la incorporación de ejercicios interactivos desarrollados en LabVIEW, orientados a la manipulación de variables de estado, síntesis de sistemas en lazo cerrado y comparación de modelos de orden reducido. Esta obra está dirigida a estudiantes de pregrado y posgrado en ingeniería, docentes, investigadores y profesionales que buscan una aproximación metodológica sólida y aplicada al diseño de sistemas de control, con énfasis en entornos de simulación visual, facilitando así la transición entre la teoría abstracta y su implementación práctica en contextos reales de ingeniería.

Palabras claves: Control automático, LabVIEW, Modelado matemático, Estabilidad de sistemas, Simulación interactiva.



Abstract

Fundamentals of Control with LabVIEW is an academic work that integrates the principles of automatic control theory with practical implementation in the LabVIEW graphical development environment, making use of the Control Design & Simulation Toolbox. Over the course of nine chapters, it presents a thematic progression that spans from the mathematical modeling of dynamic systems using transfer functions and state-space representation, to the design and analysis of feedback control systems in both time and frequency domains. The book provides tools for the simulation, visualization, and implementation of classical control algorithms, including stability criteria such as Routh-Hurwitz, root locus plotting, and frequency domain analysis using Bode, Nyquist, and Nichols diagrams.

The didactic structure of the text is supported by functional examples and case studies that enable the development of skills in modeling, stability analysis, controller design, and performance evaluation of SISO systems. It emphasizes the inclusion of interactive exercises developed in LabVIEW, focused on the manipulation of state variables, synthesis of closed-loop systems, and comparison of reduced-order models. This work is intended for undergraduate and graduate engineering students, educators, researchers, and professionals seeking a solid and applied methodological approach to control system design, with an emphasis on visual simulation environments, thus facilitating the transition from abstract theory to practical implementation in real-world engineering contexts.

Keywords: Automatic control, LabVIEW, Mathematical modeling, System stability, Interactive simulation.

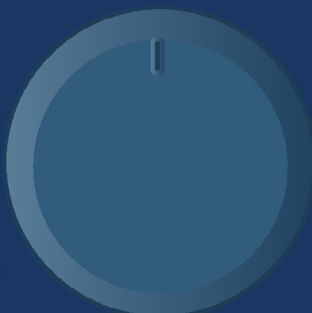
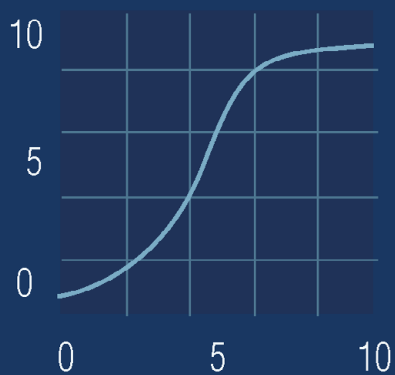
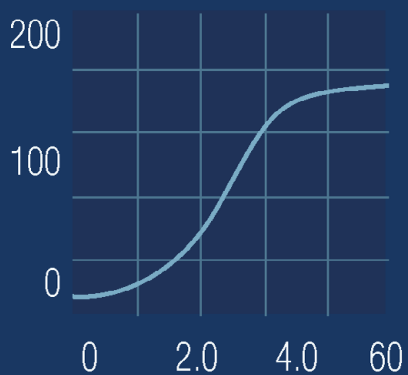
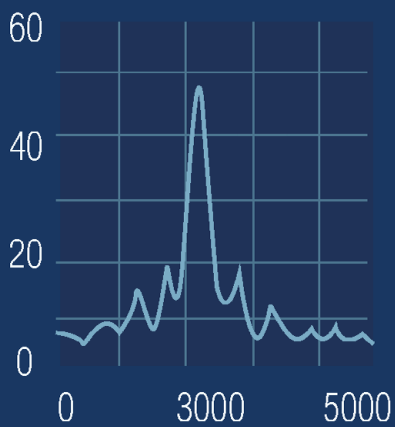
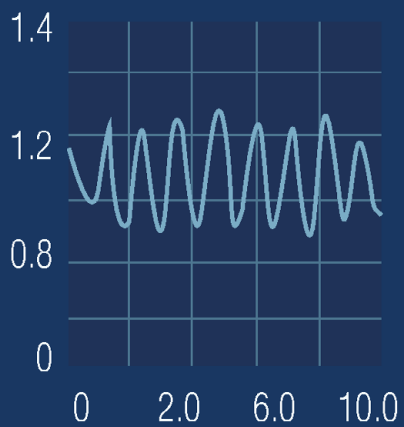


Tabla de contenido

CAPÍTULO 1

Análisis y diseño de sistemas mediante modelos matemáticos23

 Análisis y simulación de sistemas masa-resorte-amortiguador26

 Análisis de sistemas con LabVIEW29

 Representación de diagramas de bloques36

CAPÍTULO 2

Modelo de variables de estado55

CAPÍTULO 3

Características de los sistemas de control retroalimentados 65

CAPÍTULO 4

Rendimiento de los sistemas de control con retroalimentación79

 Especificaciones del dominio temporal81

 Simplificación de sistemas lineales86

CAPÍTULO 5

Estabilidad de los sistemas de retroalimentación lineales...99

 Estabilidad de Routh-Hurwitz101

 Estabilidad de los sistemas de variables de estado111

CAPÍTULO 6

Método Root Locus119

 Obtención de un diagrama de localización de raíces.....121

 Sensitivity and the Root Locus126

CAPÍTULO 7

Métodos de respuesta en frecuencia131

Diagramas de Bode.....133

CAPÍTULO 8

Estabilidad en el dominio de la frecuencia145

Diagramas de Nyquist.....147

Gráficos Nichols152

CAPÍTULO 9

Diseño de sistemas de control realimentados163

Índice de tablas y figuras

Índice de tablas

Tabla 1. Parámetros del sistema de control del tacómetro.....	68
Tabla 2. Respuesta del sistema de control de la mandrinadora para $K = 20$ y $K = 100$	74
Tabla 3. Resultados del diseño del compensador	159

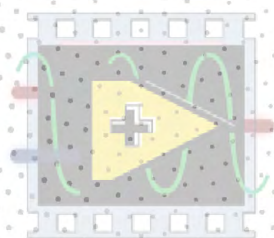
Índice de figuras

Figura 1. Sistema masa-resorte-amortiguador.....	26
Figura 2. VI de interfaz para analizar el resorte-masa-amortiguador.	28
Figura 3. Introducción del polinomio.....	30
Figura 4. Usando convolución y evaluación de polinomios para multiplicar y evaluar los polinomios $N(s)=(3s^2+2s+1)(s+4)$	32
Figura 5. Usando CD Construct Transfer Function Model, Add Polynomials y Draw Transfer Function Equations functions.....	33
Figura 6. Utilizando función CD Pole-Zero Map para calcular los polos y ceros de un sistema lineal.	34
Figura 7. La función CD Pole-Zero Map.....	35
Figura 8. Sistema de control en lazo abierto (sin realimentación).....	36
Figura 9. Diagrama de bloques de conexión en serie.	36
Figura 10. CD Series vi.	38
Figura 11. Diagrama de bloques de conexión en paralelo.	38
Figura 12. El CD Parallel vi.	40
Figura 13. Sistema de control básico con realimentación unitaria.	40
Figura 14. Diagrama de bloques de la conexión de realimentación.	42
Figura 15. Aplicación de la función CD Feedback.....	43
Figura 16. Sistema de control básico con el controlador Feedback Loop.	43
Figura 17. Aplicación de la CD Feedback.	44
Figura 18. Aplicación de CD Feedback para realimentación no unitaria..	44
Figura 19. Un sistema multilazo realimentado.	46
Figura 20. Reducción del sistema de realimentación multilazo.....	48

Figura 21. Reducción del diagrama de bloques del sistema de la Figura 20.	49
Figura 22. Aplicación de la función CD Minimal Realization.	50
Figura 23. Diagrama de bloques de un sistema de motor eléctrico de tracción.....	50
Figura 24. Reducción del bloque del motor de tracción eléctrica.....	51
Figura 25. Función CD Step Response.....	52
Figura 26. Conversión de las funciones de transferencia a una representación del espacio de estados.....	59
Figura 27. Diagrama de bloques con x_1 definida como la variable de estado más a la izquierda.	60
Figura 28. Cálculo de la matriz de transición de estados para un tiempo determinado, $\Delta t = dt$	61
Figura 29. Cálculo de la respuesta temporal para condiciones iniciales distintas de cero y entrada cero mediante CD lineal Simulation.	62
Figura 30. Sistema de control de velocidad en bucle abierto (sin realimentación externa).....	67
Figura 31. Sistema de control de tacómetro de velocidad en bucle cerrado.	68
Figura 32. Análisis del sistema de control de velocidad en bucle abierto. .	70
Figura 33. Análisis del sistema de control de velocidad en lazo cerrado. ..	70
Figura 34. Modelo de diagrama de bloques de un sistema de control de una taladradora,	71
Figura 35. La respuesta a una entrada escalonada con $K = 100$ y $K = 20$ y script LabVIEW.	72
Figura 36. Respuesta a una perturbación escalonada con $K = 100$ y $K = 20$	73
Figura 37. Sensibilidad del sistema a las variaciones de la planta ($s = j\omega$).	75
Figura 38. Sistema de realimentación de segundo orden de un solo lazo. 82	
Figura 39. Respuesta de un sistema de segundo orden a una función escalón.	83
Figura 40. Respuesta de un sistema de segundo orden a una función impulsiva.	84
Figura 41. Diagrama de bloques del sistema de control de la dirección....	85
Figura 42. Respuesta transitoria del sistema de control de dirección del robot móvil a una entrada de rampa.	86
Figura 43. Comparación de la respuesta escalonada para una función de transferencia aproximada frente a la función de transferencia real.	88
Figura 44. (a) Control del ángulo de inclinación de un avión mediante deflexiones diferenciales de los alerones. (b) Piloto automático de control del ángulo de inclinación.	89

Figura 45. Ventana de simulación de LabVIEW con la dinámica de la aeronave, el controlador y el actuador.	91
Figura 46. Ventana emergente para modificar la ganancia del regulador.	92
Figura 47. Ventana emergente utilizada para cambiar la función de transferencia del actuador del alerón.	93
Figura 48. Ventana emergente utilizada para modificar la función de transferencia de la dinámica de la aeronave.	94
Figura 49. Selección de parámetros en el menú Configurar parámetros de simulación.	96
Figura 50. La simulación de LabVIEW con el gráfico a escala que muestra la respuesta del ángulo de inclinación de la aeronave a una entrada escalonada.	97
Figura 51. Sistema de control en bucle cerrado con $T(s)=Y(s)/R(s) = 1/(s^3+s^2+2s+24)$	102
Figura 52. Matriz de Routh para el sistema de control de lazo cerrado con $T(s)=Y(s)/R(s) = 1/(s^3+s^2+2s+24)$	102
Figura 53. Utilización de la función CD Poles para calcular los polos del sistema de control en lazo cerrado del sistema mostrado en la Figura 51.	103
Figura 54. Sistema de control de bucle cerrado con $T(s)=Y(s)/R(s) = 1/(s^3+[2s]^2+4s+K)$	104
Figura 55. Trazado de las posiciones de las raíces de $q(s)=s^3+[2s]^2+4s+K$ para $0 \leq K \leq 20$	105
Figura 56. Uso de la estructura de bucle For.	106
Figura 57. Región de estabilidad para a y K para el control de giro de vehículos de dos orugas.	108
Figura 58. Respuesta en rampa para $a=0.6$ y $K=70$ para el control de giro de vehículos de dos vías.	110
Figura 59. Cálculo del polinomio característico de A con la función CD Characteristic Polynomial.	113
Figura 60. Sistema de control de un avión a reacción. Supongamos que $z > 0$ y $p > 0$	115
Figura 61. La región tridimensional de estabilidad se encuentra por encima de la superficie mostrada.	116
Figura 62. Sistema de bucle cerrado.	122
Figura 63. La función CD Root Locus.	123
Figura 64. Expansión de fracción parcial de la Ecuación (6.3).	124
Figura 65. Función CD Step Response con el sistema de lazo cerrado de la Figura 60 con $K = 20.5775$	126
Figura 66. Cálculos de sensibilidad del Root Locus para un cambio del 5% en K	128
Figura 67. Diagrama de Bode asociado a la ecuación (7.1).	135

Figura 68. Sistema de bucle cerrado de segundo orden.	136
Figura 69. Magnitud característica del sistema de segundo orden.	136
Figura 70. Relación entre (M_{pw}, ζ) y (w_{rw_n}, ζ) para un sistema de segundo orden.	137
Figura 71. (a) Sistema de control de la máquina de grabado, (b) Modelo de diagrama de bloques.	138
Figura 72. Diagrama de bloques funcional del diseño de frecuencia para la máquina de grabado.	140
Figura 73. Guion para el diseño de una máquina de grabado.	141
Figura 74. Respuesta escalonada de la máquina de grabado para $K = 2$	142
Figura 75. Función CD Nyquist.	148
Figura 76. Ejemplo de sistema de control en lazo cerrado para el análisis de la estabilidad relativa.	149
Figura 77. Diagrama de Bode del sistema de la Figura 76 con el margen de ganancia y el margen de fase.	150
Figura 78. Diagrama de Nyquist para el sistema de la Figura 76 con márgenes de ganancia y fase.	151
Figura 79. Función CD Nichols.	152
Figura 80. Diagrama de Nichols para el sistema de la ecuación (8.1).	153
Figura 81. Diagrama de bloques del sistema de regulación de nivel del nivel de líquido.	154
Figura 82. Diagrama de Bode del sistema de control del nivel de líquido.	156
Figura 83. Sistema de control de velocidad del vehículo de reconocimiento teledirigido.	157
Figura 84. Representación gráfica de la respuesta en frecuencia del sistema de control en lazo cerrado del vehículo teledirigido.	159
Figura 85. Respuesta al step de un vehículo teledirigido.	160
Figura 86. Vehículo teledirigido Gráfico de Nichols.	161
Figura 87. (a) Sistema de control del rotor, (b) Diagrama de bloques.	166
Figura 88. Respuesta transitoria para un controlador de ganancia simple.	167
Figura 89. Diagrama de Bode.	170
Figura 90. Diagrama de Bode del compensador adelantado.	171
Figura 91. Respuesta al escalón del compensador de adelanto.	172
Figura 92. Compensador de retraso: Lugar de la raíz no compensado.	174
Figura 93. Compensador de retraso: lugar de la raíz compensado.	175
Figura 94. Compensador de retardo: Respuesta escalonada.	176

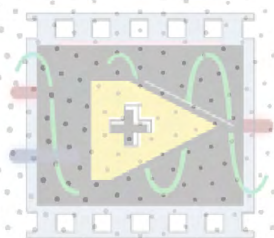


01



CAPÍTULO 1

Análisis y diseño de sistemas mediante modelos matemáticos



CAPÍTULO 1

Análisis y diseño de sistemas mediante modelos matemáticos

Los sistemas de control modernos se basan en modelos matemáticos para su diseño y análisis; LabVIEW, un entorno de programación visual, emerge como una herramienta poderosa para trabajar con estos sistemas, especialmente aquellos descritos mediante funciones de transferencia. A lo largo de este capítulo exploraremos en detalle cómo LabVIEW puede facilitar el análisis y diseño de sistemas de control.

Se inicia analizando un modelo clásico en ingeniería: El sistema mecánico resorte-masa-amortiguador. A través de un instrumento virtual (VI) de LabVIEW, donde se desarrollará una herramienta interactiva que nos permitirá visualizar y comprender cómo los parámetros del sistema, la frecuencia natural y el amortiguamiento, influyen en su respuesta dinámica. Este análisis proporcionará una base sólida para abordar sistemas más complejos.

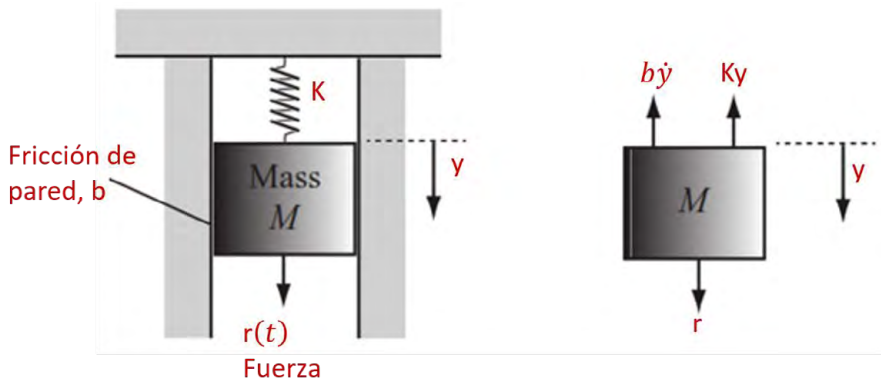
A continuación, se profundizará en el concepto de funciones de transferencia y diagramas de bloques; herramientas fundamentales en el análisis de sistemas de control. LabVIEW brinda la capacidad de manipular estas representaciones matemáticas de manera eficiente donde se podrá calcular polos y ceros, realizar operaciones algebraicas con polinomios, simplificar diagramas de bloques y determinar la respuesta del sistema ante diferentes entradas, como un escalón unitario.

LabVIEW no solo facilita el análisis, sino que también es una herramienta valiosa para el diseño de sistemas de control. Para ilustrar esto, se presenta un caso de estudio detallado: El diseño de un controlador para un motor de tracción eléctrica. A través de este ejemplo práctico, se mostrará cómo aplicar los conceptos teóricos y las herramientas de LabVIEW para lograr un control preciso y eficiente de un sistema real [17].

Análisis y simulación de sistemas masa-resorte-amortiguador

Figura 1

Sistema masa-resorte-amortiguador.



Fuente: Elaboración propia (2025)

En la Figura 1, se presenta un sistema mecánico clásico compuesto por un muelle, una masa y un amortiguador. El movimiento de la masa se encuentra denotado por la ecuación diferencial $y(t)$, se deriva de las leyes físicas que actúan sobre el sistema y se describe de la siguiente forma:

$$M\ddot{y}(t) + b\dot{y}(t) + ky(t) = r(t).$$

Donde M representa la masa del objeto conectado al resorte, b representa el coeficiente de amortiguamiento y k hace alusión a la constante de rigidez del resorte.

A su vez $\ddot{y}(t)$ simboliza la aceleración de la masa, $\dot{y}(t)$ enmarca la velocidad de la masa, $y(t)$ representa el desplazamiento de la masa y $r(t)$ simboliza la fuerza externa de aplicación al sistema.

La respuesta dinámica no forzada del sistema mecánico de resorte-masa-amortiguador se refiere al comportamiento del sistema cuando se desplaza inicialmente y luego se deja oscilar sin la aplicación continua de una fuerza externa. Se encuentra expresada por la siguiente ecuación:

$$y(t) = \frac{y(0)}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta w_n t} \sin(w_n \sqrt{1 - \zeta^2} t + \theta).$$

donde $\theta = \cos^{-1}\zeta$, $w_n^2 = \frac{k}{M}$ y $2\zeta w_n = \frac{b}{M}$. El desplazamiento inicial es $y(0)$ y $\dot{y}(0) = 0$. La respuesta transitoria del sistema es subamortiguado cuando $\zeta < 1$, sobreamortiguado cuando $\zeta > 1$, y críticamente amortiguado cuando $\zeta = 1$ [2].

Ejemplo 1.1

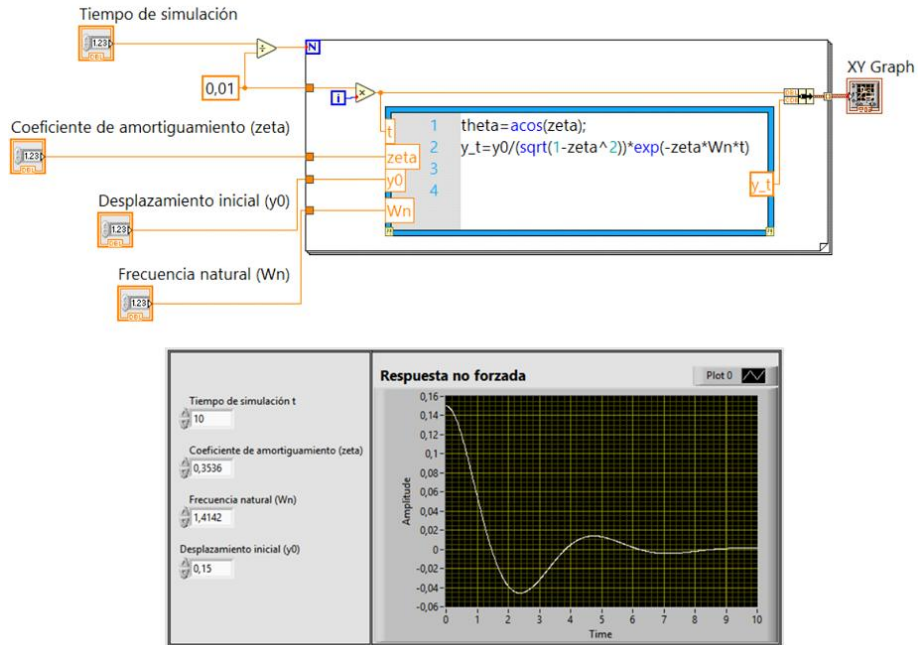
Simulación resorte-masa-amortiguador

Utilizando LabVIEW para visualizar la respuesta temporal no forzada del desplazamiento de la masa después de un desplazamiento inicial de $y(0)$. Considerando el caso en el que el sistema está subamortiguado, donde:

$$y(0) = 0.15m, w_n = \sqrt{2} \frac{rad}{seg}, \quad \zeta = \frac{1}{2\sqrt{2}}, \quad \left(\frac{k}{M} = 2, \frac{b}{M} = 1 \right).$$

Figura 2

VI de interfaz para analizar el resorte-masa-amortiguador.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Los comandos de LabVIEW para generar el gráfico de la respuesta no forzada se muestran en la Figura 2.

En la configuración de LabVIEW, las variables $y(0)$, w_n , ζ y t se introducen en la interfaz de usuario del VI. Luego, se ejecuta Respuesta no forzada.vi para generar los gráficos deseados. Esto permite un análisis interactivo de los efectos de la frecuencia natural y el amortiguamiento en la respuesta no forzada del desplazamiento de masa. Se pueden investigar los efectos de la frecuencia natural y el amortiguamiento en la respuesta temporal simplemente introduciendo nuevos valores de w_n y ζ para luego ejecutar el Respuesta no forzada.vi.

Para el sistema resorte-masa-amortiguador, la solución no forzada de la ecuación diferencial es fácilmente accesible, sin embargo, en general, cuando se simulan sistemas de control de realimentación de lazo cerrado sujetos a una variedad de entradas y condiciones iniciales, es difícil obtener la solución analíticamente. En estos casos, podemos utilizar LabVIEW para calcular las soluciones numéricamente y mostrar la solución gráficamente.

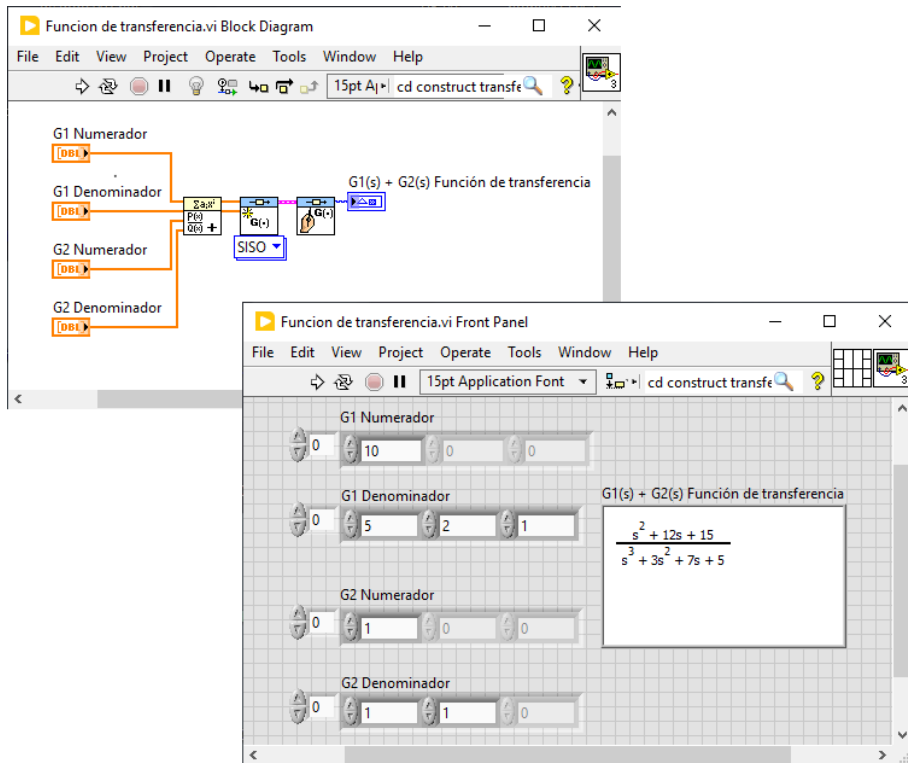
Análisis de sistemas con LabVIEW

LabVIEW puede utilizarse para analizar sistemas descritos por funciones de transferencia. Dado que es una relación de polinomios, comenzamos investigando cómo LabVIEW los maneja. Es importante recordar que trabajar con funciones de transferencia implica especificar tanto el polinomio del numerador como el del denominador. En LabVIEW, los polinomios se representan mediante vectores fila que contienen los coeficientes del mismo. Por ejemplo:

$$P(s) = s^3 + 3s^2 + 2s + 3$$

se ingresa como [3 2 3 1], como se ilustra en la Figura 3.

Figura 3
Introducción del polinomio.



Fuente: Elaboración propia (2025)

$$P(s) = s^3 + 3s^2 + 2s + 3 \text{ y cálculo de las raíces de } P(s) = 0.$$

Si p es una matriz unidimensional que comprende los coeficientes de $P(s)$ en orden ascendente, entonces las raíces del polinomio (p) es un vector fila que contiene las raíces del polinomio. A la inversa, si r es un vector fila que contiene las raíces del polinomio, entonces al crear el polinomio a partir de Raíces (r) genera un vector fila con los coeficientes del polinomio en orden ascendente. Se puede calcular las raíces del polinomio $P(s) = s^3 + 3s^2 + 2s + 3$ con la función "Polynomial Roots". En la Figura 3, se ilustra cómo reensamblar el polinomio utilizando la función Create polynomial from Roots.

La multiplicación de polinomios se realiza con la función Multiply Polynomials.vi. Supongamos que queremos expandir el polinomio $N(s)$, donde:

$$N(s) = (3s^2 + 2s + 1)(s + 4).$$

Los comandos LabVIEW asociados utilizando la función Multiply Polynomials.vi se muestran en la Figura 1.4. Así, el polinomio expandido es:

$$N(s) = 3s^3 + 14s^2 + 9s + 4.$$

La función Polynomial Evaluation se utiliza para evaluar el valor de un polinomio en el valor dado de la variable. El polinomio $N(s)$ tiene el valor $N(-5) = -66$, como se muestra en la Figura 4.

LabVIEW Control Design & Simulation Toolbox trata modelos de sistemas lineales, invariantes en el tiempo como objetos, permitiéndole manipular los modelos de sistemas como entidades individuales. En el caso de funciones de transferencia, se crean los modelos del sistema usando el *CD Construct Transfer Function Model*; para modelos de variables de estado usted emplea el *CD Construct State Space Function Model*. El uso *CD Construct Transfer Function Model* se ilustra en la Figura 5.

Basado en las capacidades de programación orientada a objetos de LabVIEW, los objetos del modelo del sistema poseen propiedades de objeto que pueden ser modificadas; del mismo modo las funciones que operan sobre los objetos del modelo del sistema se denominan métodos. Por ejemplo, si tiene dos modelos de sistema

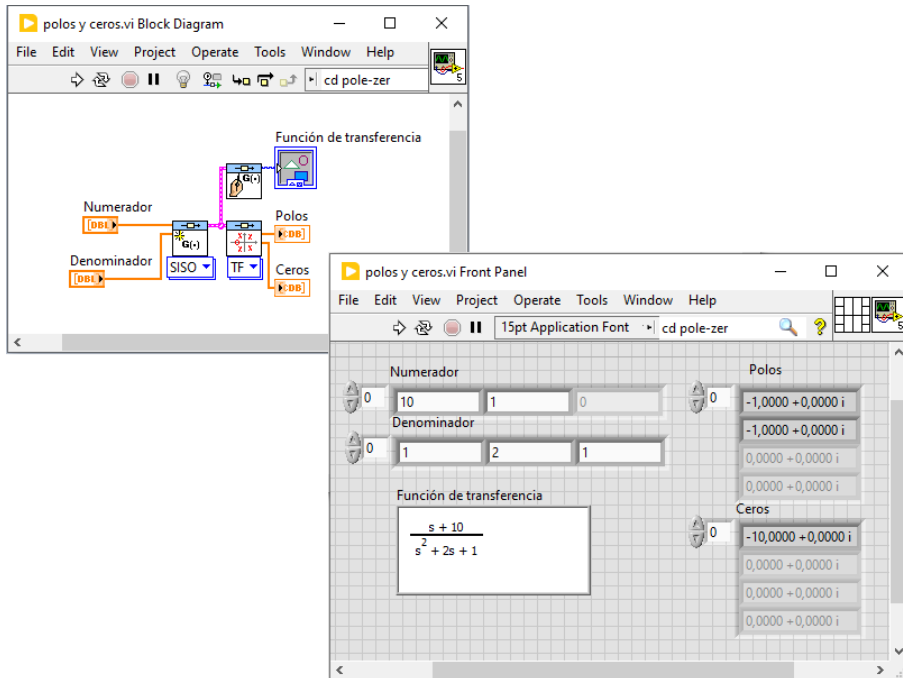
$$G_1(s) = \frac{10}{s^2 + 2s + 5} \quad \text{y} \quad G_2(s) = \frac{1}{s + 1}$$

puede sumarlos utilizando la función Add Rational Polynomials para obtener

$$G(s) = G_1(s) + G_2(s) = \frac{s^2 + 12s + 15}{s^3 + 3s^2 + 7s + 5}.$$

Figura 4

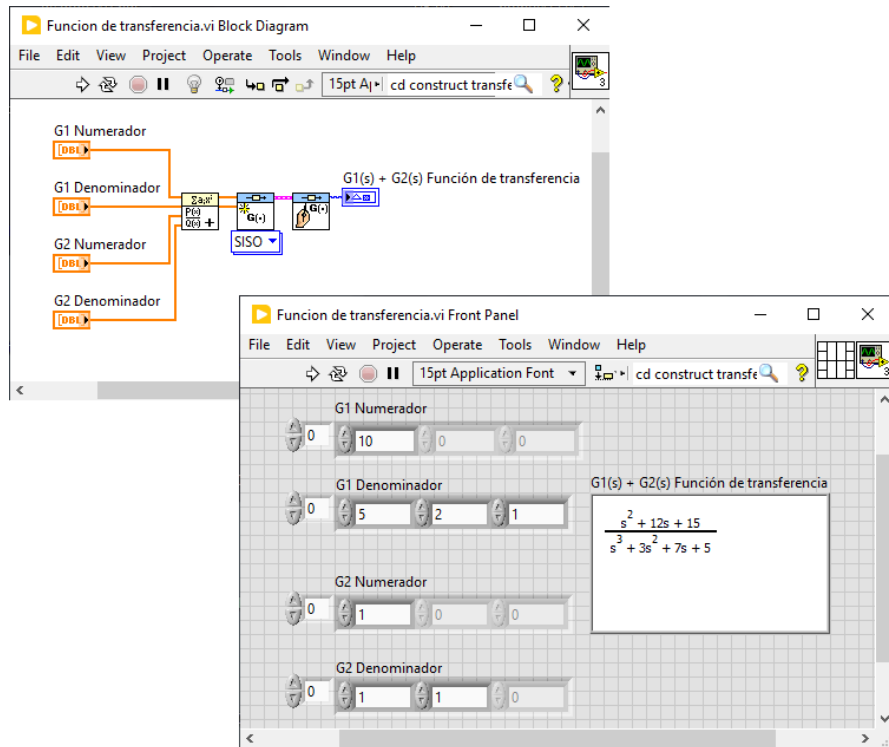
Usando convolución y evaluación de polinomios para multiplicar y evaluar los polinomios $N(s)=(3s^2+2s+1)(s+4)$.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 5

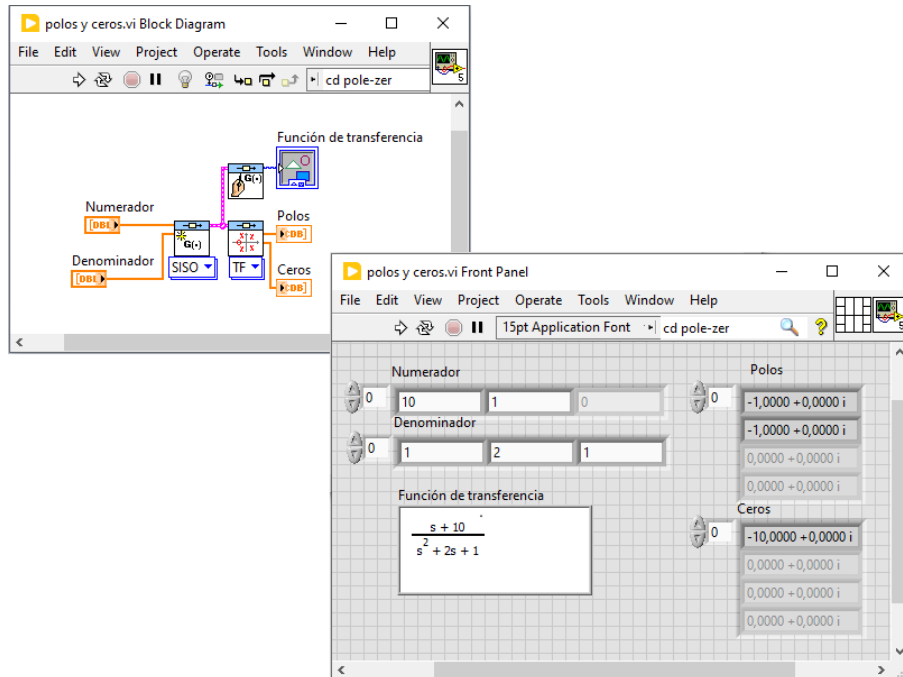
Usando CD Construct Transfer Function Model, Add Polynomials y Draw Transfer Function Equations functions.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 6

Utilizando función CD Pole-Zero Map para calcular los polos y ceros de un sistema lineal.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Los comandos de LabVIEW correspondientes se muestran en la Figura 5. La determinación de los polos y ceros relacionados con una función de transferencia se realiza operando sobre el objeto modelo del sistema con la función CD Pole-Zero Map, como se ilustra en la Figura 6. En el siguiente ejemplo, se obtiene un gráfico de las posiciones de polos y ceros en el plano complejo. En el mapa de polos y ceros, los ceros se denotan con una "o" y los polos con una "x".

