



PROYECTO DE GRADO

Presentado ante la ilustre UNIVERSIDAD DE LOS ANDES como requisito parcial para obtener el
Título de INGENIERO DE SISTEMAS

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MÓDULO DIDÁCTICO DE CONTROL ANALÓGICO CON CONTROLADORES DE TIPO ADELANTO-ATRASO

Por

Br. Cecilia Bermúdez

Tutor: Prof. María Coronel

Tutor: Prof. Jormany Quintero

Febrero 2017

©2017 Universidad de Los Andes, Mérida, Venezuela

Diseño y construcción de un módulo didáctico de control analógico con controladores de tipo adelanto-atraso

Br. Cecilia Bermúdez

Proyecto de Grado — Control y Automatización, 108 páginas
Escuela de Ingeniería de Sistemas, Universidad de Los Andes, 2017

Resumen: Actualmente, en las instalaciones industriales se hace cada vez más necesario disponer de sistemas de control que permitan mejorar y optimizar una gran cantidad de procesos, esto se debe a que el uso de controladores bien diseñados, aplicados sobre diversos sistemas permiten llevarlos a un punto de operación deseado logrando cumplir con requerimientos previamente especificados. Sin embargo, al momento de estudiar el desempeño de un sistema de control, el resultado de aplicar la teoría en la realidad tiende a conllevar algunas diferencias o complicaciones las cuales generalmente no se logran apreciar en las simulaciones, situación que puede confundir al estudiante interesado en estos temas. Por las razones antes expuestas, en el presente trabajo se propone un enfoque didáctico a través del diseño e implementación de un módulo didáctico de control, que a través de controladores del tipo adelanto-atraso, permitan orientar al estudiante en el diseño de estos sistemas, logrando de esta manera, su familiarización acerca de cómo los cambios en los parámetros de los sistemas de control afectan a las variables de salida del sistema en la práctica.

Palabras clave: Sistemas de control, módulo didáctico de control, controlador adelanto-atraso, control analógico.

Este trabajo fue procesado en L^AT_EX.

A papá y a mamá, porque soy;

A mi hermana, porque estoy.

www.bdigital.ula.ve

Índice

Índice de Tablas	vii
Índice de Figuras	viii
Agradecimientos	xi
1 Introducción	1
1.1 Antecedentes	2
1.2 Definición del problema	3
1.3 Objetivos	4
1.3.1 Objetivo General	4
1.3.2 Objetivos Específicos	4
1.4 Metodología	4
1.5 Estructura del Documento	5
2 Marco Teórico y Conceptual	6
2.1 Sistema de control	6
2.2 Sistema de control en lazo abierto	7
2.3 Sistema de control en lazo cerrado	8
2.3.1 Efecto de la realimentación en la ganancia global del sistema	9
2.3.2 Efecto de la realimentación en la estabilidad del sistema	9
2.4 Tipos de sistemas de control realimentados	9
2.4.1 Sistemas de control lineales vs. no lineales	10
2.4.2 Sistemas de control en tiempo continuo vs. Sistemas de control en tiempo discreto	10
2.5 Análisis de sistemas de control en el dominio del tiempo	11

2.5.1	Error en estado estable de sistemas de control lineales en tiempo continuo . .	13
2.5.2	Respuesta transitoria de un sistema de segundo orden	14
2.5.3	Factor de amortiguamiento y factor de amortiguamiento relativo	15
2.5.4	Frecuencia natural no amortiguada	15
2.6	Respuesta al escalón unitario y especificaciones del sistema	16
2.6.1	Efectos de añadir polos y ceros a las funciones de transferencia	21
2.6.2	Polos dominantes de las funciones de transferencia	23
2.7	Análisis en el dominio de la frecuencia	24
2.7.1	Especificaciones en el dominio de la frecuencia	25
2.7.2	Estabilidad relativa: Margen de ganancia y margen de fase	27
2.8	Diseño de sistemas de control	30
2.8.1	Diseño de controladores en el dominio frecuencial	30
2.8.2	Diseño del controlador de adelanto utilizando la respuesta frecuencial.	32
2.8.3	Diseño del controlador de atraso utilizando la respuesta frecuencial.	33
2.8.4	Diseño del controlador de adelanto-atraso	35
3	Diseño e implementación del módulo didáctico de control, LCBox	36
3.1	Selección de los sistemas electrónicos a controlar	36
3.1.1	Sistema de segundo orden	36
3.1.2	Sistema de Tercer orden	39
3.2	Implementación circuital de los controladores aplicados en el LCBox.	41
3.2.1	Implementación circuital del controlador por adelanto o atraso.	41
3.2.2	Implementación circuital del controlador adelanto-atraso	42
3.3	Pruebas preliminares para la implementación del módulo de control	43
3.4	Selección de componentes para la implementación del módulo de control	46
3.4.1	Protección de las entradas del LCBox	47
3.5	Construcción del circuito impreso	50
3.6	Construcción del módulo didáctico de control LCBox	53
4	Visualización de datos en tiempo real.	55
4.1	Adquisición de datos con Arduino UNO	55
4.2	Implementación de la interfaz gráfica en MatLab	57
4.2.1	Funcionamiento de una aplicación GUI en MatLab	58
4.3	Funcionamiento general de la interfaz de visualización en tiempo real	59

5 Pruebas sobre el módulo de control LCBox	62
5.1 Modo de uso del módulo LCBox	62
5.1.1 Rango de funcionamiento del módulo LCBox	64
5.2 Controladores sobre el sistema de segundo orden	65
5.2.1 Control por adelanto de fase	65
5.2.2 Control en atraso	66
5.2.3 Influencia de los parámetros electrónicos del controlador de adelanto o atraso en el sistema controlado.	69
5.3 Controlador sobre el sistema de tercer orden	76
5.3.1 Control por adelanto-atraso	76
5.3.2 Influencia de los parámetros electrónicos del controlador de adelanto-atraso sobre el sistema controlado.	78
5.4 Pruebas del LCBox con la interfaz de visualización	87
5.4.1 Control por atraso de fase sobre el sistema de tercer orden	87
5.4.2 Control por adelanto-atraso sobre el sistema de segundo orden	89
6 Conclusiones y Recomendaciones	93
6.1 Conclusiones	93
6.2 Recomendaciones	94
Bibliografía	96
A Código de <i>Arduino</i> utilizado en la implementación de la interfaz gráfica de la visualización en tiempo real	98
B Código de <i>Matlab</i> utilizado en la implementación de la interfaz gráfica de la visualización en tiempo real	101
C Manual de usuario del LCBox.	105

Índice de Tablas

3.1	Componentes usados en la implementación del módulo de control, LCBox (19/10/2016).	49
5.1	Rango de funcionamiento del módulo LCBox.	64
5.2	Resumen del la influencia de los parámetros electrónicos del controlador por adelanto o atraso sobre el sistema de segundo orden.	76
5.3	Resumen del la influencia de los parámetros electrónicos del controlador adelanto-atraso sobre el sistema de tercer orden.	87
C.1	Rango de funcionamiento del módulo LCBox.	107
C.2	Resumen del la influencia de los parámetros electrónicos del controlador por adelanto o atraso sobre el sistema de segundo orden.	108
C.3	Resumen del la influencia de los parámetros electrónicos del controlador adelanto-atraso sobre el sistema de tercer orden.	108

Índice de Figuras

2.1	Proceso a controlar (Dorf & Bishop (1998)).	7
2.2	Sistema de control en lazo abierto (Kuo (1996)).	7
2.3	Sistema de control en lazo cerrado (Ogata (1998)).	8
2.4	Sistema realimentado (Kuo (1996)).	8
2.5	Señales básicas de prueba en el dominio del tiempo para sistemas de control (a) Función escalón (b) Función rampa (c) Función parábola (Kuo (1996)).	12
2.6	Sistema de control prototipo de segundo orden (Kuo (1996)).	15
2.7	(a) Lugar geométrico de la frecuencia natural no amortiguada constante. (b) Lugar geométrico del factor de amortiguamiento relativo constante. (c) Lugar geométrico del factor de amortiguamiento constante. (d) Lugar geométrico de la frecuencia de oscilación constante (Kuo (1996)).	17
2.8	Comparación de la respuesta al escalón para varios sitios del lugar geométrico de las raíces en el plano S	18
2.9	Sistema de control en lazo cerrado (Kuo (1996)).	21
2.10	Respuestas al escalón unitario del sistema con la función de transferencia en lazo cerrado de la ecuación 2.32 (Kuo (1996)).	22
2.11	Respuestas al escalón unitario del sistema con la función de transferencia en lazo cerrado de la ecuación 2.33.	23
2.12	Determinación del margen de ganancia y margen de fase sobre las trazas de Bode (Dorf & Bishop (1998)).	29
2.13	Proceso de diseño de un sistema de control (Ogata (1998)).	31
3.1	Circuito seleccionado de segundo orden.	37
3.2	Circuito seleccionado de tercer orden.	39

3.3	Implementación circuital de un controlador de adelanto o atraso con amplificadores operacionales (Ogata (1998)).	42
3.4	Circuito del controlador adelanto-atraso.	43
3.5	Diagrama de bloques que representa el diseño de control deseado para el LCBox.	44
3.6	Configuración de amplificador restador, donde R_1 , R_2 , R_3 y R_4 deben ser iguales para formar un restador unitario.	44
3.7	Montaje de los controladores adelanto o atraso y adelanto-atraso en protoboard.	45
3.8	Aplicación típica del regulador de voltaje LM7812 (Semiconductor (2006)).	49
3.9	Aplicación típica del regulador de voltaje LM7912 (Semiconductor (1995)).	50
3.10	Esquemático obtenido con ISIS de Proteus para el módulo de control LCBox	50
3.11	Diseño obtenido en ARES de Proteus para realizar la placa de circuito impreso (PCB) del LCBox.	51
3.12	Caras de la baquelita con el circuito impreso del LCBox.	52
3.13	Cara superior de la placa en donde se observan los componentes y cables soldados.	53
3.14	Diseño de la parte superior de la caja del LCBox.	53
3.15	Vista del módulo analógico de control adelanto-atraso, LCBox.	54
4.1	Esquema general de conexión del LCBox con la placa Arduino y el computador.	56
4.2	Vista frontal de la placa Arduino UNO (Crespo (2012)).	56
4.3	Editor de la interfaz gráfica de usuario (GUI, por sus siglas en inglés).	58
4.4	Interfaz gráfica del visualizador de la adquisición de datos.	60
4.5	Interfaz gráfica de la adquisición de datos para el LCBox.	60
5.1	Parte superior del módulo LCBox con etiquetas sobre los componentes.	64
5.2	Comparación de la respuesta de salida del LCBox para el controlador por adelanto en lazo cerrado, con respecto a las simulaciones hechas en Matlab y PSIM.	67
5.3	Comparación de la curva de salida del LCBox para el controlador por atraso con respecto a las simulaciones hechas en Matlab y PSIM.	69
5.4	Comportamiento del sistema controlado ante cambios del parámetro R_1 del controlador en adelanto o atraso.	71
5.5	Comportamiento del sistema controlado ante cambios del parámetro R_2 del controlador.	72
5.6	Influencia de los valores de la resistencia R_3 del controlador por adelanto o atraso en el sistema controlado.	73
5.7	Influencia de los valores de la resistencia R_4 del controlador por adelanto o atraso en el sistema controlado.	73

5.8	Influencia de los valores de la resistencia C_1 del controlador de adelanto o atraso en el sistema controlado.	74
5.9	Influencia de los valores de la resistencia C_2 del controlador de adelanto o atraso en el sistema controlado.	75
5.10	Comparación de la curva de salida del LCBox para el controlador adelanto-atraso con respecto a las simulaciones hechas en Matlab y PSIM.	78
5.11	Comportamiento del sistema controlado ante cambios del parámetro R_1 del controlador adelanto-atraso.	80
5.12	Comportamiento del sistema controlado ante cambios del parámetro R_2 del controlador adelanto-atraso.	80
5.13	Influencia de los valores de la resistencia R_3 del controlador por adelanto-atraso en el sistema controlado.	82
5.14	Influencia de los valores de la resistencia R_4 del controlador por adelanto-atraso en el sistema controlado.	83
5.15	Influencia de los valores de la resistencia R_5 del controlador por adelanto-atraso en el sistema controlado.	84
5.16	Influencia de los valores de la resistencia R_6 del controlador por adelanto-atraso en el sistema controlado.	85
5.17	Influencia de los valores de la resistencia C_1 del controlador de adelanto-atraso en el sistema controlado.	86
5.18	Influencia de los valores de la resistencia C_2 del controlador de adelanto-atraso en el sistema controlado.	86
5.19	Visualización del sistema controlado en lazo cerrado (señal azul) ante entrada escalón (señal roja).	89
5.20	Comparación de la curva de salida del LCBox para el controlador por atraso con respecto a las simulaciones hechas en Matlab y PSIM.	90
5.21	Visualización del comportamiento de la respuesta del sistema controlado (señal roja) ante la entrada escalón de valores variables (señal azul).	92
5.22	Comparación de la curva de salida del LCBox para el controlador por atraso con respecto a las simulaciones hechas en Matlab.	92
C.1	Parte superior del módulo LCBox con etiquetas sobre los componentes.	107

Agradecimientos

Soy quién soy gracias a mis padres, Ángel y Cecilia, tanto desde la adversidad como desde la calma me han enseñado invaluable lecciones de vida.

Hace unos cuantos años quise ser ingeniero como mi papá, para entender esas cosas de las cuales me hablaba cuando era pequeña y saber tanto como él cuando fuese grande... Ahora parece que ya soy grande pero quisiera nunca haber dejado de ser su hija pequeña. Gracias por tus consejos, por transmitirme tu calma y por ser fuente de inspiración para superarme en la vida. Te amo, papá.

A mi mamá no solo le agradezco haberme dado la vida sino que haya dedicado gran parte de su vida a formarme, a darme impulso para que sea una persona mejor y así logre todas las metas que me proponga en la vida. El amor que siento por ti no se compara con nada. Gracias, mamá.

A veces no solo cuenta quien seas sino donde estés, y mi mayor incentivo para venir a Mérida a estudiar en la ULA fue mi hermana. Gracias a ese impulso que me diste al inicio estoy donde quiero estar en este momento de mi vida. Sin ti, no sé dónde estaría. Gracias, manotica. Te adoro.

A mi tutora, María Coronel, le agradezco que me haya presentado este proyecto de grado que me pareció maravilloso y con mucho potencial. Gracias por confiar en mí para plasmar lo que tenía en mente. Nuestra ULA merece más personas que, como usted, procure que la teoría se haga realidad.

Para mi tutor, Jormany Quintero, el agradecimiento es gigantesco, GRACIAS por tu paciencia, por tus regaños, por tus enseñanzas y sobre todo por tu amistad. El año en el que hice este trabajo de grado ha sido el más difícil de mi vida, y gracias a tu gran cariño y aprecio hacia mí, la vida se me hizo más fácil. Fuiste la primera persona a quien llamé cuando mi cajita funcionó, siempre lo recordaré. Ojalá todos tuvieran a alguien que creyera en ellos como tú crees en mí. Eres un ángel

que me cayó del cielo. Te quiero, Jor.

Terminar esta etapa me abre muchas puertas, y en especial, me permitirá estar cerca de la persona a quien amo. Él y sólo él tuvo grandes dosis de paciencia ante mis cambios de humor desde el comienzo hasta el final: Bryan Carrera, gracias por guardar grandes cuotas de entendimiento y amor sólo para mí. Al pensar en toda la calidez que me brindas y la fe que tienes en que todo saldrá bien, se dibuja una sonrisa en mis labios. Esta es tan solo la primera tesis, mi aguacato; aún nos queda mucho camino por recorrer juntos. Espero que sepamos cultivar todo ese amor que nos profesamos para que los años venideros sean cada vez mejores uno al lado del otro. Te amo, Bryan.

Mérida también me hizo un gran regalo que pocos tienen la oportunidad de recibir... una segunda familia. Por eso debo agradecerle infinitamente a Tawny, mi amiga del alma, a quien le debo todo el cariño que le pueda dar, porque aunque muchas veces no me comprenda, me acepta y me ofrece su amistad que incluso parece ser sin nada a cambio, como es el amor de hermanas. Gracias a ti y a tus papás, Nelson y Carmelina, por abrirme las puertas de su casa. Te quiero, Taw.

Y la universidad no lo es sin amigos... Cecilio, ante todo, gracias por tu paciencia infinita con este estrés de persona que a veces soy (en especial en el laboratorio). De ti y de Miguel aprendí lo importante de disfrutar el camino mientras se llega a la meta. A ustedes y a Oscar les agradezco su amistad, compañerismo y paciencia... por que sí, todos me tenían demasiada paciencia, lo sé. Yo sé, yo sé. Jajaja. Los quiero.

A Jhosi, gracias a ti pude embarcarme en el sueño de estudiar en la ULA, no podría venirme de mejor manera ni con una mejor persona; ocupas siempre un espacio en mi corazón, porque eres de las mejores amigas que alguien puede tener. Gracias, amiga.

También debo agradecer al sr. Álvaro Araque, por mostrar toda la disposición para que el LCBox sea lo que es hoy, una idea hecha realidad.

Gracias a Dios y a la Virgen del Valle porque esta etapa de mi vida me ha revelado realmente quién quiero ser.

A cada una de las personas que me apoyaron durante mi etapa universitaria les corresponde una gran porción de mi cariño... por siempre. Mil gracias.

Capítulo 1

Introducción

La importancia que tiene la medición y control de los procesos, ha convertido a la Automatización y al Control Industrial en una fase necesaria e imprescindible para los procesos industriales, de manufactura, navales, aeroespaciales, en la robótica, etc. Esto permite mantener un determinado proceso en un rango de medición deseado, ofrece la posibilidad de efectuar eficientemente tareas que suelen ser complejas, frecuentemente evitan fallas en los procesos a controlar, entre otras ventajas.

Uno de los controladores analógicos más usados es del tipo adelanto-atraso, diseñado para mejorar las condiciones transitorias y en régimen permanente del sistema a controlar, ya que la compensación en atraso logra incrementar la ganancia en lazo cerrado, lo que permite mejorar el error en el estado estacionario sin modificar significativamente el estado transitorio del sistema, mientras que, la compensación por adelanto crea un adelanto de fase en el sistema que permite al mismo cumplir con las especificaciones de comportamiento requeridas por el proceso en régimen transitorio (Kuo, 1996).

En la teoría, diseñar y aplicar un controlador por adelanto-atraso resulta ser relativamente sencillo en comparación a su puesta en práctica. Mientras se estudia la teoría de control, son pocos los casos en los que se lleva esto a la práctica, incluso, existen excelentes libros en los que se tratan los principios y la teoría de control automático de procesos, pero en la mayoría de ellos no se proporciona al lector la posibilidad de implementación práctica de dichos principios.

Por otro lado, un proceso modular es un sistema de procesos contenido dentro de un marco que permite que dicho sistema sea transportado fácilmente, estos módulos pueden contener sistemas de procesos completos y varios procesos pueden ser combinados para crear sistemas más grandes o plantas portátiles enteras.

Estos módulos también pueden contener sistemas de control, los cuales pueden ser utilizados con fines didácticos y así acercar al estudiante interesado a temas pertenecientes al ámbito industrial, emulando situaciones que se presenten en el área. Esto sería una ventaja para dichos estudiantes, puesto que adquirirían conocimientos adicionales concernientes a la aplicación de la teoría de control previamente estudiada sobre un sistema determinado.

Por lo antes mencionado, el presente trabajo tiene como finalidad el diseño e implementación de un módulo de control didáctico basado en controladores de tipo adelanto-atraso, el cual permitirá controlar diferentes procesos, enfocándose en la enseñanza de la aplicación de los principios del control automático, por lo cual ayudará tanto a los docentes que imparten estos temas, como a los estudiantes interesados.

1.1 Antecedentes

Desde que se fundamentaron las bases de la teoría de control, esta se ha abordado ampliamente en la literatura. Además, las aplicaciones del mismo exponen una gran variedad de análisis de casos y problemas que también se han expuesto abundantemente.

En este sentido, la revista *Control Engineering Practice* publica, desde 1993, artículos que ilustran la aplicación directa de la teoría de control y sus herramientas de apoyo en todas las áreas posibles de automatización.

Asimismo, Smith & Corripio (2000) muestra la práctica del control automático de procesos junto con los principios fundamentales de la teoría de control, incluyendo una buena cantidad de ejemplos directamente de la experiencia de practicantes y consultores en el área.

Por su parte, Bandyopadhyay (2002) introdujo temas de teoría y práctica de la ingeniería de control tanto en tiempo continuo como discreto, incluso analizando componentes prácticos de sistemas de control y sistemas no lineales.

Rodíc (2009), además de enseñar los métodos teóricos del control y la automatización, también recopiló técnicas prácticas que se llevaron a cabo previamente.

En cuanto al diseño de controladores adelanto-atraso, la literatura existente es significativamente amplia. Dorf & Bishop (1998), Kuo (1996) y Ogata (1998) representan tres grandes referencias bibliográficas que instruyen sobre las características de este tipo de controladores, dado que abordan técnicas de diseño y compensación mediante métodos de la respuesta del sistema en frecuencia y en el dominio temporal.

En lo que respecta a controladores comerciales con fines didácticos que utilicen controladores del tipo adelanto-atraso, Pantech Solutions® tiene a la venta un equipo de laboratorio para el estudio

de la compensación en adelanto-atraso llamado Control system lab: Lead and lag compensation.

En la Universidad de los Andes se realizó un trabajo que combina teoría y práctica a través de la construcción de un módulo de control analógico, titulado “Diseño y Construcción de un Controlador PID Analógico” Sanchez (2009). Este proyecto, basado en electrónica analógica, contó con un intervalo de valores variables para cada uno de los parámetros del PDI, con la finalidad de controlar diversos procesos, tanto simulados como reales.