Ejemplo 1.2

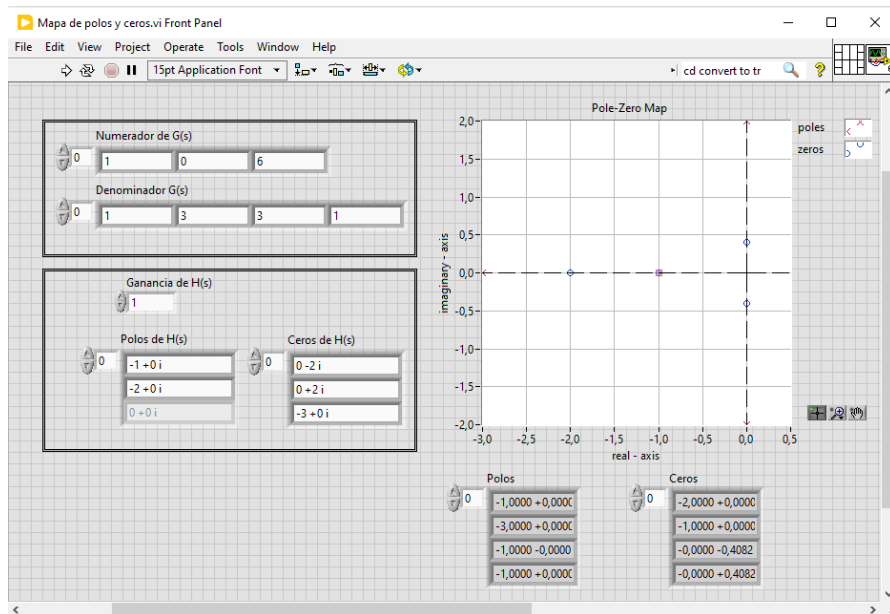
Funciones de transferencia

Se consideran las funciones de transferencia

$$G(s) = \frac{6s^2 + 1}{s^3 + 3s^2 + 3s + 1} \quad \text{y} \quad H(s) = \frac{(s+1)(s+2)}{(s+2i)(s-2i)(s+3)}.$$

Con LabVIEW, se pueden calcular los polos y ceros de $G(s)$, la ecuación característica de $H(s)$, y dividir $G(s)$ por $H(s)$. También se ilustra un gráfico del mapa polo-cero de $\frac{G(s)}{H(s)}$ en el plano complejo. El mapa polo-cero de la función de transferencia $\frac{G(s)}{H(s)}$ y los comandos LabVIEW asociados se muestran en la Figura 7.

Figura 7
La función CD Pole-Zero Map.



Fuente: Elaboración propia (2025)

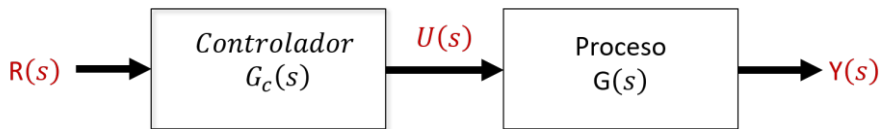
El mapa polo-cero se muestra claramente las cinco posiciones del cero, pero parece que sólo hay dos polos. Esto no puede ser así, ya que se sabe que el número de polos debe ser mayor o igual que el número de ceros. Utilizando la función CD Pole-Zero Map, comprobamos que en $s = -1$ hay cuatro polos. Por lo tanto, no se pueden distinguir múltiples polos o múltiples ceros en el mismo lugar en el mapa polo-cero.

Representación de diagramas de bloques

Al desarrollar modelos matemáticos en forma de funciones de transferencia para la planta, representada por $G(s)$, el controlador representado por $G_c(s)$, y posiblemente otros componentes del sistema como sensores y actuadores, al interconectarlos se logra formar un sistema de control. Utilizando las funciones de LabVIEW para realizar las transformaciones del diagrama de bloques [4]. Un simple sistema de control de lazo abierto puede obtenerse interconectando una planta y un controlador en serie como se ilustra en la Figura 8. Se puede utilizar LabVIEW para calcular la función de transferencia de $R(s)$ a $Y(s)$, como se ilustrará en el Ejemplo 1.3.

Figura 8

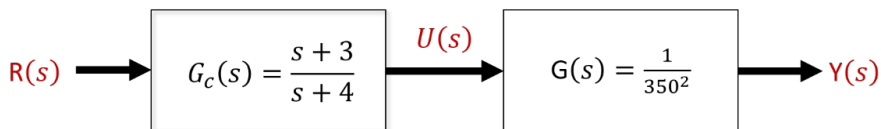
Sistema de control en lazo abierto (sin realimentación).



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 9

Diagrama de bloques de conexión en serie.



Fuente: Elaboración propia (2025).

Ejemplo 1.3

Conexión en serie

Considerando el proceso descrito, la función de transferencia $G(s)$

$$G(s) = \frac{1}{350s^2},$$

y que el controlador descrito por la función de transferencia $G_c(s)$ sea

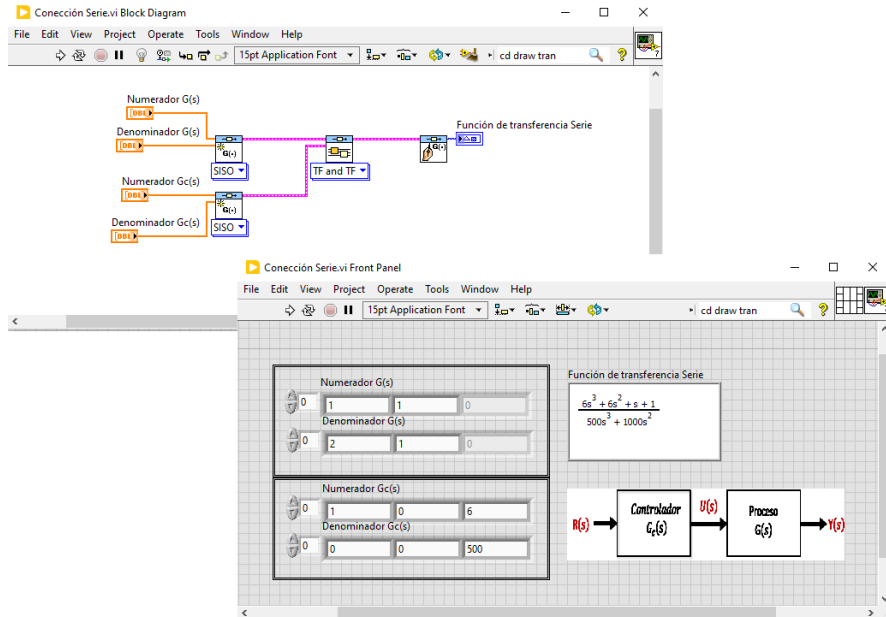
$$G_c(s) = \frac{s+3}{s+4}.$$

Suponiendo que se desea conectar en cascada dos funciones de transferencia $G(s)$ y $G_c(s)$, como se ilustra en la Figura 9; La función de transferencia $G_c(s)G(s)$ se calcula utilizando la función CD Series (Ver Figura 10).

La función de transferencia resultante, $G_c(s)G(s)$, es

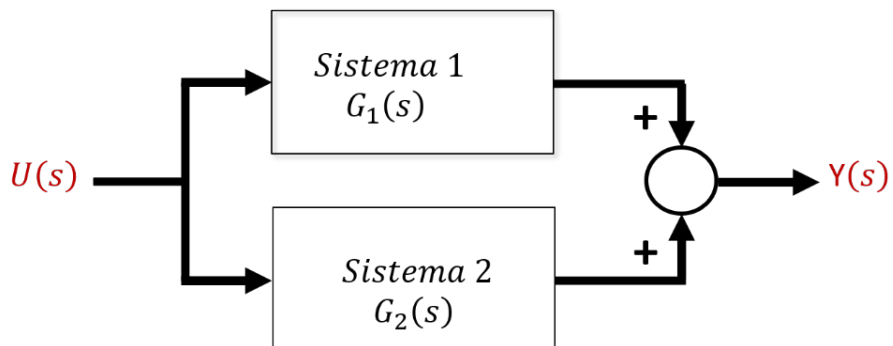
$$G_c(s)G(s) = \frac{s+1}{500s^3+1000s^2}.$$

Figura 10
CD Series vi.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 11
Diagrama de bloques de conexión en paralelo.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Los diagramas de bloques suelen tener funciones de transferencia en paralelo, como se muestra en la Figura 11. En tales casos, la función CD Parallel puede ser útil.

Ejemplo 1.4

Conexión en paralelo

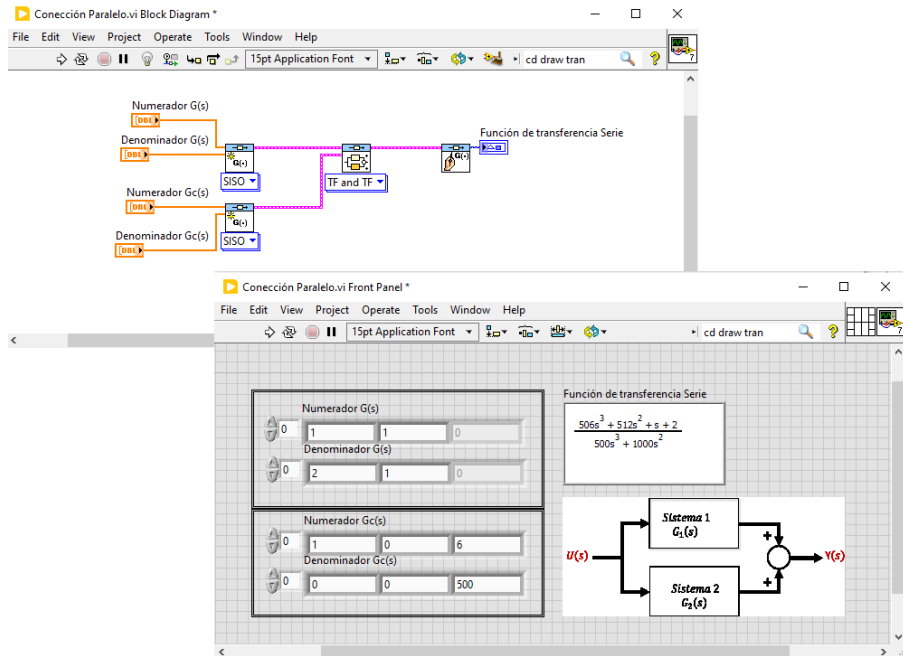
Suponiendo que se desea conectar dos sistemas $G_1(s)$ y $G_2(s)$ en paralelo como se muestra en la Figura 11, donde

$$G_1(s) = \frac{1}{500s^2} \quad \text{y} \quad G_2(s) = \frac{s+1}{s+2}.$$

La función CD Parallel se ilustra en la Figura 12. La función de transferencia resultante $G_1(s)G_2(s)$ es

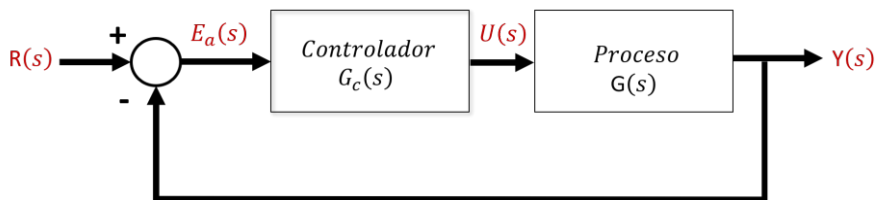
$$G_1(s)G_2(s) = \frac{500s^3 + 500s^2 + s + 2}{500s^3 + 1000s^2}$$

Figura 12
El CD Parallel vi.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 13
Sistema de control básico con realimentación unitaria.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Realizando una realimentación en el sistema de control cerrando el bucle con realimentación unitaria, como se muestra en la Figura 13; la señal $E_a(s)$ es una señal de error; la señal $R(s)$ es una entrada de

referencia. En este sistema de control, el controlador está en la trayectoria hacia adelante y la función de transferencia de lazo cerrado es

$$T(s) = \frac{G_c(s)G(s)}{1 \pm G_c(s)G(s)}.$$

Utilizando la función de CD Feedback para ayudar en el proceso de reducción del diagrama de bloques para calcular las funciones de transferencia de lazo cerrado para sistemas de control de lazo simple y múltiple. Cuando el sistema de control de lazo cerrado tiene realimentación unitaria, podemos utilizar la función CD Unit Feedback para calcular la función de transferencia de lazo cerrado [14].

Ejemplo 1.5

Retroalimentación unitaria

En este ejemplo consideramos la función de realimentación unitaria CD. Sea el proceso, $G(s)$, y el controlador, $G_c(s)$, como en la Figura 14 calculamos $G_c(s)G(s)$ usando la función CD Unit Feedback para cerrar el lazo. La secuencia de comandos se muestra en la Figura 15 y da como resultado la función de transferencia de lazo cerrado

$$T(s) = \frac{G_c(s)G(s)}{1 + G_c(s)G(s)} = \frac{s+1}{500s^3 + 1000s^2 + s + 1}.$$

En la Figura 16 se muestra otra configuración básica de control de realimentación. En este caso, el controlador está situado en la trayectoria de realimentación.

La función de transferencia en bucle cerrado es

$$T(s) = \frac{G(s)}{1 \pm G(s)H(s)}.$$

El uso de la función CD Feedback para un sistema de realimentación no unitario se ilustra en el Ejemplo 1.6.

Ejemplo 1.6

Retroalimentación no unitaria

Sea el proceso $G(s)$ y el controlador $H(s)$, como en la Figura 17 para calcular la función de transferencia de lazo cerrado con el controlador en el lazo de realimentación, utilizamos la función CD Feedback como se muestra en la Figura 18. La función de transferencia en lazo cerrado es

$$T(s) = \frac{s+1}{500s^3+1000s^2+s+1}.$$

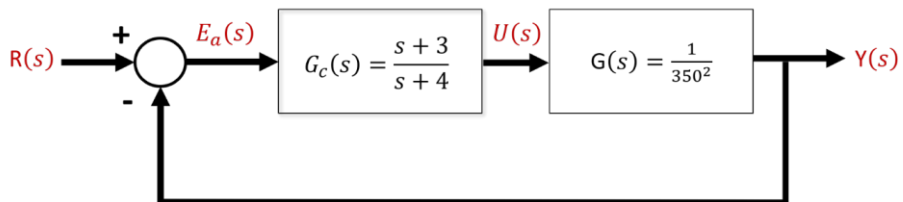
Las funciones de LabVIEW CD Series, CD Parallel y CD Feedback se pueden utilizar como ayuda en la manipulación de diagramas de bloques para diagramas de bloques de múltiples bucles, como se ilustrará en el Ejemplo 1.7.

Ejemplo 1.7

Multiloop Reduction

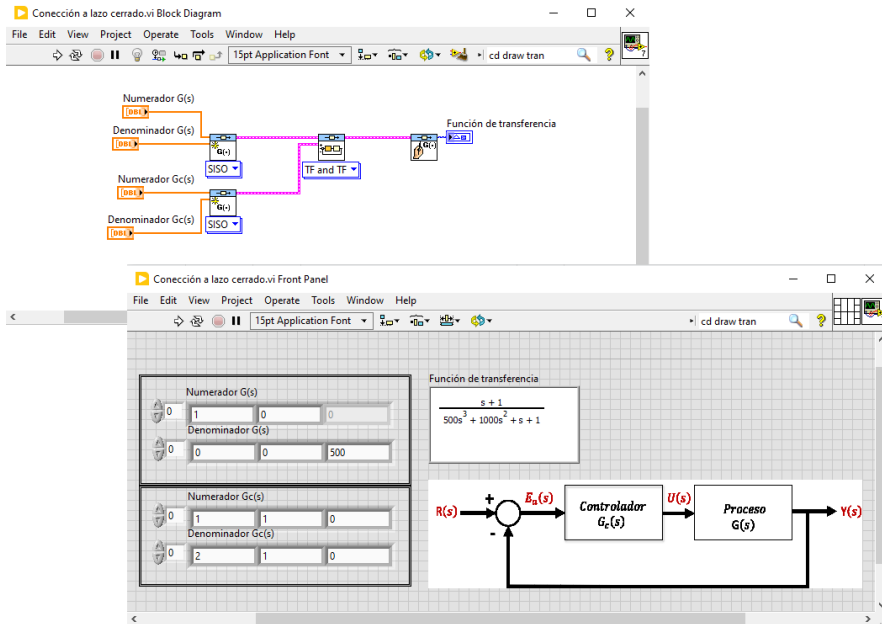
Figura 14

Diagrama de bloques de la conexión de realimentación.



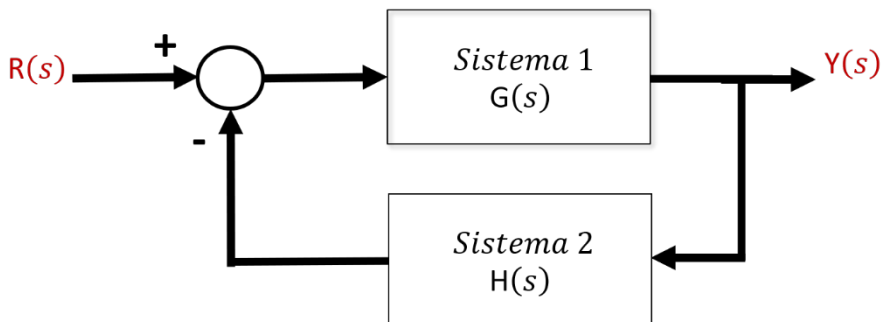
Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 15
Aplicación de la función CD Feedback.



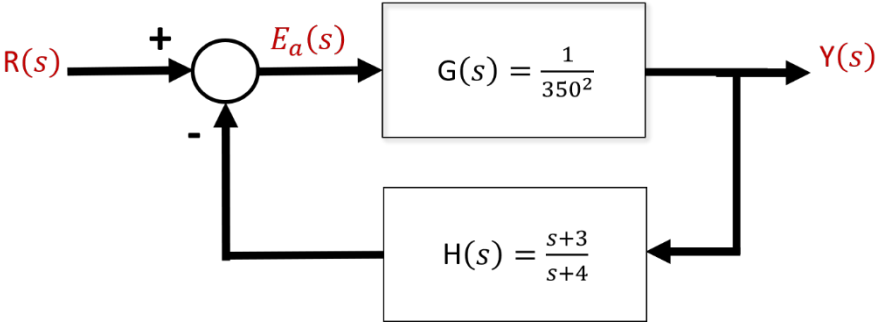
Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 16
Sistema de control básico con el controlador Feedback Loop.



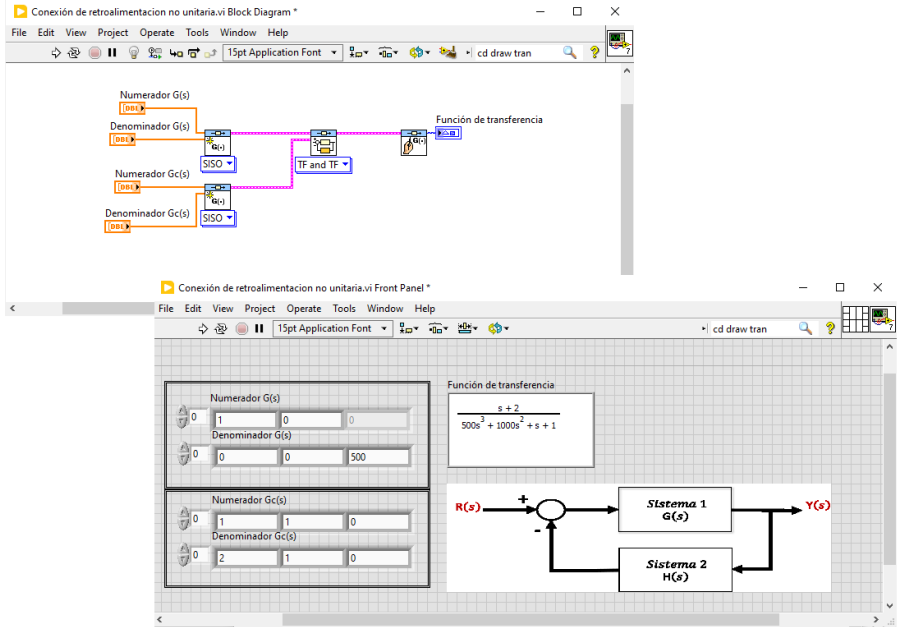
Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 17
Aplicación de la CD Feedback.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 18
Aplicación de CD Feedback para realimentación no unitaria.



Fuente: Elaboración propia (2025)

En la Figura 19 se muestra un sistema de realimentación multilazo. El objetivo es calcular la función de transferencia en lazo cerrado

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)},$$

Cuando,

$$G_1(s) = \frac{1}{s+10}, \quad G_2(s) = \frac{1}{s+10},$$

$$G_3(s) = \frac{s^2+1}{s^2+4s+4}, \quad G_4(s) = \frac{s+1}{s+6},$$

y

$$H_1(s) = \frac{s+1}{s+2}, \quad H_2(s) = 2, \quad H_3(s) = 1.$$

Para este ejemplo se sigue un procedimiento de cinco pasos:

Paso 1: Introducir las funciones de transferencia del sistema en LabVIEW.

Paso 2: Mueva H_2 detrás de G_4 .

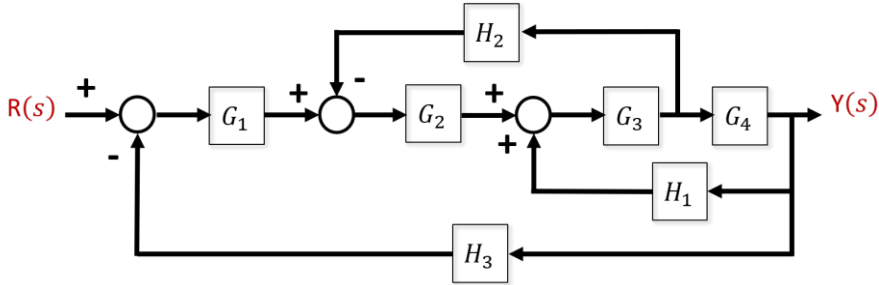
Paso 3: Eliminar el lazo $G_3G_4H_1$.

Paso 4: Eliminar el lazo que contiene H_2 .

Paso 5: Eliminar el lazo restante y calcular $T(s)$.

Figura 19

Un sistema multilazo realimentado.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Los cinco pasos se utilizan en la Figura 20 y la correspondiente reducción del diagrama de bloques se muestra en la Figura 21.

El resultado de ejecutar los comandos de LabVIEW es

$$\bar{T}(s) = \frac{0.083s^4 + 0.25s^3 + 0.25s^2 + 0.25s + 0.167}{s^5 + 16.083s^4 + 72.75s^3 + 137s^2 + 123.667s + 59.333}$$

Realizando los cálculos a mano se hubiera obtenido

$$\bar{T}(s) = \frac{s^5 + 4s^4 + 6s^3 + 6s^2 + 5s + 2}{12s^6 + 205s^5 + 1066s^4 + 2517s^3 + 3128s^2 + 2196s + 712}.$$

Se debe ser cauteloso al referirse a esto como la función de transferencia de lazo cerrado. La función de transferencia se describe como el cociente entre entrada y la salida después de las cancelaciones de polos y ceros. Si se calculan los polos y ceros de $\bar{T}(s)$, se encuentra que los polinomios del numerador y denominador tienen $(s + 1)$ como factor común. Este factor debe ser cancelado antes de afirmar que se tiene la función de transferencia de lazo cerrado. Para ayudarse en la cancelación de polos y ceros, se utiliza la función CD Minimal Realization. Esta función mostrada en la Figura 22, elimina los factores comunes de polos y ceros de una función de transferencia. Después de aplicar la función CD Minimal Realization, se encuentra que el orden del polinomio del denominador se ha

reducido de seis a cinco, lo que implica una cancelación de polos y ceros [1].

Ejemplo 1.8

Control del motor de tracción eléctrica

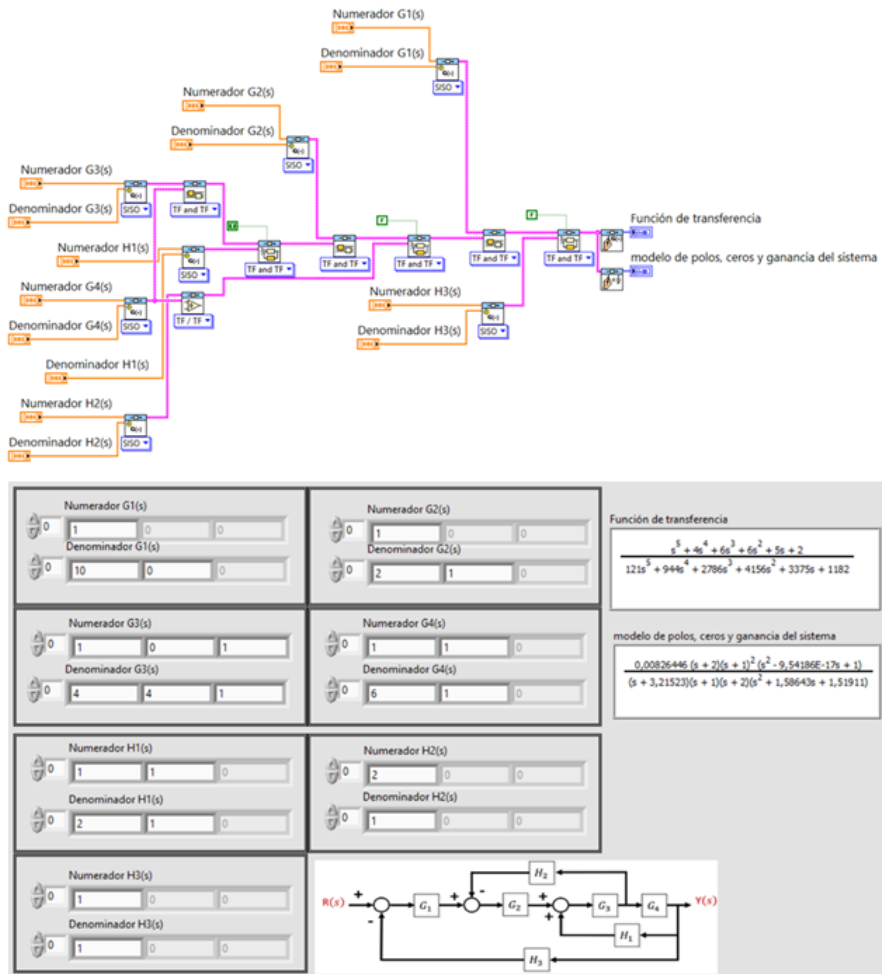
En este ejemplo, se considera el sistema de motor eléctrico de tracción representado por el diagrama de bloques de la Figura 23. El objetivo es calcular la función de transferencia de lazo cerrado e investigar la respuesta de $w(s)$ a una señal de comando $w_d(s)$. El primer paso, como se muestra en la Figura 24, es calcular la función de transferencia de lazo cerrado

$$\frac{w(s)}{w_d(s)} = T(s).$$

La ecuación característica del lazo cerrado es de segundo orden con $w_n = 52$ y $\zeta = 0.012$. Debido al bajo amortiguamiento, se espera que la respuesta sea muy oscilatoria. Investigando la respuesta $w(t)$ a una entrada de referencia, $w_d(t)$, utilizando la función CD Step Response se calcula la respuesta al escalón unitario de un sistema lineal. La respuesta al escalón del motor eléctrico de tracción se muestra en la Figura 25. Como era de esperar, la respuesta de la velocidad de la rueda, representada por $y(t)$, es altamente oscilatoria. Nótese que la salida es $y(t) = w(t)$.

Figura 20

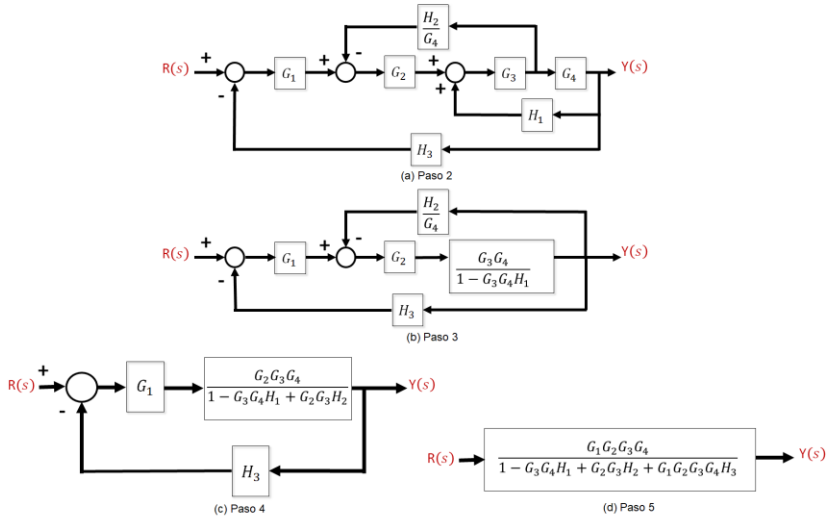
Reducción del sistema de realimentación multilazo.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 21

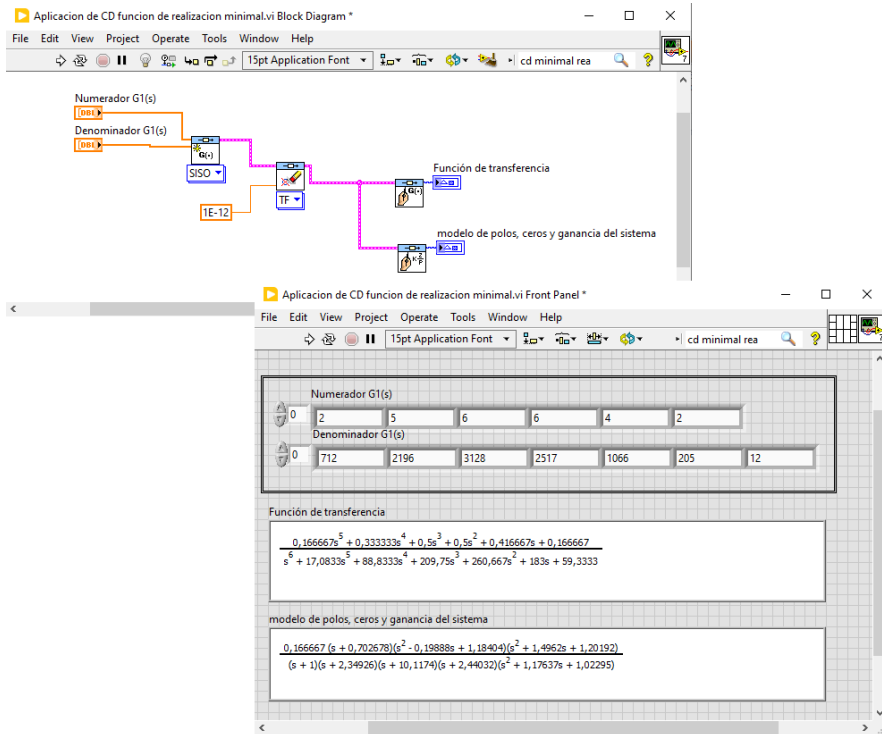
Reducción del diagrama de bloques del sistema de la Figura 20.



Fuente: Elaboración propia (2025).

Figura 22

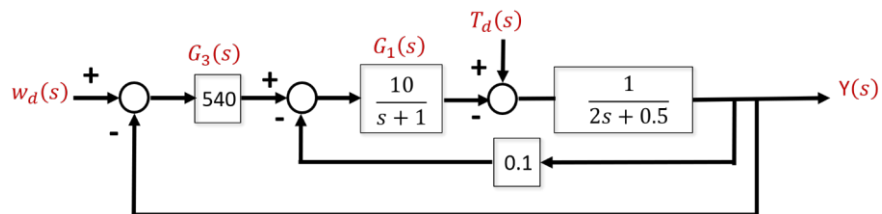
Aplicación de la función CD Minimal Realization.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 23

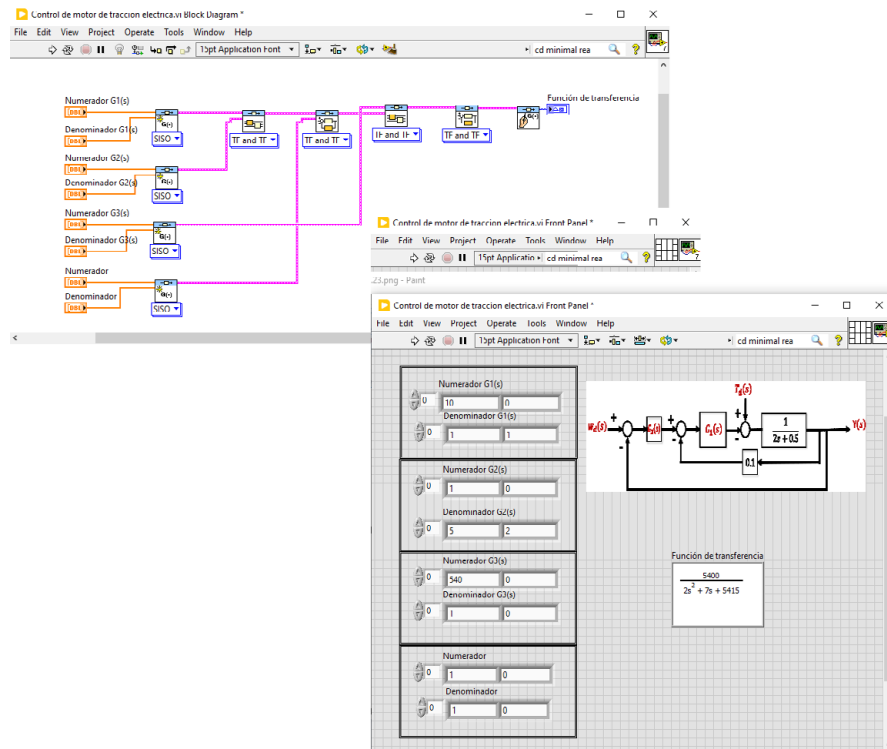
Diagrama de bloques de un sistema de motor eléctrico de tracción.



Fuente: Elaboración propia (2025)

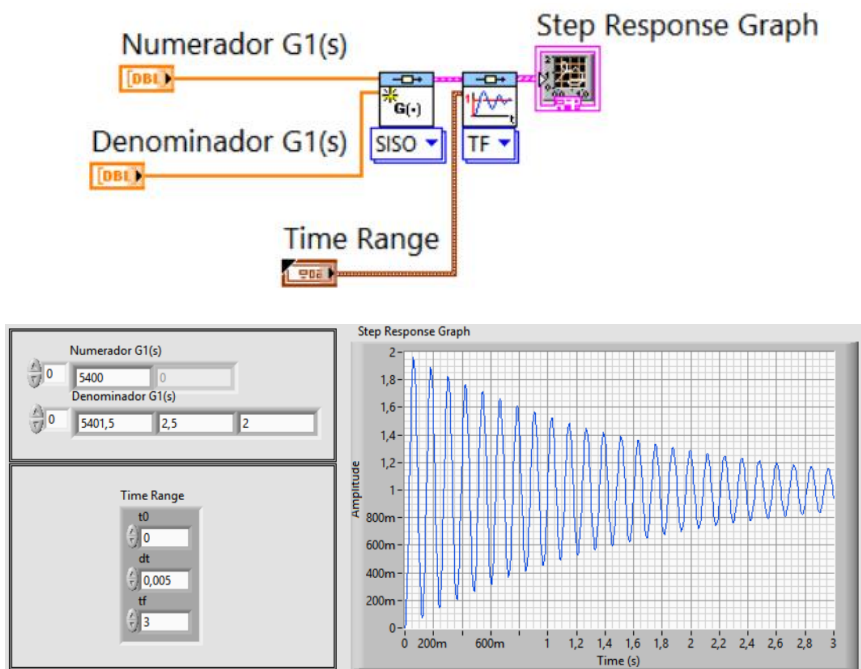
Figura 24

Reducción del bloque del motor de tracción eléctrica.

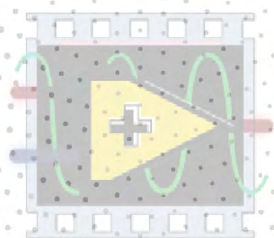


Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 25
Función CD Step Response.