1.2 Definición del problema

El control automático es usado en gran diversidad de ámbitos por la eficiencia y seguridad que dan a los sistemas en general ya sea por medio de dispositivos físicos o de software, entre los cuales el controlador adelanto-atraso es extensamente utilizado en la industria.

Los avances en tecnología, en materia de automatización y control (tanto en el ámbito industrial como en el educativo), retan al estudiante de hoy en día a no solo conocer a fondo la teoría de control sino sus aplicaciones prácticas, ya que en la realidad los sistemas tienden a tener características que difícilmente pueden ser apreciadas mediante simulaciones (ruido sobre el sistema a controlar, desgaste de elementos del sistema, etc.) y tal conocimiento debe verse ampliamente reflejado en el perfil del estudiante de ingeniería de control, sin embargo, el laboratorio de instrumentación y control de la Escuela de Ingeniería de Sistemas de la Universidad de los Andes, no cuenta con una plataforma didáctica que le permita al estudiantado que utiliza dicho laboratorio experimentar con las variaciones de los parámetros de un controlador y cómo estos cambios influyen en el comportamiento de gran variedad de sistemas, ya que adquirir uno de estos equipos instructivos es sumamente costoso.

Por lo expuesto anteriormente, el trabajo de grado está orientado al diseño e implementación de un módulo didáctico de compensación con controlador del tipo adelanto-atraso, como medida de solución hacia la problemática planteada, ya que la implementación de módulos didácticos de control permitirá realizar estudios y análisis de diferentes procesos y sus respectivos modelos. Asimismo, permitirá atraer el interés del estudiantado de las Escuelas de Ingeniería de Sistemas e Ingeniería Eléctrica hacia el aprendizaje de la teoría de control y además podrá brindar apoyo en la enseñanza de la misma a través de prácticas de laboratorio de las materias relacionadas con el tema.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo General

Diseñar y construir un módulo didáctico de control analógico con controladores de tipo adelanto-atraso.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Indagar referentes bibliográficos concernientes a la teoría de diseño e implementación de controladores por adelanto, atraso y adelanto-atraso.
- Diseñar los circuitos electrónicos variables para la construcción de un módulo didáctico de compensación con controladores del tipo adelanto, atraso y adelanto-atraso.
- Implementar, a través de circuitos electrónicos, dos módulos que representen por separado un sistema de segundo orden y un sistema de tercer orden, ambos con parámetros variables.
- Desarrollar una interfaz gráfica que permita visualizar en tiempo real los cambios inducidos en el módulo de control.

1.4 Metodología

La metodología a utilizar fue del tipo de investigación bibliográfica y documental, ya que se hizo una revisión bibliográfica de los aspectos más importantes relacionados con control del tipo adelanto-atraso y cómo se debe implementar a través de circuitos electrónicos analógicos.

También se utilizó investigación analítica, ya que se deben analizar los aspectos relacionados a las respuestas de sistemas de segundo y tercer orden ante controladores del tipo adelanto, atraso y adelanto-atraso, y para ello se realizarán simulaciones donde se visualice el efecto del diseño de dichos controladores.

Además la metodología contó con un diseño experimental, ya que se diseñó e implementó un circuito electrónico que cumpla con las especificaciones exigidas por los controladores del tipo adelanto, atraso y adelanto-atraso, con parámetros variables. Asimismo se construyó, a través de circuitos electrónicos, dos módulos que representen por separado un sistema de segundo orden y un sistema de tercer orden, ambos con parámetros intercambiables, para probar la efectividad del módulo de compensación realizado y se desarrolló una interfaz gráfica que permita visualizar en tiempo real los cambios inducidos en los módulos de control.

La metodología también fue evaluativa-comparativa, debido a que se evaluó y comparó entre sí el comportamiento de los sistemas simulados y el de los sistemas implementados en la práctica.

1.5 Estructura del Documento

Este documento está compuesto de seis (6) capítulos. El primer capítulo, intitulado *Introducción*, contiene los antecedentes, planteamiento del problema, los objetivos generales y específicos y la metodología usada para el desarrollo del proyecto. El segundo capítulo, intitulado *Marco Teórico y Conceptual*, contiene los basamentos teóricos para comprender los principios básicos de diseño y construcción de un controlador analógico de tipo adelanto-atraso.

El tercer capítulo lleva por nombre *Diseño e implementación del módulo diáctico de control, LCBox* y contempla la implementación circuital tanto de los sistemas a controlar como de los controladores, además de la selección total de los componentes para realizar la plataforma y en general el proceso de construcción del LCBox.

El capítulo cuatro, llamado *Visualización de datos en tiempo real*, incluye todo lo referente a la visualización de datos en tiempo real, desde la adquisición de datos con el *hardware* Arduino UNO, hasta la implementación de la interfaz gráfica que se encarga de mostrar los datos adquiridos.

El quinto capítulo, *Pruebas sobre el módulo de control LCBox*, trata de las pruebas hechas sobre el módulo de control LCBox, donde se muestra el funcionamiento de todos los controladores diseñados sobre los sistemas de segundo y tercer orden, y además se comparan los resultados con los obtenidos a través de simulaciones previas.

El sexto capítulo contiene las conclusiones y recomendaciones de la elaboración del LCBox diseñado y construido.

Capítulo 2

Marco Teórico y Conceptual

En este capítulo se presenta un conjunto de conceptos teóricos necesarios para comprender los principios básicos que intervienen en la construcción de controladores a través de circuitos analógicos. Estos conceptos están basados en la teoría de control moderna, diseño de controladores por adelanto-atraso y circuitos electrónicos.

2.1 Sistema de control

Un sistema de control es una interconexión de componentes que forman una configuración del sistema que proporcionará una respuesta deseada en un tiempo deseado.

Aunque los sistemas de control son por lo general no lineales, es posible aproximarlos mediante modelos matemáticos lineales. Se pueden usar uno o más métodos de diseño bien desarrollados basados en el análisis de la teoría de los sistemas lineales, que supone una relación de causa y efecto entre las entradas y salidas del sistema o proceso.

Por tanto, un proceso que va a ser controlado puede representarse mediante una relación de entradas y salidas. En primera instancia se puede decir que las entradas o señales actuantes u son los objetivos de control, y las salidas son resultados o variables controladas y , lo que supone un procesamiento de la señal (o señales) de entrada para proporcionar una señal de salida (Dorf & Bishop (1998))(véase Figura 2.1).

Por otro lado, debe acotarse que la **variable controlada** es la cantidad o condición que se mide y controla, mientras que la variable manipulada es la cantidad o condición que se modifica para afectar el valor de la variable controlada. Dicho esto, se puede decir que *Controlar* significa medir el



Figura 2.1: Proceso a controlar (Dorf & Bishop (1998)).

valor de la variable controlada del sistema y aplicar la variable manipulada al sistema para corregir o limitar una desviación del valor medido a partir de un valor deseado (Ogata (1998)).

En general, el objetivo de un sistema de control es *controlar* las salidas en alguna forma prescrita mediante las entradas a través de los elementos del sistema de control (Dorf & Bishop (1998)).

2.2 Sistema de control en lazo abierto

Un sistema de control en lazo abierto es un sistema sin realimentación, es decir, la salida del sistema no tiene efecto sobre la acción de control.

En este caso, la señal de entrada r se aplica al controlador, cuya salida actúa como señal actuante u ; la señal actuante controla el proceso controlado de tal forma que la variable controlada y se desempeñe de acuerdo con estándares preestablecidos (Kuo (1996)) (véase Figura 2.2). Por lo tanto, a cada valor de la entrada le corresponde una condición de salida fija, así que en presencia de perturbaciones esta configuración de control no es efectiva.

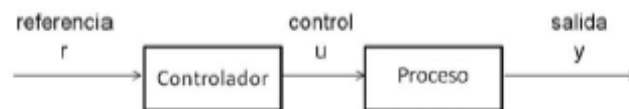


Figura 2.2: Sistema de control en lazo abierto (Kuo (1996)).

En los casos simples, el controlador puede ser un amplificador, unión mecánica, filtro, u otro elemento de control. En casos más complejos, el controlador puede ser una computadora tal como un microprocesador, pero debe tomarse en cuenta que en la práctica sólo se puede usar el control en lazo abierto si la relación entre la entrada y la salida es conocida y si no hay perturbaciones internas ni externas (Ogata (1998)).

2.3 Sistema de control en lazo cerrado

Un sistema que mantiene una relación prescrita entre la salida y la entrada de referencia, comparándolas usando la diferencia como medio de control, se denomina sistema de control realimentado (Ogata (1998)).

Los sistemas de control realimentados se denominan también sistemas de control en lazo cerrado, incluso en la práctica estos términos se usan indistintamente porque el control en lazo cerrado siempre implica el uso de una acción de control realimentado para reducir el error del sistema.

Más detalladamente, en un sistema de control en lazo cerrado se alimenta la señal de error de actuación u al controlador, que es la diferencia entre la señal de entrada r y la señal de realimentación (que puede ser la señal de salida y o una función de esta, sus derivadas y/o integrales), a fin de reducir el error e y llevar la salida del sistema a un valor conveniente (véase Figura 2.3) (Ogata (1998)).

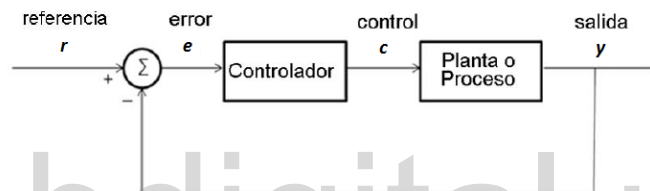


Figura 2.3: Sistema de control en lazo cerrado (Ogata (1998)).

Además, puede describirse al sistema realimentado a través de la configuración de la Figura 2.4, donde r es la señal de entrada, e el error, y y la señal de realimentación; los parámetros G y H se pueden considerar como ganancias constantes (Kuo (1996)).

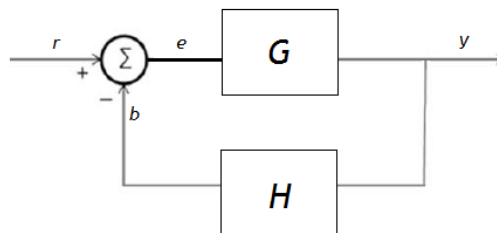


Figura 2.4: Sistema realimentado (Kuo (1996)).

Mediante manipulación algebraica se puede mostrar que la relación entrada-salida del sistema

es:

$$M = \frac{y}{r} = \frac{G}{1 + HG} \quad (2.1)$$

2.3.1 Efecto de la realimentación en la ganancia global del sistema

Como se observa en la ecuación 2.1, la realimentación afecta la ganancia G de un sistema no realimentado por un factor de $1 + GH$ (Kuo (1996)).

Se dice que el sistema de la figura 2.4 tiene realimentación negativa, ya que un signo menos se le asigna a la señal realimentada. La cantidad GH puede incluir el signo menos, por tanto el efecto general de la realimentación es que puede incrementar o disminuir la ganancia G (Kuo (1996)).

2.3.2 Efecto de la realimentación en la estabilidad del sistema

La estabilidad es una noción que describe si un sistema es capaz de seguir la entrada de referencia.

Estabilidad BIBO: Un sistema lineal, causal e invariante en el tiempo es BIBO-estable si y solo si a toda función de entrada acotada le corresponde una función de salida acotada.

Dicho de otra manera, un sistema se dice inestable si la salida del sistema es infinita ante cualquier entrada finita, asimismo un sistema estable presentará salidas finitas ante entradas finitas (Kuo (1996)).

Para investigar el efecto de la realimentación sobre la estabilidad, se hace referencia a la expresión de la ecuación 2.1. Si $GH=-1$, la salida del sistema será inestable. Por tanto, se debe establecer que la realimentación puede ocasionar que un sistema que originalmente es estable, se convierta en inestable. Por otro lado, una de las ventajas de incorporar realimentación es que puede estabilizar un sistema inestable, y si se toma el ejemplo de la figura 2.4 el valor de GH debe ser positivo para lograr esto.

En general, la realimentación puede mejorar la estabilidad o ser dañina si no se aplica adecuadamente.

2.4 Tipos de sistemas de control realimentados

Los sistemas de control realimentados se pueden clasificar de diversas formas, dependiendo del propósito de la clasificación. Por ejemplo, de acuerdo con el métodos de análisis y diseño, los sistemas de control se clasifican en **lineales y no lineales**, **variantes con el tiempo o invariantes con el tiempo**. De acuerdo con los tipos de señales usados en el sistema, se hace

referencia a sistemas en **tiempo continuo** y en **tiempo discreto**, o sistemas **modulados y no modulados**. En general, existen muchas formas de identificar un sistema de control de acuerdo con alguna función especial del sistema. Es importante que algunas de estas formas comunes de clasificar a los sistemas de control sean conocidas para obtener una perspectiva propia antes de embarcarse en su análisis y diseño (Kuo (1996)).

2.4.1 Sistemas de control lineales vs. no lineales

Estrictamente hablando, los sistemas lineales no existen en la práctica, ya que todos los sistemas físicos son no lineales en algún grado. Los sistemas de control realimentado son modelos ideales fabricados por el analista para simplificar el análisis y diseño. Cuando las magnitudes de las señales en un sistema de control están limitadas en intervalos en los cuales los componentes del sistema exhiben una característica lineal (por ejemplo, la aplicación del principio de superposición), el sistema es esencialmente lineal. Sin embargo, cuando las magnitudes se extienden más allá del intervalo de porción lineal, dependiendo de la severidad de la no linealidad, el sistema no se debe seguir considerando no lineal (Kuo (1996)).

Para sistemas no lineales, existe una gran cantidad de técnicas analíticas y gráficas para fines de diseño y análisis. Por otro lado, los sistemas no lineales son difíciles de tratar en forma matemática, y no existen métodos generales disponibles para resolver una gran variedad de clases de sistemas no lineales. En el diseño de sistemas de control, es práctico primero diseñar el controlador con base en un modelo de un sistema lineal despreciando las no linealidades del sistema. Entonces, el controlador diseñado se aplica al modelo del sistema no lineal para su evaluación o rediseño mediante simulación en computadora (Kuo (1996)).

2.4.2 Sistemas de control en tiempo continuo vs. Sistemas de control en tiempo discreto

Un **sistema en tiempo continuo** es aquel en el que las señales en varias partes del sistemas con todas funciones de la variable continua tiempo t y se pueden describir a través de ecuaciones diferenciales (Ogata (1998)).

Por otro lado, un **sistema de control en tiempo discreto** es aquel en el cual una o más de sus variables pueden cambiar sólo en valores discretos de tiempo. Estos instantes, denotados mediante kT o t_k ($k = 0, 1, 2, \dots$), pueden especificar los tiempos en los que se lleva acabo alguna medición de tipo físico o los tiempos en los que se extraen los datos de la memoria de una computadora (Ogata (1998)).

Los sistemas de control en tiempo discreto difieren de los sistemas de control en tiempo continuo en que las señales para los primeros en uno o más puntos son en forma de datos muestreados o un código digital, además estos son descritos en ecuaciones en diferencias después de la apropiada discretización de las señales en tiempo continuo (Ogata (1998)).

2.5 Análisis de sistemas de control en el dominio del tiempo

Ya que el tiempo es la variable independiente empleada en la mayoría de los sistemas de control, es usualmente de interés, evaluar o analizar la salida con respecto al tiempo, o simplemente, la respuesta en el tiempo. En el problema de análisis, una señal de entrada de referencia se aplica al sistema, y el desempeño del sistema se evalúa al estudiar la respuesta del sistema en el dominio del tiempo. Por ejemplo, si el objetivo de control, es hacer que la variable de salida siga a la señal de entrada, a partir de algún tiempo inicial y algunas condiciones iniciales, es necesario comparar la entrada y la respuesta a la salida como funciones del tiempo. Por tanto, en la mayoría de los sistemas de control, la evaluación final del desempeño de un sistema se basa en las respuestas en el tiempo (Kuo (1996)).

La respuesta en el tiempo de un sistema de control se divide normalmente en dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta en estado estable. Sea $y(t)$ la respuesta en el tiempo de un sistema en tiempo continuo; entonces, en general, se puede escribir:

$$y(t) = y_{ss}(t) + y_t(t) \quad (2.2)$$

en donde $y_t(t)$ indica la respuesta transitoria y $y_{ss}(t)$ indica la respuesta en estado estable.

En sistemas de control, la respuesta transitoria está definida como la parte de la respuesta en el tiempo que tiende a cero cuando el tiempo se hace muy grande. Por tanto, $y_t(t)$ tiene la propiedad de que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_t(t) = 0 \quad (2.3)$$

La respuesta en estado estable es la parte de la respuesta total que permanece después que la transitoria ha desaparecido.

Las respuestas de un sistema de control típico no pueden seguir cambios súbitos en la entrada en forma instantánea, y normalmente se observan transitorios. En consecuencia, la respuesta transitoria de un sistema de control es necesariamente importante, ya que es una parte significativa del

comportamiento dinámico del sistema; y la desviación entre la respuesta de salida y la entrada o la respuesta deseada se debe controlar cuidadosamente antes de alcanzar el estado estable.

La respuesta en estado estable de un sistema de control es también muy importante, ya que indica en dónde termina la salida del sistema cuando el tiempo se hace grande. En general, si la respuesta en estado estable de la salida no concuerda exactamente con la referencia deseada, se dice que el sistema tiene un error en estado estable.

En el problema de diseño de un sistema de control, las especificaciones se proporcionan normalmente en términos del desempeño transitorio y en estado estable, y los controladores se diseñan para que todas esas especificaciones sean cumplidas por el sistema diseñado.

Para propósitos de análisis y diseño, es necesario suponer algunos tipos básicos de entradas de prueba para evaluar el desempeño de un sistema. Los criterios de desempeño se pueden especificar con respecto a estas señales de prueba, en tal forma que el sistema se puede diseñar para cumplir con dichos criterios (Kuo (1996)).

Para facilitar el análisis en el dominio del tiempo, se utiliza la siguiente señal de prueba determinística: Función escalón (véase 2.5) (Kuo (1996)).

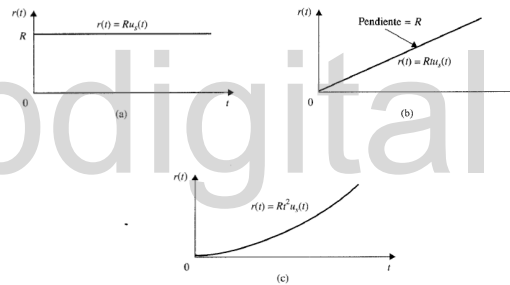


Figura 2.5: Señales básicas de prueba en el dominio del tiempo para sistemas de control (a) Función escalón (b) Función rampa (c) Función parábola (Kuo (1996)).

Entrada función escalón

La entrada función escalón representa un cambio instantáneo en la entrada de referencia. La representación matemática de una función escalón de magnitud R es (Kuo (1996)):

$$r(t) = \begin{cases} R & \text{si } t > 0 \\ 0 & \text{si } t \leq 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

en donde R es una constante real. O bien,

$$r(t) = Ru_s(t) \quad (2.5)$$

en donde $u_s(t)$ es la función escalón unitario.

En general, la función escalón es muy útil como señal de prueba, ya que su brinco instantáneo inicial de amplitud revela que tan rápido responde un sistema a entradas con cambios abruptos.

2.5.1 Error en estado estable de sistemas de control lineales en tiempo continuo

En general, el error se puede ver como una señal que rápidamente debe ser reducida a cero, si esto es posible. Con referencia al sistema en lazo cerrado de la figura 2.4 en donde $r(t)$ es la señal actuante, $b(t)$ es la señal de realimentación, y $y(t)$ es la salida. El error del sistema se puede definir como:

$$e(t) = \text{señal de referencia} - y(t) \quad (2.6)$$

en donde la señal de referencia es la señal que la salida $y(t)$ esta siguiendo. Cuando el sistema tiene realimentación unitaria ($H=1$, véase figura 2.4), la entrada $r(t)$ es la señal de referencia, y el error es simplemente:

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.7)$$

El error en estado estable se define como:

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (2.8)$$

Tipos de sistemas de control

Aplicando el teorema del valor final el error en estado estable del sistema:

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + G(s)} \quad (2.9)$$

Claramente, e_{ss} depende de las características de $G(s)$. Más específicamente, se puede mostrar que e_{ss} depende del número de polos que $G(s)$ tiene en $s=0$. Este número se conoce como el tipo de un sistema de control, o simplemente, tipo de sistema, es decir, el orden de los polos de $G(s)$ en $s=0$.

Error en estado estable del sistema con una función escalón a la entrada

Cuando la entrada $r(t)$ al sistema de control de la figura 2.4 es una función escalón de magnitud $R = \frac{R}{s}$ en el dominio de Laplace, el error en estado estable se escribe a partir de la ecuación 2.10

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + G(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{R}{1 + G(s)} = \frac{R}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} G(s)} \quad (2.10)$$

Por conveniencia se define K_p como la constante de error escalón:

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) \quad (2.11)$$

Entonces la ecuación 2.11 se convierte en:

$$e_{ss} = \frac{R}{1 + K_p} \quad (2.12)$$

y entonces la ecuación 2.12 se convierte en:

$$e_{ss} = \frac{R}{K_v} \quad (2.13)$$

2.5.2 Respuesta transitoria de un sistema de segundo orden

El análisis de un sistema de control de segundo orden forma una base para el entendimiento del análisis y diseño de sistemas de órdenes más altos, especialmente aquellos que pueden aproximarse mediante sistemas de segundo orden (Kuo (1996)).

La porción transitoria de la respuesta en el tiempo es aquella parte que tiende a cero cuando el tiempo crece. Sin embargo, la respuesta transitoria de un sistema de control es importante, ya que tanto la amplitud como la duración de tiempo en la respuesta transitoria deben mantenerse dentro de los límites establecidos (Kuo (1996)).