Fuente: Elaboración propia (2025)

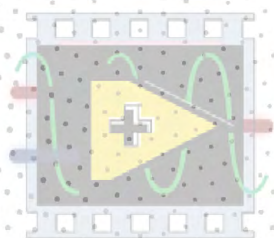


02



CAPÍTULO 2

Modelo de variables de estado



CAPÍTULO 2

Modelo de variables de estado

El método del dominio temporal utiliza una representación del espacio de estado del modelo del sistema, dado por

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad y = Cx + Du. \quad (2.1)$$

El vector x es el estado del sistema, **A** es una matriz constante $n \times n$, **B** es una matriz de entrada $n \times m$ constante, **C** es una matriz de salida $p \times n$ constante y **D** es una matriz constante $p \times m$. El número de entradas m y el número de salidas p , se toman como uno, ya que sólo se está considerando problemas de una sola entrada y una sola salida (SISO). Por lo tanto, “ y ” y “ u ” no son variables (matriciales) en negrita. Los elementos principales de la representación del espacio de estados en la ecuación (2.1) son el vector de estados **x**, la entrada “ u ”, la salida “ y ” y las matrices constantes (**A**, **B**, **C**, **D**) [17].

Dada una función de transferencia, se puede obtener una representación equivalente del espacio de estados y viceversa. La función CD Convert to State-Space Model se utiliza para convertir una representación de función de transferencia en una representación de espacio de estados; la función CD Convert to Transfer Function Model se utiliza para convertir una representación de espacio de estados en una función de transferencia. En el Ejemplo 2.1 se presenta un análisis de un sistema de tercer orden.

Ejemplo 2.1

Sistema de tercer orden

Considerando el sistema de tercer orden

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{2s^2 + 8s + 6}{s^3 + 8s^2 + 16s + 6}. \quad (2.2)$$

Calculando una representación del espacio de estados utilizando la función CD Convert to Sate-Space Model, como se muestra en la Figura 26, donde:

$$A = \begin{bmatrix} -8 & -4 & -1.5 \\ 4 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

y

$$C = [8 \quad 8 \quad 6], \quad D = [0].$$

La representación del espacio de estado de la función de transferencia de la ecuación (2.2) se representa en forma de diagrama de bloques en la Figura 27.

La respuesta temporal del sistema de la ecuación (2.1) viene dada por la solución de la ecuación diferencial vectorial

$$x(t) = \exp(At)x(0) + \int_0^t \exp[A(t - \tau)]Bu(\tau)d\tau. \quad (2.3)$$

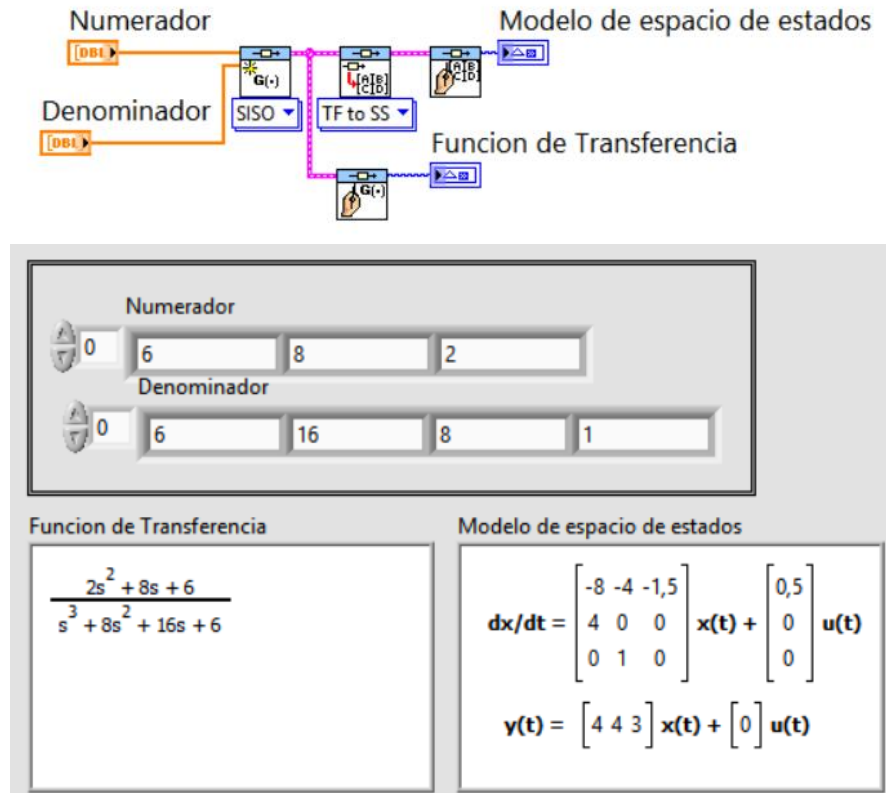
La función exponencial matricial en la ecuación (2.3) es la matriz de transición de estado, $\Phi(t)$, donde:

$$\Phi(t) = \exp(At).$$

Utilizando la función Matriz Exp para calcular la matriz de transición para un intervalo de tiempo dado, como se ilustra en la Figura 28, en el ejemplo 2.2 se estudia una red RLC.

Figura 26

Conversión de las funciones de transferencia a una representación del espacio de estados.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Ejemplo 2.2

Matriz de transición de estados de una red RLC

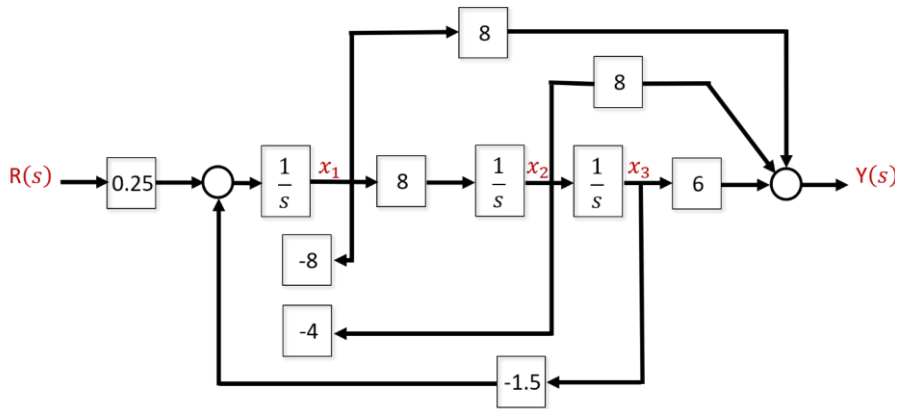
El estado del sistema puede describirse en términos de las variables de estado (x_1, x_2), donde $x_1(t)$ es la tensión del condensador, $v_c(t)$, y $x_2(t)$ es la corriente inductora, $i_L(t)$. La representación del espacio de estados del circuito RLC es:

donde L = inductancia (H), R = resistencia (Ω) y C = capacitancia (F).
 Cuando $R = 3 \Omega$, $L = 1$ H, y $C = 1/2$ F, tenemos

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -2 \\ 1 & -3 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad 3], \quad D = [0].$$

Figura 27

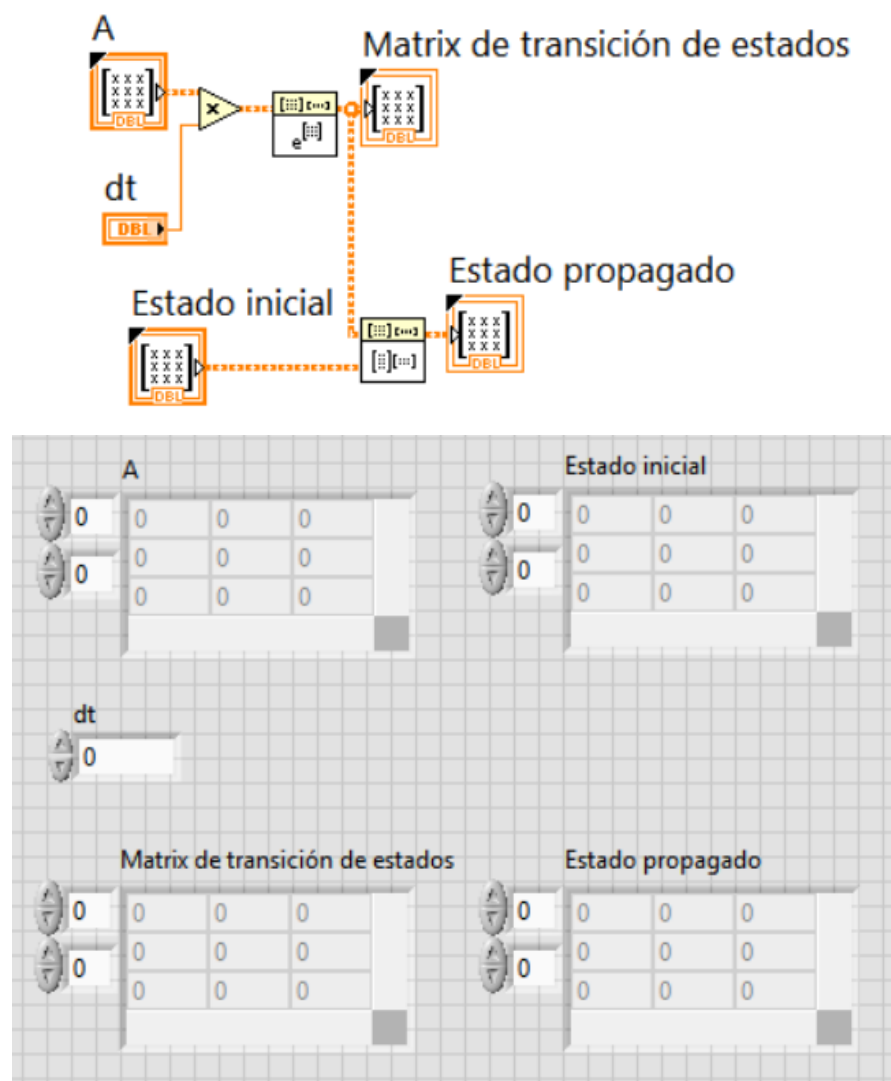
Diagrama de bloques con x_1 definida como la variable de estado más a la izquierda.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 28

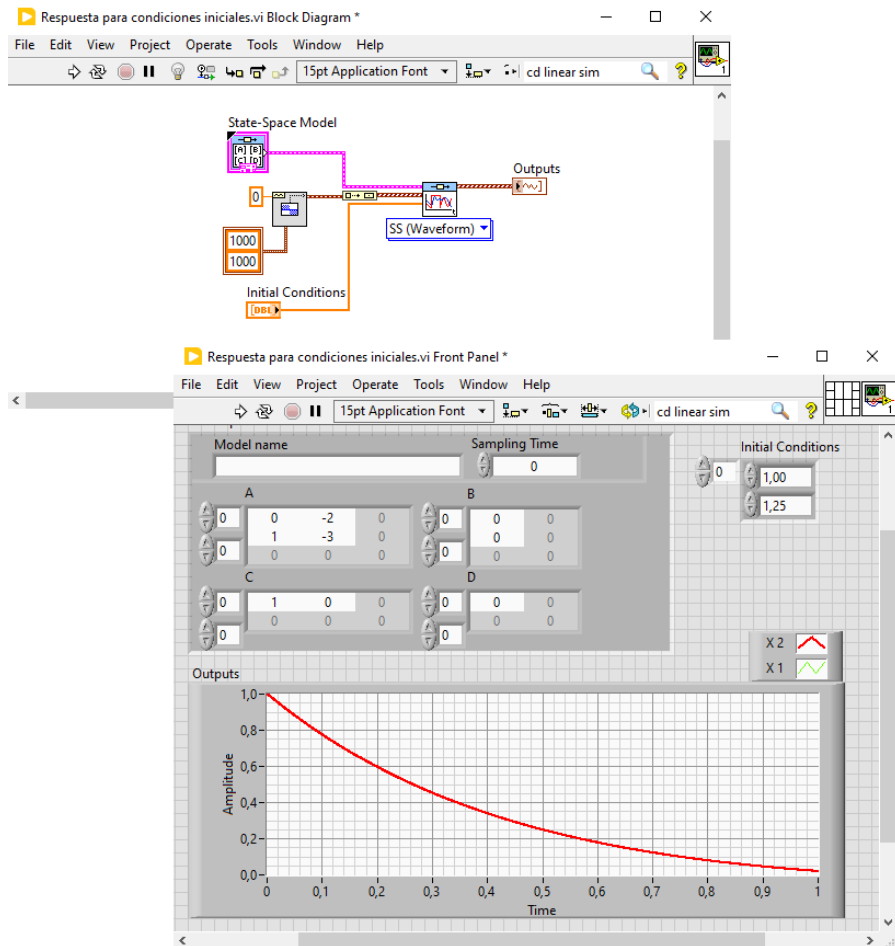
Cálculo de la matriz de transición de estados para un tiempo determinado, $\Delta t = dt$.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 29

Cálculo de la respuesta temporal para condiciones iniciales distintas de cero y entrada cero mediante CD lineal Simulation.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Las condiciones iniciales son $x_1(0) = 1$, $x_2(0) = 1.25$, y la entrada $u(t) = 0$. En $t = 0.2$, utilizando la matriz de transición de estados, el estado es

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}_{t=0.2} = \begin{bmatrix} 0.9671 & -0.2968 \\ 0.1484 & 0.5219 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}_{t=0} = \begin{pmatrix} 0.6 \\ 0.8 \end{pmatrix}.$$

La respuesta temporal del sistema de la ecuación (2.2) también puede obtenerse utilizando la función de CD Lineal Simulation. La función CD Lineal Simulation puede aceptar condiciones iniciales distintas de cero, así como una función de entrada arbitraria.

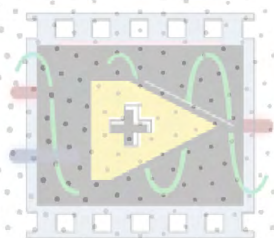
Usando la función de CD Lineal Simulation, se puede calcular la respuesta para la red RLC como se muestra en la Figura 29. El estado en $t=0.2$ se predice con la función de CD Lineal Simulation para ser $x_1(0.2) = 0.6$ y $x_2(0.2) = 0.8$. Comparando los resultados obtenidos por la función de CD Lineal Simulation multiplicando el vector de estado de la condición inicial por la matriz de transición de estado para encontrar el mismo resultado. En el ejemplo ilustrado en la Figura 29, fijamos $B = 0$ para obtener la respuesta de entrada cero. Esto nos permite mantener la entrada de la función de Forma de Onda Cuadrada en el código para futuros análisis ajustando $\mathbf{B}$ a sus valores distintos de cero.

03



CAPÍTULO 3

Características de los sistemas de control retroalimentados



CAPÍTULO 3

Características de los sistemas de control retroalimentados

Las ventajas de la retroalimentación se ilustrarán con dos ejemplos en este capítulo, utilizando LabVIEW para el análisis del sistema de control. En el primer ejemplo, aplicando el control de retroalimentación a un sistema de tacómetro de velocidad con el objetivo de rechazar perturbaciones. En el segundo ejemplo, se ilustrará cómo la retroalimentación contribuye a disminuir la sensibilidad del sistema ante las variaciones de la planta, mejora la respuesta transitoria y disminuye el error en estado estacionario, utilizando como caso de estudio la máquina perforadora del Canal de la Mancha.

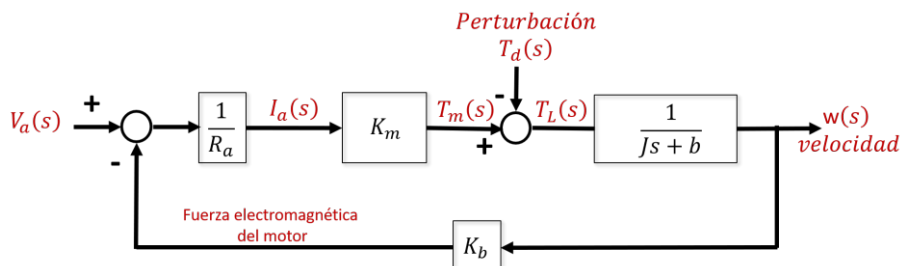
Ejemplo 3.1

Sistema de control de velocidad

En la Figura 30, se muestra la descripción del diagrama de bloques en lazo abierto del motor de CC controlado por inducido con una perturbación del par de carga, $T_d(s)$. Los valores de los distintos parámetros se indican en la Tabla 1. Se presentan dos entradas a nuestro sistema, $V_a(s)$ y $T_d(s)$. Basado en el principio de superposición, que se aplica a sistema lineal, considerando cada entrada por separado.

Figura 30

Sistema de control de velocidad en bucle abierto (sin realimentación externa).



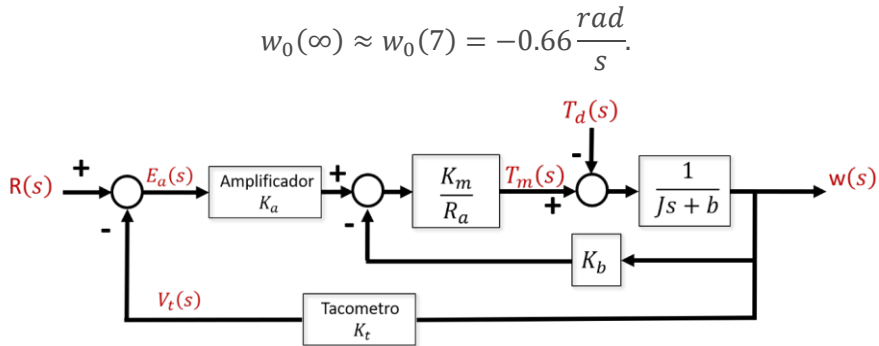
Fuente: Elaboración propia (2025)

Tabla 1*Parámetros del sistema de control del tacómetro*

R_a	K_m	J	B	K_b	K_a	K_t
1	10	2	0.5	0.1	54	1

Fuente: Elaboración propia (2025)

Para investigar los efectos de las perturbaciones en el sistema, dejamos $V_a(s) = 0$ y considerando sólo la perturbación $T_d(s)$. A la inversa, para investigar la respuesta del sistema a una entrada de referencia, dejamos $T_d(s) = 0$ y considerando sólo la entrada $V_a(s)$. El diagrama de bloques del sistema de control del tacómetro de velocidad en lazo cerrado se muestra en la Figura 31 [11].

Figura 31*Sistema de control de tacómetro de velocidad en bucle cerrado.*

Fuente: Elaboración propia (2025)

Si el sistema muestra un buen rechazo de perturbaciones, entonces se espera que la perturbación $T_d(s)$ tenga un efecto pequeño en la salida $w(s)$. Considerando primero el sistema de lazo abierto de la Figura 32, se puede utilizar LabVIEW para calcular la función de transferencia de $T_d(s)$ a $w(s)$ y evaluar la respuesta de salida a una perturbación de paso unitario (es decir, $T_d(s) = \frac{1}{s}$). La respuesta

temporal a una perturbación de paso unitario se muestra en la Figura 32.

La función de transferencia en bucle abierto es

$$G(s) = \frac{w(s)}{T_d(s)} = \frac{-1}{2s+1.5}.$$

Dado que el valor deseado de $w(t)$ es cero (recuerde que $V_a(s) = 0$), el error de estado estacionario es sólo el valor final de $w(t)$, que se denota por $w_0(t)$. El error de estado estacionario mostrado en el gráfico de la Figura 32, es aproximadamente el valor de la velocidad cuando $t=7$ segundos. Se obtiene un valor aproximado del error de estado estacionario observando el gráfico de la Figura 32. El valor aproximado en estado estacionario de $w_0(t)$ es

$$w_0(\alpha) \approx w_0(7) = -0.66 \frac{rad}{s}.$$

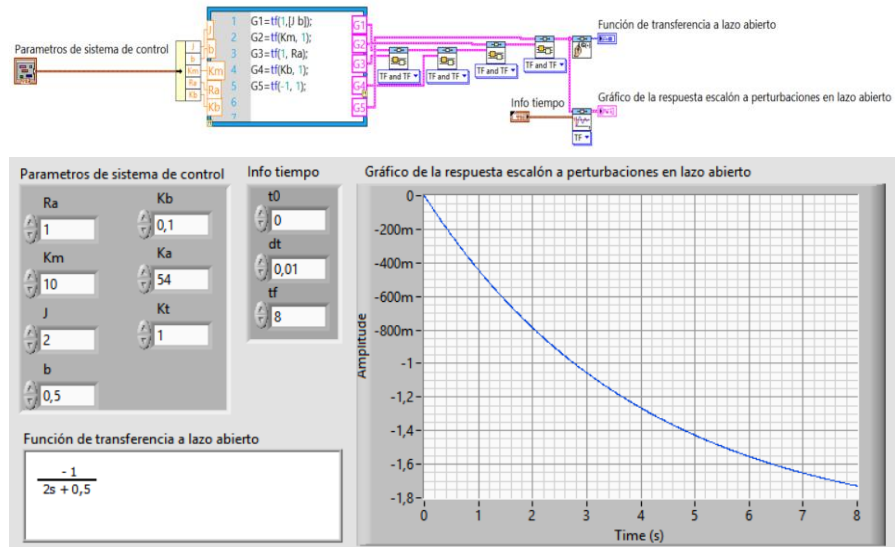
De forma similar, se comienza el análisis del sistema de bucle cerrado calculando la función de transferencia de bucle cerrado de $T_d(s)$ a $w(s)$ y luego generar la respuesta temporal de $w(t)$ a una entrada perturbadora de paso unitario. La respuesta de salida y el vi se muestran en la Figura 33.

La función de transferencia en bucle cerrado de la entrada perturbadora es:

$$\frac{w(s)}{T_d(s)} = \frac{-1}{2s+541.5}.$$

Figura 32

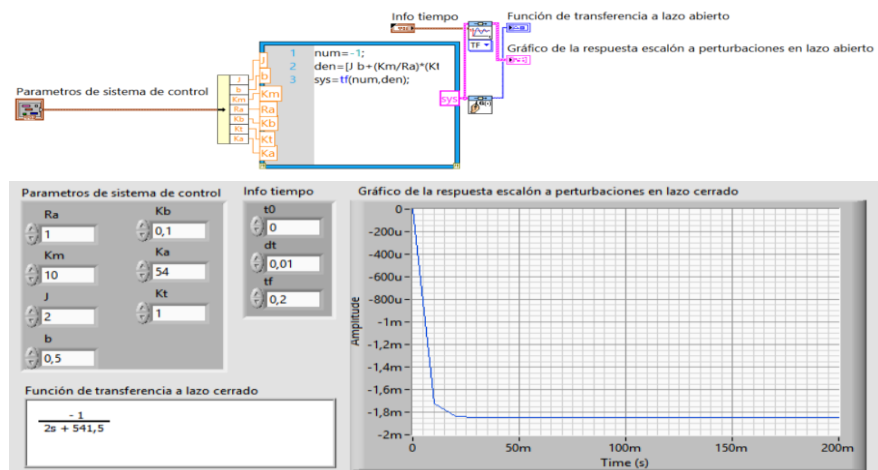
Análisis del sistema de control de velocidad en bucle abierto.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 33

Análisis del sistema de control de velocidad en lazo cerrado.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Como antes, el error de estado estacionario es sólo el valor final de $w(t)$, que se denota por $w_c(t)$. El error en estado estacionario se muestra en el gráfico de la Figura 33. Se puede obtener un valor aproximado del error en estado estacionario. El valor aproximado en estado estacionario de $w(t)$ es

$$w_c(\infty) \approx w_0(0.02) = -0.002 \frac{\text{rad}}{\text{s}}.$$

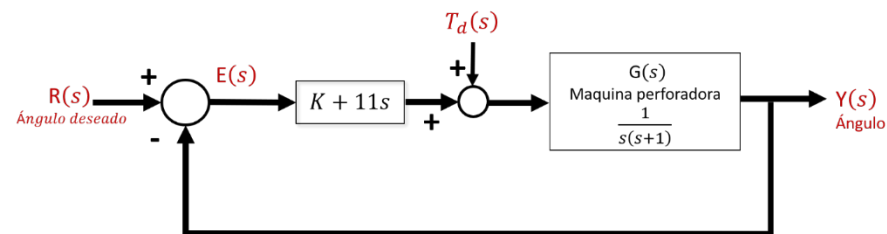
Generalmente se espera que $|w_c(\infty)/w_0(\infty)| < 0.02$. En este ejemplo, la relación entre la velocidad de salida en lazo cerrado y la velocidad de salida en estado estacionario en lazo abierto debida a una perturbación de paso unitario es

$$\frac{w_c(\infty)}{w_0(\infty)} = 0.003.$$

Se ha conseguido una notable mejora en el rechazo de perturbaciones. Es evidente que la adición del bucle de realimentación negativa reduce el efecto de la perturbación en la salida, lo que demuestra la propiedad de rechazo de perturbaciones de los sistemas de realimentación en bucle cerrado.

Figura 34

Modelo de diagrama de bloques de un sistema de control de una taladradora,



Fuente: Elaboración propia (2025)

Ejemplo 3.2

Perforadoras del Canal de la Mancha

La descripción del diagrama de bloques de la máquina perforadora del Canal de la Mancha se muestra en la Figura 34.

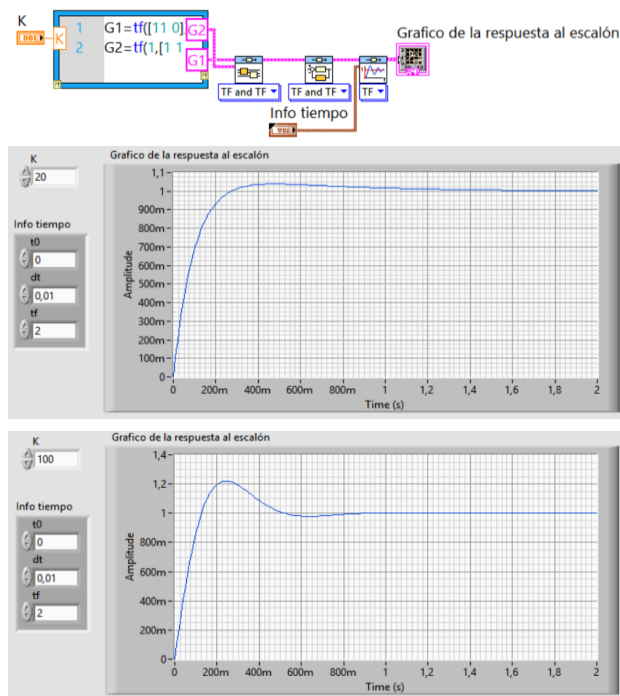
La función de transferencia de la salida debida a las dos entradas es:

$$Y(s) = \frac{K+11s}{s^2+12s+K} R(s) + \frac{1}{s^2+12s+K} T_d(s).$$

El efecto de la ganancia de control K en la respuesta transitoria se muestra en la Figura 35 junto con el vi utilizado para generar los gráficos. Comparando los dos gráficos, se puede ver que el decremento de K, reduce el porcentaje de rebasamiento. Aunque no es tan obvio a partir de los gráficos de la Figura 35, también es cierto que la disminución de K aumenta el tiempo de estabilización. Esto puede verificarse observando detenidamente los datos utilizados para generar los gráficos. Este ejemplo demuestra cómo la respuesta transitoria puede ser alterada por la ganancia de control de realimentación.

Figura 35

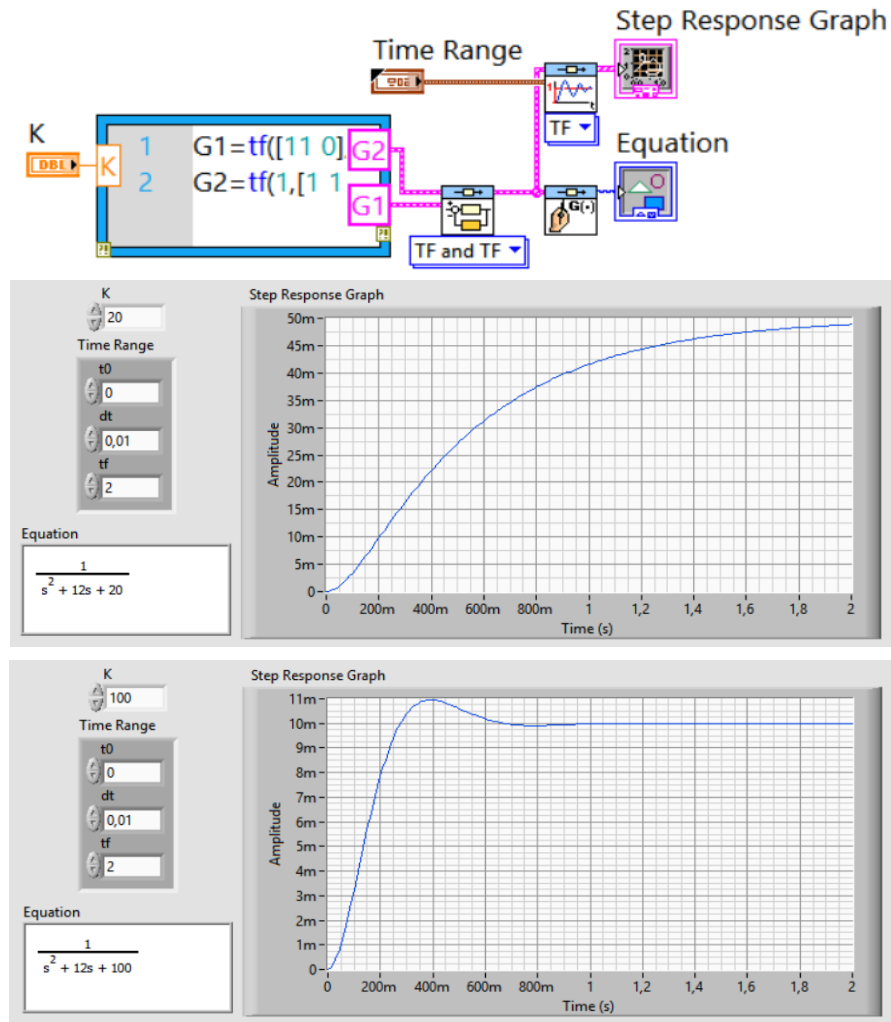
La respuesta a una entrada escalonada con $K = 100$ y $K = 20$ y script LabVIEW.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 36

Respuesta a una perturbación escalonada con $K = 100$ y $K = 20$.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Basándose en el análisis hasta ahora, se prefiere utilizar $K=20$. Hay que tener en cuenta otras consideraciones antes de establecer el diseño final. Previamente de hacer la elección final de K , es importante

considerar la respuesta del sistema a una perturbación de paso unitario, como se muestra en la Figura 36.

Se observa que el aumento de K reduce la respuesta en estado estacionario de $y(t)$ a la perturbación escalón. El valor estacionario de $y(t)$ es 0.05 y 0.01 para $K=20$ y 100, respectivamente. En la Tabla 2, se resumen los errores en estado estacionario, el porcentaje de rebasamiento y los tiempos de estabilización (criterio del 2%).

Tabla 2

Respuesta del sistema de control de la mandrinadora para $K = 20$ y $K = 100$

	$K=20$	$K=100$
P.O.	4%	22%
T_s	1.0s	0.7s
e_{ss}	5%	1%

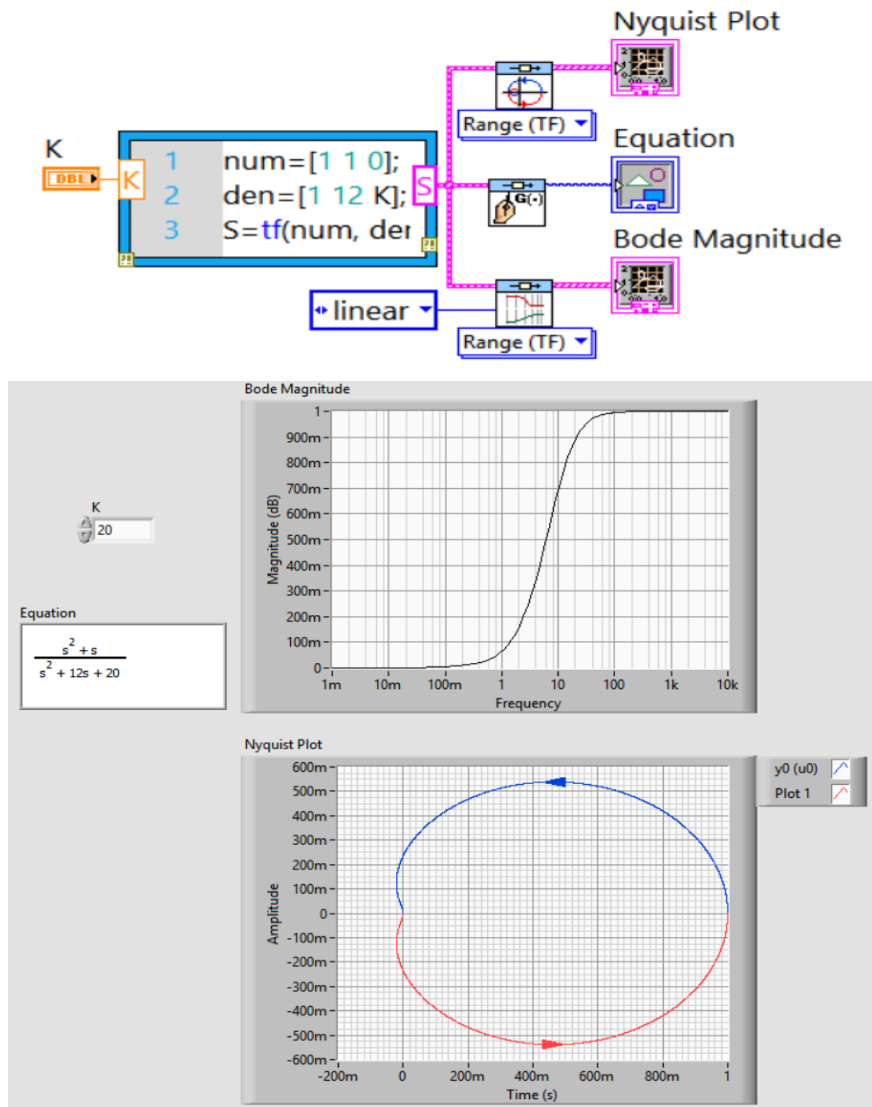
Fuente: Elaboración propia (2025)

Los valores estacionarios se predicen a partir del teorema del valor final para una entrada perturbadora de la siguiente manera:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\frac{1}{s(s+12)+K} \right] \frac{1}{s} = \frac{1}{K}.$$

Figura 37

Sensibilidad del sistema a las variaciones de la planta ($s = j\omega$).



Fuente: Elaboración propia (2025)

Si la única consideración de diseño es el rechazo de perturbaciones, se opta por utilizar $K=100$. Se experimenta una situación de

compromiso común en el diseño de sistemas de control. En este ejemplo concreto, si se aumenta K se consigue un mejor rechazo de las perturbaciones, mientras que si se disminuye K se obtiene un mejor rendimiento (es decir, menos sobreimpulso). La decisión final sobre cómo elegir K recae en el diseñador.

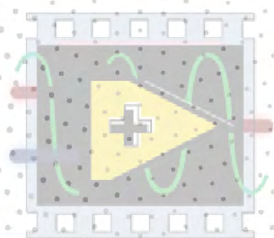
Aunque LabVIEW puede ayudar en el diseño del sistema de control, no puede reemplazar la capacidad de toma de decisiones y la intuición del ingeniero. El paso final en el análisis es mirar la sensibilidad del sistema a los cambios en la planta. La función de sensibilidad se calcula como:

$$S(s) = \frac{s(s+1)}{s(s+12)+K}.$$

Calculando los valores de $S(s)$ para diferentes valores de s y generar un gráfico de la sensibilidad del sistema. Para frecuencias bajas, se puede aproximar la sensibilidad del sistema mediante

$$S(s) \approx \frac{s}{K}.$$

El aumento de la ganancia K reduce la sensibilidad del sistema. Los gráficos de sensibilidad del sistema cuando $s = j\omega$ se muestran en la Figura 37 para $K = 20$.

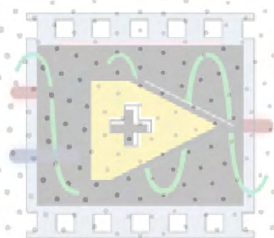


04



CAPÍTULO 4

Rendimiento de los sistemas de control con retroalimentación



Rendimiento de los sistemas de control con retroalimentación

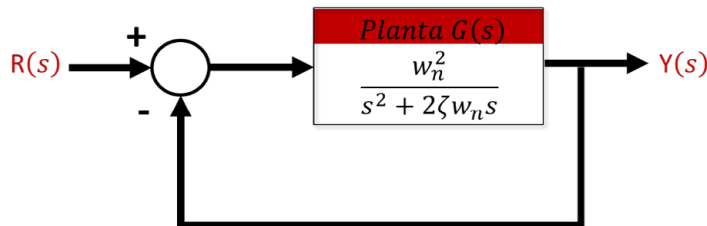
En este capítulo se inicia el estudio sobre el desempeño de los sistemas de control de realimentación. Como ejemplo práctico se aborda el control del ángulo de inclinación de un avión, empleando LabVIEW para desarrollar un modelo simple pero eficaz que represente la respuesta a las deflexiones de los alerones. Luego se aplica la técnica de simplificación de modelos para presentar una aproximación de segundo orden. Este modelo simplificado proporciona una comprensión del comportamiento esperado del sistema y nos guía en el diseño inicial. Finalmente, utilizando una simulación en LabVIEW para realizar un análisis interactivo. Se inicia explorando las especificaciones de rendimiento en el dominio del tiempo, considerando la respuesta transitoria a una señal de entrada específica y los errores de seguimiento en estado estacionario resultantes.

Especificaciones del dominio temporal

Las especificaciones de desempeño en el dominio del tiempo suelen describirse en función de la respuesta transitoria de un sistema frente a una señal de entrada determinada. Dado que las señales de entrada reales suelen ser desconocidas, se utiliza una señal de prueba estándar [15]. Analizaremos el sistema de segundo orden representado en la Figura 38.

Figura 38

Sistema de realimentación de segundo orden de un solo lazo.



Fuente: Elaboración propia (2025)

La salida en bucle cerrado es

$$Y(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} R(s).$$

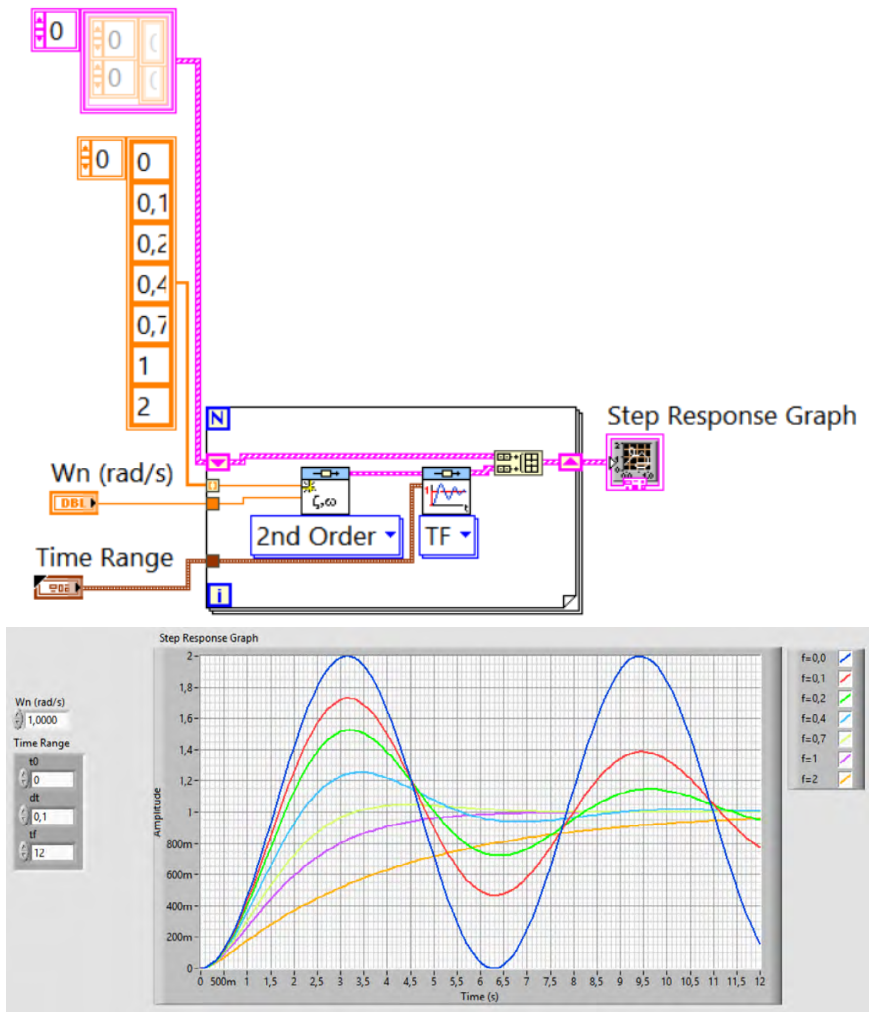
Anteriormente, se ha discutido el uso de la función escalón para calcular la respuesta de un sistema. Ahora, el foco se centra en otra señal de prueba fundamental: La función de impulso. La respuesta al impulso se obtiene como la derivada temporal de la respuesta al escalón. En la Figura 39, se presenta la respuesta de un sistema de segundo orden a una función escalón para distintos valores de w_n y ζ .

De forma similar, la respuesta de un sistema de segundo orden a una función de impulso se muestra en la Figura 40. En el script, fijamos $w_n = 1$, lo que equivale a calcular la respuesta escalón frente a $w_n t$. Esto da un gráfico más general válido para cualquier $w_n > 0$.

Estudiando la función CD Lineal Simulation en el Capítulo 2, para su uso con modelos estado-variable y ahora considerando su uso con modelos de función de transferencia como se muestra en el Ejemplo 4.1.

Figura 39

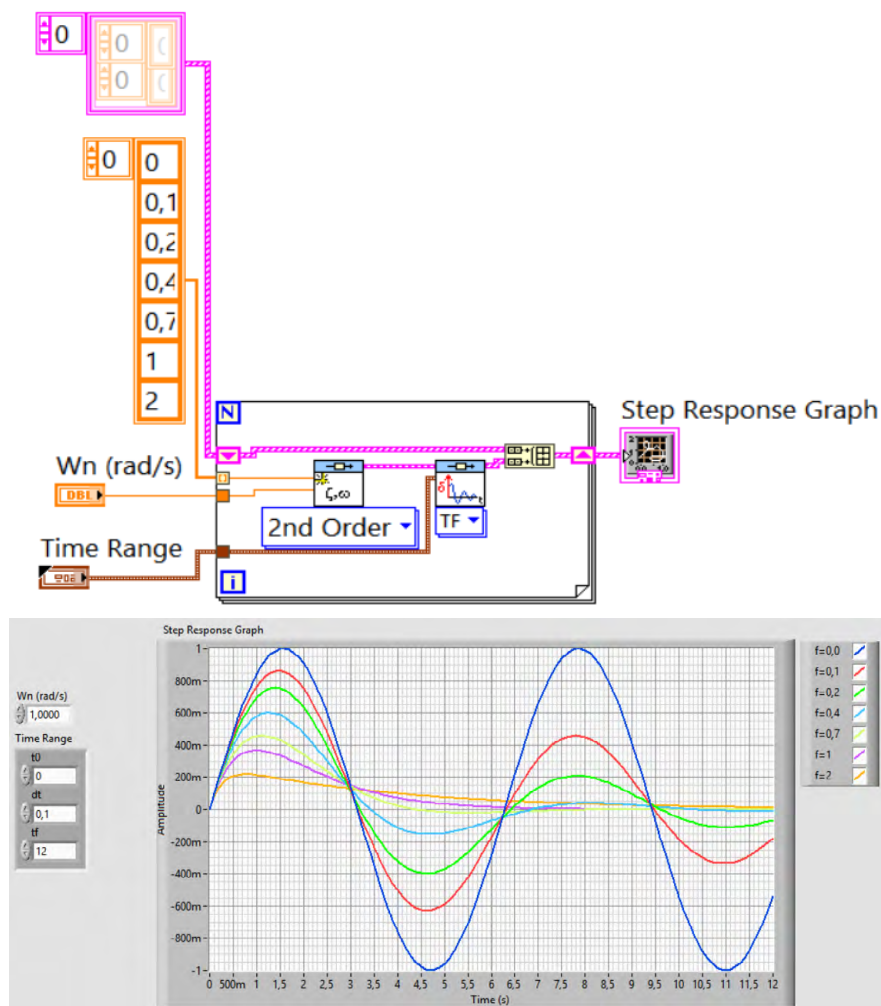
Respuesta de un sistema de segundo orden a una función escalón.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 40

Respuesta de un sistema de segundo orden a una función impulsiva.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Ejemplo 4.1

Control de la dirección de un robot móvil

En la Figura 41, se muestra el diagrama de bloques de un sistema de control de dirección para un robot móvil. Suponiendo que el controlador de dirección, $G_c(s)$, es:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_1}{s}.$$

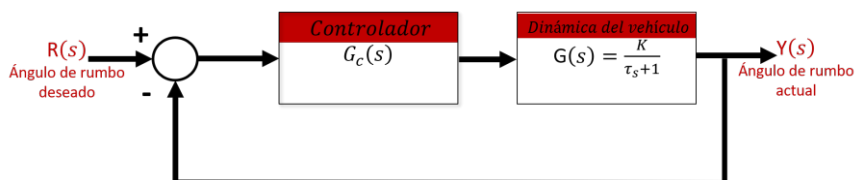
Cuando la entrada corresponde a una rampa, el error en estado estacionario se expresa como:

$$e_{ss} = \frac{A}{K_v}. \quad (4.1)$$

donde $K_v = K_1 K$. El impacto de la constante del controlador, K_1 , en el error de estado estacionario se observa claramente a partir de la ecuación (4.1). Cuando K_1 es grande, el error de estado estacionario es pequeño. Se puede simular la respuesta del sistema de lazo cerrado ante una entrada de rampa utilizando la función CD Lineal Simulation [19]. Las ganancias del controlador K_p , K_1 y la ganancia del sistema K pueden representarse simbólicamente en el diagrama de bloques para permitir la selección y simulación de varios valores. Los resultados se muestran en la Figura 42 para $K_p = K = 1$, $K_1 = 2$ y $\tau = \frac{1}{10}$.

Figura 41

Diagrama de bloques del sistema de control de la dirección.



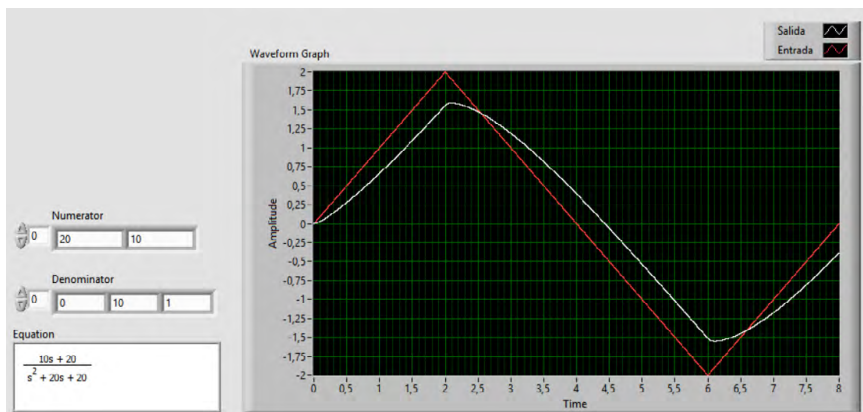
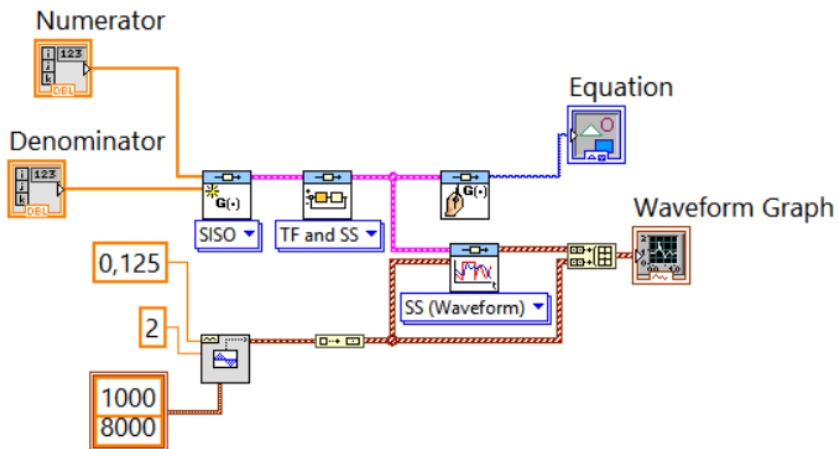
Fuente: Elaboración propia (2025)

Simplificación de sistemas lineales

Es posible crear un modelo aproximado de bajo orden que se asemeje a la respuesta de entrada-salida de un modelo de alto orden. Empleando LabVIEW para comparar este modelo aproximado con el modelo real, como se muestra en el Ejemplo 4.2.

Figura 42

Respuesta transitoria del sistema de control de dirección del robot móvil a una entrada de rampa.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Ejemplo 4.2

Modelo simplificado

Considerando el sistema de tercer orden

$$H(s) = \frac{6}{s^3 + 6s^2 + 11s + 6}.$$

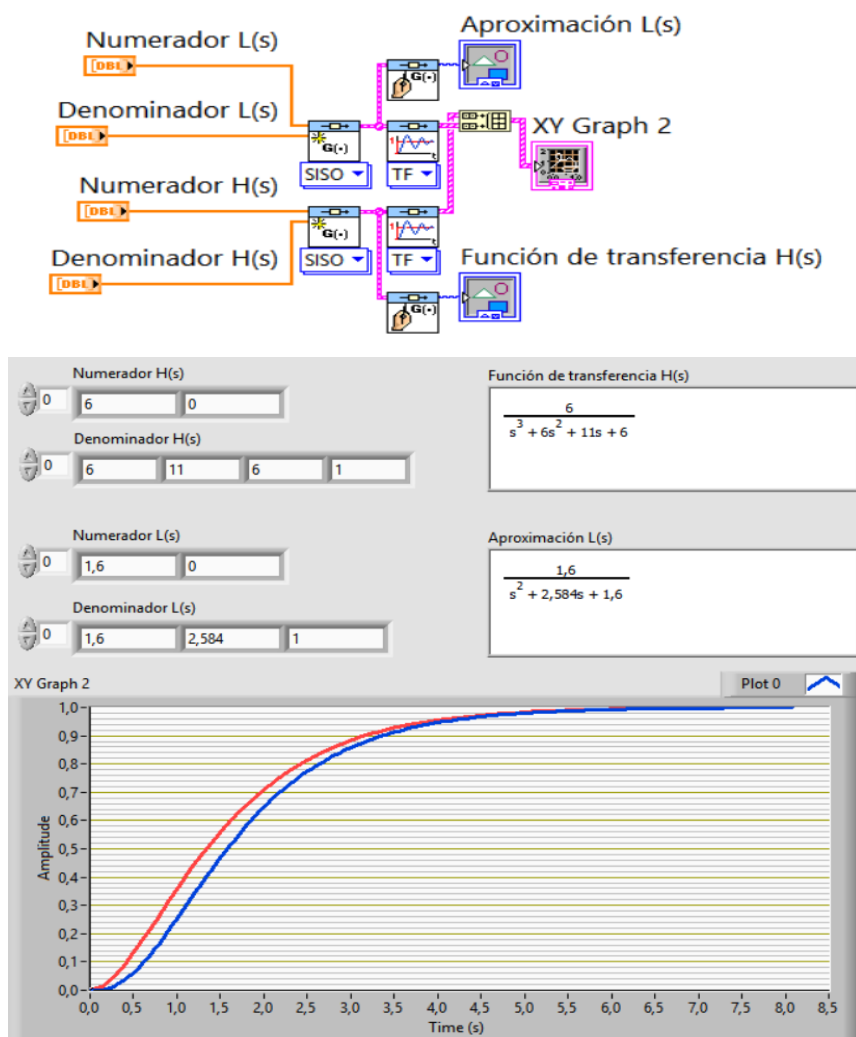
Una aproximación de segundo orden es

$$L(s) = \frac{1.6}{s^2 + 2.584s + 1.6}.$$

En la Figura 43, se comparan sus respectivas respuestas escalonadas.

Figura 43

Comparación de la respuesta escalonada para una función de transferencia aproximada frente a la función de transferencia real.



Fuente: Elaboración propia (2025)

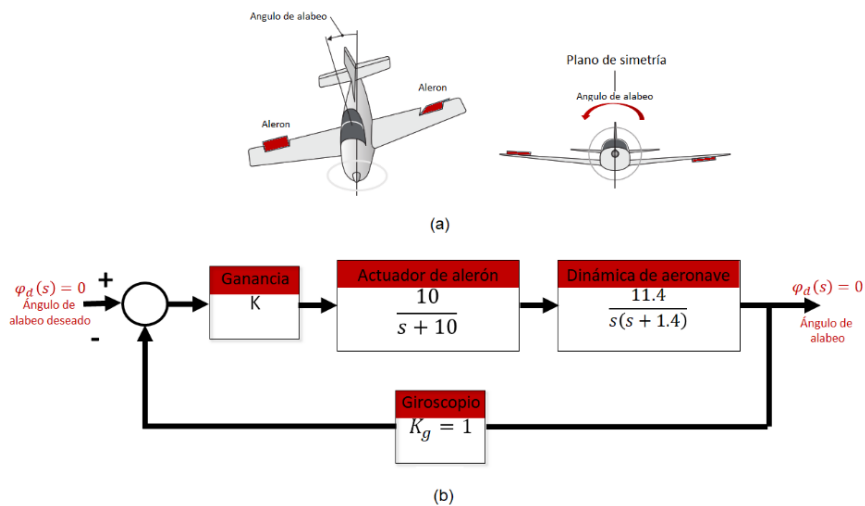
Ejemplo 4.3

Control de Balanceo de Aviones usando LabVIEW

Cada vez que se viaja en un avión comercial, se viven directamente las ventajas que ofrecen los sistemas de control automático. Estos sistemas asisten a los pilotos, reduciendo su carga de trabajo en vuelos largos y optimizando las características de manejo del avión bajo diferentes condiciones de vuelo. La conexión entre la aviación y los sistemas de control se remonta a los primeros avances realizados por los hermanos Wright.

Figura 44

(a) Control del ángulo de inclinación de un avión mediante deflexiones diferenciales de los alerones. (b) Piloto automático de control del ángulo de inclinación.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Aprovechando la fuerza del viento, los hermanos Wright adoptaron técnicas de diseño sistemático para transformar su sueño de vuelos propulsados en realidad. Este enfoque meticuloso fue fundamental para su éxito. Un elemento esencial de su metodología fue la importancia que otorgaron a los controles de vuelo, insistiendo en que sus aviones debían estar bajo el control del piloto.

Al observar que los pájaros controlaban su movimiento de balanceo torciendo las alas, los Wright diseñaron aviones con mecanismos mecánicos que permitían torcer las alas. Aunque hoy en día no usamos la torsión de las alas para realizar maniobras de balanceo, en su lugar empleamos alerones, como se muestra en la Figura 44.

Los hermanos Wright introdujeron el uso de elevadores, inicialmente ubicados en la parte frontal del avión para controlar el movimiento de ascenso y descenso. Así mismo, emplearon timones para dirigir la aeronave lateralmente. Esta configuración básica de control de vuelo se ha mantenido hasta nuestros días, aunque con la evolución de la aviación, los elevadores se han trasladado a la sección posterior de la aeronave.

El hito histórico del primer vuelo controlado, propulsado y sin asistencia externa se logró en 1903 con el Wright Flyer I. Posteriormente, en 1905 el Flyer III, considerado el primer avión verdaderamente práctico, demostró una notable autonomía, pudiendo permanecer en vuelo durante treinta minutos y realizar giros. El control de vuelo en tres ejes fue una importante y a menudo olvidada contribución de los hermanos Wright. Stevens y Lewis.

Para el siguiente caso de la aeronave, se selecciona $e_0 = 1.4$ y $K = 11.4$, donde la dinámica de la aeronave viene dada por $G(s) = \frac{k}{s(s+e_0)}$.

La constante de tiempo asociada a la disminución del balanceo es $\tau = \frac{1}{e_0} = 0.7$ segundos. Estos valores representan una respuesta bastante rápida al movimiento de balanceo típico de una aeronave ágil. Para el modelo del actuador del alerón, se suele utilizar un modelo de sistema simple de primer orden,

$$\frac{\delta_a(s)}{e(s)} = \frac{p}{s+p}, \quad (4.2)$$

donde $e(s) = \varphi_a(s) - \varphi(s)$. En este caso se selecciona $p = 10$. Esto corresponde a una constante temporal de $\tau = \frac{1}{p} = 0.1$ segundos

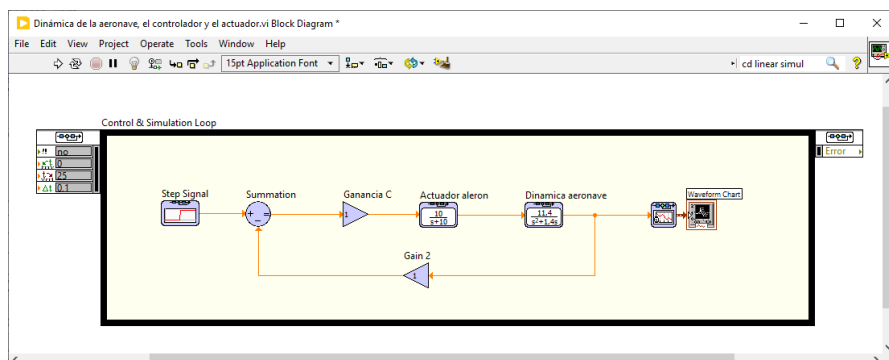
siendo un valor típico consistente con una respuesta rápida. Es imperativo contar con un actuador de alta velocidad para que la dinámica del avión activamente controlado domine la respuesta global del sistema. Un actuador lento introduce un retardo que puede comprometer el desempeño y la estabilidad del sistema de control.

El modelo de segundo orden ha proporcionado una aproximación valiosa para analizar la influencia del parámetro K en la respuesta del sistema, caracterizada por el sobrepaso y el tiempo de subida. No obstante, la simplificación a un sistema de segundo orden limita nuestra comprensión, ya que el sistema real es de tercer orden. Por consiguiente, es imperativo considerar el impacto del polo adicional en el diseño del controlador.

Se puede desarrollar una simulación del sistema de control para cuantificar el rendimiento. También variar fácilmente parámetros importantes del sistema como K y comprobar el rendimiento resultante medido por las características de respuesta de paso. LabVIEW proporciona una metodología gráfica para desarrollar la simulación utilizando diagramas de bloques. Como se muestra en la Figura 45, LabVIEW presenta la ventana del sistema en forma de diagrama de bloques.

Figura 45

Ventana de simulación de LabVIEW con la dinámica de la aeronave, el controlador y el actuador.

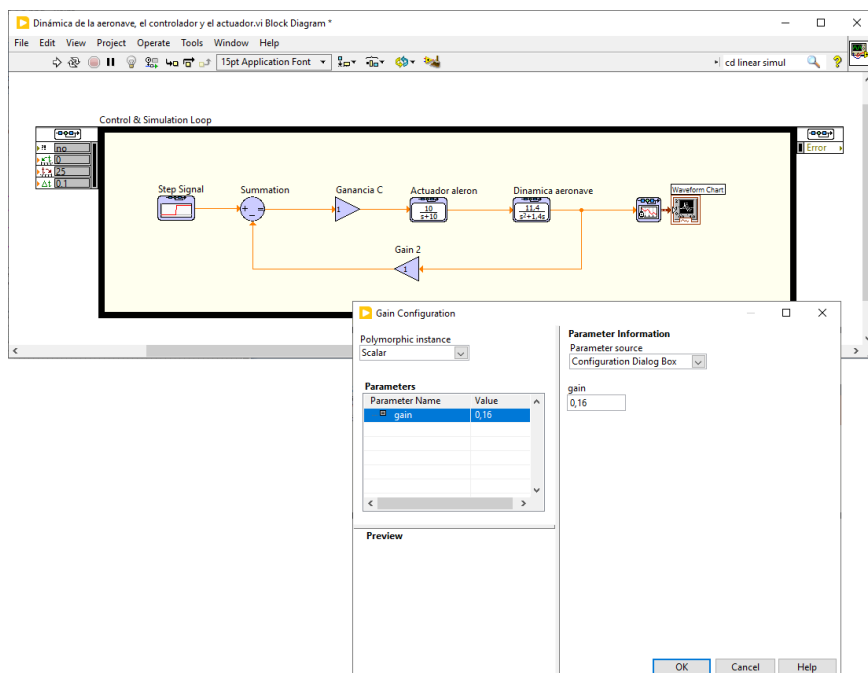


Fuente: Elaboración propia (2025)

Antes de iniciar la simulación se pueden modificar varios parámetros del sistema que estamos modelando. Para ajustar cualquier componente del modelo, simplemente haz doble clic en la Ganancia del Controlador, el Actuador de Alerones, la Dinámica del Avión o la Ganancia del Giróscopo e introduce los nuevos parámetros.

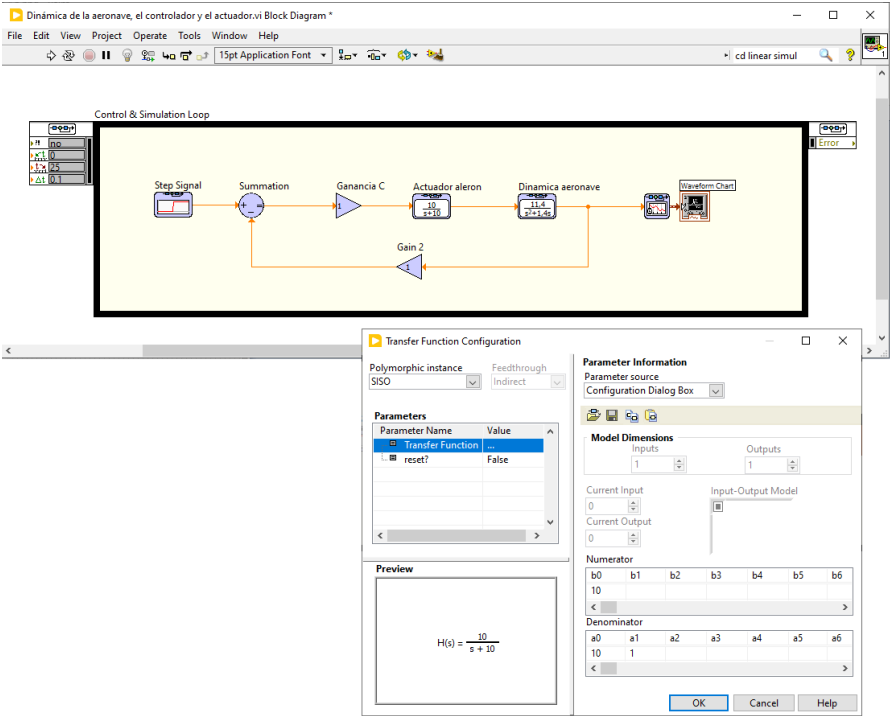
Por ejemplo, al abrir la Ganancia del Controlador, se muestra una ventana como la que aparece en la Figura 46. En esta ventana, se logra especificar el valor de la ganancia que se introduce en el sistema. Para mover la ventana y evitar que obstruya el diagrama, simplemente haz clic y mantén presionado el botón del ratón en cualquier lugar de la barra de título y arrastramos la ventana a otro lugar. A medida que cambiamos los parámetros se actualizan inmediatamente en el diagrama. Las figuras 47 y 48 muestran las ventanas de visualización abiertas para el actuador de alerones y la dinámica de la aeronave.

Figura 46
Ventana emergente para modificar la ganancia del regulador.



Fuente: Elaboración propia (2025)

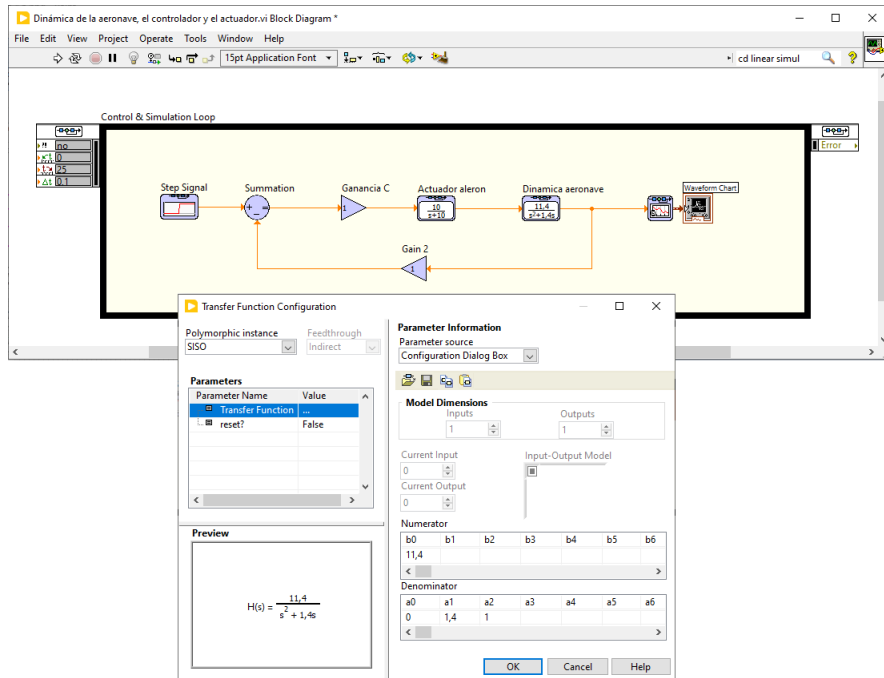
Figura 47
Ventana emergente utilizada para cambiar la función de transferencia del actuador del alerón.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 48

Ventana emergente utilizada para modificar la función de transferencia de la dinámica de la aeronave.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Se tienen que configurar algunos parámetros más, antes de que el modelo esté listo para la simulación. La Figura 49, muestra la ventana Configurar parámetros de simulación que permite a los usuarios seleccionar diferentes rutinas de integración numérica y los parámetros para el tiempo inicial y final, tamaño de paso máximo y mínimo y tolerancias relativas y absolutas.

Una vez realizados los cambios deseados, seleccione el botón Aceptar. Durante la ejecución de la simulación, el gráfico de respuesta temporal se actualiza dinámicamente. La respuesta temporal debería parecerse ahora a la Figura 50.

Para afinar la simulación, se pueden cambiar cualquiera o todas las funciones de transferencia o ganancias por los pasos que acabamos

de cubrir. En este punto la configuración de LabVIEW tiene $K = 0.16$. A partir de nuestro análisis anterior, determinamos que a medida que K disminuía, el porcentaje de sobreimpulso también disminuía, mientras que el tiempo hasta el pico aumentaba simultáneamente.

Con una simulación interactiva podemos verificar esta tendencia, excepto que ahora tenemos el sistema original de tercer orden en la simulación en lugar del sistema aproximado de segundo orden en el que se basó el análisis analítico. Con la aproximación del sistema de segundo orden, estimamos que con $K = 0.16$ el porcentaje de rebasamiento, P.O., es del 20% y el tiempo hasta la cresta, T_p , es de 2.62 segundos. ¿Cuál es el rendimiento del sistema con el sistema de tercer orden? LabVIEW proporciona una manera de investigar esto fácilmente; los resultados de la simulación se muestran en la Figura 50. El porcentaje de sobreimpulso es ligeramente superior al 20% debido a la presencia de un tercer polo que ignoramos en el análisis analítico del sistema de segundo orden.

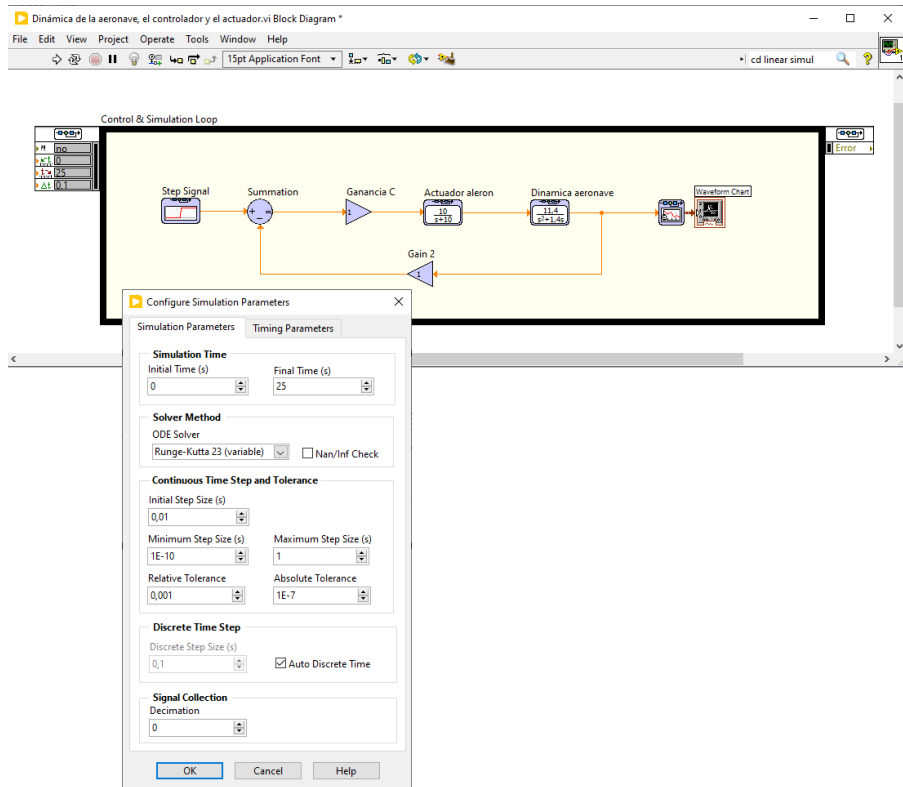
De hecho, con $K = 0.16$ tenemos:

$$P.O. = 20.5\% \quad \text{y} \quad T_p = 2.73 \text{ segundos.}$$

El porcentaje de rebasamiento se reduce del 20.5% con $K = 0.16$ al 9.5% con $K = 0.1$. Además, el tiempo hasta la cresta aumenta de 2.73 segundos con $K = 0.16$ a 3.74 segundos con $K = 0.1$, se comprueba que, con $K = 0.2$, el porcentaje de rebasamiento y el tiempo hasta la cresta son del 26.5% y 2.38 segundos, respectivamente.

Figura 49

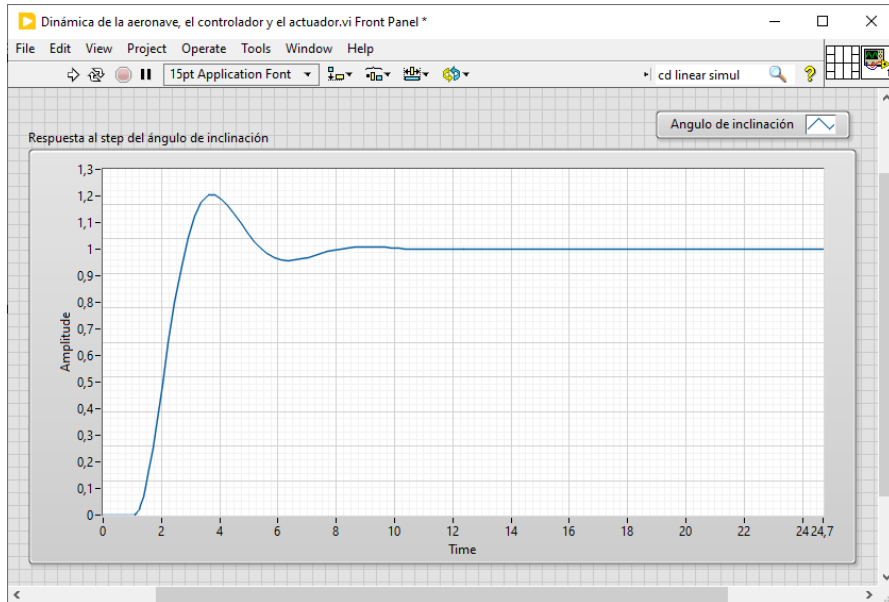
Selección de parámetros en el menú Configurar parámetros de simulación.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 50

La simulación de LabVIEW con el gráfico a escala que muestra la respuesta del ángulo de inclinación de la aeronave a una entrada escalonada.