Considérese que un sistema de control de segundo orden con realimentación unitaria se representa mediante el diagrama de bloque que se muestra en la figura 2.6. La función de transferencia en lazo abierto del sistema es:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta\omega_n)} \quad (2.14)$$

en donde ζ y ω_n son constantes reales. La función de transferencia en lazo cerrado del sistema es:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.15)$$

Las funciones de transferencia dadas en las ecuaciones 2.14 y 2.15 se definen como **sistema prototipo de segundo orden** (véase figura 2.6) (Kuo (1996)).

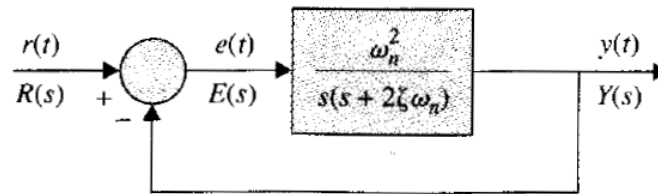


Figura 2.6: Sistema de control prototipo de segundo orden (Kuo (1996)).

La ecuación característica del sistema prototipo de segundo orden se obtiene estableciendo el denominador de la ecuación 2.15 a cero (Kuo (1996)):

$$\vartheta(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (2.16)$$

2.5.3 Factor de amortiguamiento y factor de amortiguamiento relativo

Los efectos de los parámetros del sistema ζ y ω_n en la respuesta escalón $y(t)$ del sistemaa prototipo de segundo orden se refieren a las raíces de la ecuación característica en la ecuación 2.16. Las dos raíces pueden expresarse como (Kuo (1996)):

$$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} = -\alpha \pm j\omega \quad (2.17)$$

El indicador de la velocidad de crecimiento o decaimiento de la respuesta al escalón unitario $y(t)$ es α , es decir, este controla el "amortiguamiento" del sistema y se conoce como factor o **constante de amortiguamiento**. Incluso la inversa de α es proporcional a la constante de tiempo del sistema.

Cuando las dos raíces de la ecuación característica son reales e iguales, se dice que el sistema es **críticamente amortiguado**, y esto sucede cuando $\zeta = 1$. Bajo esta condición, el factor de amortiguamiento es $\alpha = \omega_n$, por lo tanto ζ se enuncia como el favor de amortiguamiento relativo, esto es:

$$\zeta = \text{factor de amortiguamiento relativo} = \frac{\alpha}{\omega_n} = \frac{\text{factor de amortiguamiento real}}{\text{factor de amortiguamiento crítico}} \quad (2.18)$$

2.5.4 Frecuencia natural no amortiguada

El parámetro ω_n se define como la **frecuencia natural no amortiguada**. Como se observa en la ecuación 2.17, cuando $\zeta = 0$ el amortiguamiento es cero, las raíces de la ecuación característica

son imaginarias y la respuesta del sistema ante un escalón unitario es puramente senosoidal. Por lo tanto ω_n corresponde a la frecuencia de la respuesta senosoidal no amortiguada. La ecuación 2.17 muestra que cuando $0 < \zeta < 1$, las partes imaginarias de las raíces tienen la magnitud de ω . Ya que cuando $\zeta \neq 0$, la respuesta de $y(t)$ no es una función periódica (Kuo (1996)).

La figura 2.7 muestra en el plano S, (a) el lugar geométrico de ω_n constante, (b) el lugar geométrico de ζ constante, (c) el lugar geométrico de α constante y (d) el lugar geométrico de ω_n constante (Kuo (1996)).

Las regiones en el plano S se identifican como sigue (Kuo (1996)):

- El semiplano izquierdo del plano S corresponde a que el factor de amortiguamiento es positivo, esto causa que la respuesta al escalón unitario establezca un valor final constante en el estado estable. El sistema es estable.
- El semiplano derecho del plano S corresponde al amortiguamiento negativo. Esto da una respuesta que crece en magnitud sin límite en el tiempo, y el sistema es inestable.
- El eje imaginario corresponde a cero amortiguamientos ($\zeta = 0$ o $\alpha = 0$). El amortiguamiento cero resulta en una respuesta de oscilación sostenida, y el sistema es marginalmente estable o marginalmente inestable.

En la figura 2.8 se ilustra el efecto de las raíces de la ecuación característica en el amortiguamiento del sistema de segundo orden. Las dinámicas del sistema con respecto al valor de ζ se clasifican como sigue (Kuo (1996)):

- $0 < \zeta < 1$ bajo amortiguamiento
- $\zeta = 1$ amortiguamiento crítico
- $\zeta > 1$ sobre amortiguamiento
- $\zeta = 0$ no amortiguado
- $\zeta < 0$ amortiguamiento negativo

2.6 Respuesta al escalón unitario y especificaciones del sistema

Para un sistema de control lineal, la caracterización de la respuesta transitoria frecuentemente se realiza mediante la función al escalón unitario $u_s(t)$ como la entrada. La respuesta de un sistema

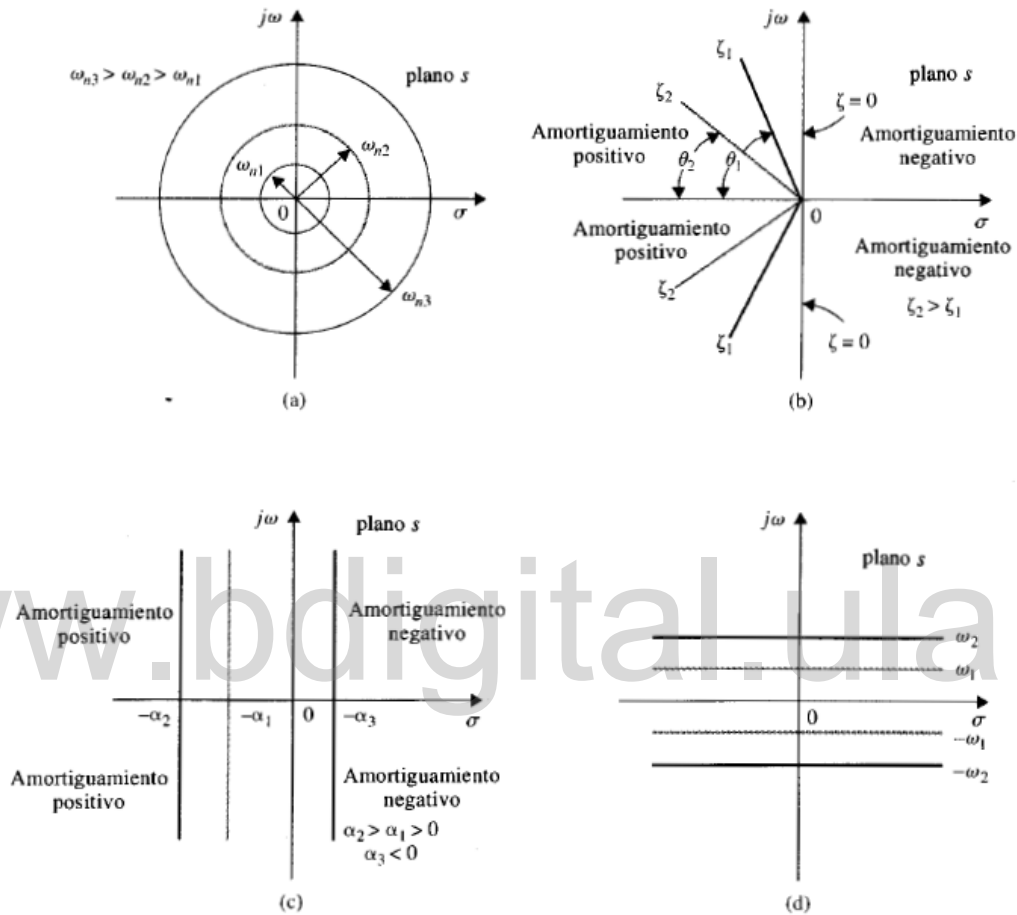


Figura 2.7: (a) Lugar geométrico de la frecuencia natural no amortiguada constante. (b) Lugar geométrico del factor de amortiguamiento relativo constante. (c) Lugar geométrico del factor de amortiguamiento constante. (d) Lugar geométrico de la frecuencia de oscilación constante (Kuo (1996)).

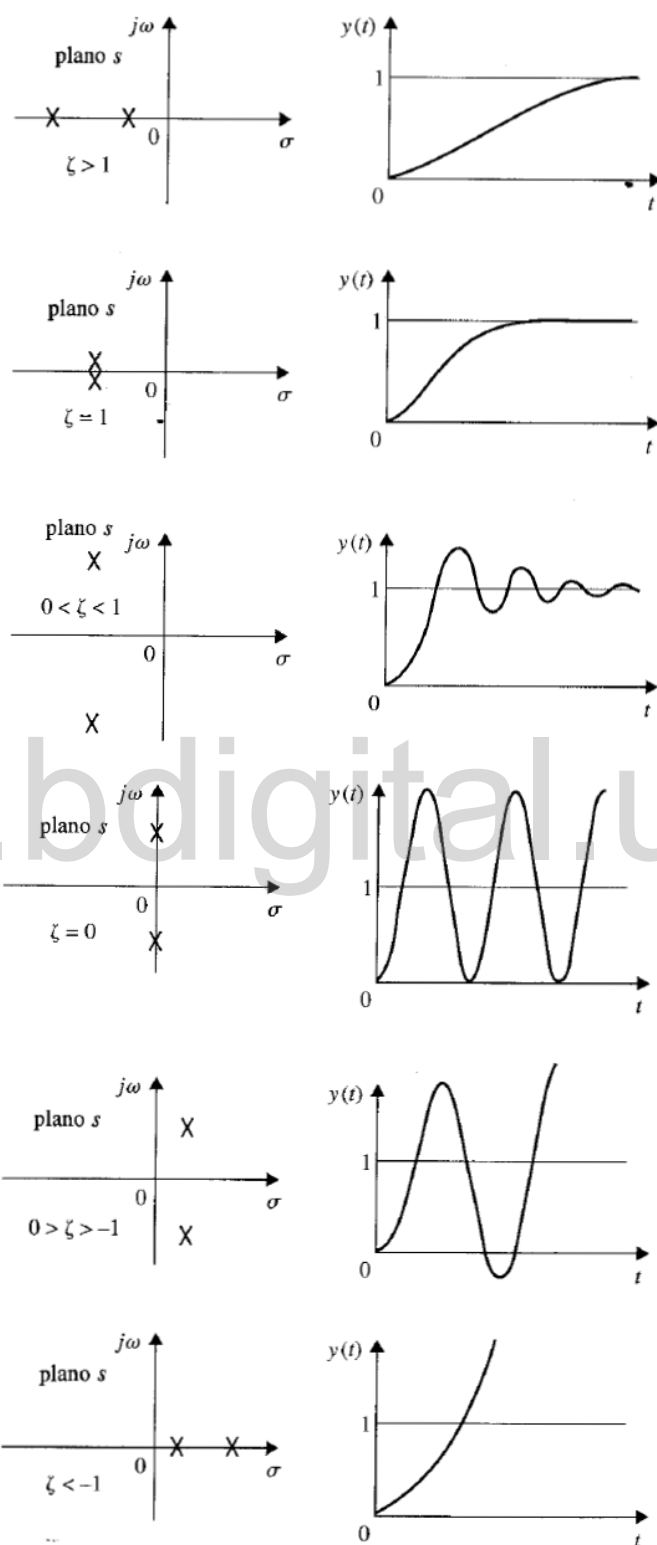


Figura 2.8: Comparación de la respuesta al escalón para varios sitios del lugar geométrico de las raíces en el plano S .

de control cuando la entrada es una función al escalón unitario se conoce como respuesta al escalón unitario. La figura 2.9 ilustra una respuesta típica al escalón unitario, el criterio de desempeño comunmente utilizado para la caracterización de sistemas de control lineal en el dominio del tiempo se define como (Kuo (1996)):

1. Sobrepaso máximo ($SD \geq y_{ss}$). Asíumase que $y(t)$ es la respuesta al escalón unitario, también que y_{max} enuncia el valor máximo de $y(t)$, y y_{ss} es el valor en estado estable de $y(t)$ y de $y_{max} \geq y_{ss}$. El sobrepaso máximo se define como:

$$SD = y_{max} - y_{ss} \quad (2.19)$$

El sobrepaso máximo se representa como un porcentaje del valor final de la respuesta escalón; esto es:

$$\%SD = \frac{SD}{y_{ss}} 100\% \quad (2.20)$$

Específicamente para un sistema de segundo orden, utilizando los valores de ζ y ω_n se puede llamar el tiempo en el que el sobrepaso máximo se presenta:

$$t_{max} = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (2.21)$$

También se puede calcular el valor del sobrepaso máximo a través de ζ :

$$\text{sobrepaso máximo} = y_{max} - 1 = e^{\pi\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (2.22)$$

$$\% \text{ sobrepaso máximo} = 100e^{\pi\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (2.23)$$

Frecuentemente el sobrepaso máximo se usa para medir la estabilidad relativa de un sistema de control. Comúnmente un sistema con gran sobrepaso es indeseable. Para fines de diseño, el sobrepaso máximo se da como una especificación en el dominio del tiempo. En la figura 2.9 se muestra que el máximo sobrepaso ocurre en el primero. Para algunos sistemas el sobrepaso máximo puede ocurrir en un pico posterior, y si la función de transferencia del sistema tiene un número impar de ceros en el semiplano derecho del plano S, puede incluso ocurrir un sobrepaso negativo.

2. Tiempo de retardo (t_d): se define como el tiempo requerido para que la respuesta al escalón alcance el 50% de su valor final (véase figura 2.9).

El tiempo de retardo para un sistema prototipo de segundo orden, se aproxima como:

$$t_d \approx \frac{1 + 0,7\zeta}{\omega_n} \quad 0 < \zeta < 1 \quad (2.24)$$

Sin embargo, se puede obtener una mejor aproximación utilizando una ecuación de segundo orden para t_d :

$$t_d \approx \frac{1,1 + 0,125\zeta + 0,469\zeta^2}{\omega_n} \quad 0 < \zeta < 1 \quad (2.25)$$

3. Tiempo de levantamiento (t_r): es el tiempo requerido para que la respuesta pase del 10% al 90%, del 5% al 95% o del 0% al 100% de su valor final. Para sistemas subamortiguados de segundo orden, por lo común se usa el tiempo de levantamiento de 0% a 100%. Para sistemas sobreamortiguados, suele usarse el tiempo de levantamiento de 10% a 90%.

Para un sistema prototipo de segundo orden se tiene la ecuación:

$$t_r = \frac{0,8 + 2,5\zeta}{\omega_n} \quad 0 < \zeta < 1 \quad (2.26)$$

También puede obtenerse una mejor aproximación utilizando una ecuación de segundo orden:

$$t_r = \frac{1 + 0,4167\zeta + 2,917\zeta^2}{\omega_n} \quad 0 < \zeta < 1 \quad (2.27)$$

4. Tiempo pico (t_p): es el tiempo requerido para que la respuesta alcance el primer pico del sobrepaso.
5. Tiempo de asentamiento (t_s): es el tiempo que se requiere para que la curva de respuesta alcance un rango alrededor del valor final del tamaño especificado por el porcentaje absoluto del valor final (por lo general, de (2%) a (5%)) y permanezca dentro de él. El tiempo de asentamiento se relaciona con la mayor constante de tiempo del sistema de control. Los objetivos del diseño del sistema en cuestión determinan cuál criterio de error en porcentaje usar.

Para un sistema de segundo orden, se tiene:

$$t_s = \frac{-1}{\zeta} \ln(0,05\sqrt{1-\zeta^2}) \quad (2.28)$$

Cuando ζ varía de 0 a 0,69, se puede aproximar el tiempo de asentamiento para el sistema prototipo de segundo orden como:

$$t_s \approx \frac{3,2}{\zeta\omega_n} \quad (2.29)$$

La siguiente aproximación se usa para t_s cuando $\zeta > 0,69$:

$$t_s \approx \frac{4,5\zeta}{\omega_n} \quad (2.30)$$

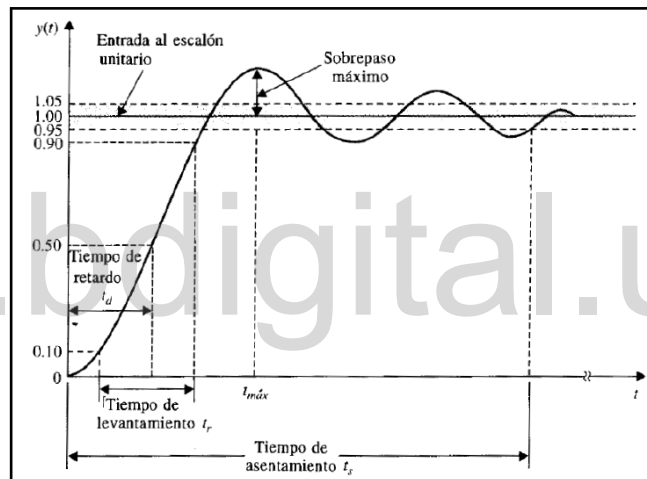


Figura 2.9: Sistema de control en lazo cerrado (Kuo (1996)).

2.6.1 Efectos de añadir polos y ceros a las funciones de transferencia

Adición de un polo en la función de transferencia de la trayectoria directa: Sistemas con realimentación unitaria.

Para estudiar el efecto general de la adición de un polo, y su localización relativa hacia una función de transferencia de trayectoria directa de un sistema con realimentación unitaria, considere la siguiente función de transferencia:

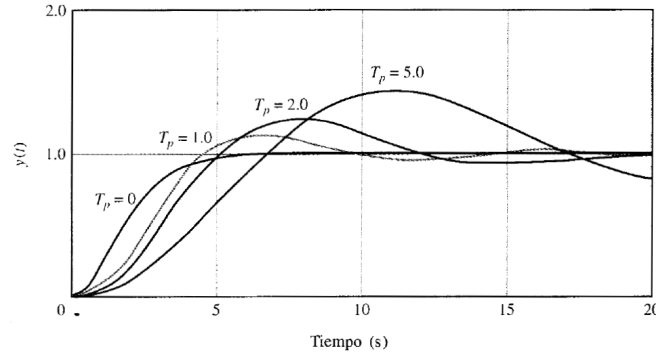


Figura 2.10: Respuestas al escalón unitario del sistema con la función de transferencia en lazo cerrado de la ecuación 2.32 (Kuo (1996)).

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta\omega_n)(1 + T_p s)} \quad (2.31)$$

$$G(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{\omega_n^2}{T_p s^3 + (1 + 2\zeta\omega_n T_p)s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (2.32)$$

La Figura 2.10 ilustra las respuestas al escalón unitario del sistema en lazo cerrado cuando $\omega_n = 1$, $\zeta = 1$ y $T_p = 0, 1, 2$ y 5 . Estas respuestas muestran que la adición de un polo a una función de transferencia de trayectoria directa tiene generalmente el efecto de incrementar el sobrepaso máximo del sistema de lazo cerrado (Kuo (1996)).

Mientras el valor de T_p se incrementa, el polo en $-1/T_p$ se aproxima al origen en el plano S , y el sobrepaso aumenta. Estas respuestas también muestran que el polo adicionado incrementa el tiempo de crecimiento de la respuesta al escalón (Kuo (1996)).

Adición de un polo en la función de transferencia de la trayectoria directa: Sistemas con realimentación unitaria

La figura 2.11 muestra las respuestas al escalón unitario del sistema en lazo cerrado con la función de transferencia:

$$M(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2(1 + T_z s)}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (2.33)$$

en donde $\omega_n = 1$, $\zeta = 0.5$ y $T_p = 0, 1, 3, 6$ y 10 .

En este caso se observa que el adicionar un cero en la función de transferencia en lazo cerrado disminuye el tiempo de levantamiento e incrementa el sobrepaso máximo de la respuesta al escalón.

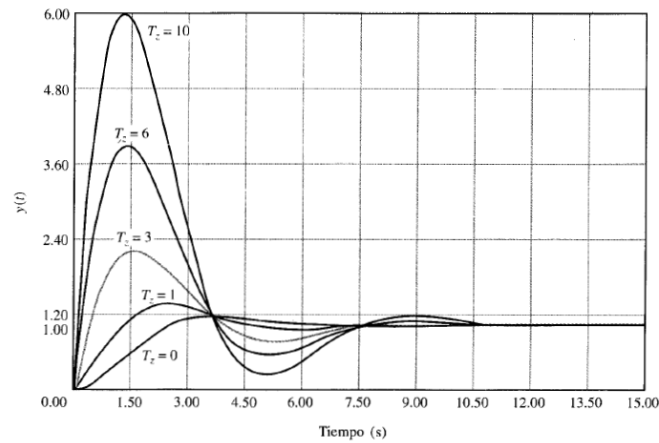


Figura 2.11: Respuestas al escalón unitario del sistema con la función de transferencia en lazo cerrado de la ecuación 2.33.

La diferencia de este caso con respecto al de adición de un cero en la función de transferencia de trayectoria directa con realimentación unitaria es que en el segundo caso no solamente el término $(1 + T_z s)$ aparece en el numerador de $M(s)$ sino que el denominador de $M(s)$ contiene a T_z . El término $(1 + T_z s)$ en el numerador de $M(s)$ incrementa el sobrepaso máximo, pero T_z aparece en el coeficiente del término s del denominador, que tiene efecto de mejorar el amortiguamiento o reducir el sobrepaso máximo.

Un hallazgo importante en estas discusiones es que aún cuando las raíces de la ecuación característica se utilizan generalmente para estudiar el amortiguamiento relativo y la estabilidad relativa de sistemas de control lineales, los ceros de la función de transferencia no deben sobrepasarse en sus efectos en el desempeño transitorio del sistema (Dorf & Bishop (1998)).

2.6.2 Polos dominantes de las funciones de transferencia

Para fines de análisis y diseño, es importante clasificar los polos que tienen un efecto que domina la respuesta transitoria y denominarlos como **polos dominantes**, ya que estos se pueden usar para controlar el desempeño dinámico del sistema, mientras que los **polos insignificantes** se utilizan con el fin de asegurar que la función de transferencia del controlador se pueda realizar a través de componentes físicos.

Los polos que están cercanos al eje imaginario en el semiplano izquierdo del plano S dan crecimiento a las respuestas transitorias que decaerán relativamente despacio, mientras que los polos que

están lejos del eje (relativo a los polos dominantes) corresponden a una respuesta de decaimiento rápido.

Se ha reconocido en la práctica y en la literatura que si la magnitud de la parte real de un polo es de por lo menos 5 a 10 veces que el polo dominante de un par de polos complejos dominantes, el polo puede enunciarse como insignificante en cuanto a la respuesta transitoria se refiere Kuo (1996).

2.7 Análisis en el dominio de la frecuencia

El punto de comienzo para el análisis en el dominio de la frecuencia de un sistema lineal es su función de transferencia. Es bien sabido por la teoría de sistemas lineales, que cuando la entrada de un sistema lineal e invariante en el tiempo es senoidal con amplitud R y Frecuencia ω_0 :

$$r(t) = R \sin \omega_0 t \quad (2.34)$$

La salida en estado estable del sistema $y(t)$, será senoidal con la misma frecuencia ω_0 , pero posiblemente con diferente amplitud y fase, esto es:

$$y(t) = Y \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (2.35)$$

en donde Y es la amplitud de la onda senoidal de salida y ϕ es el corrimiento de fase en grados o radianes.

Considere la función de transferencia de un sistema lineal SISO como $M(s)$; entonces la transformada de Laplace de la entrada y la salida se relacionan a través de:

$$Y(s) = M(s)R(s) \quad (2.36)$$

Para análisis en estado senoidal permanente, se reemplaza s por $j\omega$ y la ecuación 2.36 se convierte en:

$$Y(j\omega) = M(j\omega)R(j\omega) \quad (2.37)$$

Al escribir la función $Y(j\omega)$ como:

$$Y(j\omega) = |Y(j\omega)| \angle Y(j\omega) \quad (2.38)$$

y definiendo de la misma forma tanto a $M(j\omega)$ como a $R(j\omega)$, la ecuación 2.37 nos lleva a la relación de magnitud entre la entrada y la salida:

$$|Y(j\omega)| = |M(j\omega)||R(j\omega)| \quad (2.39)$$

y la relación de fase:

$$\angle Y(j\omega) = \angle M(j\omega) + \angle R(j\omega) \quad (2.40)$$

Respuesta en frecuencia de sistemas en lazo cerrado

Para la configuración de sistemas de control de lazo sencillo, la función de transferencia es:

$$M(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{G(s)H(s)} \quad (2.41)$$

Bajo el estado senoidal permanente $s = j\omega$, la ecuación 2.41 se convierte en:

$$M(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{G(j\omega)}{G(j\omega)H(j\omega)} \quad (2.42)$$

La función de transferencia en estado senoidal permanente $M(j\omega)$ se puede expresar en términos de su magnitud y fase, esto es:

$$M(j\omega) = |M(j\omega)|\angle M(j\omega) \quad (2.43)$$

O $M(j\omega)$ puede expresarse en términos de sus partes real e imaginaria:

$$M(j\omega) = \text{Re}[M(j\omega)] + j\text{Im}[M(j\omega)] \quad (2.44)$$

La magnitud de $M(j\omega)$ es (Ogata (1998)):

$$|M(j\omega)| = \left| \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)H(j\omega)} \right| = \frac{|G(j\omega)|}{|1 + G(j\omega)H(j\omega)|} \quad (2.45)$$

La fase de $M(j\omega)$ es (Ogata (1998)):

$$\angle M(j\omega) = \angle G(j\omega) - \angle [1 + G(j\omega)H(j\omega)] \quad (2.46)$$

2.7.1 Especificaciones en el dominio de la frecuencia

Pico de resonancia M_r

El pico de resonancia M_r es el valor máximo de $|M(j\omega)|$

En general, la magnitud M_r da una indicación de la estabilidad relativa de un sistema estable en lazo cerrado. Normalmente, un valor grande de M_r corresponde a un sobrepaso máximo grande de la respuesta escalón. Para la mayoría de los sistemas de control se acepta generalmente, en la práctica, que el valor deseado de M_r esté entre 1,1 y 1,5 dB.

Frecuencia de resonancia ω_r

La frecuencia de resonancia ω_r es la frecuencia en la cual el pico de resonancia M_r ocurre.

Ancho de banda (BW)

El Ancho de banda (BW) es la frecuencia en la cual $|M(j\omega)|$ cae al 70,7%, o 3 dB abajo de su valor en la frecuencia cero.

En general, el ancho de banda de un sistema de control da una indicación de las propiedades de respuesta transitoria en el dominio del tiempo. Un ancho de banda más grande corresponde a un tiempo de levantamiento corto, ya que las señales de más alta frecuencia pasan más fácilmente a través del sistema. Por el contrario, si el ancho de banda es pequeño, solamente señales de frecuencias relativamente bajas pueden pasar y la respuesta en el tiempo será lenta. El ancho de banda también indica las características de filtrado de ruido y robustez del sistema. La robustez representa una medida de la sensibilidad de un sistema a la variación de parámetros. Un sistema robusto es uno que es insensible a la variación de parámetros (Kuo (1996))

M_r, ω_r y ancho de banda de un sistema prototipo de segundo orden

En estado permanente, $s = j\omega$, la ecuación 2.15 se convierte en:

$$M(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{\omega_n^2}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} \quad (2.47)$$

para la cual, la frecuencia de resonancia es:

$$\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad (2.48)$$

Ya que la frecuencia es una cantidad real, la ecuación 2.48 es significativa solo para $\zeta \leq 0,707$.

Por otro lado, el pico de resonancia se puede calcular a través de:

$$M_r = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad \zeta \leq 0,707 \quad (2.49)$$

Además, el ancho de banda del sistema prototipo de segundo orden es:

$$BW = \omega_n [1 - 2\zeta^2 + \sqrt{\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2}]^{1/2} \quad \zeta \leq 0,0707 \quad (2.50)$$

Las relaciones entre la respuesta en el dominio del tiempo y las características en el dominio de la frecuencia del sistema prototipo de segundo orden se pueden resumir en lo siguiente:

1. El pico de resonancia M_r de la respuesta en lazo cerrado depende de ζ solamente. Cuando ζ es cero, M_r es infinita. Cuando ζ es negativa, el sistema es inestable y el valor de M_r , ya no tiene sentido. Cuando ζ se incrementa, M_r , disminuye. Para $\zeta \geq 0,707$, $M_r = 1$ y $\omega_r = 0$. Además, los valores de M_r también corresponden a un sobrepaso máximo grande en las respuestas al escalón unitario (esto sólo tiene sentido cuando el sistema es estable).
2. El ancho de banda es directamente proporcional a ω_n ; esto es, BW se incrementa y disminuye en forma lineal con respecto a $\omega_n = 0$. BW también disminuye con el incremento en ζ para una ω_n fija. Para la respuesta al escalón unitario, el tiempo de levantamiento aumenta cuando ω_n disminuye. Por tanto, el BW y el tiempo de levantamiento son inversamente proporcionales entre sí.
3. El ancho de banda y M_r son proporcionales entre sí para $0 \leq \zeta \leq 0,707$. De hecho, el tiempo de levantamiento se incrementa con la disminución del ancho de banda.

En resumen, el efecto de añadir un polo a la función de transferencia de la trayectoria directa hace que el sistema el lazo cerrado sea menos estable ya que se incrementa M_r , mientras que disminuye el ancho de banda. Sin embargo, si el polo añadido es lo suficientemente pequeño, el ancho de banda se incrementará ligeramente.

Mientras que, el efecto general de añadir un cero a la función de transferencia de la trayectoria directa es incrementar el ancho de banda del sistema en lazo cerrado. Sin embargo, si el cero añadido es lo suficientemente pequeño, el ancho de banda disminuye (Kuo (1996)).

2.7.2 Estabilidad relativa: Margen de ganancia y margen de fase

Margen de ganancia

El margen de ganancia (GM) es uno de los criterios más empleados para medir la estabilidad relativa de sistemas de control. Antes de dar significado a este concepto, debe definirse la ganancia de cruce y la frecuencia de cruce de fase.

El cruce de fase. es donde la fase del sistema en lazo cerrado que tiene $L(s)$ como función de transferencia de lazo es igual a 180° , es decir:

$$\angle L(j\omega_p) = 180^\circ \quad (2.51)$$

Y la frecuencia de cruce de fase ω_p es la frecuencia en donde se produce el cruce de fase.

La frecuencia de cruce de fase se denomina como ω_p y la magnitud de $|L(j\omega_p)|$. Entonces el margen de ganancia se define como:

$$\text{margen de ganancia} = \text{GM} = 20 \log_{10} \frac{1}{|L(j\omega_p)|} = -20 \log_{10} |L(j\omega_p)| \text{ dB} \quad (2.52)$$

En resumen, el margen de ganancia es la cantidad de ganancia en decibels (dB) que se pueden añadir al lazo antes de que el sistema en lazo cerrado se vuelva inestable.

Margen de fase

El margen de ganancia es sólo una representación unidimensional de la estabilidad relativa de un sistema en lazo cerrado. Como el nombre implica, el margen de ganancia indica sólo la estabilidad del sistema con respecto a la variación de la ganancia de lazo.

Para incluir el efecto de corrimiento de fase sobre la estabilidad, se introduce el concepto de margen de fase (PM), que requiere que se den primero las siguientes definiciones:

Cruce de ganancia: Es donde la magnitud de $L(j\omega)$ es igual a 1, o donde:

$$|L(j\omega_g)| = 1 \quad (2.53)$$

Frecuencia de cruce de ganancia. La frecuencia de cruce de ganancia ω_g es la frecuencia de $L(j\omega)$ en el cruce de ganancia.

Cuando el sistema es del tipo de fase mínima, la expresión analítica del margen de fase, se puede expresar como:

$$\text{Margen de fase(PM)} = \angle L(j\omega_g) - 180^\circ \quad (2.54)$$

Se puede decir que el margen de fase (PM) es la cantidad de retardo puro que se puede añadir al sistema antes de que el sistema en lazo cerrado se vuelva inestable.

En referencia a las definiciones de margen de ganancia y margen de fase dadas anteriormente, la interpretación de estos parámetros desde las trazas de Bode se ilustra en la figura 2.12.

Las siguientes observaciones se pueden hacer sobre la estabilidad del sistema con respecto a las propiedades de las trazas de Bode (Dorf & Bishop (1998)):

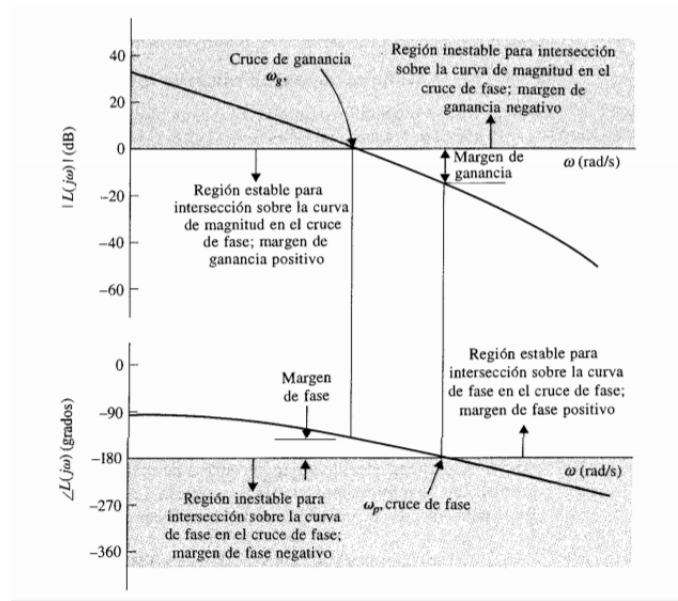


Figura 2.12: Determinación del margen de ganancia y margen de fase sobre las trazas de Bode (Dorf & Bishop (1998)).

1. El margen de ganancia es positivo y el sistema es estable si la magnitud de $L(j\omega_g)$ al cruce de fase es negativo en dB. Esto es, el margen de ganancia se mide abajo del eje 0-dB. Si el margen se mide arriba del eje 0-dB, el margen de ganancia es negativo y el sistema es inestable.
2. El margen de fase es positivo y el sistema es estable si la fase de $L(j\omega_g)$ es mayor que -180° en el cruce de ganancia.

Relación entre el Margen de fase y el coeficiente de amortiguamiento

Para evaluar el margen de fase, primero hallamos la frecuencia en la cual $|G(j\omega)| = 1$. Por lo tanto,

$$|G(j\omega)| = \frac{\omega_n^2}{|\omega^2 + j2\zeta\omega_n\omega|} = 1 \quad (2.55)$$

La frecuencia ω_1 que satisface a la ecuación 2.55 es

$$\omega_1 = \omega_n \sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1 + 4\zeta^4}} \quad (2.56)$$

El ángulo de fase de $G(j\omega)$ a esta frecuencia es:

$$\angle G(j\omega) = -90 - \tan^{-1} \frac{\omega_1}{2\zeta\omega} = -90 - \tan^{-1} \frac{\sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1 + 4\zeta^4}}}{2\zeta} \quad (2.57)$$

La diferencia entre el ángulo de la ecuación 2.57 y -180° es el margen de fase Φ_M . Así que,

$$\Phi_M = -90 - \tan^{-1} \frac{\sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1 + 4\zeta^4}}}{2\zeta} = \tan^{-1} \frac{2\zeta}{\sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1 + 4\zeta^4}}} \quad (2.58)$$

2.8 Diseño de sistemas de control

El problema de diseño del controlador consiste en lo siguiente: Dado un modelo del sistema que se desea controlar (incluyendo sus sensores y actuadores) y un conjunto de objetivos de diseño, encontrar un controlador apropiado o determinar si no existe ninguno. Como sucede con la mayoría de los diseños en ingeniería, el diseño de un sistema de control con realimentación es un proceso iterativo y no lineal (véase Figura 2.13). Un buen diseñador debe considerar los fundamentos físicos de la planta que está bajo control, la estrategia de diseño de control, qué tipo de controlador se va a emplear y estrategias eficaces para la sintonía del controlador (Ogata (1998)).

Asimismo, se busca satisfacer todas las especificaciones de desempeño mediante la repetición estudiada de prueba y error. Después de diseñar un sistema, el diseñador verifica si satisface todas las especificaciones de desempeño. Si no las cumple, repite el proceso de diseño ajustando los parámetros o modificando la configuración del sistema hasta que se cumplan las especificaciones determinadas (Ogata (1998)).

Aunque el diseño se basa en un procedimiento de prueba y error, el ingenio y los conocimientos del diseñador son importantes en un diseño exitoso. Un diseñador experimentado será capaz de diseñar un sistema aceptable sin realizar muchas pruebas. *La práctica hace al maestro* (Ogata (1998)).

2.8.1 Diseño de controladores en el dominio frecuencial

En general, el diseño de controladores en sistema de control se puede ver como un problema de diseño de filtros. Desde el punto de vista del filtrado, el filtro paso alto a menudo se denomina como **controlador de adelanto de fase** ya que se introduce la fase positiva al sistema en algún intervalo de frecuencias. El filtro paso bajo también se conoce como **controlador de atraso de fase**, ya que la fase correspondiente introducida es negativa. Estas ideas relacionadas con el filtrado y corrimiento de fase son útiles si los diseños se realizan en el dominio de la frecuencia.

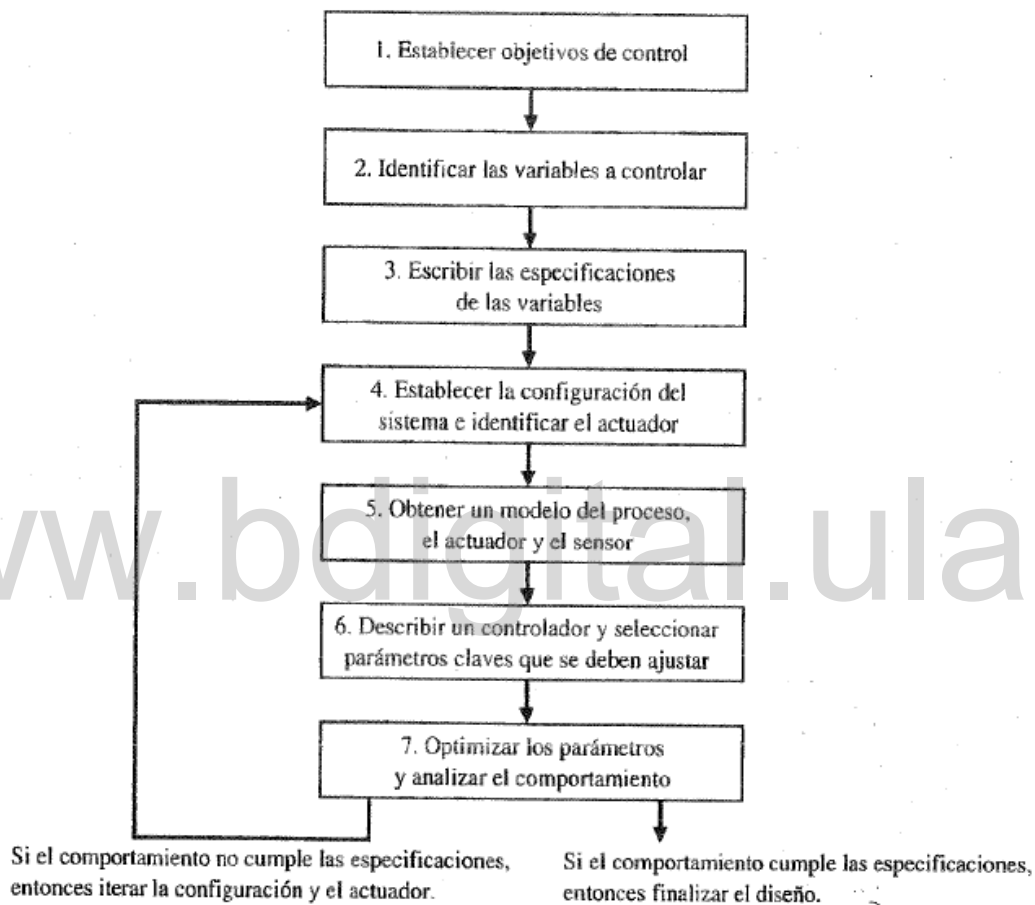


Figura 2.13: Proceso de diseño de un sistema de control (Ogata (1998)).

La función de transferencia de un controlador de adelanto o atraso sencillo se expresa como:

$$G_c(s) = K_c \alpha \frac{1 + sT}{1 + \alpha Ts} = K_c \frac{s + 1/T}{s + 1/T\alpha} \quad (2.59)$$

en donde el controlador es de adelanto de fase si $0 < \alpha < 1$, o de atraso de fase si $\alpha > 1$.

2.8.2 Diseño del controlador de adelanto utilizando la respuesta frecuencial.

Algoritmo de diseño (Cerrada (2008)).

1. Se determina la ganancia de lazo que satisface el requerimiento de error en estado estable. Esto es:

$$K_{ed} = K_{c1} K_e \quad (2.60)$$

donde: K_{c1} es la ganancia del sistema compensado. K_e es un valor deseado para la constante de error.

2. Se dibuja el diagrama de Bode de la función de transferencia del sistema compensado con la ganancia K_{c1} . Esto es:

$$G(s) = K_{cl} K \frac{\prod_{i=1}^m s + z_i}{s^q \prod_{j=1}^n s + p_j} \quad (2.61)$$

3. Se calcula el valor del margen de fase actual y determine el adelanto de fase que será aportado por el controlador. Esto es:

$$\theta_c = \theta_d - \Phi_M + e = \theta_d - \Phi_M + e \quad (2.62)$$

Donde: θ_c es la fase aportada por el controlador. θ_d es el margen de fase deseado, que está asociado generalmente a una cantidad de amortiguamiento determinado. Φ_M es el margen de fase actual. e es un termino de error.

4. Se determina el factor de atenuación Φ_M utilizando la siguiente ecuación:

$$\theta_m = \tan^{-1} \frac{1 - \alpha}{2\sqrt{\alpha}} = \sin^{-1} \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \quad (2.63)$$

5. Se determina la frecuencia en la cual el sistema no compensado tiene un valor de $-20\log(\frac{1}{\sqrt{\alpha}})$ y se selecciona esa frecuencia como ω_{max} .

6. Se encuentra el valor del cero del compensador a través de la siguiente ecuación:

$$\omega_{max} = \frac{1}{T\sqrt{\alpha}}. \quad (2.64)$$

7. Se determina el valor del polo del compensador, conocidos los valores de $\frac{1}{T}$ y α .

8. Se determina el valor de K_c sabiendo que $K_c = K_{c1}/\alpha$.

Esta propuesta de diseño puede no alcanzar condiciones deseadas sobre los tiempos de respuesta (ancho de banda, en el dominio frecuencial). En ese caso, podría ser necesario un rediseño del controlador (Cerrada (2008)).

Se debe considerar que el compensador “empujará” la frecuencia de cruce de ganancia actual hacia las altas frecuencias, por ello, se sugiere incorporar un factor de corrección de error (10° aprox.) sobre la fase que aportará el controlador (Cerrada (2008)).

Si el sistema original es inestable o con un margen de estabilidad baja (margen de fase pequeño), el adelanto de fase adicional que debe ser aportado por el controlador puede ser excesivo, lo cual exige un valor pequeño de α . Esto puede afectar la magnitud de la respuesta frecuencial alrededor de la frecuencia que determina el ancho de banda (aumento de la magnitud), incrementando el ancho de banda y, en consecuencia, aumentando la sensibilidad a los ruidos que se introducen por la entrada del sistema (Cerrada (2008)).