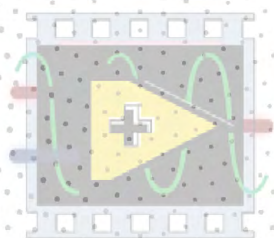
Fuente: Elaboración propia (2025)

05



CAPÍTULO 5

Estabilidad de los sistemas de retroalimentación lineales



Estabilidad de los sistemas de retroalimentación lineales

Este capítulo inicia con una explicación del método de estabilidad de Routh-Hurwitz. Se explorará cómo LabVIEW facilita el análisis de estabilidad al ofrecer una manera sencilla de calcular las raíces de la ecuación característica. En el caso de que esta ecuación dependa de un único parámetro, será posible crear un gráfico que ilustre cómo se desplazan los polos a medida que cambia el parámetro. El capítulo concluye con un análisis de la estabilidad de los sistemas dinámicos representados en el espacio de estados.

Estabilidad de Routh-Hurwitz

El criterio de Routh-Hurwitz es necesario y suficiente para la estabilidad. Dada una ecuación característica con coeficientes fijos, podemos utilizarlo para determinar el número de raíces en el semiplano derecho [20]. Por ejemplo, se considera la ecuación característica

$$q(s) = s^3 + s^2 + 2s + 24 = 0.$$

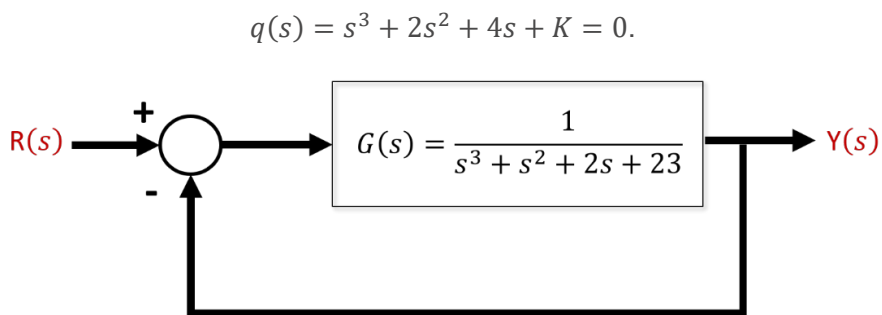
asociado con el sistema de control de bucle cerrado ilustrado en la Figura 51. La matriz de Routh correspondiente se presenta en la Figura 52; la presencia de dos cambios de signo en la primera columna del arreglo de Routh indica que el polinomio característico posee dos raíces con parte real positiva, lo cual implica la inestabilidad del sistema de lazo cerrado.

Usando LabVIEW, se procede a verificar el resultado del criterio de Routh-Hurwitz calculando directamente las raíces de la ecuación característica mediante la función CD Poles (como se muestra en la Figura 53. Cabe recordar que la función Polos CD calcula los polos del sistema.

Cuando la ecuación característica depende de un único parámetro, el método de Routh-Hurwitz puede emplearse para determinar el rango de valores que puede tomar el parámetro mientras se mantiene la estabilidad. Considerando el sistema de retroalimentación de bucle cerrado mostrado en la Figura 54. La ecuación característica es

Figura 51

Sistema de control en bucle cerrado con $T(s)=Y(s)/R(s)=1/(s^3+s^2+2s+24)$.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 52

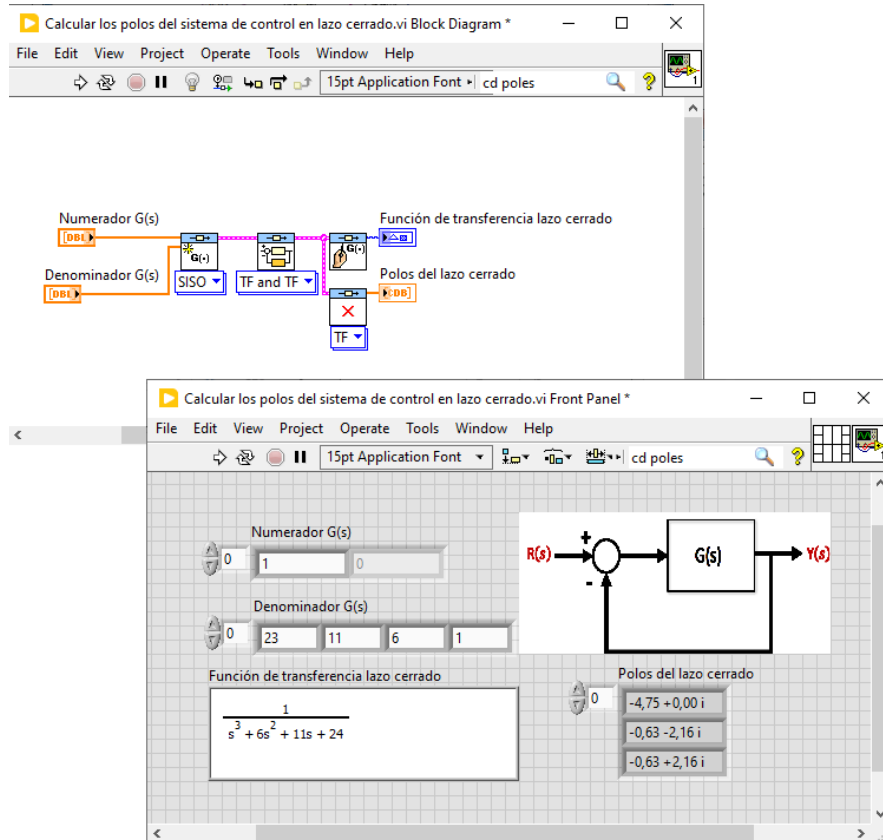
Matriz de Routh para el sistema de control de lazo cerrado con $T(s)=Y(s)/R(s)=1/(s^3+s^2+2s+24)$.

	s^3	1	2	
	s^2	1	24	
	s^1	-22	0	Primer cambio de signo
Segundo cambio de signo	s^0	24	0	

Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 53

Utilización de la función CD Poles para calcular los polos del sistema de control en lazo cerrado del sistema mostrado en la Figura 51.



Fuente: Elaboración propia (2025)

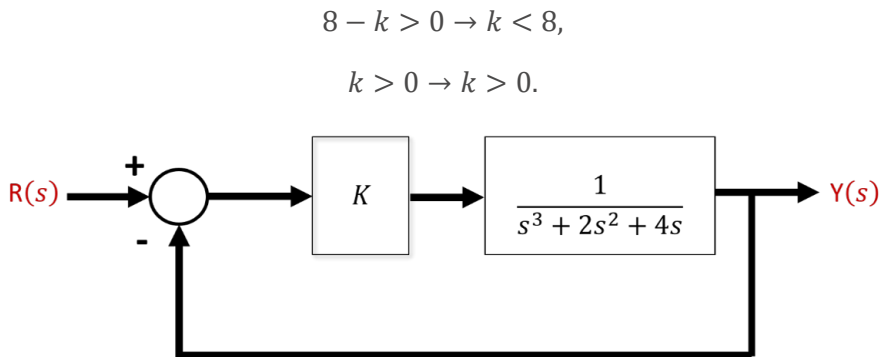
La matriz de Routh asociada viene dada por

$$\begin{array}{c|cc} s^3 & 1 & 4 \\ s^2 & 2 & K \\ s & \frac{8-K}{2} & 0 \\ 1 & K & . \end{array}$$

El criterio de Routh-Hurwitz establece que, para la estabilidad de bucle cerrado, todos los elementos de la primera columna de la matriz de Routh deben ser positivos. Así, se obtiene:

Figura 54

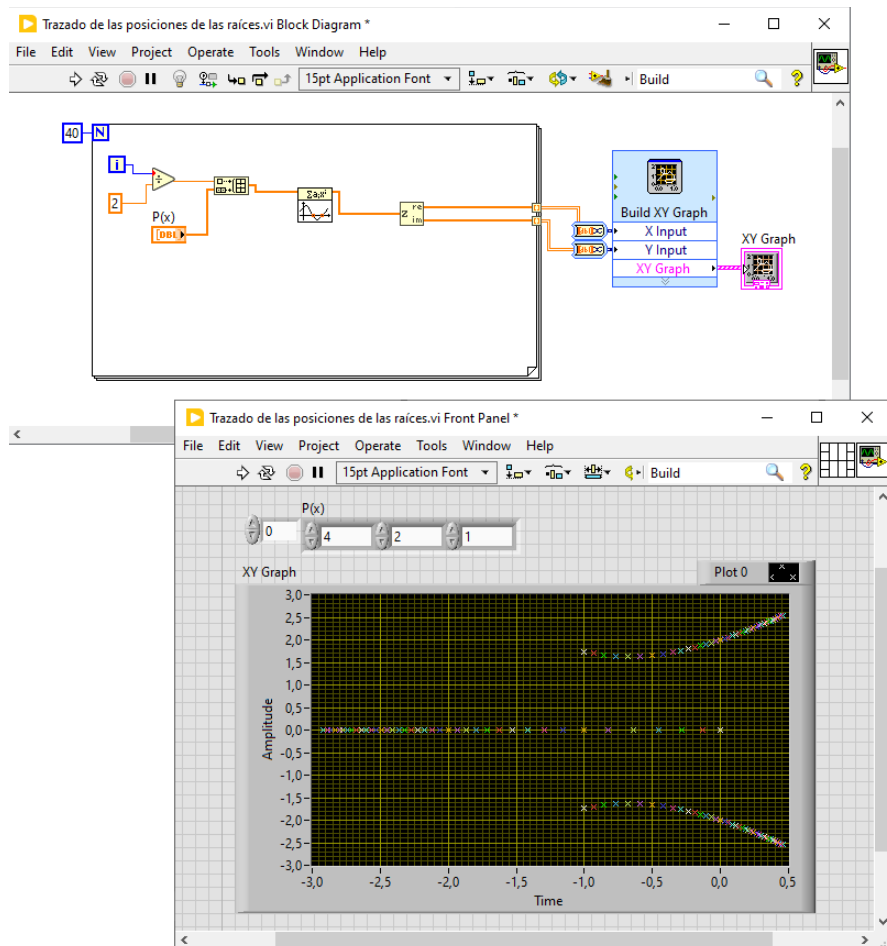
Sistema de control de bucle cerrado con $T(s)=Y(s)/R(s) = 1/(s^3+2s^2+4s+K)$.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 55

Trazado de las posiciones de las raíces de $q(s)=s^3+3s^2+4s+K$ para $0 \leq K \leq 20$.



Fuente: Elaboración propia (2025)

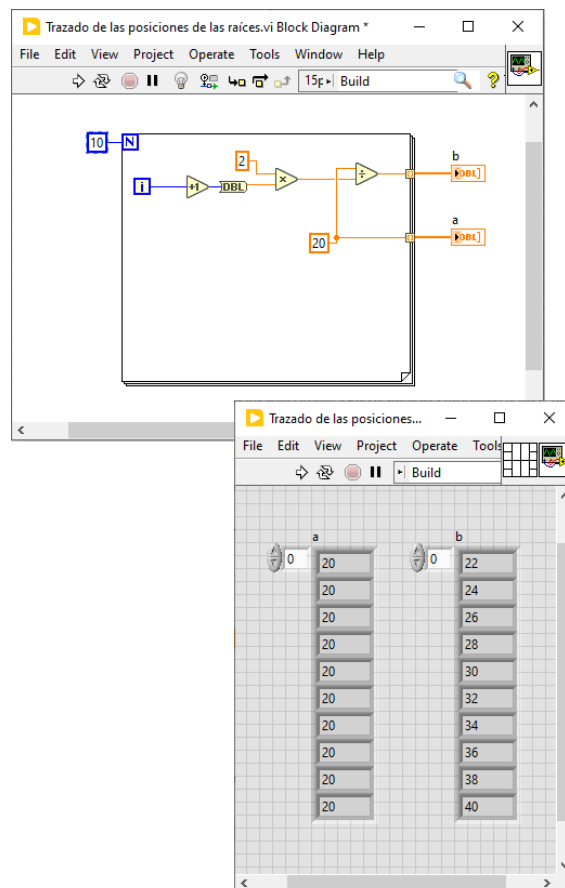
Con LabVIEW se procede a verificar este resultado de manera gráfica. Como se ilustra en la Figura 55, se establece un vector de valores para K en el que se pretende determinar las raíces del polinomio característico. Luego, utilizando la función Raíces Polinómicas, se calcula y grafican estas raíces como se muestra en la misma figura. Se observa que, a medida que K aumenta, las raíces de la ecuación

característica se desplazan hacia el semiplano derecho conforme la ganancia se aproxima a $K=8$ y finalmente se ubican en el semiplano derecho cuando $K>8$.

El VI de la Figura 56 emplea una función de Bucle For. Esta estructura ofrece un mecanismo para ejecutar una serie de instrucciones repetidamente, un número específico de veces. El Bucle For crea un ciclo de cálculo que se repite. La Figura 56 muestra el formato de la estructura y ofrece un ejemplo que ilustra su uso.

Figura 56

Uso de la estructura de bucle For.



Fuente: Elaboración propia (2025)

El ejemplo configura un bucle que se repite diez veces. En cada iteración i , donde $1 \leq i \leq 10$, el i -ésimo elemento del vector a se establece en 20 y el escalar b se recalcula.

El método de Routh-Hurwitz permite hacer afirmaciones definitivas sobre la estabilidad absoluta de un sistema lineal. Sin embargo, no aborda la estabilidad relativa que está directamente relacionada con la ubicación de las raíces de la ecuación característica. Routh-Hurwitz indica cuántos polos están en el semiplano derecho, pero no proporciona la ubicación exacta de los polos. Con LabVIEW, se puede calcular explícitamente los polos, lo que facilita la investigación de la estabilidad relativa [18].

Ejemplo 5.1

Control de vehículos de oruga

El objetivo de diseño es encontrar a y K de forma que el sistema sea estable y el error en estado estacionario para una entrada de rampa sea menor o igual al 24% del comando. Utilizando el método de Routh-Hurwitz para ayudar en la búsqueda de los valores apropiados de a y K . La ecuación característica de lazo cerrado es:

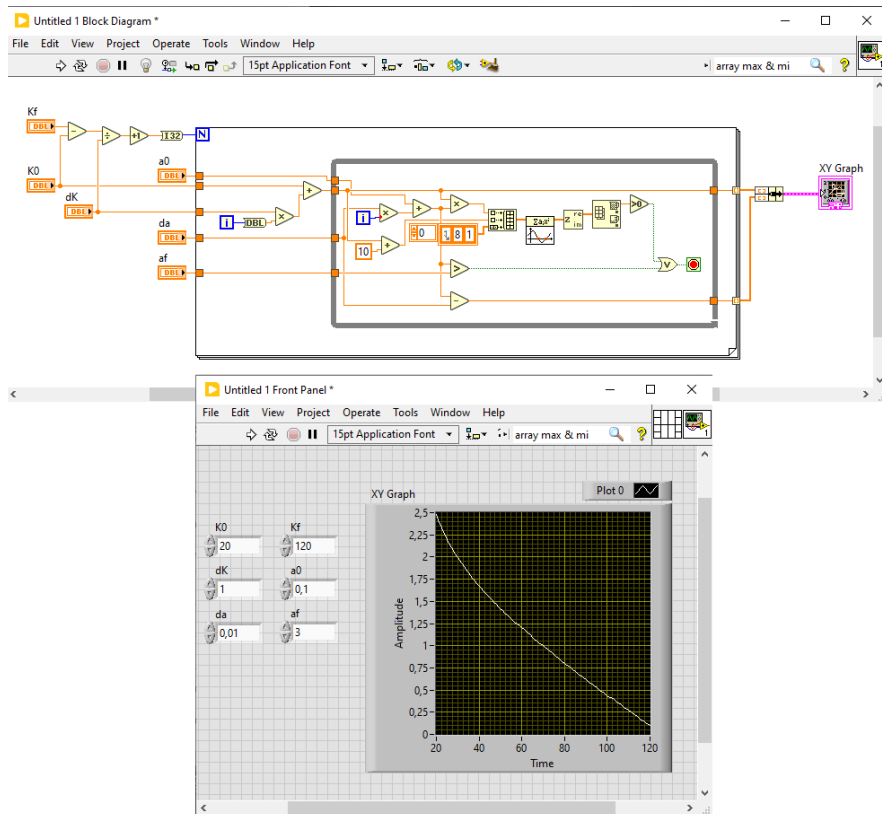
$$q(s) = s^4 + 8s^3 + 17s^2 + (K + 10)s + aK = 0.$$

Usando la matriz de Routh, encontramos que para la estabilidad requerimos

$$K < 126, \quad aK > 0.$$

Figura 57

Región de estabilidad para a y K para el control de giro de vehículos de dos orugas.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Para valores positivos de K , se restringe la búsqueda a $0 < K < 126$ y $a > 0$. El objetivo será utilizar LabVIEW para identificar una región parametrizada en el plano de a frente a K donde la estabilidad esté garantizada. Luego, se puede encontrar un conjunto de pares (a, K) dentro de esta región estable, que cumpla con la especificación de error en estado estacionario.

Este proceso detallado en la Figura 57, implica seleccionar un rango de valores para a y K y calcular las raíces del polinomio característico

para valores específicos de a y K . Para cada valor de K , determinamos el primer valor de a que resulta en al menos una raíz de la ecuación característica en el semiplano derecho. Este proceso se repite hasta explorar todo el rango seleccionado de a y K . El gráfico de los pares (a, K) define la frontera entre las regiones estable e inestable. La región a la izquierda en el gráfico de a frente a K en la Figura 57 es la región estable. Suponiendo que $r(t)=At$ para $t>0$, el error en estado estacionario es:

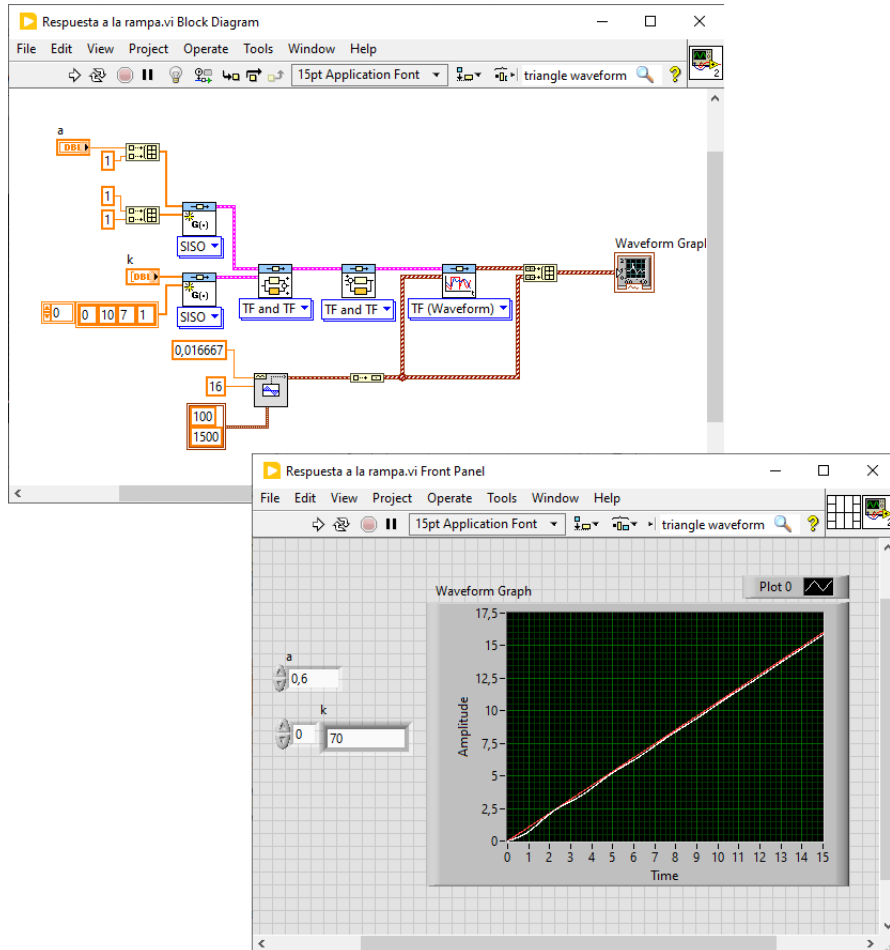
$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \times \frac{s(s+1)(s+2)(s+5)}{s(s+1)(s+2)(s+5)+K(s+a)} \times \frac{A}{s^2} = \frac{10A}{aK},$$

donde se ha utilizado el hecho de que:

$$E_s = \frac{1}{1+G_c G(s)} R(s) = \frac{s(s+1)(s+2)(s+5)}{s(s+1)(s+2)(s+5)+K(s+a)} R(s).$$

Figura 58

Respuesta en rampa para $a=0.6$ y $K=70$ para el control de giro de vehículos de dos vías.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Dada la especificación de estado estacionario, $e_{ss} < 0.24A$, se encuentra que la especificación se satisface cuando:

$$\frac{10A}{aK} < 0.24A,$$

o

$$aK > 41.67. \quad (5.1)$$

Cualquier valor de a y K que se encuentre en la región estable de la Figura. 57 y satisfaga la ecuación. (5.1) conducirá a un diseño aceptable. Por ejemplo, $K = 70$ y $a = 0.6$ satisfarán todos los requisitos de diseño. La función de transferencia en bucle cerrado (con $a = 0.6$ y $K = 70$) es

$$T(s) = \frac{70s+40}{s^4+8s^3+17s^2+80s+42}.$$

Los polos asociados al lazo cerrado son:

$$s = -7.0767$$

$$s = -0.5781$$

$$s = -0.1726 + 3.1995i$$

$$s = -0.1726 - 3.1995i$$

La correspondiente respuesta de entrada de rampa unitaria se muestra en la Figura. 58. El error en estado estacionario es inferior a 0.24, tal como se deseaba.

Estabilidad de los sistemas de variables de estado

A continuación, se analizará la estabilidad de los sistemas representados en el espacio de estado. Suponiendo que se tiene un sistema en forma de espacio de estados

$$\dot{x} = Ax + Bu.$$

La estabilidad del sistema puede evaluarse con la ecuación característica asociada a la matriz A del sistema [17]. La ecuación característica es:

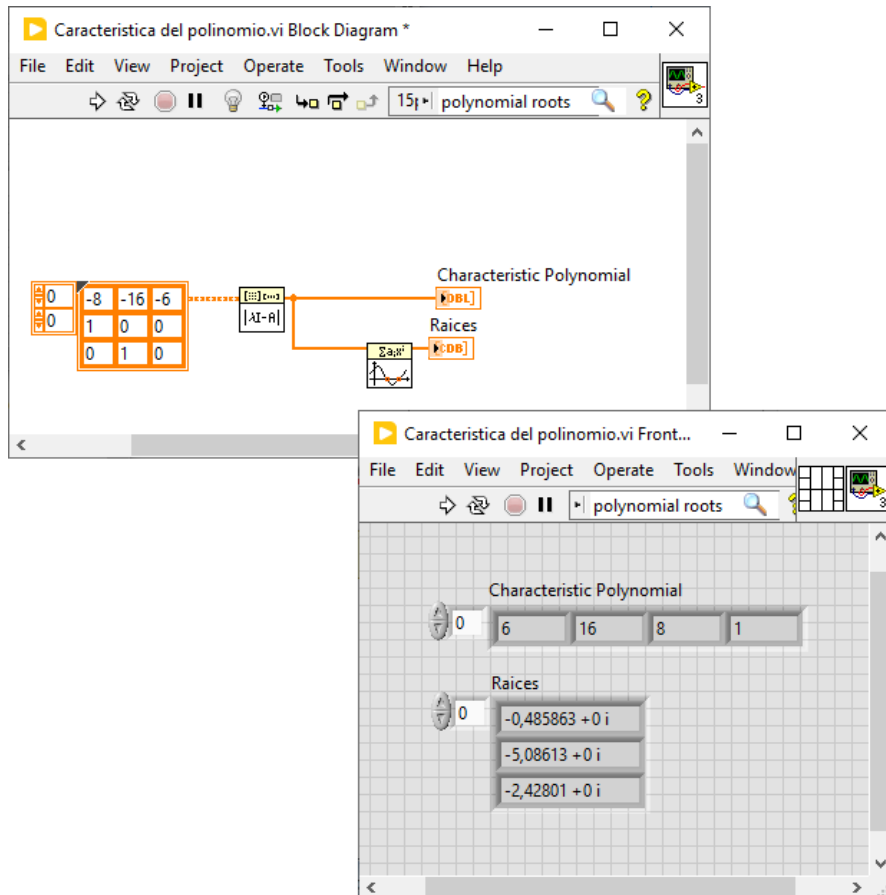
$$\det(sI - A) = 0. \quad (5.2)$$

El lado izquierdo de la ecuación característica es un polinomio en s . Si todas las raíces de la ecuación característica tienen partes reales negativas, es decir, $\Re(s_i) < 0$ entonces el sistema es estable.

Cuando el modelo del sistema se presenta en forma de variable de estado, se debe calcular el polinomio característico asociado a la matriz A . Para esto, se tienen varias opciones: Una es obtener directamente la ecuación característica de la ecuación (5.2) calculando manualmente el determinante de $sI - A$. Luego, se consigue encontrar las raíces usando la función de raíces polinómicas para verificar la estabilidad, o alternatively, emplear el método de Routh-Hurwitz para identificar cualquier raíz inestable. Sin embargo, los cálculos manuales pueden ser extensos, especialmente si la dimensión de A es grande y se prefiere evitar estos cálculos si es posible. Afortunadamente, LabVIEW puede facilitar esta tarea. La función Polinomio Característico Matricial se usa para calcular la ecuación característica asociada con A , como se muestra en la Figura 59.

Figura 59

Cálculo del polinomio característico de A con la función CD Characteristic Polynomial.



Fuente: Elaboración propia (2025)

La matriz de entrada A es:

$$A = \begin{bmatrix} -8 & -16 & -6 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

y el polinomio característico asociado es:

$$s^3 + 8s^2 + 16s + 6 = 0.$$

Si $\mathbf{A}$ es una matriz $n \times n$, Matrix Characteristic Polynomial($\mathbf{A}$) es la ecuación característica representada por el vector fila de $n + 1$ elementos, los cuales corresponden a los coeficientes del polinomio característico.

Ejemplo 5.2

Región de estabilidad para una planta inestable

Un avión de salto tiene un sistema de control como el que se muestra en la Figura 60. Supongamos que $z > 0$ y $p > 0$. El sistema es inestable en lazo abierto (sin realimentación) ya que la ecuación característica de la planta y del controlador es:

$$s(s - 1)(s + p) = s[s^2 + (p - 1)s - p] = 0.$$

Obsérvese que, dado que un término dentro del paréntesis tiene un coeficiente negativo, la ecuación característica tiene al menos una raíz en la parte derecha del plano s . La ecuación característica del sistema de bucle cerrado es:

$$s^3 + (p - 1)s^2 + (K - p)s + Kz = 0.$$

El objetivo es determinar la región de estabilidad para K , p y z . La matriz de Routh es:

$$\begin{array}{c|c|c} s^3 & 1 & K-p \\ s^2 & p-1 & Kz \\ s & b_2 & 0 \\ 1 & Kz & \end{array}$$

donde

$$b_2 = \frac{(p-1)(k-p)-Kz}{p-1}.$$

A partir del criterio de Routh-Hurwitz, requerimos $Kz > 0$ y $p > 1$. Fijando $b_2 = 0$, se tiene

$$(p - 1)(k - p) - Kz = K[(p - 1) - z] - p(p - 1) = 0.$$

Por lo tanto, requiere que:

$$K > \frac{p(p-1)}{(p-1)-z}. \quad (5.3)$$

Considerando tres casos:

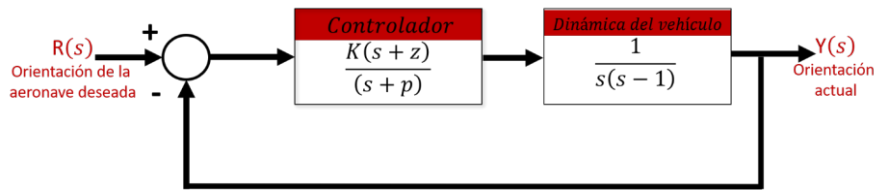
$z > p - 1$: Dado que $p > 1$, cualquier $K > 0$ satisfará las condiciones de estabilidad.

$z = p - 1$: No hay $0 < K < \infty$ que conduzca a la estabilidad.

$z < p - 1$: Cualquier $0 < K < \infty$ que satisfaga la condición de estabilidad ecuación (5.3) para un p y z dados dará lugar a la estabilidad.

Figura 60

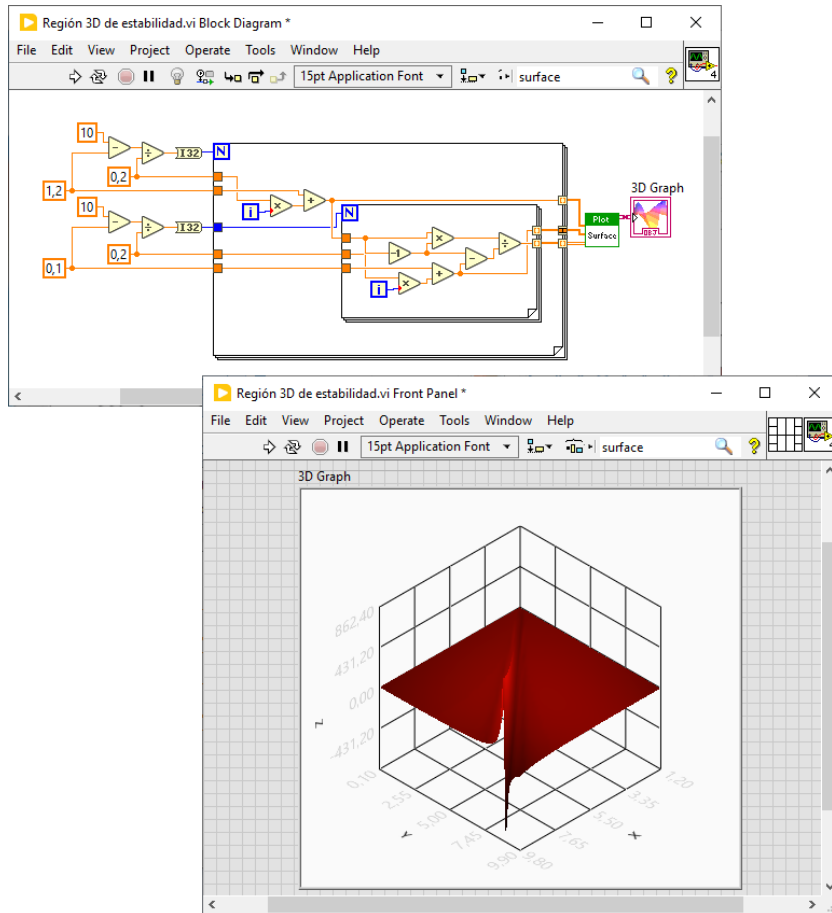
Sistema de control de un avión a reacción. Supongamos que $z > 0$ y $p > 0$.



Fuente: Elaboración propia (2025).

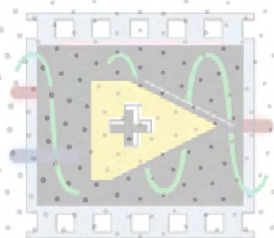
Figura 61

La región tridimensional de estabilidad se encuentra por encima de la superficie mostrada.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Las condiciones de estabilidad pueden representarse gráficamente. El script LabVIEW utilizado para generar una superficie de estabilidad tridimensional se muestra en la Figura 61. Un punto de estabilidad aceptable es $z = 1$, $p = 10$ y $K = 15$.

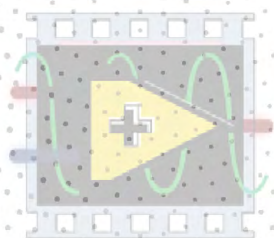


06



CAPÍTULO 6

Método Root Locus



Método Root Locus

LabVIEW facilita la obtención de trazados precisos de lugares de raíces. Los conceptos clave para trazar un lugar raíz están integrados en la función CD Root Locus. Si no estás familiarizado con cómo dibujar un lugar raíz, se recomienda aprenderlo, ya que es fundamental para un buen diseño de sistemas de control. Comprender a fondo la teoría subyacente es esencial.

El capítulo comienza con una explicación sobre cómo generar un diagrama de lugar raíz usando LabVIEW, seguido de una discusión sobre la relación entre la expansión de fracción parcial, los polos dominantes y la respuesta del sistema de lazo cerrado. La sensibilidad de la raíz se aborda en las secciones finales. Las funciones destacadas en esta sección son CD Root Locus y Partial Fraction Expansion.

Obtención de un diagrama de localización de raíces

Considerando el sistema de control en lazo cerrado de la Figura 62. La función de transferencia en lazo cerrado es:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K(s+1)(s+3)}{s(s+2)(s+3)+K(s+1)}.$$

La ecuación característica puede escribirse como:

$$1 + K \frac{s+1}{s(s+2)(s+3)} = 0. \quad (6.1)$$

La ecuación característica en la ecuación (6.1) está en la forma Evans necesaria para generar gráficos de lugar raíz usando LabVIEW. La forma general de la ecuación característica necesaria para la aplicación de la función CD Root Locus es:

$$1 + K \frac{p(s)}{q(s)} = 0, \quad (6.2)$$

donde K es el parámetro de interés que se variará de $0 < K < \infty$. La función CD Root Locus se utiliza para obtener el diagrama de localización de la raíz asociado con la Ecuación (6.1). Donde el diagrama de localización de raíces asociado se en la Figura 6.2.

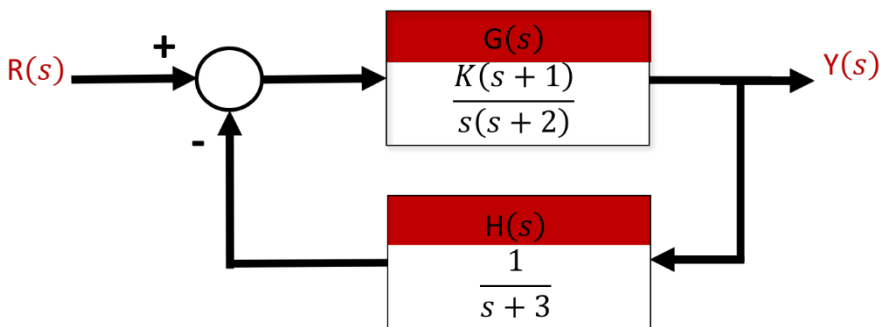
Los pasos necesarios para utilizar CD Root Locus para obtener un diagrama de locus raíz con LabVIEW son los siguientes:

Obtener la ecuación característica en la forma dada en la ecuación (6.2), donde K es el parámetro de interés.

Utilice la función CD Root Locus para generar los gráficos.