Un requerimiento práctico para lograr aportes excesivos de fase por el controlador está referido a la necesidad de disponer de amplificadores de alta ganancia que implementen el valor de la ganancia de lazo del sistema compensado. En este sentido, si se requiere de un adelanto de fase de mas de 90°, se debe emplear un controlador de etapas múltiples (Cerrada (2008)).

2.8.3 Diseño del controlador de atraso utilizando la respuesta frecuencial.

La compensación en atraso produce un mejoramiento notable en la precisión en estado estable a costa de aumentar el tiempo de respuesta transitoria.

La función principal de un controlador en atraso es proporcionar una atenuación en el rango de las frecuencias altas a fin de aportar un margen de fase suficiente al sistema.

Algoritmo de diseño (Coronel (2014)).

Para mayor comprensión y diferenciación entre controladores, para este diseño se cambiará el nombre de la variable *alpha* por la variable *beta*, así la función de transferencia del controlador por atraso queda de la siguiente forma:

$$G_c(s) = K_c \beta \frac{1 + sT}{1 + \beta Ts} = K_c \frac{s + 1/T}{s + 1/T\beta} \quad (2.65)$$

Donde $\beta > 1$.

Por lo cual el sistema compensado queda de la siguiente forma:

$$G_c G_p(s) = K K_c \beta \frac{1 + sT}{1 + \beta Ts} \frac{\prod_{i=1}^m s + z_i}{s^q \prod_{j=1}^n s + p_j} \quad (2.66)$$

Siendo $K'_c = K_c \beta$, entonces:

1. Se elije el valor de K'_c para satisfacer condiciones de error en estado estable.
2. Se dibuja el diagrama de bode del sistema compensado con K'_c , es decir, se considera:

$$G(s) = K'_c G_p(s) \quad (2.67)$$

Si el sistema ajustado en ganancia no satisface las especificaciones de margen de fase (MF) y margen de ganancia (MG) deseadas, se encuentra un punto de frecuencia en el cual el ángulo de fase de la función de transferencia en lazo abierto sea igual a -180° más el margen de fase requerido. Así, se selecciona esta como la nueva frecuencia de cruce de ganancia (Coronel (2014)):

$$\Phi = MF + e \quad (2.68)$$

donde $5^\circ < e < 12^\circ$.

Además, se recuerda que el margen de fase deseado esta asociado a una especificación de respuesta temporal. El término e indica una corrección de error de fase entre 5° y 12° introducido por el controlador alrededor de ω_{gd} , que es la frecuencia donde ocurre el margen de fase deseado (Cerrada (2008)).

3. Se elije el cero del compensador (frecuencia de cruce en $1/T$) una década por debajo de la frecuencia de cruce de ganancia deseada. Es decir,

$$\frac{1}{T} = \frac{\omega_{gd}}{10} \quad (2.69)$$

4. Para lograr que sea la frecuencia de cruce de ganancia del sistema compensado, se aprovecha la atenuación introducida por la curva de magnitud del compensado, la cual es igual a $-20\log\beta$. Así, debe lograrse que:

$$|G(j\omega_{gd})| \text{ dB} = 20\log(\beta) \quad \text{o} \quad |G(j\omega_{gd})| \text{ dB} = \frac{1}{\beta} \quad (2.70)$$

De esta manera, se puede encontrar el valor de β .

5. Se obtiene la ubicación del polo de compensador (frecuencia de cruce en $\frac{1}{\beta T}$).
6. Se obtiene el valor de K_c a partir de $K_c = \frac{K'_c}{\beta}$.

2.8.4 Diseño del controlador de adelanto-atraso

El control de adelanto de fase por lo general mejora el tiempo de levantamiento y el amortiguamiento, pero reduce la frecuencia natural del sistema en lazo cerrado. Por otro lado, cuando se aplica de forma adecuada, el control de atraso de fase mejora el amortiguamiento pero por lo general resulta en tiempos de levantamiento y asentamiento muy grandes. Por tanto, cada uno de estos esquemas de control tienen sus ventajas, desventajas, limitaciones, y existen muchos sistemas que no pueden ser compensados satisfactoriamente por cualquiera de estos esquemas actuando solos. En consecuencia, es natural, cuando sea necesario, considerar emplear una combinación de los controladores de atraso y adelanto, por lo que se emplean las ventajas de ambos esquemas (Kuo (1996)).

La función de transferencia de un controlador de adelanto-atraso simple se puede escribir como:

$$G_c(s) = G_{c1}(s)G_{c2}(s) = K_c\alpha_1 \frac{1 + T_1s}{1 + \alpha_1 T_1s} \alpha_2 \frac{1 + T_2s}{1 + \alpha_2 T_2s} \quad \alpha_1 < 1, \alpha_2 > 1 \quad (2.71)$$

En general, la parte de adelanto de fase del controlador se emplea primero para propósitos de alcanzar un tiempo de levantamiento más pequeño y un ancho de banda más grande, y la parte de atraso de fase se emplea para proveer un mejor amortiguamiento del sistema. Cualquiera, ya sea el control de atraso de fase o el de adelanto de fase se puede diseñar primero (Kuo (1996)), ya que el proceso de diseño es independiente.

Capítulo 3

Diseño e implementación del módulo didáctico de control, LCBox

En este capítulo se explica de manera detallada el proceso de diseño y construcción del módulo de control (Lead-Lag Control Box, LCBox), el cual constará de dos controladores electrónicos (adelanto o atraso y adelanto-atraso) y dos sistemas electrónicos lineales de segundo y tercer orden, con conectores que permitirán el cambio de los parámetros físicos tanto del control como del sistema, intercambiando condensadores o resistencias.

3.1 Selección de los sistemas electrónicos a controlar

Para la construcción del módulo de control en adelanto atraso, se fijarán 2 modelos de circuitos electrónicos escogidos arbitrariamente, de segundo y tercer orden; cuyos valores de resistencias y capacitores podrán ser intercambiadas una vez implementado el modelo final, aunque manteniéndose los sistemas predeterminados descritos a continuación.

3.1.1 Sistema de segundo orden

Una vez elegido el sistema (véase la figura 3.1), se obtuvieron sus respectivas ecuaciones diferenciales a través del análisis de voltajes nodales, el cual se basa en la aplicación de la Ley de Corrientes

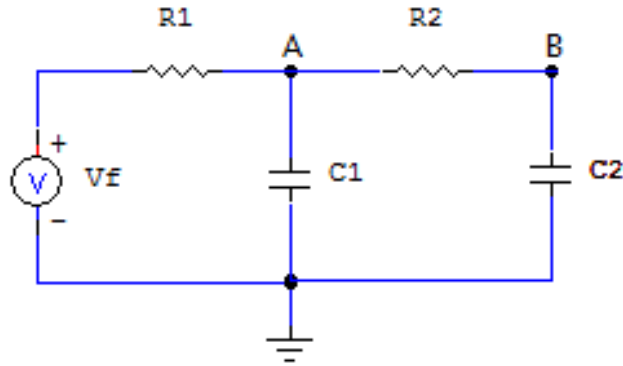


Figura 3.1: Circuito seleccionado de segundo orden.

de Kirchhoff en cada nodo del circuito (Dorf & Svoboda (2011)).

Desarrollo de la ecuación del nodo A:

$$\begin{aligned} i_{R_1} &= i_{C_1} + i_{R_2} \\ \frac{Vf - V_{C_1}}{R_1} &= C_1 \dot{V}_{C_1} + \frac{V_{C_1} - V_{C_2}}{R_2} \\ C_1 \dot{V}_{C_1} &= V_{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - \frac{V_{C_2}}{R_2} - \frac{Vf}{R_1} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Desarrollo de la ecuación del nodo B:

$$\begin{aligned} i_{R_2} &= i_{C_2} \\ C_2 \dot{V}_{C_2} &= \frac{V_{C_1} - V_{C_2}}{R_2} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Arreglando las ecuaciones 3.1 y 3.2 se obtiene la ecuación matricial que describe el comportamiento dinámico del sistema o modelo de espacio-estado. Se definen primero:

$$x = \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{C_1} \\ \dot{V}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$Vf = u \quad (3.5)$$

Por lo tanto, la ecuación que describe el sistema toma la forma:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_1 R_1} - \frac{1}{C_1 R_2} & \frac{1}{C_1 R_2} \\ \frac{1}{C_2 R_2} & \frac{-1}{C_2 R_2} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1 R_1} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3.6)$$

En este caso, se define el voltaje en el condensador C_2 como la variable a controlar, ya que cálculos previos mostraron que al seleccionar el condensador C_1 aparece un cero en la función de transferencia, lo que puede influir significativamente en el control a lazo cerrado, interfiriendo en la visualización de los efectos del controlador en el sistema.

Así, tomando C_2 , la ecuación algebraica de salida del sistema es:

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} x \quad (3.7)$$

Una vez realizado esto, se procede a hallar la función de transferencia del sistema de una entrada y una salida (SISO) definido por su modelo de estado:

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

$$y = Cx + Du$$

Se aplica la transformada de Laplace tanto a la ecuación de estado como a la ecuación de salida, así se tiene que:

$$\begin{aligned} sX(s) &= AX(s) + BU(s) \\ Y(s) &= CX(s) + DU(s) \end{aligned} \quad (3.8)$$

donde B es una matriz de orden $n \times 1$ debido a que el sistema tiene una única entrada u . Obsérvese que no se tienen en cuenta las condiciones iniciales, ya que, lo que se busca es una función de transferencia. Reordenando la ecuación anterior se tiene que:

$$(sI - A)X(s) = BU(s)$$

Asumiendo la invertibilidad de la matriz $(sI - A)$ de orden $n \times n$ y denominando su inversa $(sI - A)^{-1}$ como $\Phi(s)$, se tiene

$$X(s) = \Phi(s)BU(s)$$

Sustituyendo ahora el valor de $X(s)$ obtenido en la ecuación de salida 3.8, se obtiene

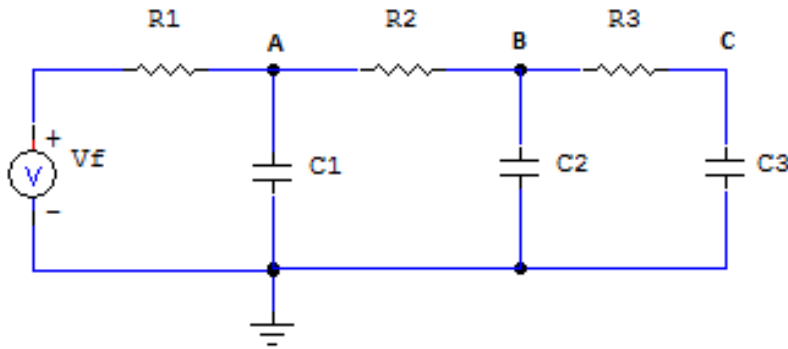


Figura 3.2: Circuito seleccionado de tercer orden.

$$Y(s) = C\Phi(s)BU(s) + DU(s)$$

Por consiguiente, la función de transferencia del sistema es:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C\Phi(s)B + D$$

Puesto que:

$$\Phi(s) = (sI - A)^{-1} = \frac{1}{\det(sI - A)} \text{Adj}(sI - A) \quad (3.9)$$

Asimismo, aplicando el procedimiento anteriormente descrito sobre las ecuaciones 3.6 y 3.7, la función de transferencia del sistema que se obtiene es la siguiente:

$$G(s) = \frac{1}{R1R2C1C2s^2 + (R1C1 + R1C2 + R2C2)s + 1} \quad (3.10)$$

3.1.2 Sistema de Tercer orden

Una vez elegido el sistema (véase la figura 3.2), se obtuvieron las ecuaciones diferenciales a través del análisis de voltajes nodales, al igual que se hizo con el sistema de segundo orden.

Desarrollo de la ecuación del nodo A:

$$\begin{aligned}
i_{R_1} - i_{C_1} - i_{R_2} &= 0 \\
\frac{Vf - V_{C_1}}{R_1} &= C_1 \dot{V}_{C_1} + \frac{V_{C_1} - V_{C_2}}{R_2} \\
C_1 \dot{V}_{C_1} &= V_{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - \frac{V_{C_2}}{R_2} - \frac{Vf}{R_1}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Desarrollo de la ecuación del nodo B:

$$\begin{aligned}
i_{R_2} &= i_{C_2} + i_{R_3} \\
C_2 \dot{V}_{C_2} + \frac{V_{C_2} - V_{C_3}}{R_3} &= \frac{V_{C_1} - V_{C_2}}{R_2} \\
C_2 \dot{V}_{C_2} &= \frac{-V_{C_2} + V_{C_3}}{R_3} + \frac{V_{C_1} - V_{C_2}}{R_2}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Desarrollo de la ecuación del nodo C:

$$\begin{aligned}
i_{C_3} &= i_{R_3} \\
C_3 \dot{V}_{C_3} &= \frac{V_{C_2} - V_{C_3}}{R_3}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Arreglando las ecuaciones 3.11, 3.12 y 3.13 se obtiene la ecuación matricial que describe el comportamiento dinámico del sistema o modelo de espacio-estado. Se definen primero:

$$x = \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \\ V_{C_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{C_1} \\ \dot{V}_{C_2} \\ \dot{V}_{C_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix}$$

$$Vf = u \tag{3.15}$$

Por lo tanto, la ecuación que describe el sistema toma la forma:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_1 R_1} - \frac{1}{C_1 R_2} & \frac{1}{C_1 R_2} & 0 \\ \frac{1}{C_2 R_2} & \frac{-1}{C_2 R_3} - \frac{1}{C_2 R_2} & \frac{-1}{C_2 R_3} \\ 0 & \frac{1}{C_3 R_3} & \frac{-1}{C_3 R_3} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1 R_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \tag{3.16}$$

En este caso, se define el voltaje en el condensador C_3 como la variable a controlar, ya que calculos previos mostraron que al seleccionar alguno de los condensadores C_2 o C_1 , aparecen uno o dos ceros en la función de transferencia del sistema, respectivamente; y la presencia de dichos ceros en el sistema puede interferir en la visualización de los efectos del controlador.

Así, tomando como salida el voltaje en el condensador C_3 , la ecuación algebraica de salida del sistema es:

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x \quad (3.17)$$

Una vez realizado esto, se procede a hallar la función de transferencia del sistema, ya que a través de esta obtendremos los valores del controlador que nos permitan llevar al sistema a ciertas características previamente establecidas.

Para obtener la función de transferencia de un sistema de una única entrada y una única salida (SISO) definido por su modelo de estado, se aplica el mismo procedimiento hecho anteriormente para el sistema de segundo orden. Por lo que, aplicando dicho procedimiento sobre las ecuaciones 3.16 y 3.17, la función de transferencia del sistema que se obtiene es la siguiente:

$$G(s) = \frac{1}{as^3 + bs^2 + cs + 1} \quad (3.18)$$

Siendo:

$$\begin{aligned} a &= R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3 \\ b &= R_1 R_2 C_1 C_2 + R_1 R_2 C_1 C_3 + R_1 R_3 C_1 C_3 + R_1 R_3 C_2 C_3 + R_2 R_3 C_2 C_3 \\ c &= R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_1 C_3 + R_2 C_2 + R_2 C_3 + R_3 C_3 \end{aligned} \quad (3.19)$$

3.2 Implementación circuital de los controladores aplicados en el LCBox.

3.2.1 Implementación circuital del controlador por adelanto o atraso.

La implementación del circuito con amplificadores operacionales de la ecuación 2.65 se representa en la figura 3.3 con dos amplificadores operacionales. La función de transferencia del circuito es:

$$G_c(s) = \frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{R_4}{R_3} \frac{R_2}{R_1} \frac{R_1 C_1 s + 1}{R_2 C_2 s + 1} = K_c \frac{s + 1/T}{s + 1/T\alpha} \quad (3.20)$$

Por lo tanto,

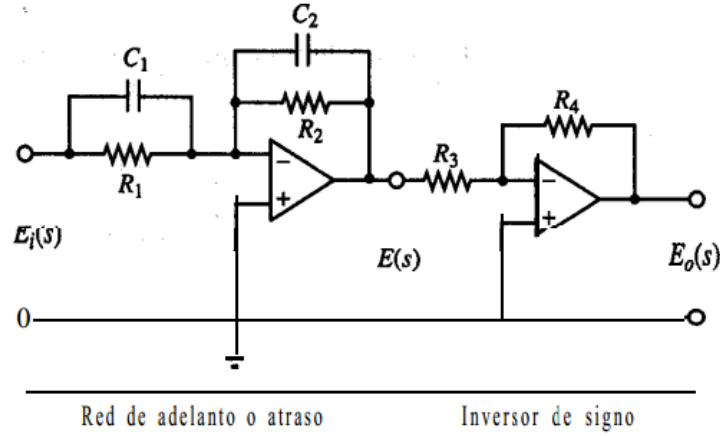


Figura 3.3: Implementación circuital de un controlador de adelanto o atraso con amplificadores operacionales (Ogata (1998)).

$$T = R_1 C_1 \quad \alpha = \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \quad K_c = \frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} \quad (3.21)$$

Se puede reducir el número de parámetros del circuito de cuatro a tres al hacer que $C = C_1 = C_2$. Entonces, las ecuaciones 2.65 se escribe como:

$$G_c(s) = \frac{R_4 R_2 R_1 C s + 1}{R_3 R_1 R_2 C s + 1} = K_c \frac{s + 1/T}{s + 1/T\alpha} \quad (3.22)$$

en donde:

$$T = R_1 C \quad \alpha = \frac{R_2}{R_1} \quad K_c = \frac{R_4}{R_3} \quad (3.23)$$

Debe recordarse que la ecuación de transferencia de la ecuación 3.20 representa un controlador de atraso de fase siempre que $\alpha > 1$ o de adelanto de fase si $0 < \alpha < 1$.

3.2.2 Implementación circuital del controlador adelanto-atraso

Este controlador combina ambas redes (adelanto y atraso) en un solo elemento. Sin embargo, el diseño de los compensores se realiza por separado. Se recuerda que la ecuación de dicho controlador es:

$$G_c(s) = G_{c1}(s)G_{c2}(s) = K_c \alpha_1 \frac{1 + T_1 s}{1 + \alpha_1 T_1 s} \alpha_2 \frac{1 + T_2 s}{1 + \alpha_2 T_2 s} \quad (3.24)$$

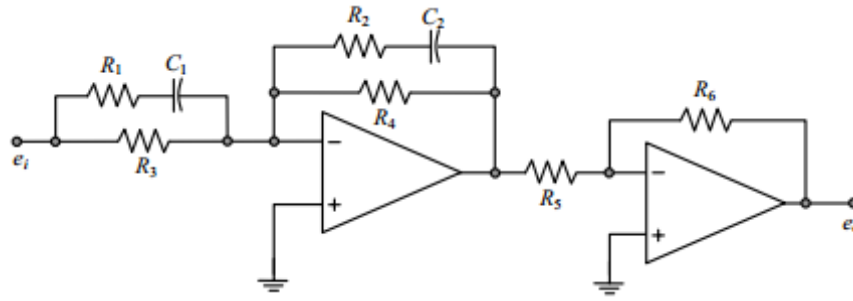


Figura 3.4: Circuito del controlador adelanto-atraso.

con $0 < \alpha_1 < 1$ y $\alpha_2 > 1$, por lo que para su diseño, se ajusta la red de adelanto y luego se ajusta la red de atraso para satisfacer las condiciones restantes.

Un circuito alternativo para la implementación es el ilustrado en la figura 3.4. El circuito tiene la función de transferencia:

$$G_c(s) = \frac{R_6}{R_5} \frac{R_4}{R_3} \frac{1 + (R_1 + R_3)C_1s}{1 + R_1C_1s} \frac{1 + R_2C_2s}{1 + (R_2 + R_4)C_2s} \quad (3.25)$$

con,

$$\begin{aligned} T_1 &= (R_1 + R_3)C_1 & T_2 &= R_2C_2 \\ \alpha_1 &= \frac{R_1}{R_1 + R_3} & \alpha_2 &= \frac{R_2 + R_4}{R_2} \\ K_c &= \frac{R_6}{R_5} \frac{R_4}{R_3} \frac{R_1 + R_3}{R_4 + R_2} \frac{R_2}{R_1} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Debe verificarse que $0 < \alpha_1 < 1$ y $\alpha_2 > 1$.

3.3 Pruebas preliminares para la implementación del módulo de control

Al diseñarse un proyecto o prototipo electrónico, este se debe probar sobre una placa de pruebas o *protoboard* para corroborar su correcto funcionamiento. Posteriormente, al comprobar que todo el circuito funciona correctamente se procede con la construcción de la plataforma diseñada.

El esquema de control del LCbox diseñado preliminarmente está representado en el diagrama de bloques de la figura, en donde las líneas punteadas representan conexiones que se pueden hacer a través de cables intercambiables, la línea verde representa la señal de control del controlador por

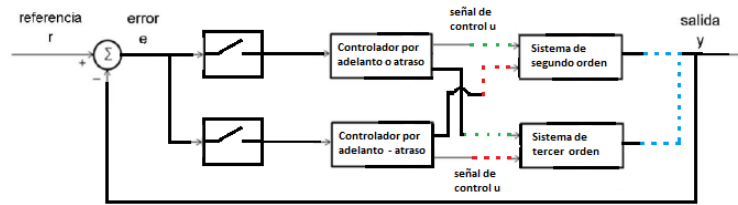


Figura 3.5: Diagrama de bloques que representa el diseño de control deseado para el LCBox.

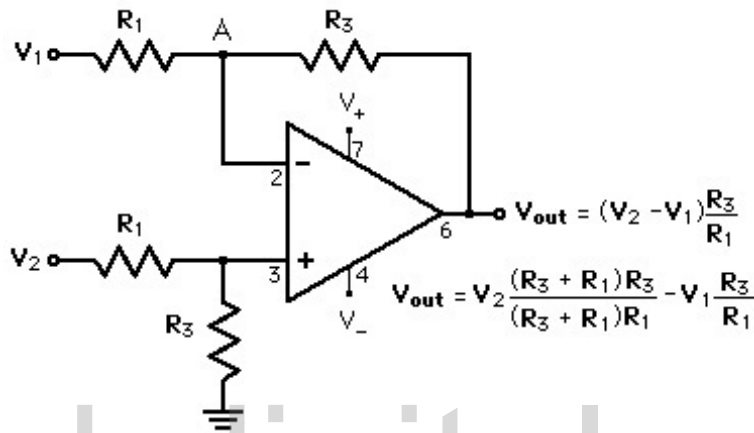


Figura 3.6: Configuración de amplificador restador, donde R_1 , R_2 , R_3 y R_4 deben ser iguales para formar un restador unitario.

adelanto o atraso, la roja representa la señal de control del controlador adelanto-atraso y la azul representan las conexiones hasta el punto de realimentación (véase figura 3.5).

Por otro lado, para poder cerrarse el bucle de control deseado, se requiere el uso de un restador unitario, el cual fue implementado a través de un amplificador operacional en su configuración de restador (véase figura 3.6). Este amplificador usa ambas entradas (invertida y no invertida) con una ganancia de uno para producir una salida igual a diferencia entre las entradas, por ende, para producir una ganancia unitaria todas las resistencias de esta configuración deben ser iguales. En este caso se utilizan 4 resistencias de 4700Ω .

La implementación de los diseños circuitales del LCBox se inicia realizando el montaje de los amplificadores operacionales LM741, las resistencias y los capacitores sobre un *protoboard* para comprobar el funcionamiento de las configuraciones mostradas anteriormente, antes de diseñar y fabricar el circuito impreso.

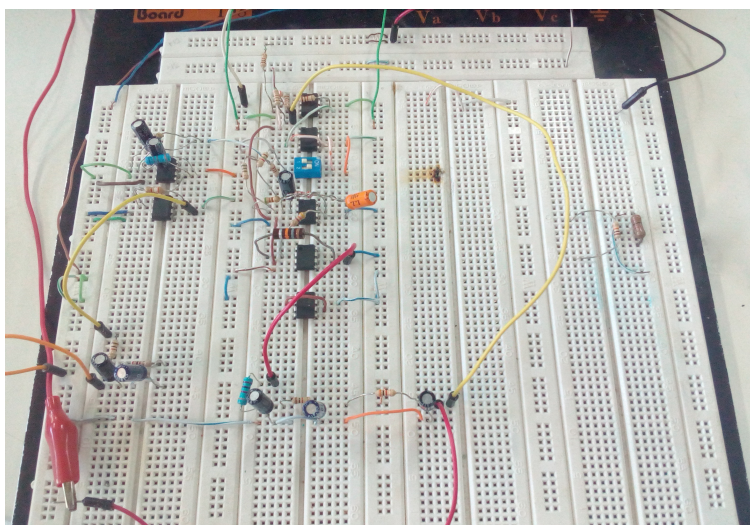


Figura 3.7: Montaje de los controladores adelanto o atraso y adelanto-atraso en protoboard.

El proceso de montaje fue el siguiente: Se colocaron los amplificadores operacionales LM741 sobre el *protoboard*, se anexaron las resistencias y los capacitores según las configuraciones de cada controlador y sistema seleccionado, y se hicieron las respectivas conexiones para alimentar los amplificadores LM741 con las fuentes de +12V y -12V (véase figura 3.7).

Se seleccionaron fuentes de +12V y -12V porque están en el rango permitido de voltaje de alimentación para los amplificadores operacionales y dichas fuentes están disponibles en el laboratorio de control para la realización de prácticas.

Al realizarse las conexiones y la energización de los amplificadores, se hicieron las pruebas correspondientes en cada proceso con ayuda de un generador de señales, un osciloscopio y cables de conexión.

Como entrada de referencia se toma una señal cuadrada de 1 V pico a pico proveniente del generador de señales **Gw Instek** modelo GFG-8215A y posteriormente se probaron las configuraciones de los controladores adelanto, atraso y adelanto-atraso (léase el capítulo 5 para la descripción en detalle de las pruebas y controladores diseñados).

Posteriormente se colocaron dos *dip switches* para probar el funcionamiento de los controladores y los sistemas, tanto en el sistema de segundo orden, como en el de tercer orden, por separado en el mismo bucle de control. Sin embargo, finalmente sólo se dejaría un *dip switch* para elegir cuál controlador usar y los sistemas serán seleccionados a través de cables colocados en conectores *header*, dando la posibilidad también de conectar otros sistemas al LCBox; no obstante, para fines de este

trabajo de grado sólo se hicieron pruebas del módulo de control, LCBox, con los sistemas de segundo y tercer orden incluidos en él.

3.4 Selección de componentes para la implementación del módulo de control

Para fines de este trabajo, se tuvo la precaución de que todos los elementos sean de fácil uso y bajo costo, además de que todo se pueda adquirir en el mercado venezolano fácilmente (véase tabla 3.1).

Uno de los principales componentes utilizados para este proyecto fue el amplificador operacional LM741 (encapsulado de 8 terminales) de *fairchild*, porque es de bajo costo y se utiliza en diversas aplicaciones analógicas. Una de sus ventajas es su amplia ganancia y amplia gama de voltajes de operación que le permite lograr un excepcional rendimiento como integrador e amplificador sumador.

Para la aplicación del restador del bucle de control se utilizaron cuatro (4) resistencias de película de carbón de 1k; Se escogieron estas en específico, porque tienen alta durabilidad, alta inmunidad a influencias externas y bajo nivel de ruido. Además, este tipo de resistencias es utilizado en una gran variedad de circuitos electrónicos, ya que no se ven afectadas por el calor al soldarlas y es posible obtener valores de este tipo de resistencias en un amplio rango.

Para poder realizar la selección entre cuál controlador desea elegir el usuario: Adelanto, atraso o adelanto-atraso; se utiliza un interruptor dip o *dip switch*, un conjunto de dos interruptores eléctricos que se presentan en formato encapsulado (en lo que se denomina *Dual In-Line Package*), los cuales permiten desviar o interrumpir el curso de la corriente eléctrica.

La tarjeta o placa utilizada para hacer el circuito impreso (PCB) es una baquelita con una cara de cobre. Dicha tarjeta tiene unas dimensiones de 150,00 mm x 90,00 mm. El motivo de la selección de esta placa, es que al hacer sobre ella el circuito impreso deseado hay excelente precisión en cuanto a las pistas de conexión del circuito electrónico, lo que reduce el ruido por la ausencia de cableado.

Por otra parte, para realizar las conexiones entre los controladores, los sistemas, y los componentes electrónicos intercambiables se utilizaron bases *header*, y también se utilizaron bornes tipo banana para las conexiones del LCBox de entrada, tierra, 12 V y -12 V, además de la salida de dicho módulo de control.

También sobre la placa del circuito impreso se utilizaron conectores, con la finalidad de ofrecer

ventajas en el caso de ser necesario el cambio de algún componente; de esa manera no se trabaja directamente sobre dicha placa, lo cual evita daños en la misma.

Cabe destacar que los elementos utilizados para realizar las pruebas sobre el LCBox fueron resistencias de película de carbón (cuyas características se mencionaron anteriormente) y capacitores electrolíticos, ya que estos en general se pueden encontrar a bajo costo y tienen un amplio rango de valores disponibles en el mercado.

Los valores específicos escogidos para las resistencias y capacitores variarán dependiendo del controlador diseñado (léase capítulo 5).

3.4.1 Protección de las entradas del LCBox

Toda instalación eléctrica tiene que estar dotada de una serie de protecciones que la hagan segura, tanto desde el punto de vista de los conductores y los aparatos a ellos conectados, como de las personas que han de trabajar con dicha instalación.

En este caso, se utilizaron dispositivos de protección para la entrada de referencia del sistema, y las entradas de alimentación de los amplificadores operacionales (12 V y -12 V).

Protección de la entrada de referencia del LCBox

Para proteger la entrada de referencia del el módulo de control, LCbox, está colocado un fusible; Así se evita que el circuito se vea afectado ante sobrecargas o cortocircuitos.

Un fusible es una sección de hilo más fino que los conductores normales, colocado en la entrada del circuito a proteger, para que al aumentar la corriente, debido a sobrecargas o cortocircuitos, sea la parte que más se caliente y, por tanto, la primera en fundirse. Una vez interrumpida la corriente, el resto del circuito ya no sufre daño alguno.

En mayor detalle, las sobrecargas son intensidades superiores a las nominales para las que se diseñan las líneas y que de mantenerse un período de tiempo más o menos largo acaban con ellas por sobrecalentamiento, mientras que los cortocircuitos son intensidades muy altas, casi instantáneas que deterioran rápidamente las líneas.

Para determinar la intensidad nominal (I_n) de un fusible, es decir, la intensidad máxima que soportará el fusible sin sufrir ningún deterioro, se debe cumplir que:

$$I_b \leq I_n \leq I_z \quad (3.27)$$

donde:

- I_b : Corriente de diseño del circuito correspondiente,

- I_n : Corriente nominal del fusible,
- I_z : Corriente máxima admisible del conductor protegido.

La condición anteriormente expuesta indica que el fusible debe dejar pasar la corriente necesaria para que la instalación funcione según la demanda prevista, pero no debe permitir que se alcance una corriente que deteriore al circuito.

La corriente de diseño del circuito (I_b) se obtuvo a través de la medición de la corriente de entrada del circuito, utilizándose un generador de señales de marca **Gw Instek** modelo GFG-8215A con una señal tipo cuadrada de 1 V pico a pico (esta señal de entrada se utilizó en todas las mediciones del presente trabajo de grado) y el resultado obtenido fue que $I_b=0,5$ mA.

Por otro lado, para determinar la corriente máxima admisible del conductor protegido, debe aclararse que los principales dispositivos electrónicos a proteger son los amplificadores operacionales LM741, y la máxima corriente que pueden soportar los mismos (corriente de corto circuito) según su datasheet es de $I_z= 500$ mA.

Por lo tanto la corriente nominal del fusible debe tener un valor tal que:

$$0,5 \text{ mA} \leq I_n \leq 500 \text{ mA} \quad (3.28)$$

Dicho esto, los fusibles disponibles en el mercado que cumplen con esta condición son los siguientes: 0,1 A, 0,25 A y 0,5 A. Para el LCBox se utilizó un $I_n=0,5$ A, sin embargo, si el fusible llegase a estar fuera de funcionamiento, pudiera reemplazarse por otro fusible de intensidad nominal de cualquiera de los 3 valores descritos anteriormente.

Protección de las entradas de alimentación de 12 V y -12 V del LCBox

Las entradas de alimentación de 12 V y -12 V del LCBox están destinadas a alimentar a los amplificadores operacionales LM741. Para proteger dichas entradas que solo admiten corriente continua, se utilizaron dos reguladores de voltaje: Un LM7812 para la entrada de 12 V y un LM7912 para la entrada de -12 V.

Básicamente, un regulador de voltaje es un dispositivo electrónico, que se alimenta de una cantidad de tensión determinada y es capaz de entregar una cantidad menor y acondicionada para un equipo determinado. De esa forma se garantiza que no le llegará más de 12 V a los amplificadores, ya que toda la tensión excedente suministrada por la fuente será absorbida por el regulador y disipada como calor.

En especial, el encapsulado LM7812 es un dispositivo electrónico que tiene la capacidad de regular voltajes positivos (de hasta 35 V) y llevarlos a 12 V con una corriente de salida de hasta 1

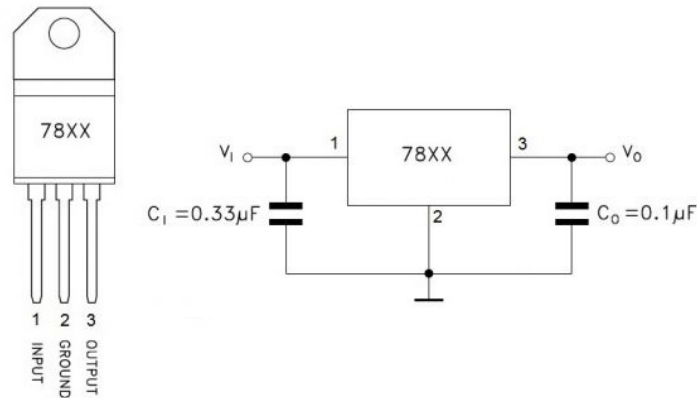


Figura 3.8: Aplicación típica del regulador de voltaje LM7812 (Semiconductor (2006)).

A. En este caso, los capacitores utilizados en esta aplicación son del tipo electrolítico (véase esquema de conexión de la figura 3.8).

Por otra parte, el encapsulado LM7912 regula voltajes negativos (de hasta -35 V) y los lleva a -12 V con una corriente de salida de hasta 1 A. Para este regulador es importante destacar que los capacitores utilizados en su aplicación típica deben ser de tantalio (véase esquema de conexión de la figura 3.9), ya que si se utilizan capacitores electrolíticos los valores de la aplicación varían.

Tabla 3.1: Componentes usados en la implementación del módulo de control, LCBox (19/10/2016).

Símbolo en el esquemático	Valor del componente	Descripción del componente	Cantidad requerida	Precio unitario (Bs.)	Precio unitario (USD)
U1, U2, U3, U4 U5, U6, U7, U8	—	Amplificador operacional LM741	8	680,06	0,99
R1, R2, R3, R4	1000 Ω	Resistencias	4	30,69	0,004
C1, C2	0,33 μ F y 0,1 μ F	Capacitores electrolíticos	2	44,10	0,0193
C3, C4	2,2 μ y 1 μ	Capacitores de tantalio	2	292,22	0,0398
—	—	Baquelita PCB 1 cara, 10x15cm	1	1.143,45	2,28
C5, C6, C7, C8 R5, R6, R7, R8	—	Conector header apilable 6 pines	14	423,28	0,0955
—	—	Bornes tipo banana	5	400	0,1995
—	—	Bases 8 DIP	8	185,20	0,138
—	0,1 A	Fusible europeo	1	88,00	0,498
—	—	Portafusible europeo	1	165,00	0,663
—	12 V	Regulador de voltaje LM7812	1	646,80	0,127
—	-12 V	Regulador de voltaje LM7912	1	395,09	0,246
Total invertido				18.051,09	15,3067

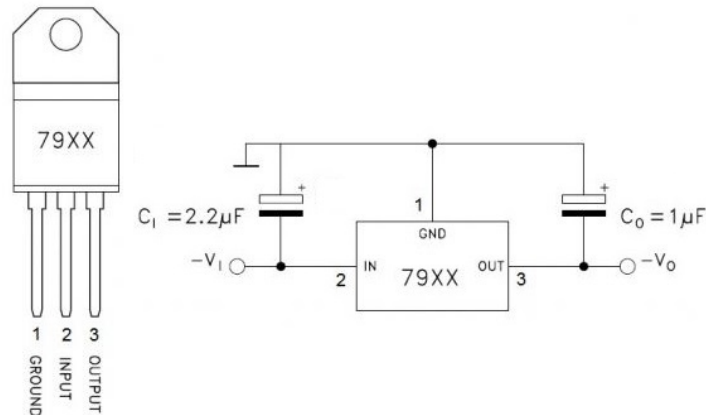


Figura 3.9: Aplicación típica del regulador de voltaje LM7912 (Semiconductor (1995)).

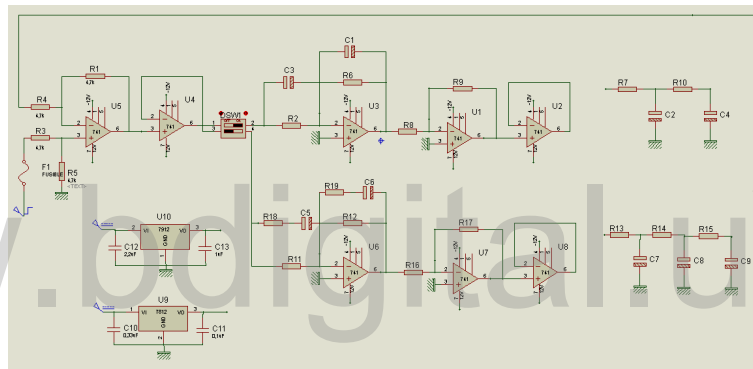


Figura 3.10: Esquemático obtenido con ISIS de Proteus para el módulo de control LCBox

3.5 Construcción del circuito impreso

Una vez efectuadas las pruebas respectivas, al obtenerse seguridad en el diseño electrónico el LCBox, se realiza el circuito impreso con el *software* **Proteus 7 Profesional**, en el cual se simula electrónicamente los controladores y los sistemas previamente seleccionados.

Este simulador tiene dos fases, en la primera se realiza el montaje del diseño en ISIS, el cual posee una gran diversidad de componentes electrónicos existentes en el mercado, lo cual ofrece la ventaja de seleccionar los componentes con las características exactas que se desean (véase figura 3.10).

Una vez realizado el diseño, en la fase dos se utiliza ARES, donde ya se tienen los componentes

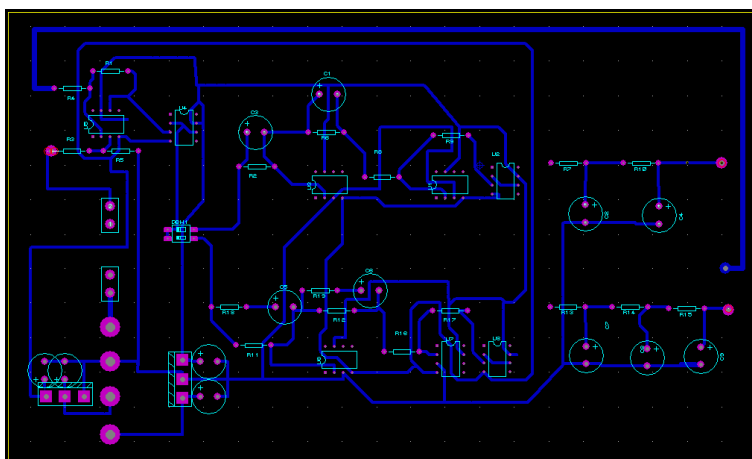


Figura 3.11: Diseño obtenido en ARES de Proteus para realizar la placa de circuito impreso (PCB) del LCBox.

usados en ISIS, por lo tanto sólo se crearon las pistas o conexiones entre los componentes, y una vez terminado el enlace entre todos los componentes se pudo observar como quedaría el diseño en el circuito impreso (véase figura 3.11).

El proceso para crear el circuito impreso varía de acuerdo al tipo de tarjeta que se use, en este caso se ha usado una baquelita, así que los pasos son los siguientes:

1. Se imprime del circuito construido en ARES de Proteus sobre papel *transfer*, llamado así por transferir imágenes, en este caso a la baquelita.
2. Se debe limpiar la baquelita usada con jabón en polvo o líquido para dejar la superficie bien limpia y una vez hecho esto, no tocar la superficie con los dedos.
3. Se coloca el diseño impreso sobre la placa y se utiliza una plancha para calentar la impresión sobre la misma. Después de unos 10 minutos el papel se tornará de color marrón o amarillo, siendo esto normal debido al calor de la plancha, y así finalmente se transfiere todo el diseño circuitual a la placa de cobre (véase figura 3.12). En el caso de que falte parte de una línea es posible utilizar un marcador de tinta permanente para corregirlo.
4. Posteriormente introducir la placa al Perclorato de hierro para corroer las partes que no están cubiertas por el polvo de la impresión láser. El tiempo promedio para tener lista la placa es de 30 minutos.

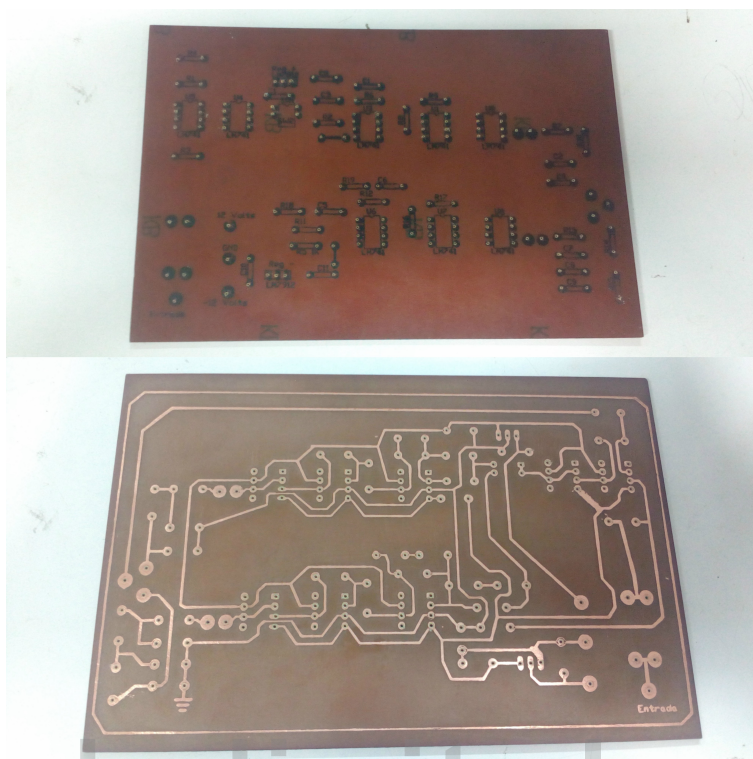


Figura 3.12: Caras de la baquelita con el circuito impreso del LCBox.