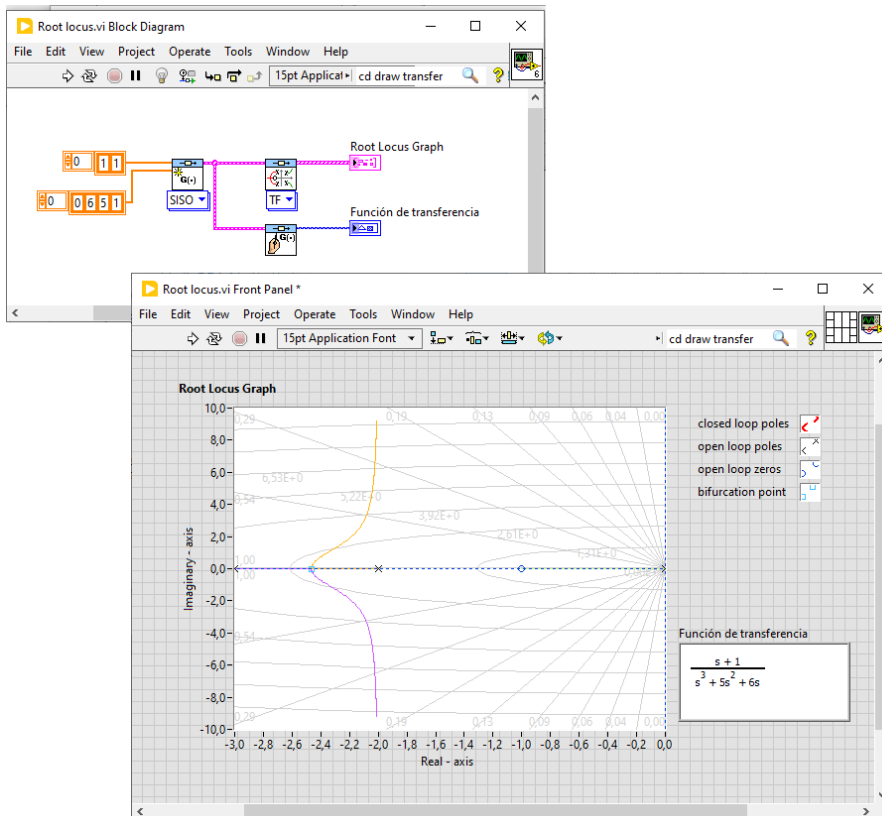
Refiriéndose a la Figura 63, se observa que a medida que K aumenta, dos ramas del lugar de la raíz se separan del eje real. Esto significa que para algunos valores de K la ecuación característica del sistema de lazo cerrado tendrá raíces complejas. Por ejemplo, encontramos que cuando:

Figura 62
Sistema de bucle cerrado.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 63
La función CD Root Locus.



Fuente: Elaboración propia (2025)

K = 20.5775, el sistema en lazo cerrado posee una función de transferencia con tres polos simples y un par de polos y ceros coincidentes.

$$\text{poles: } s = \begin{pmatrix} -2.0505 + 4.3227i \\ -2.0505 - 4.3227i \\ -0.8989 \end{pmatrix}, \quad \text{zeros: } s = \begin{pmatrix} -1 \\ -3 \end{pmatrix}.$$

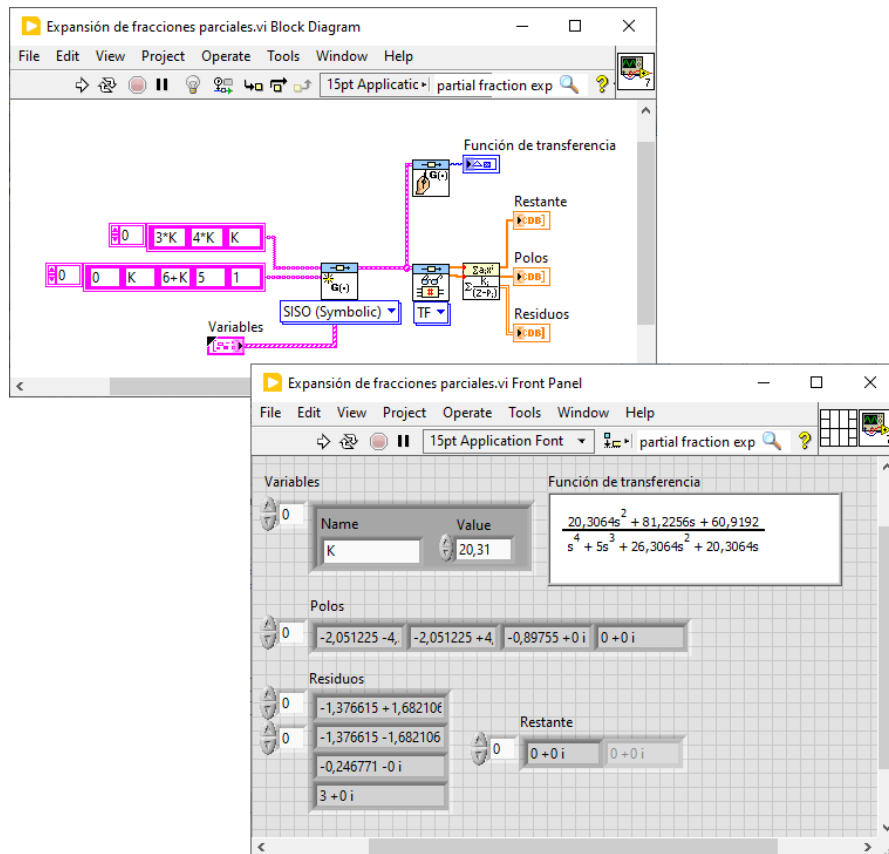
Considerando sólo los polos en lazo cerrado, cabría esperar que el polo real en $s = -0.8989$ fuera el polo dominante. Para verificar esto, se procede estudiar la respuesta del sistema de lazo cerrado a una entrada escalón, $R(s) = \frac{1}{s}$. Para una entrada escalón se tiene:

$$Y(s) = \frac{20.5775(s+1)(s+3)}{s(s+2)(s+3)+20.5775(s+1)} \times \frac{1}{s}. \quad (6.3)$$

Generalmente, el primer paso para calcular $y(t)$ es expandir la ecuación (6.3) en una expansión de fracción parcial, como se muestra en la Figura 64.

Figura 64

Expansión de fracción parcial de la Ecuación (6.3).



Fuente: Elaboración propia (2025)

$$Y(s) = \frac{-1.3786+1.7010i}{s+2.0505+4.3228i} + \frac{-1.3786-1.7010i}{s+2.0505-4.3228i} + \frac{-0.2429}{s+0.8989} + \frac{3}{s}.$$

Al comparar los términos de la expansión de fracción parcial, se observa que el coeficiente del término asociado al polo en $s=-0.8989$ es significativamente menor que el coeficiente de los términos correspondientes a los polos complejos conjugados en $s=-2.0505\pm j4.3227$. Esto indica que la influencia del polo en $s=-0.8989$ en la respuesta de salida $y(t)$ no es dominante. El tiempo de estabilización dentro del 2% del valor final se predice en función de los polos complejos conjugados. Los polos en $s=-2.0505\pm j4.3227$ corresponden a un amortiguamiento de $\zeta=0.4286$ y una frecuencia natural de $w_n = 4.7844$. Por lo tanto, se espera que el tiempo de estabilización sea:

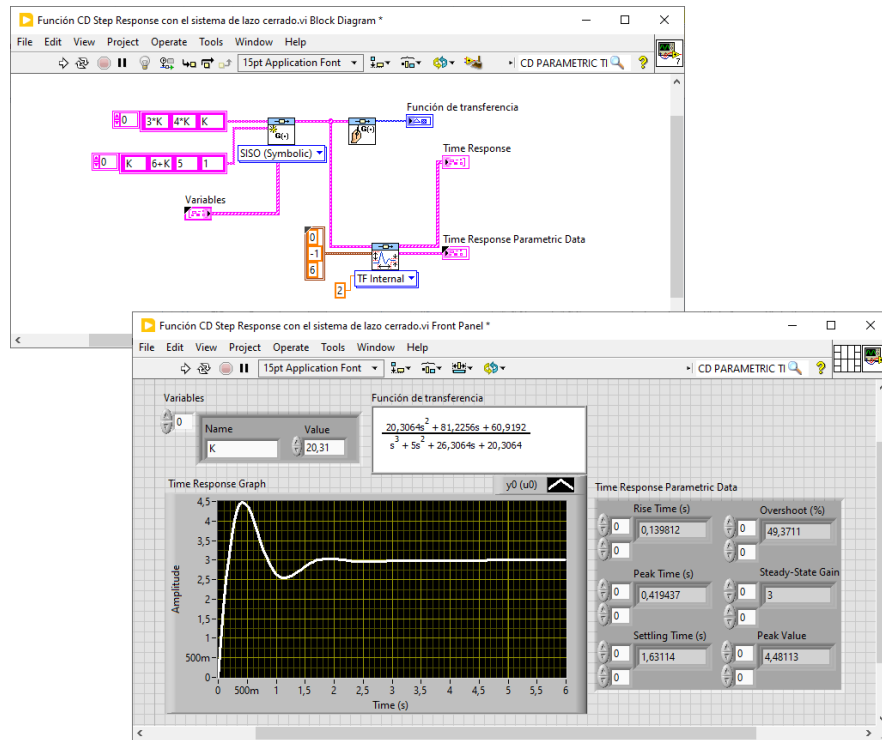
$$T_s \approx \frac{4}{\zeta w_n} = 1.95 \text{ segundos}.$$

Utilizando la función CD Paraetric Time Response como se muestra en la Figura 65, se halla que $T_s \approx 1,6$ segundos. Por lo tanto, nuestra aproximación del tiempo de estabilización $T_s \approx 1,95$ es una aproximación bastante buena.

En este ejemplo se ilustra el papel de los ceros del sistema en la respuesta transitoria. La proximidad del cero en $s = -1$ al polo en $s = -0.8989$ reduce el impacto de ese polo en la respuesta transitoria. Los principales factores que contribuyen a la respuesta transitoria son los polos conjugados complejos en $s = -2.0505 \pm j 4.3228$ y el cero en $s = -3$.

Figura 65

Función CD Step Response con el sistema de lazo cerrado de la Figura 60 con $K = 20.5775$.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Sensitivity and the Root Locus

Los ceros del polinomio característico son determinantes en la configuración de la respuesta temporal del sistema de control en lazo cerrado. El efecto de las variaciones de los parámetros en las raíces de la ecuación característica es una medida útil de la sensibilidad [9]. La sensibilidad de la raíz puede definirse como:

$$S_K^{r_i} = \frac{\partial r_i}{\partial K/K}. \quad (6.4)$$

Utilizando la ecuación (6.4) para investigar la sensibilidad de las raíces de la ecuación característica a las variaciones del parámetro K. Si cambiamos K en una pequeña cantidad finita ΔK y evaluamos la raíz modificada $r_i + \Delta r_i$, resulta que:

$$S_K^{r_i} \approx \frac{\Delta r_i}{\Delta K/K}. \quad (6.5)$$

En general, la cantidad $S_K^{r_i}$ es un número complejo. Volviendo al ejemplo de tercer orden de la Figura 6.1, si se modifica K en un factor del 5%, se encuentra que el polo complejo conjugado dominante en $s = -2.0505 + j 4.3228$ cambia en:

$$\Delta r_i = -0.0025 - 0.1168i$$

cuando K pasa de $K = 20.5775$ a $K = 21.6064$. De la ecuación (6.5) se deduce que:

$$S_K^{r_i} = \frac{-0.0025 - 0.1168i}{1.0289/20.5775} = -0.0494 - 2.3355i.$$

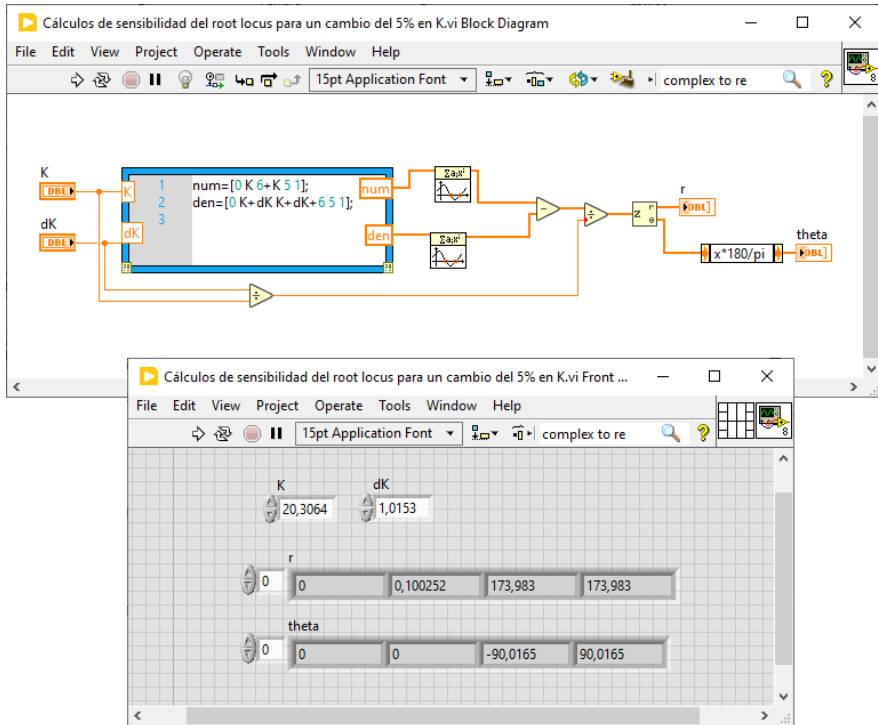
La sensibilidad $S_K^{r_i}$ también se puede escribir de la forma:

$$S_K^{r_i} = 2.3360 \angle 268.7872^\circ.$$

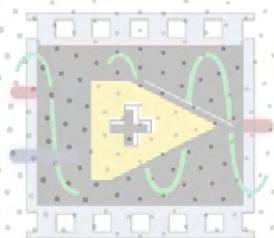
La magnitud y dirección de $S_K^{r_i}$ proporciona una medida de la sensibilidad de la raíz. El script utilizado para realizar estos cálculos de sensibilidad se muestra en la Figura 66. La medida de sensibilidad de la raíz es útil para comparar varios parámetros del sistema en diferentes ubicaciones de la raíz.

Figura 66

Cálculos de sensibilidad del Root Locus para un cambio del 5% en K.



Fuente: Elaboración propia (2025)

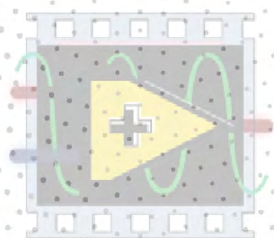


07



CAPÍTULO 7

Métodos de respuesta en frecuencia



Métodos de respuesta en frecuencia

Este capítulo comienza introduciendo el diagrama de Bode y luego explora la relación entre la respuesta en frecuencia y las especificaciones de rendimiento en el dominio del tiempo. Concluye con un ejemplo práctico de diseño de un sistema de control en el dominio de la frecuencia. La función de LabVIEW tratada es CD Bode, la cual se utiliza para generar un gráfico de Bode. Aunque se utilizan modelos de función de transferencia en este capítulo, el uso de la función CD Bode es idéntico para modelos de variable de estado y funciones de transferencia, excepto que la entrada es un objeto de espacio de estado en lugar de un objeto de función de transferencia.

Diagramas de Bode

Consideremos la función de transferencia

$$(s) = \frac{5(1 + 0.1s)}{s(1 + 0.5s) \left(1 + \frac{0.6}{50}s + \frac{1}{50^2}s^2\right)} \quad (7.1)$$

En la Figura 67 se presenta el diagrama de Bode correspondiente a la ecuación (7.1). Este gráfico incluye la ganancia logarítmica en dB frente a ω en un gráfico y la fase $\phi(\text{tablaw})$ frente a ω en otro gráfico. Al igual que con los diagramas de localización de raíces, puede ser tentador depender exclusivamente de LabVIEW para generar estos diagramas de Bode. Sin embargo, LabVIEW debe ser visto como una herramienta más en el conjunto disponible para diseñar y analizar sistemas de control. Es crucial desarrollar la habilidad de dibujar diagramas de Bode a mano, ya que no hay sustituto para una comprensión clara de la teoría subyacente.

Con el objetivo de diseñar sistemas de control que cumplan con especificaciones de rendimiento específicas en el dominio temporal, es necesario establecer una conexión entre la respuesta en frecuencia y la respuesta transitoria del sistema. La relación entre las especificaciones en el dominio del tiempo y las del dominio de la frecuencia se basa en la aproximación del sistema a uno de segundo orden, donde los polos dominantes son los principales del sistema [21].

Considere el sistema de segundo orden mostrado en la Figura 68. La función de transferencia en lazo cerrado es:

$$T(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2}. \quad (7.2)$$

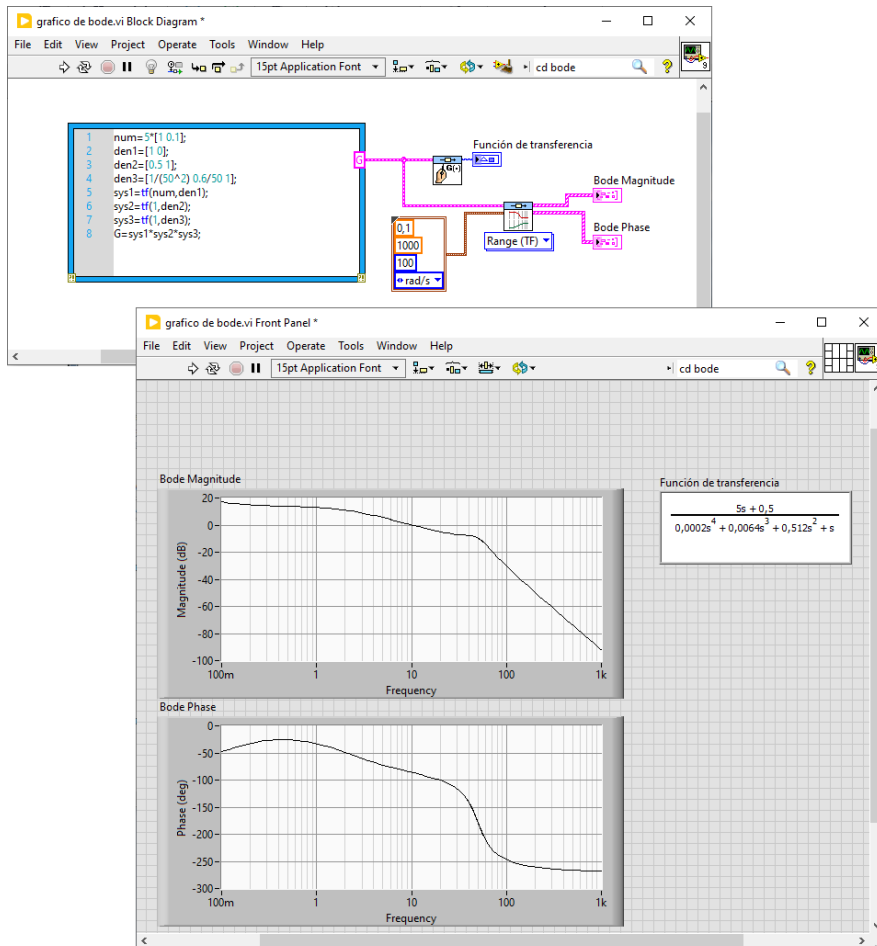
La magnitud del diagrama de Bode asociada a la función de transferencia en bucle cerrado de la ecuación (7.2) se muestra en la Figura 69. La relación entre la frecuencia de resonancia w_r , el máximo de la respuesta en frecuencia M_{pw} y la relación de amortiguamiento ζ y la frecuencia natural w_n , se muestra en la Figura. 70. La información de esta figura es muy útil para diseñar sistemas de control en el dominio de la frecuencia, satisfaciendo al mismo tiempo las especificaciones del dominio del tiempo. La relación entre la frecuencia de resonancia w_r y la frecuencia natural w_n , es la siguiente:

$$w_r = \sqrt{1 - 2\zeta^2} w_n, \zeta < 0.707 \quad (7.3)$$

Para sistemas de segundo orden. La relación entre la respuesta en frecuencia máxima M_p ω y la relación de amortiguamiento ζ es la siguiente:

$$M_{pw} = \left(2\zeta\sqrt{1 - \zeta^2}\right)^{-1}, \zeta < 0.707. \quad (7.4)$$

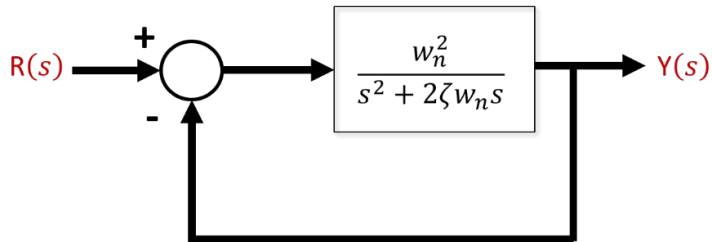
Figura 67
Diagrama de Bode asociado a la ecuación (7.1).



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 68

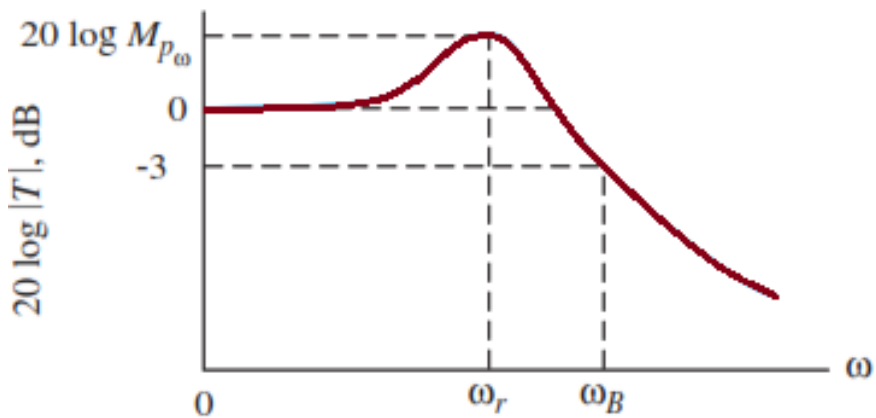
Sistema de bucle cerrado de segundo orden.



Fuente: Elaboración propia (2025)

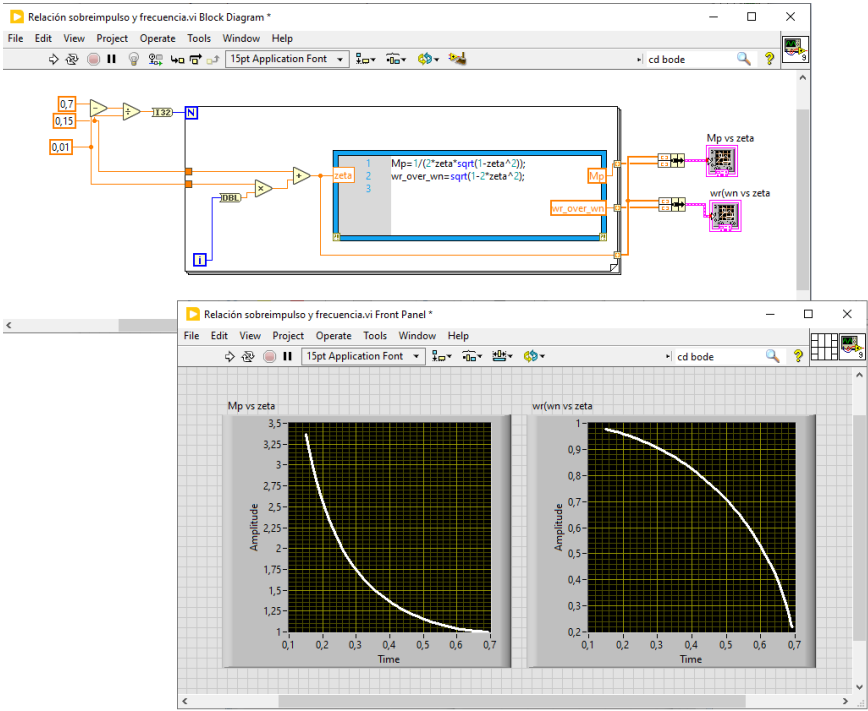
Figura 69

Magnitud característica del sistema de segundo orden.



Fuente: Elaboración propia (2025)

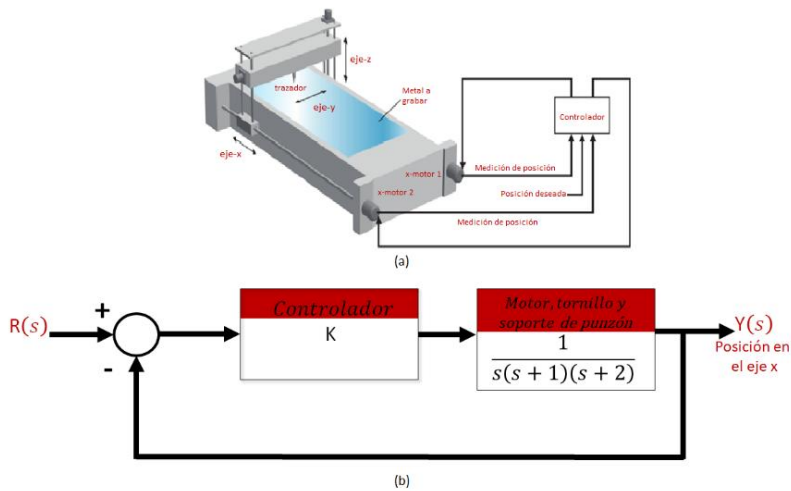
Figura 70
Relación entre (M_{pw}, ζ) y (w_{rw_n}, ζ) para un sistema de segundo orden.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 71

(a) Sistema de control de la máquina de grabado, (b) Modelo de diagrama de bloques.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Ejemplo 7.1

Sistema de máquina de grabado

Considere el modelo de diagrama de bloques de la Figura 71. El objetivo es seleccionar K para que el sistema de lazo cerrado tenga una respuesta de tiempo aceptable a un comando de paso. En la Figura 72 se muestra un diagrama de bloques funcional que describe el proceso de diseño en el dominio de la frecuencia. Primero elegimos $K = 2$ y luego iteramos sobre K si el rendimiento es inaceptable. El script mostrado en la Figura 73 se utiliza en el diseño. El valor de K se define en el nivel de comandos. A continuación, se ejecuta el script y se genera el diagrama de Bode de lazo cerrado. Los valores de M_{pw} y w_r se determinan por inspección del diagrama de Bode. Esos valores se utilizan junto con la Figura 70 para determinar los valores correspondientes de ζ y w_n . Dada la relación de amortiguamiento ζ y

la frecuencia natural w_n el tiempo de estabilización y el porcentaje de rebasamiento se estiman utilizando las fórmulas:

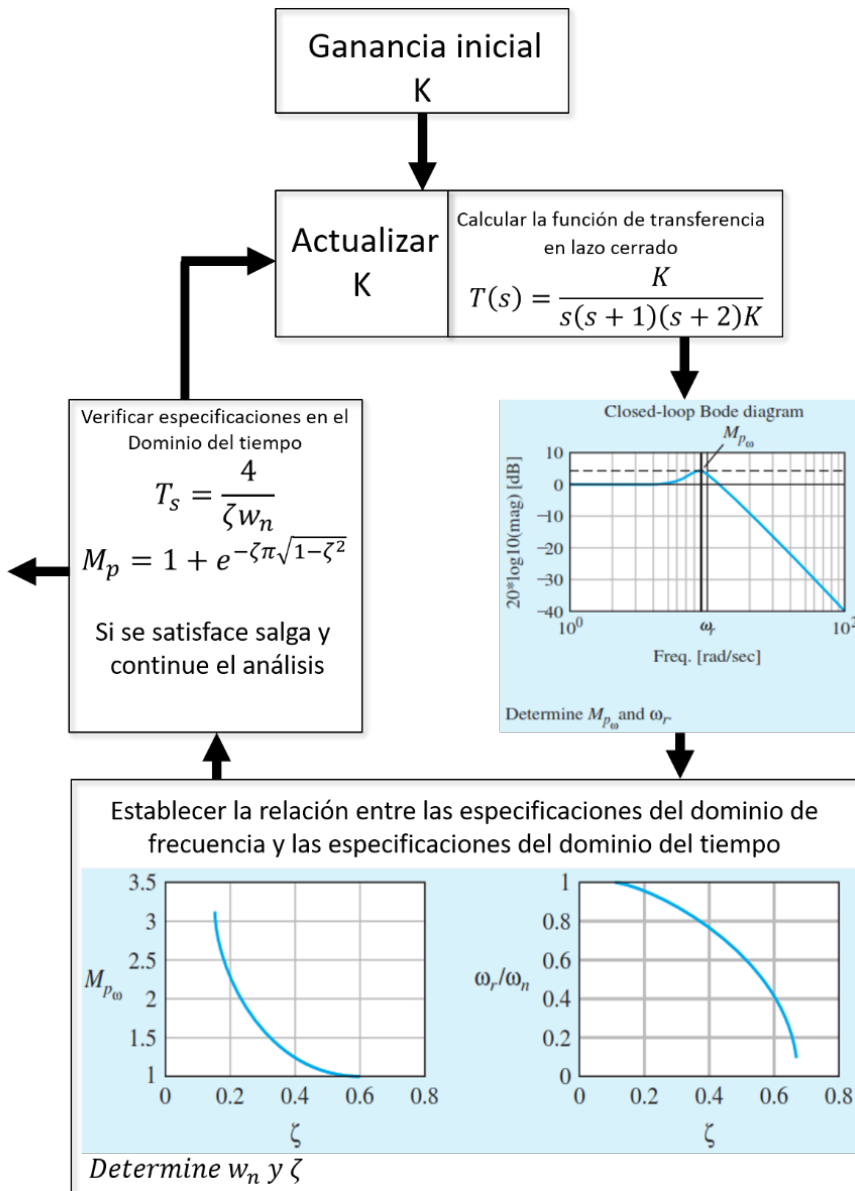
$$T(s) \approx \frac{4}{\zeta w_n}, \quad P.O. \approx 100 \exp \frac{-\zeta \pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}.$$

Si no se satisfacen las especificaciones del dominio temporal, ajustamos K e iteramos. Los valores de ζ y w_n correspondientes a $K = 2$ son $\zeta = 0.29$ y $w_n = 0.88$. Esto conduce a una predicción de P.O. 37% y $T_s = 15.7$ segundos. La respuesta temporal del sistema a una entrada tipo escalón, ilustrada en la Figura 74, valida el modelo matemático utilizado para el diseño y demuestra la efectividad del sistema de control implementado.

En este ejemplo, la aproximación del sistema de segundo orden es razonable y conduce a un diseño aceptable. Sin embargo, la aproximación de segundo orden no siempre puede conducir directamente a un buen diseño. Afortunadamente, LabVIEW brinda la capacidad de construir una herramienta de diseño personalizada que disminuye la carga computacional asociada a tareas repetitivas y proporciona una interfaz unificada para una amplia gama de algoritmos de control.

Figura 72

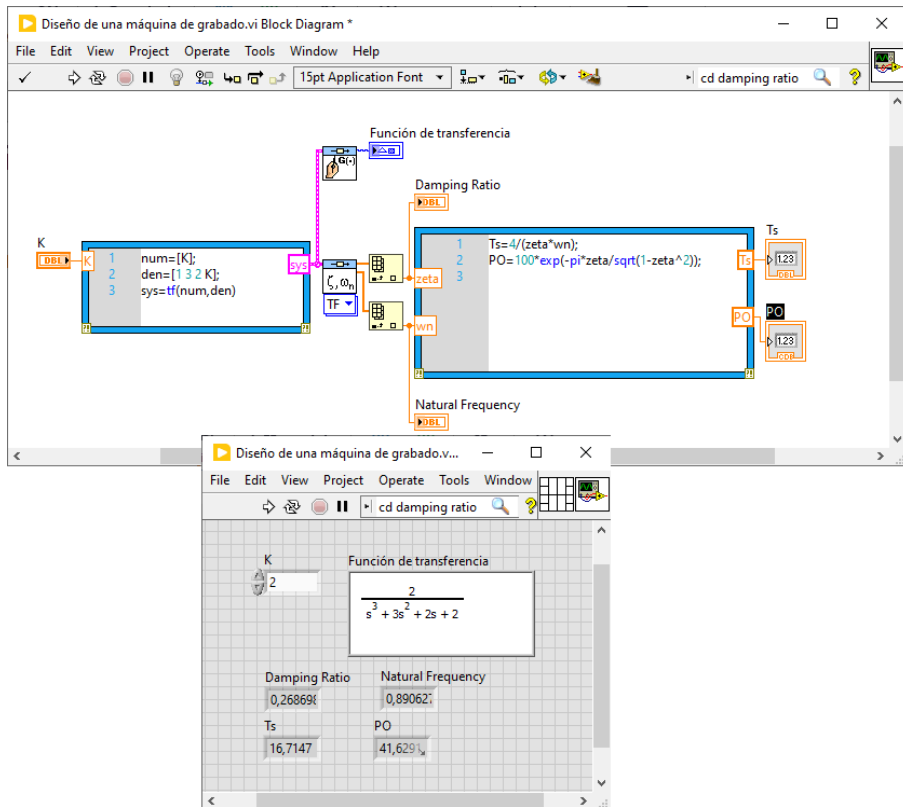
Diagrama de bloques funcional del diseño de frecuencia para la máquina de grabado.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 73

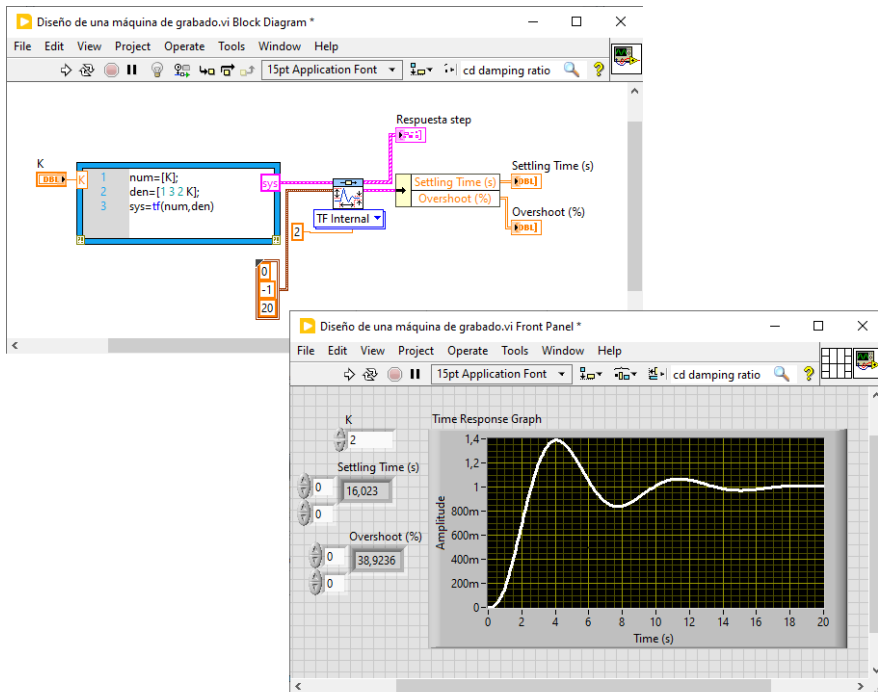
Guion para el diseño de una máquina de grabado.



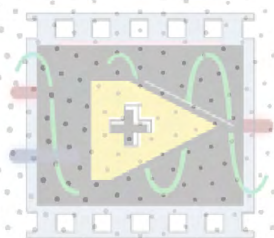
Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 74

Respuesta escalonada de la máquina de grabado para $K = 2$.



Fuente: Elaboración propia (2025)

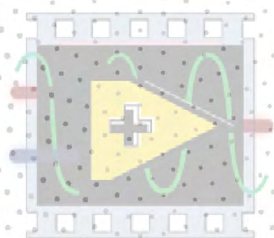


08



CAPÍTULO 8

Estabilidad en el dominio de la frecuencia



Estabilidad en el dominio de la frecuencia

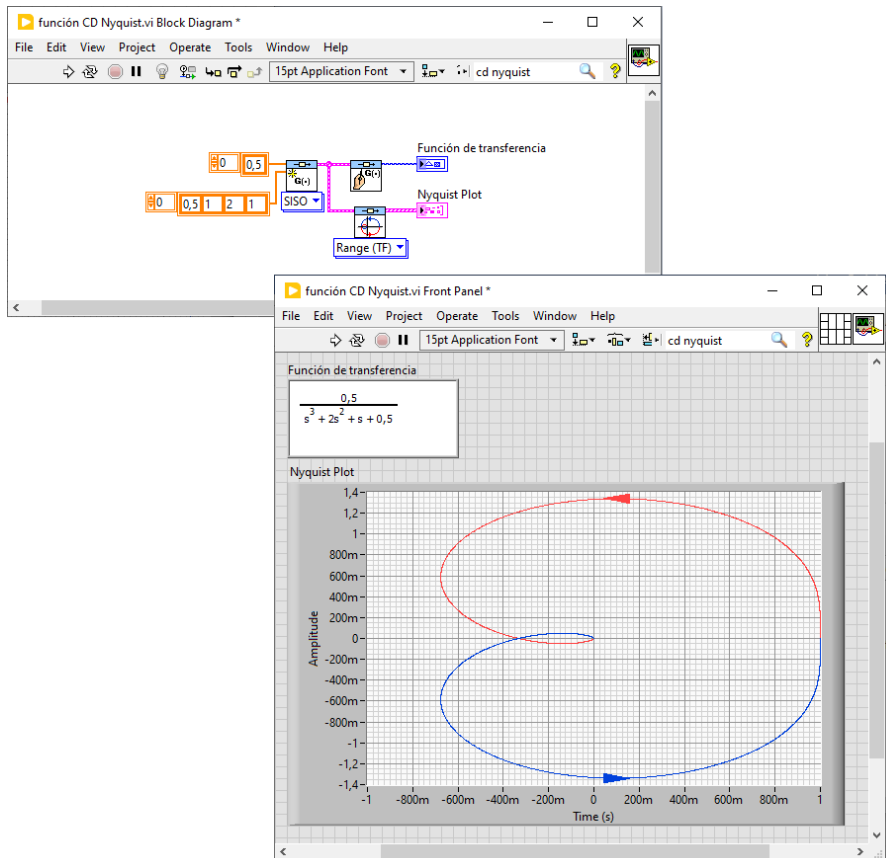
En este capítulo se examinan el diagrama de Nyquist y el gráfico de Nichols. Se emplean dos ejemplos para ilustrar el enfoque de diseño en el dominio de la frecuencia. Además, se presenta un ejemplo ilustrativo que muestra cómo manejar un retardo de tiempo en el sistema utilizando una aproximación de Padé. Las funciones de LabVIEW abordadas en este capítulo incluyen CD Nyquist, CD Nichols, CD Gain and Phase Margin, y CD Construct Special TF Model.

Diagramas de Nyquist

Generalmente es más difícil generar el diagrama de Nyquist manualmente que el diagrama de Bode. Sin embargo, se puede utilizar LabVIEW para obtener el gráfico de Nyquist [12].

El gráfico de Nyquist se genera con la función CD Nyquist, como se muestra en la Figura 75.

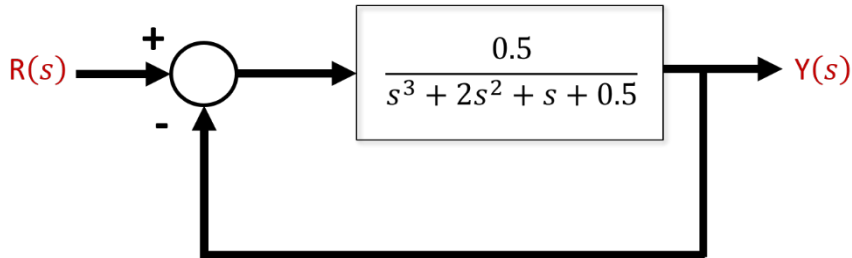
Figura 75
Función CD Nyquist.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 76

Ejemplo de sistema de control en lazo cerrado para el análisis de la estabilidad relativa.



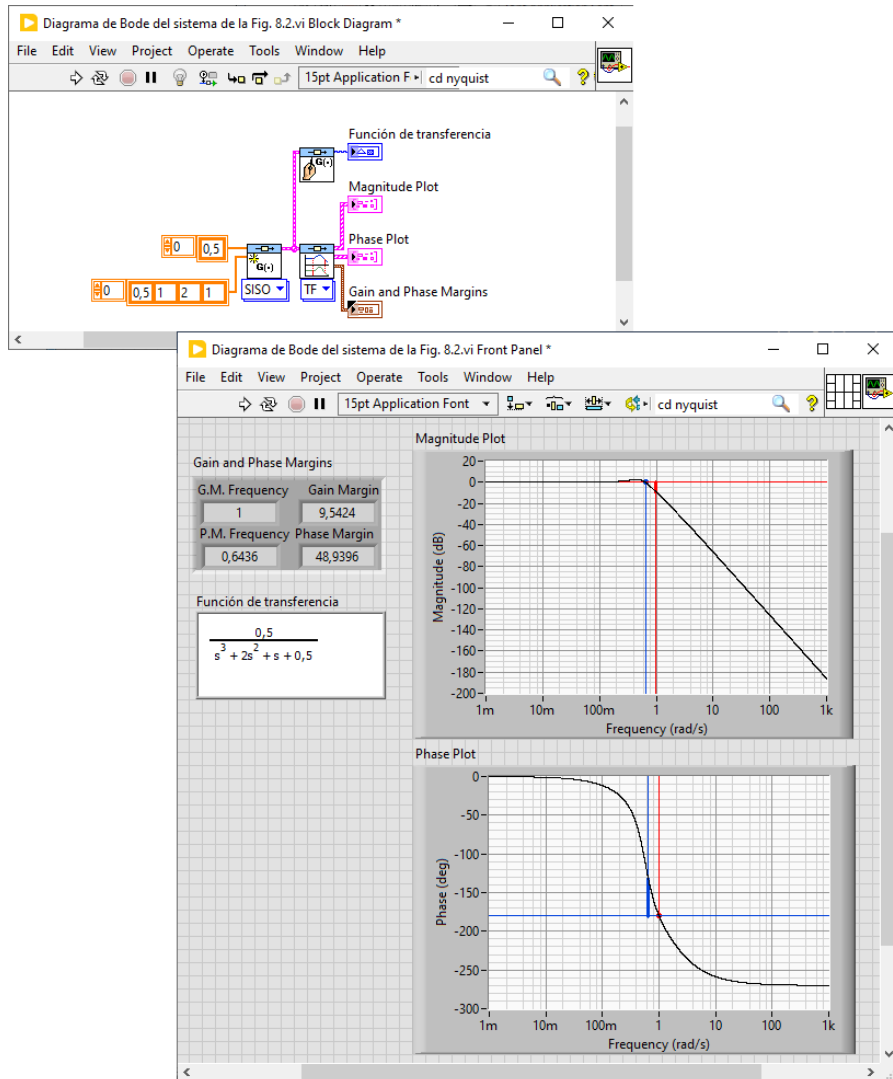
Fuente: Elaboración propia (2025)

Ambos diagramas, Nyquist y Bode, son herramientas fundamentales para cuantificar la estabilidad de un sistema a través de los márgenes de ganancia y fase. El margen de ganancia nos dice cuánto podemos incrementar la ganancia del sistema para que el lugar $L(j\omega)$ de la función de transferencia del lazo cruce el punto $(1,0)$, lo que resultaría en un sistema inestable. El margen de fase indica la cantidad de retraso adicional que puede tolerar el sistema antes de perder estabilidad [22].

Considere el sistema mostrado en la Figura 76. La estabilidad relativa puede determinarse a partir del diagrama de Bode utilizando la función CD Gain and Phase Margin, como se muestra en la Figura 77. El VI utilizado para generar el diagrama de Nyquist para el sistema de la Figura 76 se muestra en la Figura 78. En este caso, el número de polos de la función de transferencia de lazo $L(s)$ con partes reales positivas es cero y el número de elementos en sentido antihorario de -1 es cero; por lo tanto, el sistema de lazo cerrado es estable. También se puede determinar el margen de ganancia y el margen de fase, como se indica en la Figura 78.

Figura 77

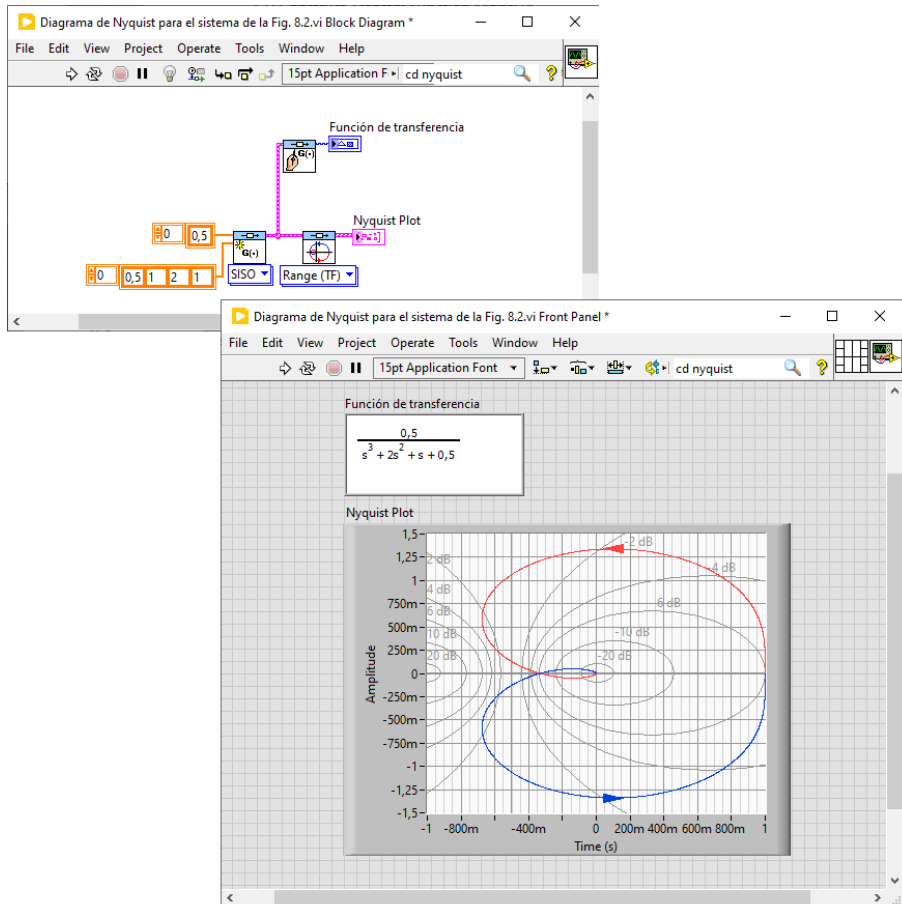
Diagrama de Bode del sistema de la Figura 76 con el margen de ganancia y el margen de fase.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 78

Diagrama de Nyquist para el sistema de la Figura 76 con márgenes de ganancia y fase.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Gráficos Nichols

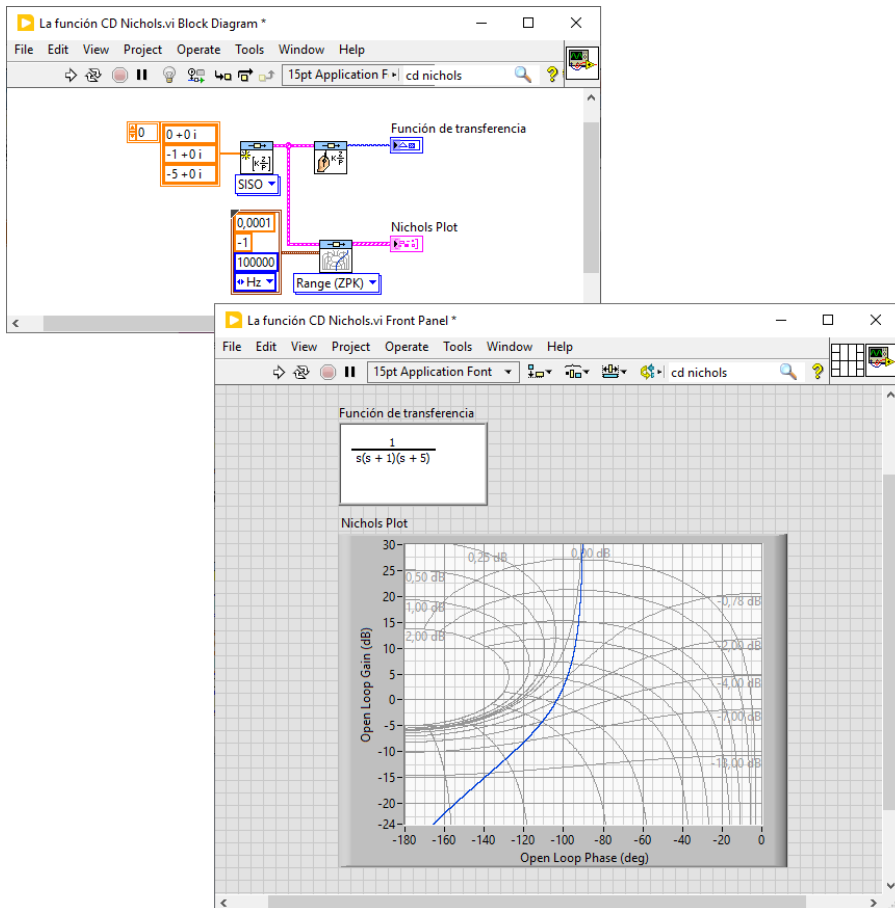
Los gráficos de Nichols pueden generarse utilizando la función CD Nichols, mostrada en la Figura 79.

El gráfico de Nichols de la Figura 80 corresponde al sistema:

$$G(s) = \frac{1}{0.2s^3 + 1.2s^2 + s}.$$

Figura 79

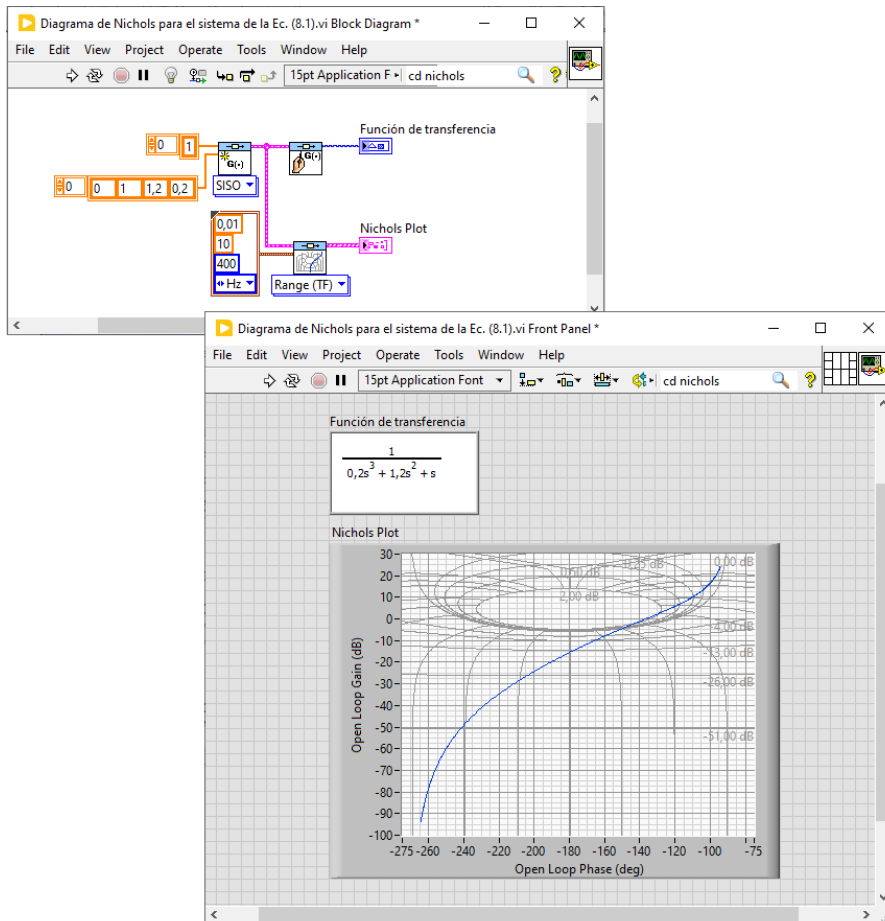
Función CD Nichols.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 80

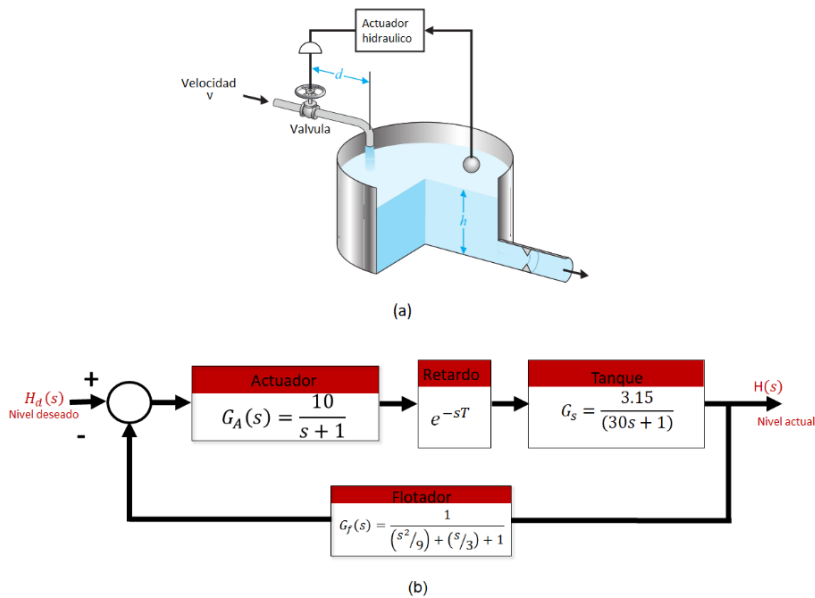
Diagrama de Nichols para el sistema de la ecuación (8.1).



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 81

Diagrama de bloques del sistema de regulación de nivel del nivel de líquido.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Ejemplo 8.1

Sistema de regulación de nivel.

Considere un sistema de regulación de nivel de líquido descrito por el diagrama de bloques mostrado en la Figura 81. Observe que este sistema tiene un retardo de tiempo. La función de transferencia del lazo viene dada por:

$$L(s) = \frac{31.5}{(s+1)(30s+1)\left(\frac{s^2}{9} + \frac{s}{3} + 1\right)} \exp^{-sT}.$$

Primero se reordena la ecuación (8.2) de tal manera que $L(s)$ tenga una forma de función de transferencia con polinomios en el numerador

y denominador. Para ello, se procede a hacer una aproximación a e^{-sT} con la función CD Construct Special TF Model. La función CD Construct Special TF Model se muestra en la Figura 82 con el retardo de tiempo como entrada. Por ejemplo, suponga que nuestro retardo de tiempo es $T = 1$ segundo y se quiere una aproximación de segundo orden $n = 2$. Entonces, usando la función CD Construct Special TF Model encontramos que:

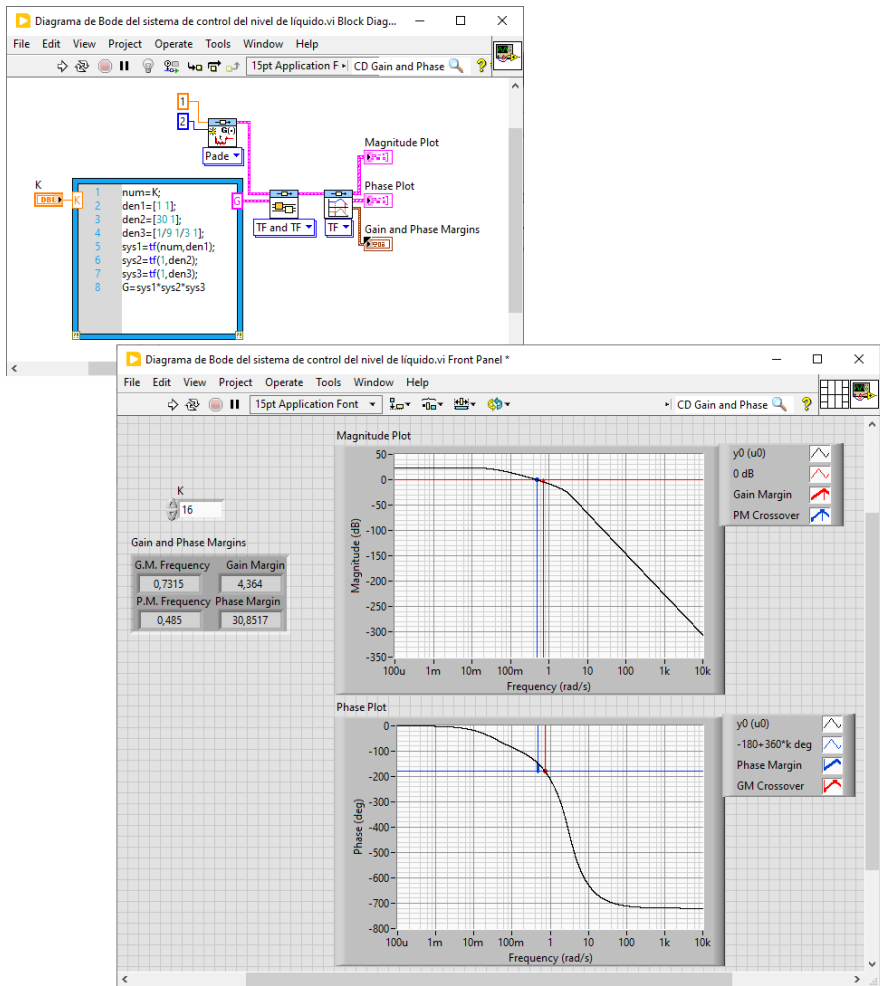
$$e^{-s} \approx \frac{0.0743s^2 - 0.446s + 0.892}{0.0743s^2 + 0.446s + 0.892}.$$

Sustituyendo la ecuación (8.3) en la ecuación (8.2), se tiene:

$$L(s) = \frac{31.5(0.0743s^2 - 0.446s + 0.892)}{(s+1)(30s+1)\left(\frac{s^2}{9} + \frac{s}{3} + 1\right)(0.0743s^2 + 0.446s + 0.892)}.$$

Ahora se puede construir un script para investigar la estabilidad relativa del sistema utilizando el diagrama de Bode. El objetivo es tener un margen de fase de 30° . El script asociado se muestra en la Figura 82. Para hacer el VI interactivo, se deja que la ganancia **K** (ahora fijada en $K = 31.5$) sea ajustable. Fijando **K** y ejecutando el VI para comprobar el margen de fase e iterar, si es necesario. La ganancia final seleccionada es $K = 16$. Recuerda que se ha utilizado una aproximación de segundo orden de Pade' del retardo de tiempo en nuestro análisis.

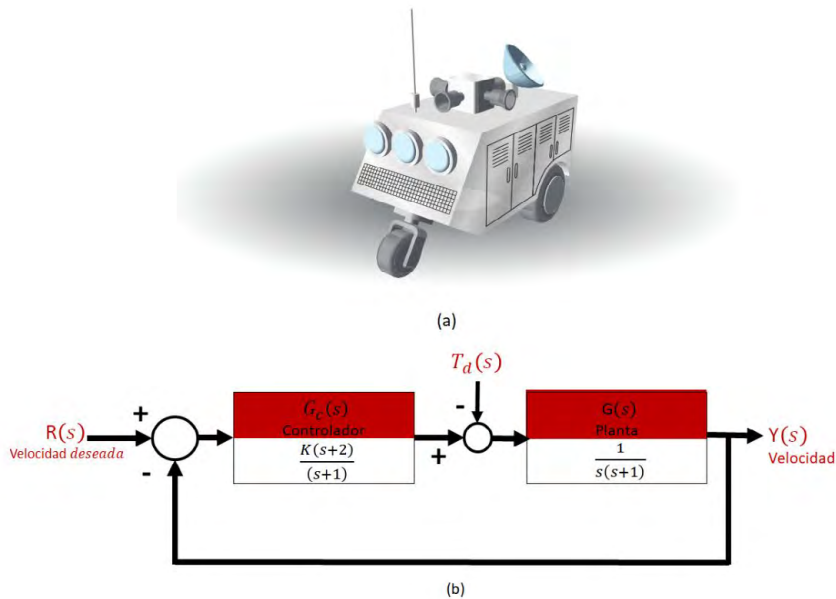
Figura 82
Diagrama de Bode del sistema de control del nivel de líquido.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 83

Sistema de control de velocidad del vehículo de reconocimiento teledirigido.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Ejemplo 8.2

Vehículo de reconocimiento teledirigido

Considerando el sistema de control de velocidad para un vehículo de reconocimiento controlado remotamente que se ilustra en la Figura 83, se hace necesario diseñar un buen control con bajo error en estado estacionario y un bajo sobreimpulso a una orden de paso. Para esto, la construcción de un VI permitirá realizar muchas iteraciones de diseño de forma rápida y eficiente. Primero se investiga la especificación del error de estado estacionario, donde el error de régimen permanente e_{ss} para un comando de paso unitario es:

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + \frac{K}{2}}$$

El efecto de la ganancia **K** en el error de estado estacionario se deduce claramente de la ecuación (8.4): Si $K = 20$, el error es 9% de la magnitud de entrada; si $K = 10$, el error es 17% de la magnitud de entrada. Ahora ya se puede investigar la especificación de sobreimpulso en el dominio de la frecuencia. Suponiendo que exigimos el porcentaje de sobreimpulso sea inferior al 50%.

Resolviendo:

$$P.O. \approx 100 \exp^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \leq 50.$$

Para ζ da $\zeta \geq 0.215$. Para sistemas de segundo orden tenemos la relación entre M_{pw} y ζ dada por:

$$M_{pw} = \left(2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}\right)^{-1}.$$

Con $\zeta \geq 0.215$, se encuentra que $M_{pw} \leq 2.45$. Se conviene tener en cuenta que la fórmula de la ecuación (8.5) es exacta sólo para sistemas de segundo orden y puede utilizarse aquí sólo como orientación. Calculando ahora el diagrama de Bode en lazo cerrado y comprobamos los valores de M_{pw} . Cualquier ganancia **K** para la que $M_{pw} \leq 2.45$ puede ser una ganancia válida para nuestro diseño, pero se tiene que investigar más para incluir respuestas escalonadas para comprobar el sobreimpulso real. El script de la Figura. 84 ayuda en esta tarea.

Se pueden investigar más las ganancias $K = 20$, 10, y 4.44 (aunque $M_{pw} > 2.45$ para $K = 20$). Trazando las respuestas escalonadas para cuantificar el sobreimpulso como se muestra en la Figura 85. Además, podría haber utilizado un gráfico de Nichols para ayudar en el proceso de diseño como se muestra en la Figura 86. Los resultados del análisis se resumen en la Tabla 3 para $K = 20$, 10 y 4,44.

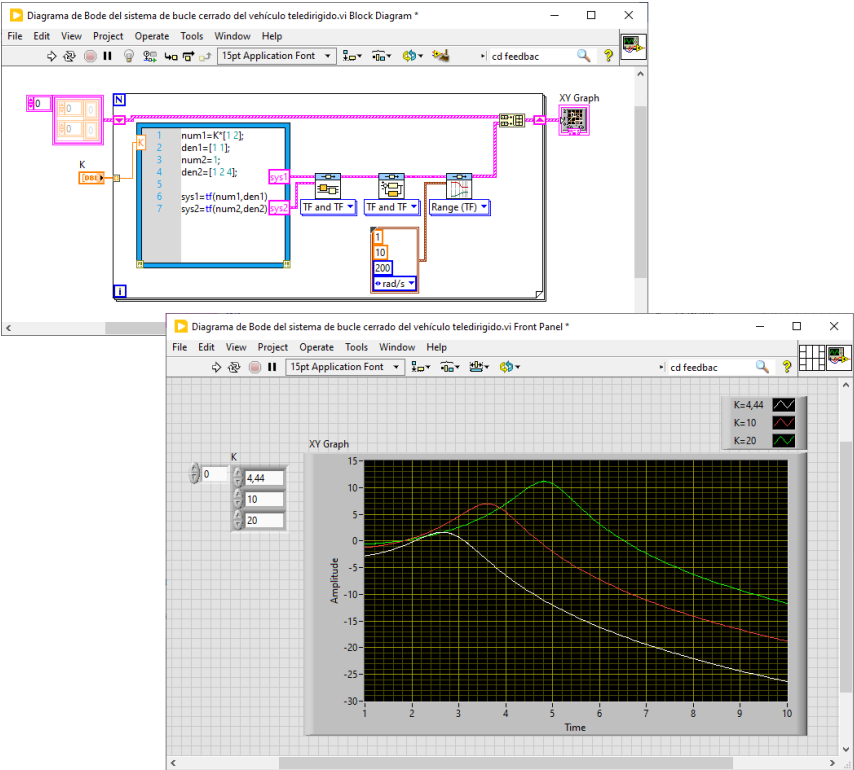
Eligiendo $K = 10$ como ganancia de diseño. El margen de ganancia es $GM = 49.56$ dB y el margen de fase es $PM = 26.11^\circ$.

Tabla 3
Resultados del diseño del compensador

K	4.44	10	20
Porcentaje de sobreimpulso	32.4	48.4	61.4
Tiempo de establecimiento (segundos)	4.94	5.46	6.58
Tiempo pico (segundos)	1.19	0.88	0.67
e_{ss}	31%	16.7%	9.1%

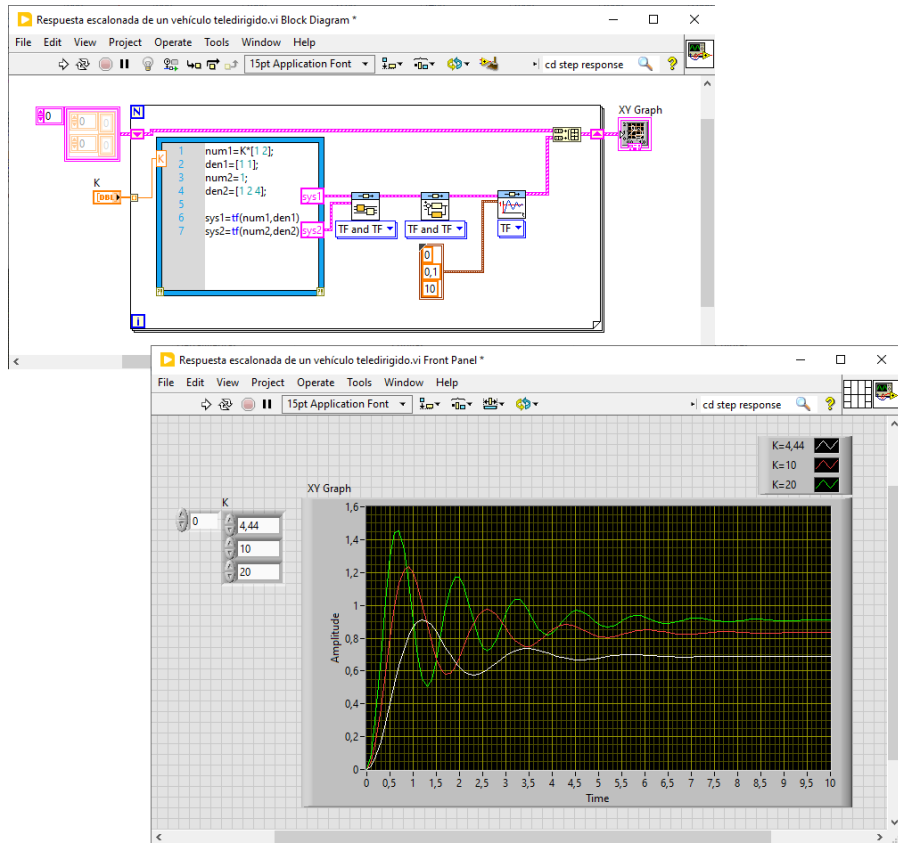
Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 84
Representación gráfica de la respuesta en frecuencia del sistema de control en lazo cerrado del vehículo teledirigido.



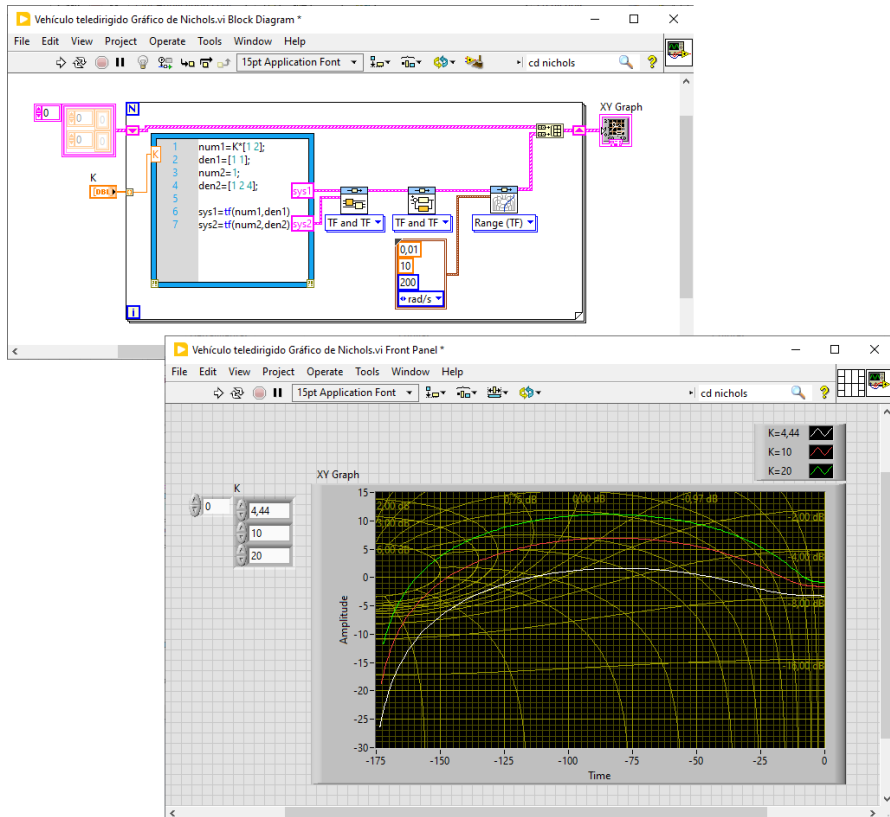
Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 85
Respuesta al step de un vehículo teledirigido.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 86
Vehículo teledirigido Gráfico de Nichols.



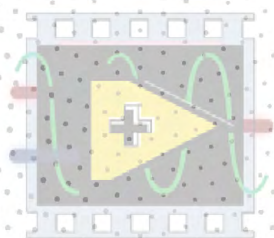
Fuente: Elaboración propia (2025)

09



CAPÍTULO 9

Diseño de sistemas de control realimentados



Diseño de sistemas de control realimentados

A través de este capítulo se explora la compensación de sistemas de control mediante métodos de respuesta en frecuencia y de localización de raíces. Se revisa un ejemplo de diseño de un bobinador de rotor para demostrar cómo utilizar scripts de LabVIEW en el diseño y desarrollo de sistemas de control con características operativas óptimas. Se analizan los compensadores de adelanto y retraso para este ejemplo y se logra la respuesta del sistema usando LabVIEW.