5. Cuando se observe que todas las partes no cubiertas han sido corroídas lavar la placa con abundante agua.
6. Se debe limpiar las partes cubiertas por la impresión láser, para esto se pueden utilizar alcohol, tiner, gasolina o lijarlo suavemente.
7. Teniendo lista la placa, se debe perforar los pines de conexión usando un Mini drill (taladro pequeño), considerando el diámetro de la broca a usar, en este caso el tamaño promedio de los pines de conexión requiere una broca de 1 mm.
8. Teniendo listas las perforaciones correspondientes y utilizando la guía del circuito, se soldan los elementos correspondientes, teniendo cuidados como: no calentar excesivamente la pistola, no calentar excesivamente la pista, usar siempre crema para soldar, y hacer buenos contactos al soldar (véase la placa con todos los componentes soldados en la imagen 3.13).

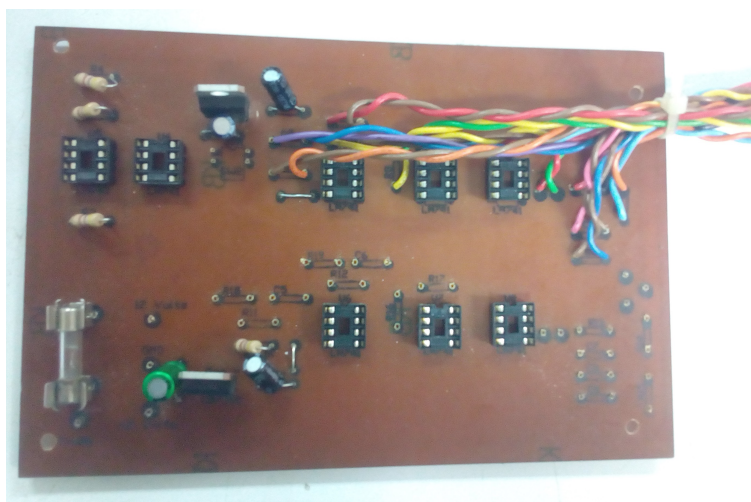


Figura 3.13: Cara superior de la placa en donde se observan los componentes y cables soldados.

3.6 Construcción del módulo didáctico de control LCBox

Una vez construido totalmente el circuito impreso del LCBox se ha acondicionado la caja con el fin de almacenar el circuito impreso y hacer una interfaz física apropiada para el manejo de los usuarios de la misma.

En primera instancia se ha diseñado la parte superior de la caja de forma que el usuario pudiera visualizar con facilidad los efectos de cada parámetro físico del controlador (véase figura 3.14).

La tapa o parte superior del LCBox cuenta con cinco bornes, cuatro de entrada (referencia, tierra, 12 V, -12 V) y uno de salida (para fines de visualización de los sistemas), asimismo también

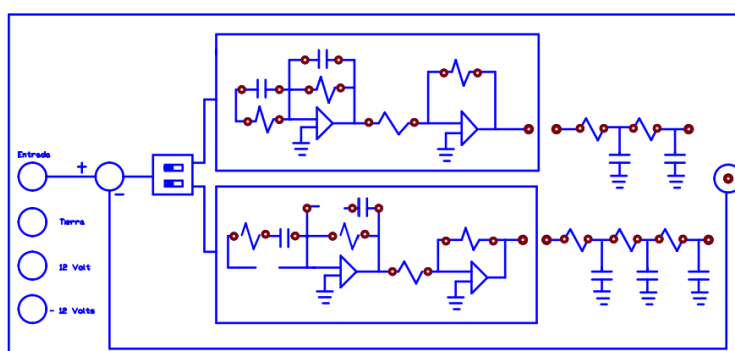


Figura 3.14: Diseño de la parte superior de la caja del LCBox.

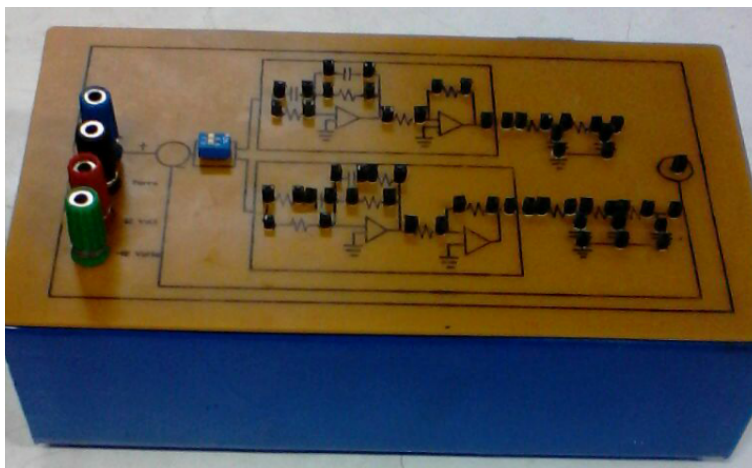


Figura 3.15: Vista del módulo analógico de control adelanto-atraso, LCBox.

cuenta con conectores *header* para la colocación de las resistencias o capacitores que representan a los parámetros físicos de los sistemas y controladores.

Posteriormente, a través de la técnica de serigrafía se plasmó el diseño preliminar en una lámina de acetato y luego se taladraron todos los orificios, sin embargo, el material resultó ser muy endeble para el trabajo que se realizó sobre él y dicha lámina terminó siendo reemplazada por una de baquelita, en donde se aplicó el mismo procedimiento.

A diferencia de la tapa o parte superior de la caja, el resto de la misma está fabricada de acero, por lo cual en el interior de la caja se construyeron unas bases para la placa que pudiera aislarla del metal, ya que por su alta conductividad, si el acero tiene contacto con la placa causaría daños en los componentes y líneas de los circuitos debido a un posible cortocircuito.

La tapa del LCBox y el contenedor de la placa se unieron a través de un par de bisagras, dando así la facilidad de poder abrir la caja en caso de que se deba reemplazar algún componente electrónico que esté en su interior.

Finalmente, al terminar el caparazón del LCBox, se hicieron las respectivas uniones cableadas hacia la placa (véase figura 3.15).

Capítulo 4

Visualización de datos en tiempo real.

En este capítulo se presenta el desarrollo de la interfaz gráfica que permite la visualización de la salida del sistema. Esta visualización de datos en tiempo real es necesaria ya que como la vista es el sentido dominante en la mayoría de las personas, esto permitiría observar los cambios en la respuesta del sistema al variar los parámetros físicos del LCBox.

En este caso se utilizó la placa de desarrollo de hardware y software Arduino UNO, en combinación con la herramienta de software matemático MATLAB (versión R2013b) y su lenguaje propio de programación, lenguaje M (véase esquema en la imagen 4.1).

4.1 Adquisición de datos con Arduino UNO

A través de la placa Arduino UNO (véase figura 4.2) se hizo la adquisición de datos, es decir, la toma de muestras del sistema analógico LCBox para generar datos que puedan ser manipulados por un ordenador, ya que esta placa cuenta con un convertidor analógico-digital (CAD).

Dicho convertidor analógico-digital va conectado a un multiplexor, para que se pueda tener varias entradas disponibles; en particular, la placa Arduino UNO cuenta con 6 entradas analógicas.

Por otro lado, el tiempo de muestreo, el tiempo que transcurre entre dos mediciones consecutivas, es fundamental para la adquisición de datos. Siempre que se mida un sistema, se necesita que la frecuencia de muestro sea superior a la frecuencia del sistema, de no ser así, la representación que se obtenga no será correcta.

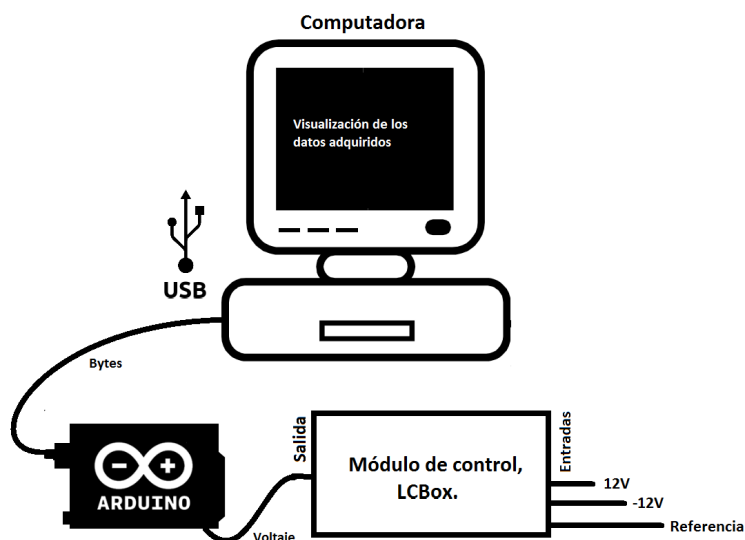


Figura 4.1: Esquema general de conexión del LCBox con la placa Arduino y el computador.

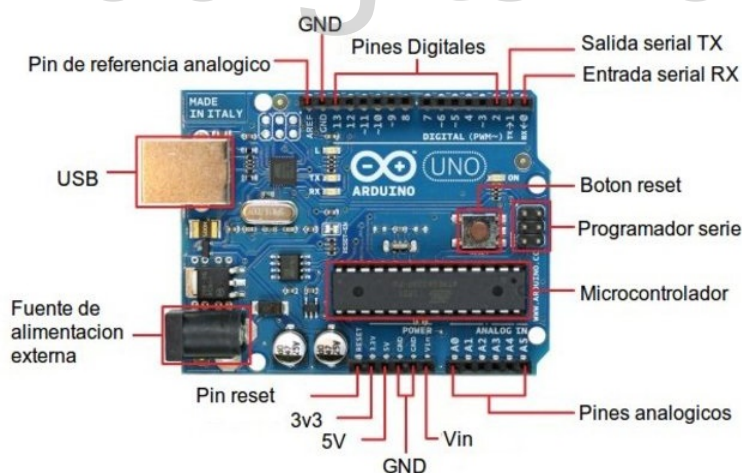


Figura 4.2: Vista frontal de la placa Arduino UNO (Crespo (2012)).

Haciéndose las pruebas respectivas, se pudo comprobar que la placa Arduino Uno tiene un tiempo de muestreo de $112 \mu s$, lo que equivale a una frecuencia de muestreo de 8,928 kHz, esto sin la aplicación previa de preescaladores que se podrían utilizar para hacer mayor la frecuencia de muestreo del CAD.

Otro factor a tener en cuenta del CAD es su resolución, por eso se habla de los bits de resolución que tiene, cuantos más bits tenga el convertidor, más combinaciones se podrán hacer y cada una de estas combinaciones muestra una medida del sistema analógico. La cantidad de medidas que se tengan será de 2^n , siendo n el número de bits de resolución. En este caso, la placa Arduino UNO tiene un ADC de 10 bits de resolución, así que habrán 1024 combinaciones posibles.

Un segundo factor que interviene en la resolución es el rango de medida, por ejemplo, el voltaje de la placa Arduino UNO por defecto es de 5 V. Con esto sabemos que en voltios tenemos una resolución R igual a:

$$R = \frac{5 V}{1024} = 4,88 V \quad (4.1)$$

En el código de adquisición de datos del Arduino UNO (véase apéndice A) se puede ver cómo se aplica la resolución para saber el valor que se toma de la muestra en voltios.

Por otra parte, también se debe tener en cuenta que no se deben introducir en la placa Arduino UNO voltajes mayores a 5 V, ya que el rango de voltaje permitido por la placa es de 0 V a 5 V, y es esa una de las razones por la cual se optó por usar siempre entradas positivas entre dichos valores para probar el correcto funcionamiento de la LCBox.

Finalmente, teniendo en cuenta todos estos factores, se conectó la salida del sistema a los pines de las entradas analógicas A2 y A3 del Arduino UNO, el cual envía esos datos a través de la conexión USB, simulando un puerto serie. En este caso, en el entorno Windows, el puerto fue el COM3.

El formato del envío a través del puerto serial donde se transmiten los datos consiste en: Dato tomado por el pin analógico A2 , espacio, dato tomado por el pin analógico A3, retorno de carro y salto de línea (debido a que se usa la función `Serial.println()` al final) (véase el código en el apéndice A).

4.2 Implementación de la interfaz gráfica en MatLab

Para poder visualizar los datos obtenidos a través de las mediciones hechas por el convertidor analógico-digital, se optó por hacer una interfaz gráfica que le permitiera al usuario variar el tiempo de muestreo y el número de segundos total de la toma de la muestra a visualizar. Esto se hace a

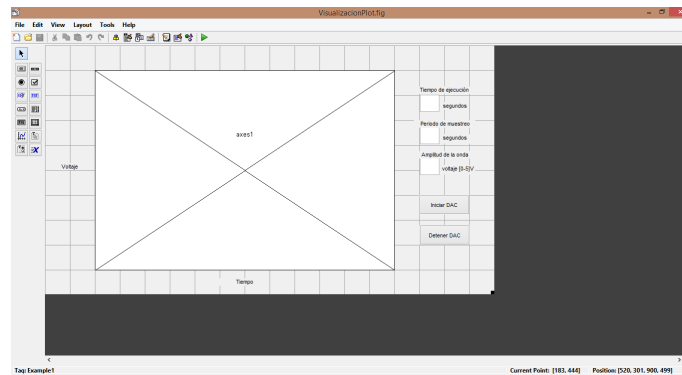


Figura 4.3: Editor de la interfaz gráfica de usuario (GUI, por sus siglas en inglés).

través del entorno de programación visual que provee MatLab: GUIDE (para fines de este trabajo de grado se utilizó la versión de MatLab 2013B).

4.2.1 Funcionamiento de una aplicación GUI en MatLab

Una aplicación GUI consta de dos archivos: *.m* y *.fig*. El archivo *.m* es el que contiene el código con las correspondencias de los botones de control y la interfaz, y el archivo *.fig* contiene los elementos gráficos.

La interfaz gráfica se puede editar visualmente al crear una nueva “Interfaz gráfica de usuario” en Matlab R2013B (véase la interfaz del editor en la figura 4.3). Cada vez que se adicione un nuevo elemento en la interfaz gráfica, se genera automáticamente código en el archivo *.m*.

Para ejecutar una interfaz gráfica, si se ha etiquetado con el nombre “*visualizacion.fig*”, simplemente se ejecuta en la ventana de comandos: “`>> visualizacion`”, o se selecciona la opción *RUN* en el archivo *.m*.

Manejo de datos entre la aplicación gráfica y el archivo *.m*.

Todos los valores de las propiedades de cada elemento (color, valor, posición, etc.) de la aplicación y sus variables transitorias son accedidos mediante un único puntero denominado *handles*.

Para el caso de la aplicación realizada para visualizar los datos de salida de la LCBox, los cambios realizados sobre los elementos que almacena dicho puntero se guardan con la siguiente instrucción:

```
guidata(hObject, handles);
```

Siendo `guidata` la función que guarda los datos de la aplicación, es decir, guarda las variables y propiedades de los elementos en la estructura de datos de la aplicación. Entonces, como regla general dicha función se debe colocar en cada subrutina en la que cambie algún parámetro, así se garantiza que cualquier cambio o asignación de propiedades o variables quede guardado.

Por ejemplo, en la función `edit_text_samples_Callback(hObject, eventdata, handles)`, se observa como se obtiene el tiempo total la toma de la muestra (Véase apéndice B):

```
handles.exeTime=get(hObject,'String');  
  
handles.exeTime=str2double(handles.exeTime);  
  
guidata(hObject,handles);
```

En este caso la primera línea asigna un valor de tipo *string* a la variable *exeTime* del puntero *handles*, es decir, se toma desde la aplicación el valor del tiempo de ejecución de la toma de la muestra. En la segunda línea se convierte el valor obtenido en un valor de tipo *double* para poder manejarse apropiadamente; y luego, al colocar la función `guidata(hObject,handles);` en la subrutina, cada cambio en el tiempo de ejecución se guardará efectivamente y se podrá utilizar en cualquier otra subrutina del programa.

En contraste a la función *get* del ejemplo anterior, que obtiene un determinado valor de desde la aplicación, se utiliza la función *set* para modificar a la aplicación desde el código fuente.

Un ejemplo de uso de *set* sería en la función destinada a crear el editor de texto donde se introduce el tiempo de ejecución, `edit_text_samples_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)` (véase apéndice B), ahí se encuentra:

```
set(hObject,'BackgroundColor','white');
```

Dicha función establece que el cuadro de texto donde se introduzca el tiempo de ejecución sea blanco.

4.3 Funcionamiento general de la interfaz de visualización en tiempo real

Al ingresar a la interfaz gráfica del visualizador (véase figura 4.4) se puede ver: un (1) plot de matlab con un eje x(tiempo) y un eje y(voltaje), dos (2) editores de texto para introducir los datos

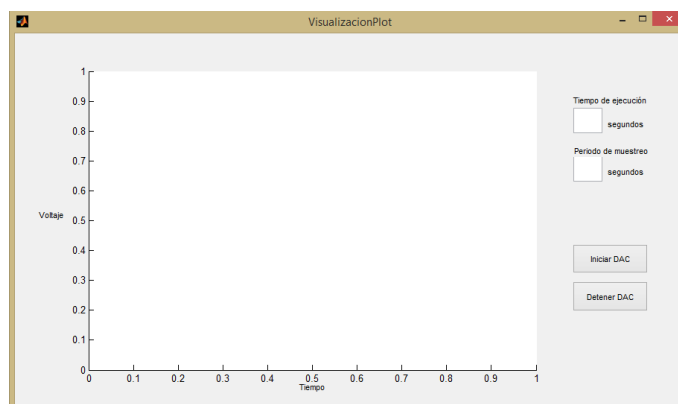


Figura 4.4: Interfaz gráfica del visualizador de la adquisición de datos.

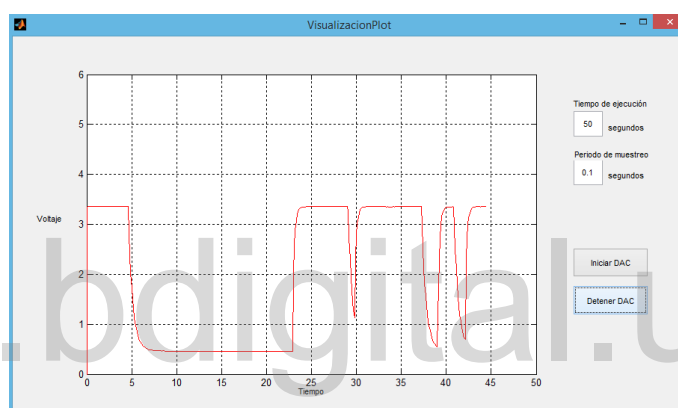


Figura 4.5: Interfaz gráfica de la adquisición de datos para el LCBox.

deseados por el usuario de la interfaz (tiempo de toma de datos y periodo de muestreo) y dos (2) botones para iniciar y detener la adquisición de datos.

Una vez conectado apropiadamente el arduino (véase sección 4.1) para ver la interfaz en funcionamiento, el usuario debe introducir los datos requeridos: “tiempo de ejecución” y “periodo de muestreo”, luego pulsar el botón “Iniciar DAC” (DAC son las siglas de adquisición de datos, en inglés) y se empezarán a mostrar los datos adquiridos en el plot (véase figura 4.5).

Una vez que se haya terminado el tiempo de la toma de datos, MATLAB pausará la adquisición y le mandará una señal a la placa Arduino UNO de que también pause su actividad serial para evitar retardos al momento de retomar la toma de datos.

Un dato de importancia al momento de iniciar la visualización de la adquisición de datos, es

que el tiempo de muestreo debe ser mayor a 0,05 s, ya que ese es el tiempo mínimo que requiere la aplicación para poder dibujar cada punto en la pantalla.

Por otro lado, el programa automáticamente guardará la última toma de datos en un archivo de texto titulado “datos.txt” en caso de querer utilizar los datos posteriormente para su análisis, el formato de dicho archivo es el siguiente: “Tiempo Voltaje”, siendo la unidad de tiempo utilizada, el segundo, y la del voltaje, voltios; siendo ambos números reales o con punto flotante.

www.bdigital.ula.ve

Capítulo 5

Pruebas sobre el módulo de control LCBox

Una vez concluida la implementación del módulo de control, LCBox, se procede con la realización de las pruebas de los controladores sobre los sistemas eléctricos de segundo y tercer orden incluidos en él.

Para la realización de estas pruebas, se usa como señal de referencia una onda cuadrada obtenida del generador de señales, y a través del osciloscopio se muestra la señal de salida del sistema controlado en lazo cerrado.

Además, se hicieron pruebas sobre la plataforma desde el software implementado de adquisición de datos en tiempo real.

5.1 Modo de uso del módulo LCBox

A continuación se describirá el modo recomendado para utilizar satisfactoriamente el LCBox.

1. Se escoge el controlador a utilizar (adelanto, atraso o adelanto-atraso) y el sistema a controlar (sistemas de segundo y tercer orden incluidos en el LCBox).
2. Se escogen los valores de resistencias y capacitores para el sistema que se va a controlar, previendo que estos valores se consigan en el mercado; y posteriormente se visualiza el comportamiento del sistema en lazo cerrado para seleccionar las especificaciones del sistema que se desea mejorar.

3. Se diseña el controlador por adelanto o atraso en función a las especificaciones del sistema que se desean mejorar. Este proceso de diseño se puede realizar de varias maneras, tanto a través del lugar de las raíces como también utilizando la respuesta frecuencial.

En el caso de diseñar un controlador adelanto-atraso, se debe recordar que ese controlador cosnta por separado de un controlador por adelanto de fase y un controlador por atraso de fase, por lo tanto el proceso de diseño es en cascada. En general, la parte de adelanto de fase del controlador se diseña primero para mejorar características inherentes al estado transitorio, sin embargo esto se deja a criterio de quien diseñe el controlador.

En especial, para el controlador por adelanto, debe recordarse que para hacer el diseño lo máximo a aportar por dicho controlador son 90° . Sin embargo, para tener resultados más acertados en la práctica, debe tomarse la previsión de que este no aporte más de 60° de fase.