Ejemplo 9.1

Sistema de control del devanador del rotor

Considere el diagrama de bloques que representa el sistema de control del motor de rotor bobinado, el cual se muestra en la Figura 87. El objetivo de diseño es lograr una alta precisión en régimen permanente para una entrada de rampa. El error de estado estacionario para una entrada de rampa unitaria, $R(s) = \frac{1}{s^2}$, es:

$$e_{ss} = \frac{1}{K_v},$$

donde

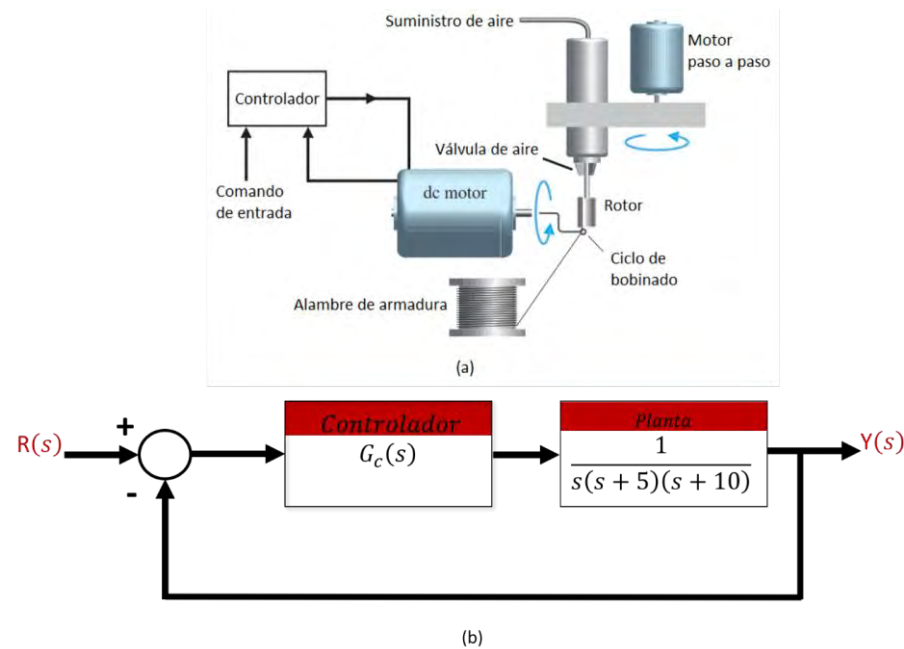
$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{G_c(s)}{s(s+5)(s+10)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{G_c(s)}{50}.$$

Deben tenerse en cuenta las especificaciones de rendimiento de sobreimpulso y tiempo de estabilización, así como el error de seguimiento en estado estacionario. Con toda probabilidad, una ganancia simple no será satisfactoria, por lo que también se consideraran los controladores que utilizan compensadores de adelanto y retraso utilizando tanto el diagrama de Bode como los métodos de diseño del diagrama de localización de la raíz. El enfoque

consiste en desarrollar una serie de scripts de LabVIEW para ayudar en los diseños de compensadores [23]. Considerando primero un controlador de ganancia simple $G_c(s)$, donde:

$$G_c(s) = K.$$

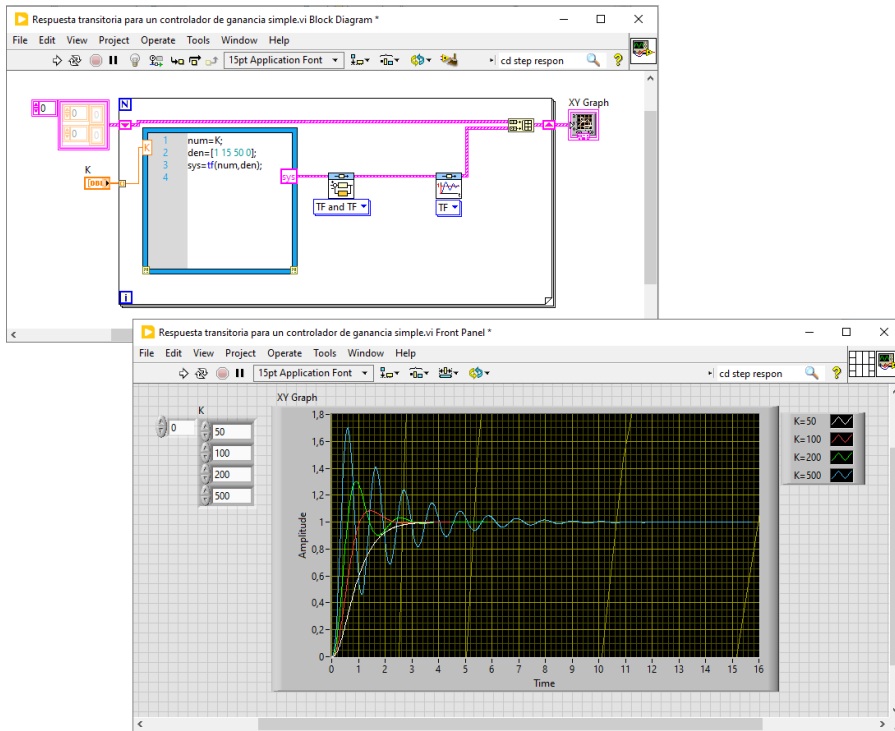
Figura 87
(a) Sistema de control del rotor, (b) Diagrama de bloques.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 88

Respuesta transitoria para un controlador de ganancia simple.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Entonces, el error en estado estacionario es:

$$e_{ss} = \frac{50}{K}.$$

A medida que se incrementa K , el error en estado estacionario e_{ss} disminuye. No obstante, también es crucial tener en cuenta el impacto que el aumento de K tiene en la respuesta transitoria, como se ilustra en la Figura 88. Por ejemplo, cuando $K = 500$, el error de régimen permanente para una entrada en rampa es del 10%, pero el sobreimpulso alcanza el 70% y el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 8 segundos para una entrada escalonada. Este rendimiento no es adecuado, lo que nos lleva a considerar la

compensación. Los dos tipos principales de compensadores son los de adelanto y los de retraso. Primero, analicemos el compensador de adelanto:

$$G_c(s) = \frac{K(s+z)}{(s+p)},$$

donde $|z| < |p|$. El compensador principal permite mejorar la respuesta transitoria. Utilizando un enfoque en el dominio de la frecuencia para diseñar el compensador principal. Se pretende que el error en régimen permanente ante una entrada rampa sea menor al 10% o $K_v = 10$. Además de las especificaciones de estado estacionario, deseamos cumplir ciertas especificaciones de rendimiento: (1) tiempo de establecimiento (criterio del 2%) $T_s \leq 3$ segundos y (2) porcentaje de sobreimpulso para una entrada escalón $P.O. \leq 10\%$. Resolviendo para ζ y w_n utilizando:

$$P.O. = 100 \exp^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = 10 \quad \text{y} \quad T_s = \frac{4}{\zeta w_n} = 3$$

se obtiene $\zeta = 0.59$ y $w_n = 2.26$. Obteniendo así el requisito de margen de fase:

$$\phi_{pm} \approx \frac{\zeta}{0.01} = 60^\circ.$$

Las etapas que conducen al diseño final son las siguientes:

Construya el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto y determine su margen de fase.

Determinar la cantidad de avance de fase que se debe añadir al sistema.

Evalúa α a partir de $\sin\phi_m = \frac{(\alpha-1)}{(\alpha+1)}$.

Calcule $10\log\alpha$ y encuentre la frecuencia w_n en el diagrama de Bode no compensado donde la curva de magnitud es igual a $-10\log\alpha$.

En la vecindad de w_n en el Bode no compensado, dibuje una línea a través del punto 0 dB en w_n con pendiente igual a la pendiente actual más 20 dB/década. Localice la intersección de la línea con el Bode no compensado para determinar la posición cero de la compensación de adelanto. A continuación, calcule la ubicación del polo del compensador de adelanto como $p = \alpha z$.

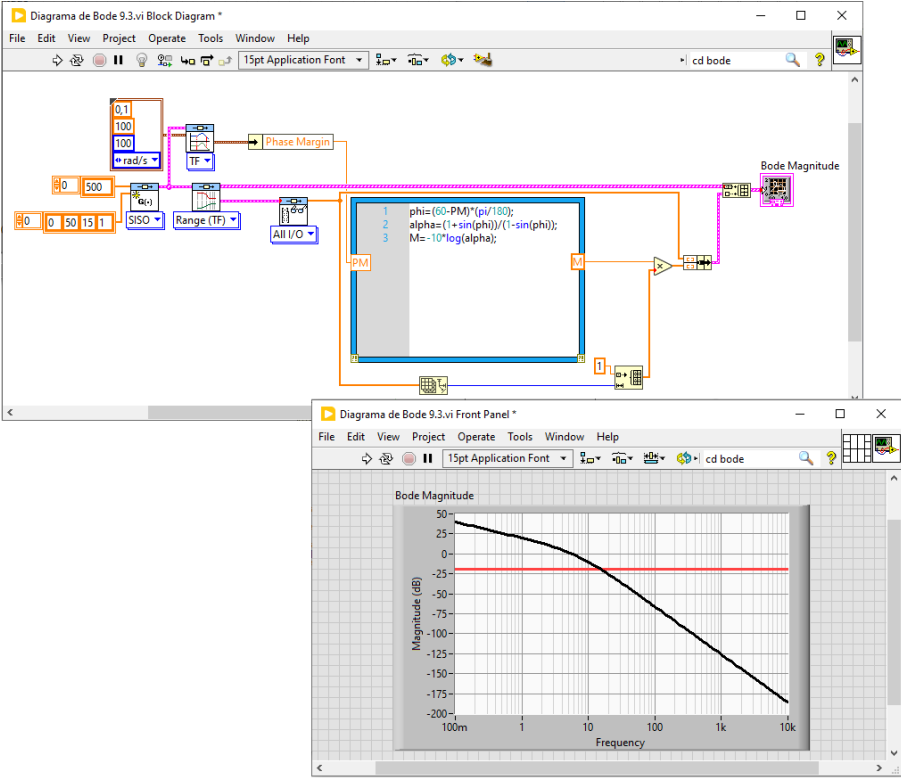
Obtenga el Bode compensado y compruebe el margen de fase. Repita los pasos si es necesario.

Aumenta la ganancia para tener en cuenta la atenuación $\left(\frac{1}{\alpha}\right)$.

Verifique el diseño final con la simulación utilizando funciones de paso y repita cualquier paso si es necesario.

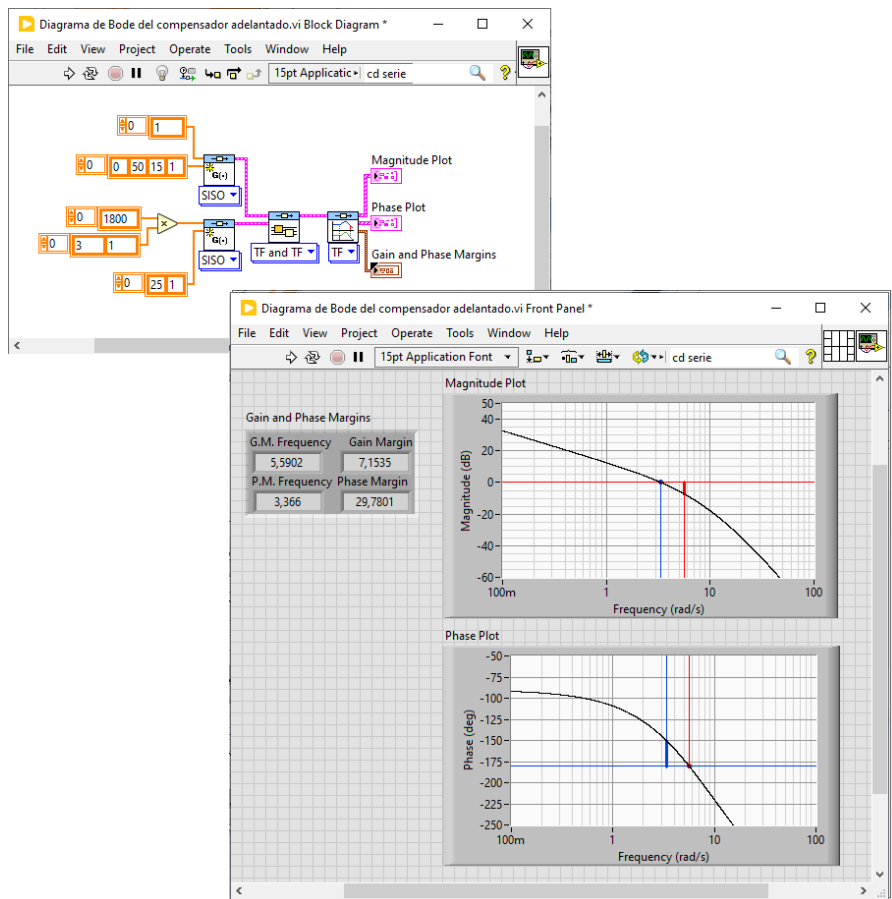
En el diseño se utilizan tres scripts. Los scripts de diseño se muestran en las Figuras 89-91. El primer script produce el diagrama de Bode del sistema en su estado original (sin compensación), como se ilustra en la Figura. 89. En la Figura 90 se presenta el diagrama de Bode detallado del sistema compensado y en la Figura 91 se detalla la respuesta al escalón ante el compensador de adelanto.

Figura 89
Diagrama de Bode.



Fuente: Elaboración propia (2025)

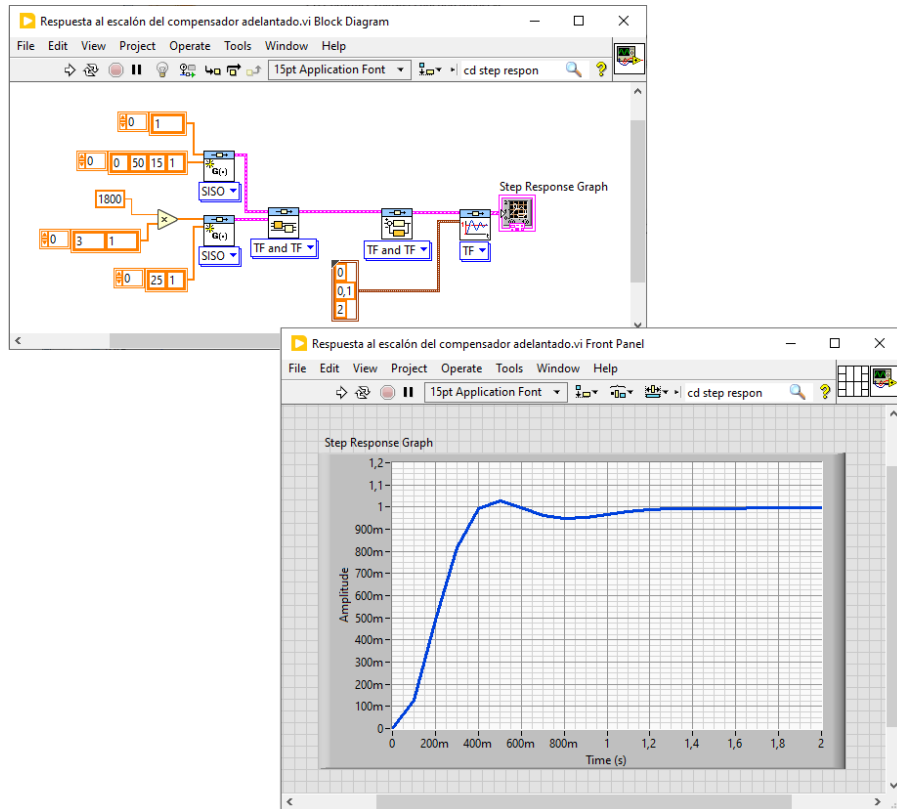
Figura 90
Diagrama de Bode del compensador adelantado.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 91

Respuesta al escalón del compensador de adelanto.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Muestra el script de LabVIEW para el análisis de la respuesta al escalón. Donde el diseño final del compensador es:

$$G_c(s) = \frac{1800(s+3.5)}{(s+25)},$$

donde $K = 1800$ se seleccionó después de utilizar iterativamente el script LabVIEW. Se satisfacen las especificaciones de tiempo de estabilización y sobreimpulso, pero $K_v = 5$, produciendo un error en régimen permanente del 20% ante una entrada tipo rampa. Es posible continuar la iteración de diseño y refinar el compensador un poco,

aunque debe quedar claro que el compensador de adelanto ha añadido margen de fase y mejorado la respuesta transitoria como se preveía. Para reducir el error de estado estacionario, se puede considerar el compensador de retardo, que tiene la forma:

$$G_c(s) = \frac{K(s+z)}{(s+p)},$$

donde $|p| < |z|$. Utilizando un enfoque de localización de raíces para diseñar el compensador de retardo, aunque también se puede hacer utilizando Bode. La región deseada de localización de las raíces dominantes se especifica mediante $\zeta = 0.59$ y $w_n = 2.26$. Los pasos del diseño son los siguientes:

Obtener el locus raíz del sistema no compensado.

Localice ubicaciones de raíces adecuadas en el sistema no compensado que se encuentren en la región definida por $\zeta = 0.59$ y $w_n = 2.26$.

Calcule la ganancia del bucle en la posición raíz deseada y la constante de error del sistema, $K_{vuncomp}$.

Calcule $\alpha = \frac{K_{vcomp}}{K_{vuncomp}}$ donde $K_{vcomp} = 10$.

Calcular la posición óptima del polo y el cero del compensador para que el lugar de las raíces del sistema compensado siga pasando por la ubicación deseada.

Compruébelo con la simulación y repita los pasos si es necesario.

La metodología de diseño se ilustra en las Figuras 92 y 94. Se consigue calcular la ganancia **K** asociada con las raíces de nuestra elección en el lugar de las raíces no compensadas que se encuentran en la región de rendimiento. Luego se calcula α para asegurar la obtención del K_v . Colocando el polo del compensador de retardo y el cero para evitar impactar el lugar de la raíz no compensada.

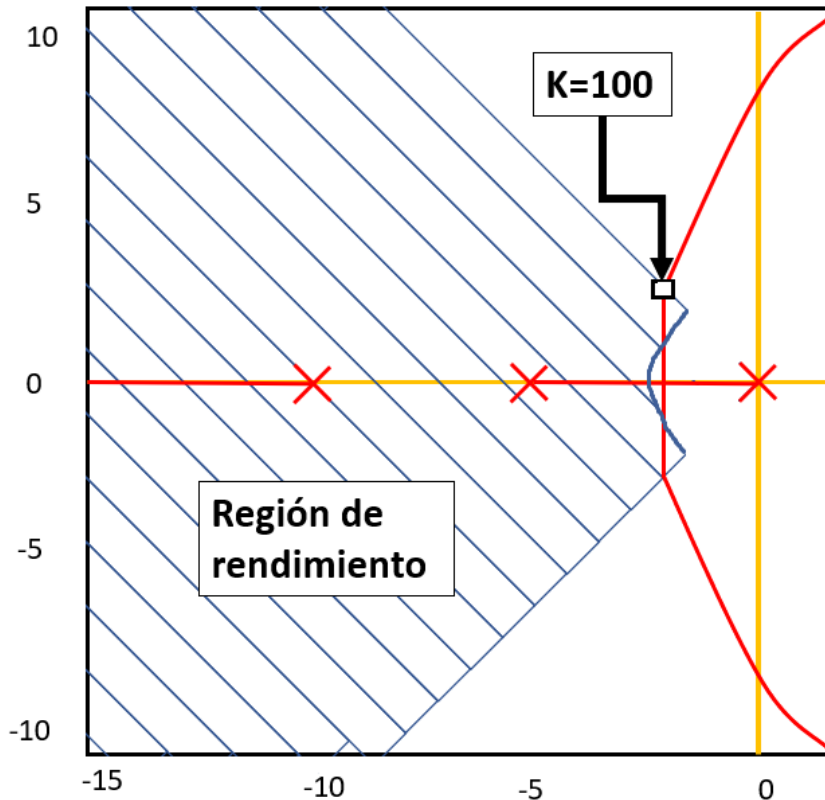
En la Figura 93, el polo del compensador de retardo y el cero están muy cerca del origen, en $z = -0.1$ y $p = -0.01$. Las especificaciones de tiempo de establecimiento y sobreimpulso están casi satisfechas,

y $K_v = 10$, como se desea. Aunque se pueden efectuar pequeñas modificaciones al compensador, es innegable que el compensador de retraso ha optimizado la respuesta a errores estacionarios para entradas tipo rampa, superando al diseño con compensador de adelanto. La configuración final del compensador de retraso es:

Figura 92

Compensador de retraso: Lugar de la raíz no compensado.

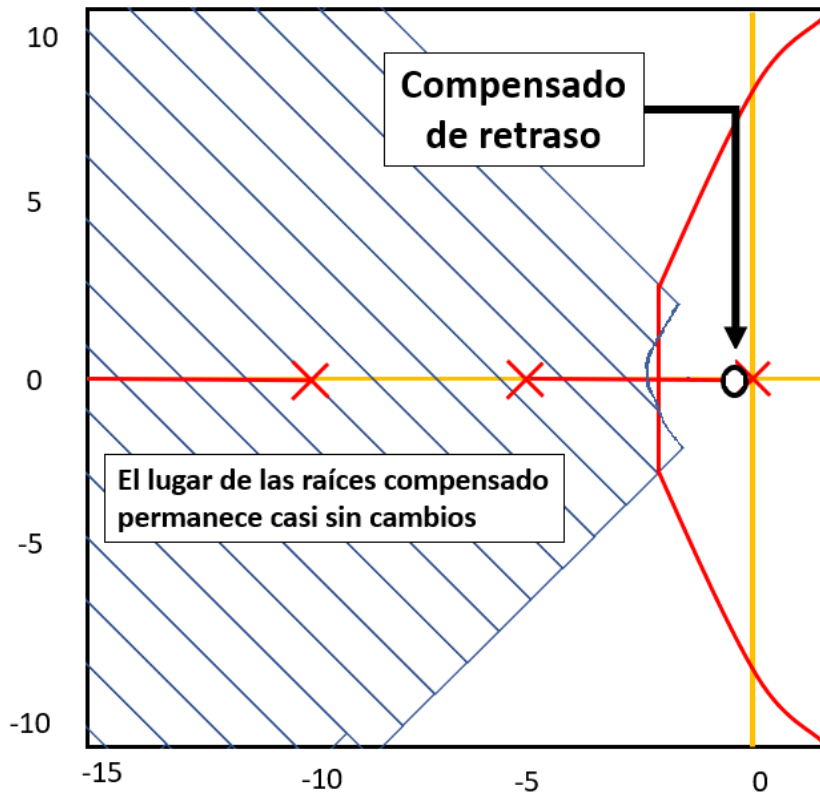
$$G_c(s) = \frac{100(s+0.1)}{(s+0.01)}.$$



Fuente: Elaboración propia (2025)

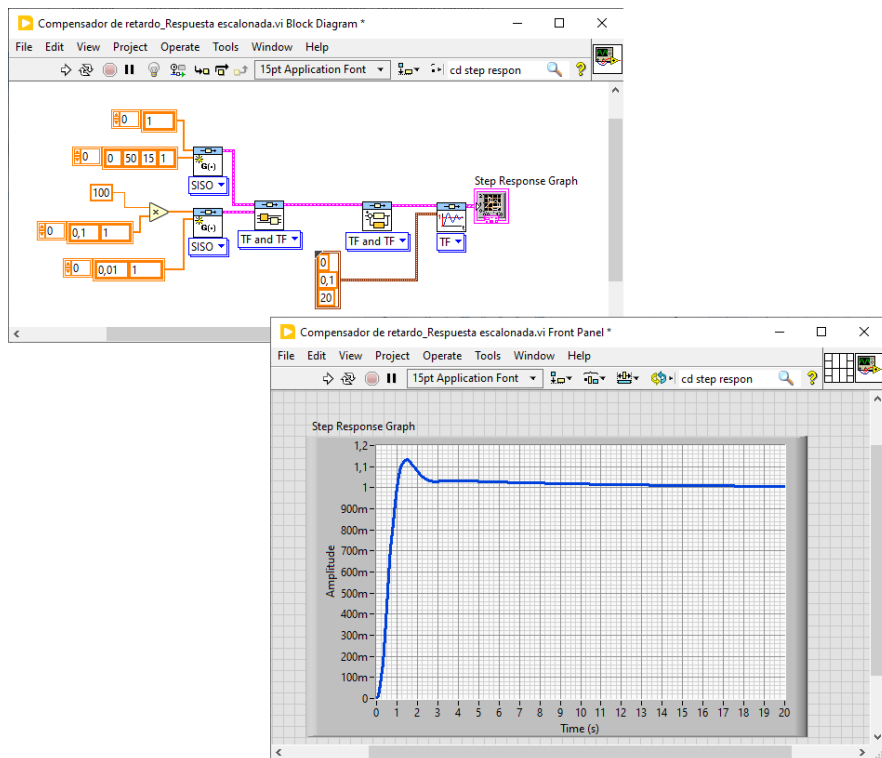
Figura 93

Compensador de retraso: lugar de la raíz compensado.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Figura 94
Compensador de retardo: Respuesta escalonada.



Fuente: Elaboración propia (2025)

Reflexiones finales

El presente libro representa un esfuerzo integral por fusionar la teoría del control con las aplicaciones prácticas a través de la poderosa herramienta que es LabVIEW. Desde las primeras unidades en las que se aborda el análisis de sistemas mediante modelos matemáticos hasta la aplicación de técnicas avanzadas de diseño y simulación, cada capítulo se orientó a cimentar una comprensión profunda y operativa de los sistemas de control.

Uno de los objetivos centrales de este trabajo ha sido presentar conceptos fundamentales como las funciones de transferencia, los diagramas de bloques y las representaciones en el espacio de estados de manera didáctica y práctica. Se ha intentado, a lo largo del manuscrito, no solamente explicar estos conceptos de forma teórica, sino también ilustrarlos con ejemplos detallados que permiten visualizar la respuesta de los sistemas a través de simulaciones y gráficos interactivos. La experiencia de manipular un sistema con LabVIEW ayuda a interiorizar la relación entre la variación de parámetros y el comportamiento del sistema, haciendo evidente el papel crucial de cada elemento en el control y la estabilidad.

El desarrollo del libro destaca varias aportaciones clave:

En primer lugar, se han logrado simplificar problemas complejos de control mediante el análisis paso a paso, que parte desde cómo representar un modelo matemático real y concluir con la aplicación de técnicas como el método de Routh-Hurwitz, los diagramas de Bode, Nyquist y Nichols y los métodos de localización de raíces. Estas técnicas, tradicionalmente vistas como de difícil aplicación, se presentan de forma accesible y se refuerzan mediante casos prácticos que demuestran su utilidad en contextos reales.

Por otro lado, el enfoque práctico y sistemático hace especial énfasis en la iteración y comparación de distintos métodos. La simulación interactiva con LabVIEW no solo posibilita la experimentación en un entorno controlado, sino que también fomenta el pensamiento crítico, ya que los estudiantes aprenden a evaluar, ajustar y optimizar diseños

de control en función de criterios como el error en estado estacionario, el sobreimpulso, el tiempo de establecimiento y la estabilidad global del sistema.

Además, se ha puesto de manifiesto la importancia de comprender la influencia de cada parámetro, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Mediante ejemplos prácticos se ha ilustrado cómo un cambio en la ganancia del controlador o en las constantes de los compensadores (adelanto y retraso) puede transformar radicalmente la respuesta del sistema. Esto permite a los estudiantes no solo aprender la teoría, sino también desarrollar la capacidad de tomar decisiones fundamentadas en el diseño y la optimización de sistemas.

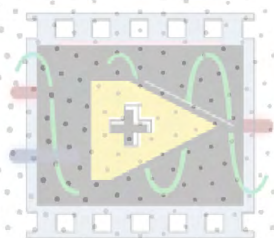
El uso de LabVIEW como plataforma de simulación se ha configurado como un puente entre la teoría y la práctica. La capacidad de este entorno para representar visualmente la evolución de un sistema, ya sea mediante gráficas de respuesta al escalón, diagramas de Bode o trazados del lugar de las raíces, consolida los conceptos enseñados y proporciona una experiencia de aprendizaje interactiva y dinámica. Esta integración de la teoría con herramientas de simulación computacional prepara a los futuros ingenieros para enfrentar desafíos técnicos en la industria y en proyectos de investigación.

A nivel formativo, este libro aspira a convertirse en un recurso universal para quienes se inician en el campo de la ingeniería de control. Se espera que los lectores encuentren en sus páginas no solo una explicación teórica y meticulosa de los fundamentos que rigen el control de sistemas, sino también una guía práctica que les brinde un marco de referencia para solucionar problemas reales. La combinación de enfoques analítico y experimental pretende estimular la curiosidad y fomentar una mentalidad innovadora, esencial en un entorno donde las tecnologías y las metodologías evolucionan rápidamente.

El contenido del libro invita a una reflexión sobre la importancia del control automático en un mundo cada vez más dependiente de sistemas de alta precisión y confiabilidad. La capacidad de construir modelos, simular su comportamiento y aplicar técnicas para controlar

y optimizar su respuesta es una habilidad indispensable para cualquier profesional en ingeniería. En este sentido, el manuscrito no se limita a ser un compendio de herramientas y técnicas, sino que se establece como un estímulo constante para el aprendizaje autónomo y la formación de un criterio profesional sólido y analítico.

Finalmente, queremos resaltar que la integración de la teoría y la práctica a través de LabVIEW no solo fortalece la comprensión de conceptos complejos, sino que también abre la puerta a nuevas oportunidades de investigación y desarrollo en el ámbito del control automático. Se espera sinceramente que este libro inspire a los lectores y profesionales a profundizar en el estudio del control, experimentar con nuevas ideas y a reconocer el valor de la simulación y la retroalimentación en el diseño de sistemas eficientes y robustos.



Bibliografía

- [1] National Instruments, "LabVIEW System Design Software," [Online]. Available: <https://www.ni.com/en-us/shop/labview.html>. [Accessed: Aug. 9, 2024].
- [2] S. H. Crandall, N. C. Dahl, and T. J. Lardner, *An Introduction to the Mechanics of Solids*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1978.
- [3] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2010, pp. 129-135.
- [4] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, 13th ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 2017, pp. 56-60.
- [5] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, 8th ed. Boston, MA: Pearson, 2019, pp. 186-190.
- [6] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1995, pp. 217-219.
- [7] B. C. Kuo and F. Golnaraghi, *Automatic Control Systems*, 9th ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2010, pp. 367-370.
- [8] N. S. Nise, *Control Systems Engineering*, 7th ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2015, pp. 417-420.
- [9] R. H. Cannon, *Dynamics of Physical Systems*, 1st ed. New York: McGraw-Hill, 1967, pp. 79-85.
- [10] J. J. D'Azzo and C. H. Houpis, *Linear Control System Analysis and Design with MATLAB*, 6th ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2013, pp. 138-141.
- [11] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, 13th ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 2017, pp. 85-90.
- [12] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, 8th ed. Boston, MA: Pearson, 2019, pp. 297-300.

-
- [13] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2010, pp. 598-602.
- [14] B. C. Kuo and F. Golnaraghi, *Automatic Control Systems*, 9th ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2010, pp. 585-589.
- [15] N. S. Nise, *Control Systems Engineering*, 7th ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2015, pp. 332-335.
- [16] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, 13th ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 2017, pp. 416-420.
- [17] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2010, pp. 604-607.
- [18] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, 8th ed. Boston, MA: Pearson, 2019, pp. 408-412.
- [19] J. J. D'Azzo and C. H. Houpis, *Linear Control System Analysis and Design with MATLAB*, 6th ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2013, pp. 510-515.
- [20] A. K. Stepanov and J. B. P. Chien, *Control System Design: An Introduction*, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2007, pp. 87-90.
- [21] R. H. Middleton and G. C. Goodwin, *Digital Control and Estimation: A Unified Approach*, 2nd ed. New York: Prentice Hall, 1999, pp. 305-310.
- [22] G. E. Cook and D. L. Adams, *Control System Design*, 3rd ed. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2007, pp. 295-300.
- [23] J. D. Gille, *Design of Feedback Control Systems*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2011, pp. 320-325.

De los autores

Ivaldo Torres Chavez

 0000-0003-4409-2616

Ingeniero Electrónico y doctor en ingeniería electrónica, con una sólida trayectoria como docente universitario e investigador en el campo de la ingeniería aplicada. Su experiencia abarca áreas como la automatización de procesos, electrónica digital, control industrial, sistemas embebidos y metodologías activas para la enseñanza de la ingeniería.

Durante su carrera ha contribuido significativamente al desarrollo académico de programas de ingeniería, combinando conocimientos técnicos con enfoques pedagógicos innovadores. Ha participado en proyectos de investigación interdisciplinarios, orientados al diseño de soluciones tecnológicas para sectores productivos y educativos, así como en la formación de jóvenes investigadores en contextos universitarios.

Su compromiso con la educación y la innovación se refleja en la creación de contenidos didácticos, materiales de apoyo y publicaciones especializadas.

Diego Armando Mejía Bugallo

 0000-0002-0392-5741

Ingeniero Mecatrónico y docente e investigador, con experiencia en el desarrollo de soluciones tecnológicas aplicadas a la automatización, el monitoreo energético y la integración de sistemas inteligentes. Su trayectoria académica y profesional se ha centrado en el diseño de herramientas metodológicas informatizadas, sistemas embebidos y aplicaciones de IoT orientadas a la sostenibilidad energética en sectores productivos como el cerámico y el agrícola.

Ha participado en proyectos de investigación y desarrollo en colaboración con instituciones educativas y empresas del sector industrial, enfocándose en la gestión energética, el uso eficiente de recursos y la innovación tecnológica. Además, se

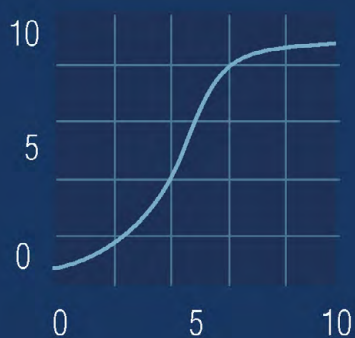
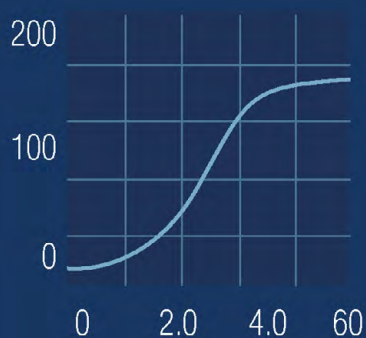
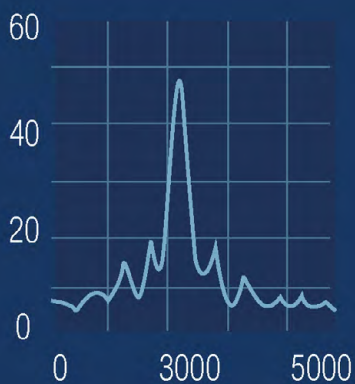
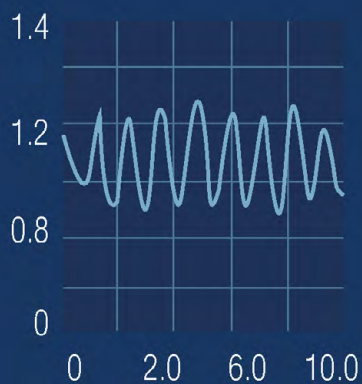
desempeña como formador universitario, impulsando procesos de transferencia de conocimiento y la formación de nuevos talentos en áreas como control automático, instrumentación, electrónica digital y sistemas inteligentes.

**Oscar Eduardo
Gualdrón**

 0000-0002-7854-6842

Ingeniero Electrónico, magíster en Automatización Industrial y docente universitario con más de una década de experiencia en formación e investigación en áreas como sistemas de control, instrumentación, electrónica aplicada y entornos de programación gráfica. Su ejercicio académico ha estado orientado al fortalecimiento de competencias prácticas en ingeniería, promoviendo el uso de herramientas como LabVIEW, MATLAB y plataformas de desarrollo embebido.

A lo largo de su trayectoria ha liderado procesos pedagógicos innovadores en facultades de ingeniería, contribuyendo activamente en proyectos de investigación aplicada, desarrollo tecnológico y apropiación social del conocimiento. Su compromiso con la educación superior se refleja en su constante actualización profesional, su participación en redes académicas y la producción de material didáctico orientado a la enseñanza activa de la ingeniería.



ISBN (Digital): 978-628-7656-78-9