4. Una vez obtenidos los parámetros de diseño K_c , T y α o β de cada controlador, se proceden a hallar las equivalencias para los correspondientes parámetros físicos, tomando en cuenta que esta implementación es realizada a través de amplificadores operacionales.
5. Ya que dichas equivalencias generalmente resultan en valores para resistencias y capacitores que son imposibles de conseguir comercialmente, cada valor resultando se aproxima al valor comercial más cercano.
6. Una vez adquiridos los capacitores y resistencias correspondientes, se introducen con cuidado en los conectores que contiene el LCBox en la parte superior, donde se indica gráficamente cuál es el controlador por adelanto, atraso o adelanto atraso. Además, se conecta un cable desde la salida del controlador escogido hasta la entrada del sistema a controlar que se seleccionó previamente.
7. Con respecto a la conexión de las entradas ubicadas en el extremo izquierdo del LCBox:
 - En el borne azul (donde se lee "Entrada") se conectará la entrada de referencia, la cual puede provenir de una fuente de voltaje DC o un generador de señales.
 - El borne negro (donde se lee "Tierra") se conectará a la tierra del circuito, ya sea a través de la tierra de la entrada de referencia o de la tierra de la alimentación de 12 V y -12 V, ya que todos los puntos de tierra deben estar interconectados.
 - En el borne rojo (donde se lee "12 Volts"), se conectará la alimentación de voltaje positivo que va para los amplificadores operacionales (véase rango de conexión en la tabla 5.1).

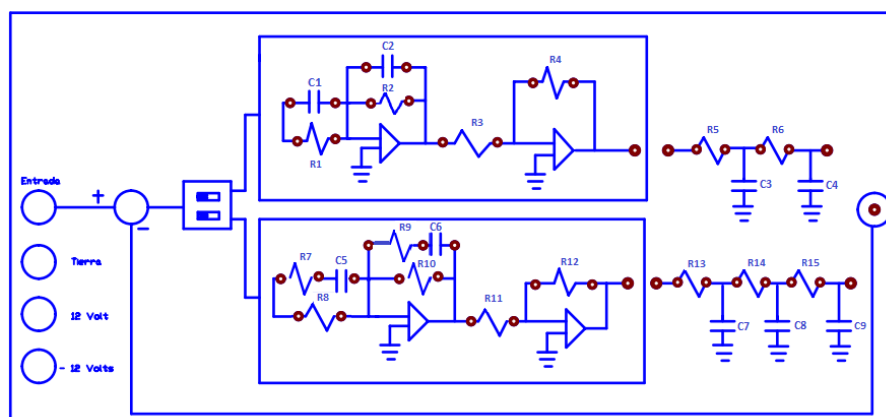


Figura 5.1: Parte superior del módulo LCBox con etiquetas sobre los componentes.

- En el borne rojo (donde se lee "-12 Volts"), se conectará la alimentación de voltaje negativo que va para los amplificadores operacionales (véase rango de conexión en la tabla 5.1).

8. Finalmente, para poder visualizar, se toma un cable desde la salida del sistema hasta el borne negro en el extremo derecho del LCBox para cerrar el lazo, y a través del borne se puede hacer una conexión ya sea hacia un osciloscopio para visualizar el sistema controlado, o hacia una tarjeta de adquisición de datos para además de visualizar, poder guardar los datos obtenidos.

5.1.1 Rango de funcionamiento del módulo LCBox

Al realizar las pruebas del módulo de control, se debe tomar en cuenta el rango de funcionamiento de cada componente para evitar daños a dicho módulo (véase tabla 5.1 y figura 5.1).

El máximo voltaje que puede soportar la entrada de referencia del LCBox viene dado por la capacidad de los amplificadores operacionales utilizados, estos valores se encuentran en el *datasheet* del encapsulado UA741 de la casa fabricante *ST Microelectronics*.

Símbolo en la imagen 5.1	Valor límite mínimo	Valor límite máximo
Entrada	-15 V	+15 V
12 Volts	7,5 V	35 V
-12 Volts	-35 V	-6,1 V
C1, C2, C5, C6	0,1 μ F	100 μ F
R1, R2, R3, R4, R7, R8, R9, R10, R11, R12	39 Ω	180k Ω

Tabla 5.1: Rango de funcionamiento del módulo LCBox.

Por otra parte, el voltaje mínimo de la entrada de 12 V viene dado por el voltaje mínimo que pueden recibir los amplificadores operacionales utilizados, 5 V; pero el regulador utilizado (LM7812 de *ST Microelectronics*) tiene un voltaje de caída de 2,5 V, por lo tanto el voltaje mínimo admitido debe ser de 7,5 V para el correcto funcionamiento del módulo LCBox. En lo concerniente a su valor máximo, este viene indicado por las especificaciones del ya mencionado regulador de voltaje.

En el caso de la entrada de -12 V, el voltaje máximo para el funcionamiento de los amplificadores es de -5 V; sin embargo, regulador *LM7912* de *ST Microelectronics* tiene un voltaje de caída de -1,1 V, así que el voltaje máximo recomendado para la entrada de -12 V del LCBox, es de -6,1 V.

En particular, los valores mínimos y máximos de los capacitores y resistencias representan el rango de valores con los cuales fue probado el LCBox satisfactoriamente.

5.2 Controladores sobre el sistema de segundo orden

El sistema de segundo orden utilizado es el presentado en la figura 3.1 y representado a través de la función de transferencia 2.15, para el cual se diseñaron dos controladores: uno por adelanto de fase y otro por atraso de fase, a través del método frecuencial.

5.2.1 Control por adelanto de fase

En esta prueba se asignaron arbitrariamente los valores 5.1 de la ecuación al sistema de segundo orden del LCBox:

$$C1 = 1 \mu F \quad C2 = 2.2 \mu F \quad R1 = 1000 \Omega \quad R2 = 2000 \Omega \quad (5.1)$$

Resultando la función de transferencia del sistema 5.2:

$$G(s) = \frac{1}{4,4 \times 10^{-6} s^2 + 0,0076 s + 1} \quad (5.2)$$

Por otro lado, la función de transferencia del controlador por adelanto de fase se muestra en la ecuación 5.3:

$$G_c(s) = K_c \alpha \frac{T s + 1}{\alpha T s + 1}; 0 < \alpha < 1 \quad (5.3)$$

y para este diseño en particular los requerimientos son los siguientes:

- $er_p < 6\%$
- $10\% < \%SD < 20\%$

Aplicando el algoritmo de diseño del controlador por adelantado a través del método frecuencial (Cerrada (2008)) se obtienen los parámetros 5.4 del controlador:

$$K_c = 22,6659 \quad \alpha = 0,7059 \quad T = 5,7499 \times 10^{-4} \quad (5.4)$$

con lo cual se obtiene la función de transferencia de dicho controlador en 5.5:

$$G_c(s) = \frac{22,67s + 3,942 \times 10^4}{s + 2464} \quad (5.5)$$

Y así la función de transferencia en lazo cerrado con realimentación unitaria es la mostrada en 5.6:

$$G_{lc}(s) = \frac{22,67s + 3,942 \times 10^4}{4,4 \times 10^{-6}s^3 + 0,01844s^2 + 19,72s + 2464} \quad (5.6)$$

Además, al tomar las equivalencias mostradas en la ecuación 3.21, se tiene:

$$T = R_1 C_1 = 5,7499 \times 10^{-4}, \quad \alpha = \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} = 0,7059, \quad K_c = \frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} = 22,6659 \quad (5.7)$$

Obteniéndose así como resultado los valores 5.8 para los parámetros físicos:

$$\begin{aligned} R_1 &= 4721 \, \Omega \approx 4700 \, \Omega & R_2 &= 1029 \, \Omega \approx 1000 \, \Omega \\ C_1 &= 0,1 \, \mu F & C_2 &= 0,47 \, \mu F \\ R_3 &= 120 \, \Omega & R_4 &= 24049 \, \Omega \approx 24000 \, \Omega \end{aligned} \quad (5.8)$$

Una vez obtenidos los valores, se procedió a hacer pruebas con el *software* de simulación de circuitos PSIM, y una vez que se comprobó que la curva de salida del sistema en dicho simulador se asemejaba a la de MATLAB, se hizo el montaje en el LCBox.

Una vez hecho el montaje, para visualizar la salida del sistema se utilizó el osciloscopio del modelo anteriormente mencionado. Además, este tiene una funcionalidad que permite guardar los datos obtenidos en un documento de formato .xls, por lo cual se pueden manipular los datos para ser mostrados en Matlab o en otros *softwares* matemáticos. De esa forma se lograron comparar los datos obtenidos tanto en las simulaciones como en la realidad (véase figura 5.2).

5.2.2 Control en atraso

En esta prueba se le asignaron los valores 5.9 al sistema de segundo orden:

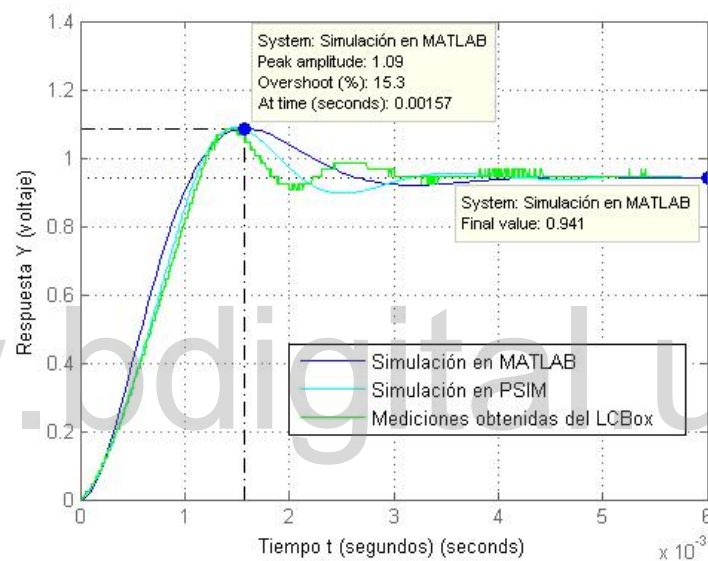


Figura 5.2: Comparación de la respuesta de salida del LCBox para el controlador por adelanto en lazo cerrado, con respecto a las simulaciones hechas en Matlab y PSIM.

$$C1 = 0,1 \mu F \quad C2 = 0,22 \mu F \quad R1 = 1000 \Omega \quad R2 = 2000 \Omega \quad (5.9)$$

resultando la función de transferencia 5.10:

$$G(s) = \frac{1}{4,4 \times 10^{-8} s^2 + 0,00076 s + 1} \quad (5.10)$$

Por otro lado, se muestra la función de transferencia del controlador por atraso de fase 5.11:

$$G_c(s) = K_{cp} \beta \frac{T s + 1}{\beta T s + 1}; \beta > 1 \quad (5.11)$$

Y para este diseño en particular los requerimientos son los siguientes:

- $e_{ss} < 3\%$
- $\%SD = 0\%$

Aplicando el algoritmo de diseño del controlador por atraso a través del método frecuencial (Cerrada (2008)), se obtiene que los parámetros del controlador 5.12:

$$K_{cp} = 1,2136 \quad \beta = 28,8403 \quad T = 0,022 \quad (5.12)$$

Con lo cual se obtiene la función de transferencia del controlador 5.13:

$$G_c(s) = \frac{1,214 s + 557}{s + 15,92} \quad (5.13)$$

Y así, se muestra la función de transferencia en lazo cerrado con realimentación unitaria 5.14:

$$G_{lc}(s) = \frac{1,214 s + 557}{4,4 \times 10^{-8} s^3 + 0,0007607 s^2 + 2,226 s + 572,9} \quad (5.14)$$

Además, tomando las equivalencias mostradas entre los parámetros teóricos del controlador y los físicos, se tiene 5.15:

$$T = R_1 C_1 = 0,022 \quad \beta = \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} = 28,8403 \quad K_{cp} = \frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} = 1,2136 \quad (5.15)$$

Así, se obtiene como resultado los valores 5.16 para los parámetros físicos:

$$\begin{aligned} R_1 &= 2047 \Omega \approx 2000 \Omega & R_2 &= 62101 \Omega \approx 62000 \Omega \\ C_1 &= 0,1 \mu F & C_2 &= 0,47 \mu F \\ R_3 &= 1200 \Omega & R_4 &= 39244 \Omega \approx 39000 \Omega \end{aligned} \quad (5.16)$$

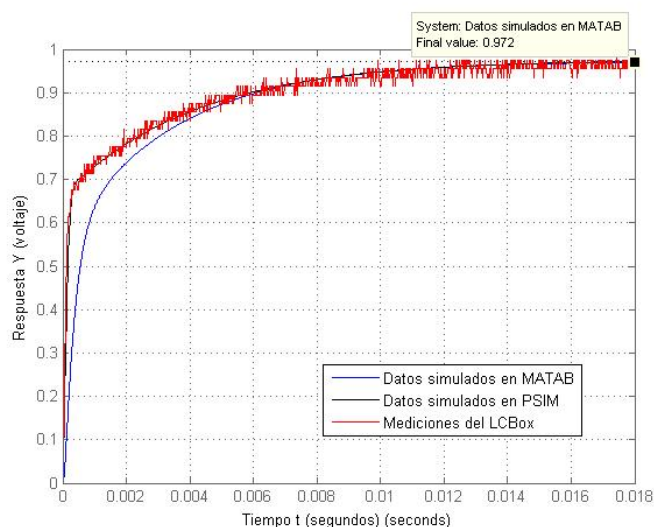


Figura 5.3: Comparación de la curva de salida del LCBox para el controlador por atraso con respecto a las simulaciones hechas en Matlab y PSIM.

Una vez obtenidos los valores, se procede a hacer pruebas con el software de simulación de circuitos PSIM, y al comprobarse que la curva de salida del sistema simulada se asemejaba a la de MATLAB, se hizo el montaje en el LCBox.

Para obtener los datos de la salida del LCBox, se utiliza la funcionalidad del osciloscopio que permite guardar los datos obtenidos en un documento de formato .xls, por lo cual se pueden manipular para ser mostrados en Matlab o en otro *software* matemático, de esa forma se comparan los datos obtenidos tanto en las simulaciones como en la realidad (véase figura 5.3).

5.2.3 Influencia de los parámetros electrónicos del controlador de adelanto o atraso en el sistema controlado.

La configuración electrónica tanto para el controlador en adelanto como en atraso es la misma, sin embargo, las variaciones de los parámetros físicos pueden cambiar el hecho de que el controlador sea de adelanto o de atraso de fase.

Para observar la influencia de las variaciones que tendrán las capacitancias y resistencias del controlador en adelanto o atraso sobre el sistema a controlar, se toma la función de transferencia del

sistema controlado en lazo cerrado con realimentación unitaria negativa, cuyo controlador esté representado a través de sus parámetros físicos (véase ecuación 3.20) y así se puedan hacer variaciones sobre cada uno de dichos parámetros.

Con este fin, se analizan las siguientes especificaciones de la salida del sistema:

- Porcentaje de sobredisparo, $\%SD$.
- Tiempo de subida, (t_r) .
- Tiempo de asentamiento, (t_s) .
- Valor en estado estacionario, (e_{ss}) .

Esto se observará a través de siete (7) iteraciones sobre cada uno de los parámetros eléctricos de la función de transferencia antes mencionada, por separado, dejando valores fijos para el resto. Cabe destacar que estas pruebas se realizaron sobre el sistema de segundo orden detallado en la figura 3.1.

Variaciones de R_1

Como se puede observar en la imagen 5.4, las características más resaltantes de las variaciones del parámetro R_1 son las siguientes:

- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_1 , mayor será el error en estado estacionario.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_1 , más se tardará el sistema en llegar al estado estacionario.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_1 , el $\%SD$ será más elevado y habrán mayores oscilaciones.
- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_1 , el tiempo de subida será mayor, es decir, el sistema será más lento.

Variaciones de R_2

Para la resistencia R_2 , las variaciones se pueden observar en la figura 5.5 y sus características más resaltantes son:

- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_2 , menor será el error en estado estacionario.

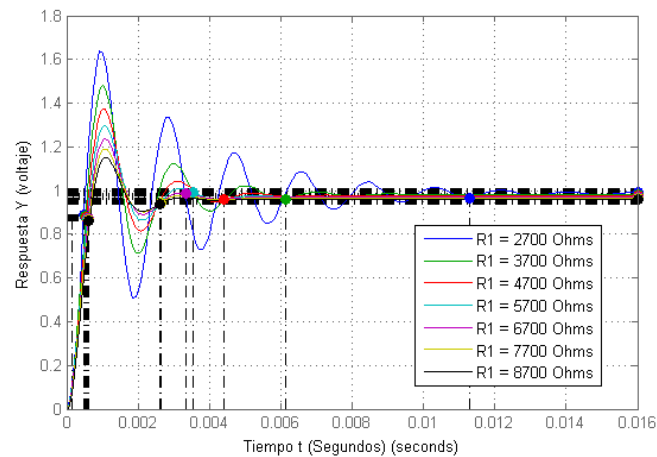


Figura 5.4: Comportamiento del sistema controlado ante cambios del parámetro R_1 del controlador en adelante o atraso.

- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_2 , más rápido llegará el sistema al estado estacionario.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_2 , el %SD será menor y habrán menos oscilaciones.
- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_2 , el tiempo de subida será menor, es decir, el sistema será más rápido.

Variaciones de R_3 y R_4

En lo que respecta a las variaciones de R_3 y R_4 (véanse figuras 5.6 y 5.7) se aprecia que influyen directamente en la ganancia del sistema. En el caso de R_3 , mientras mayor sea su valor menor será la ganancia aportada al sistema controlado. Por el contrario, mientras mayor sea el valor de R_4 , la ganancia aportada al sistema controlado será mayor.

Además, se observa que el aumento de la ganancia va de la mano con una mayor rapidez en la respuesta del sistema, lo que a su vez aumenta el número de oscilaciones.

A continuación se detallarán las características más resaltantes de lo observado para la resistencia R_3 :

- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_3 , mayor será el error en estado estacionario.

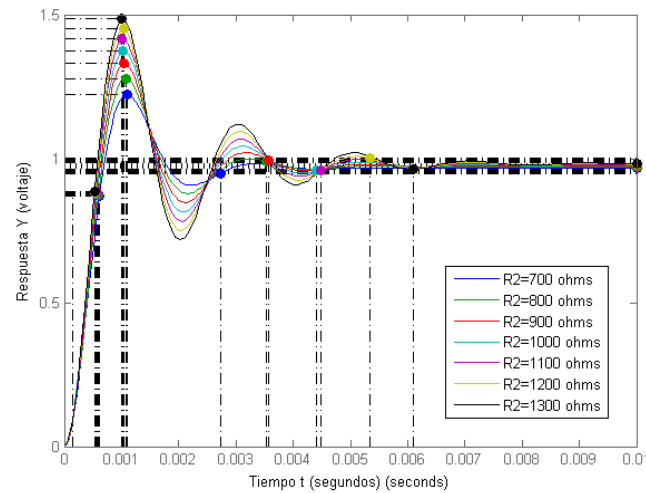


Figura 5.5: Comportamiento del sistema controlado ante cambios del parámetro R_2 del controlador.

- No hay un patrón claro de la influencia R_3 en el tiempo de establecimiento del sistema.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_3 , el %SD será mayor y habrán más oscilaciones.
- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_3 , el tiempo de subida será mayor, es decir, el sistema será más lento.

Y para la resistencia R_4 :

- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_4 , menor será el error en estado estacionario.
- No hay un patrón claro de la influencia R_4 en el tiempo de establecimiento del sistema.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_4 , el %SD será menor y el sistema tenderá a ser sobreamortiguado.
- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_4 , el tiempo de subida será menor, es decir, el sistema será más rápido.

Variaciones de C_1 y C_2

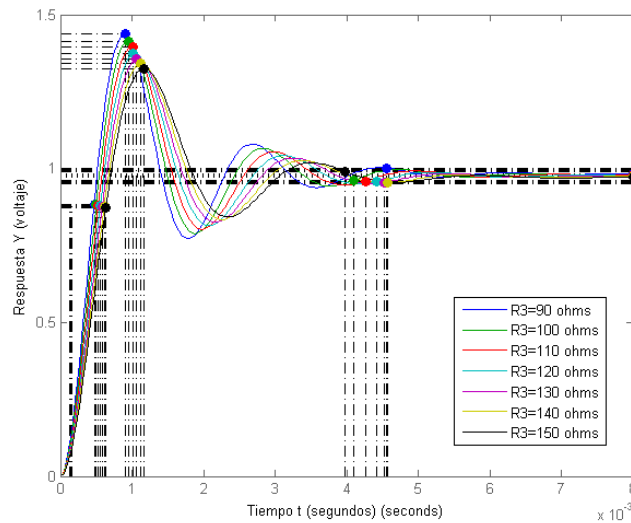


Figura 5.6: Influencia de los valores de la resistencia R_3 del controlador por adelanto o atraso en el sistema controlado.

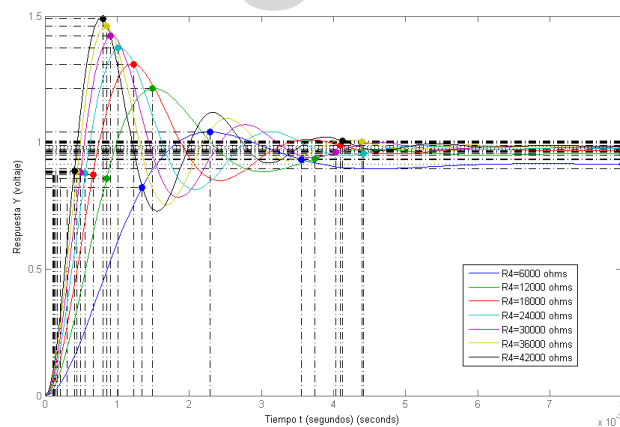


Figura 5.7: Influencia de los valores de la resistencia R_4 del controlador por adelanto o atraso en el sistema controlado.

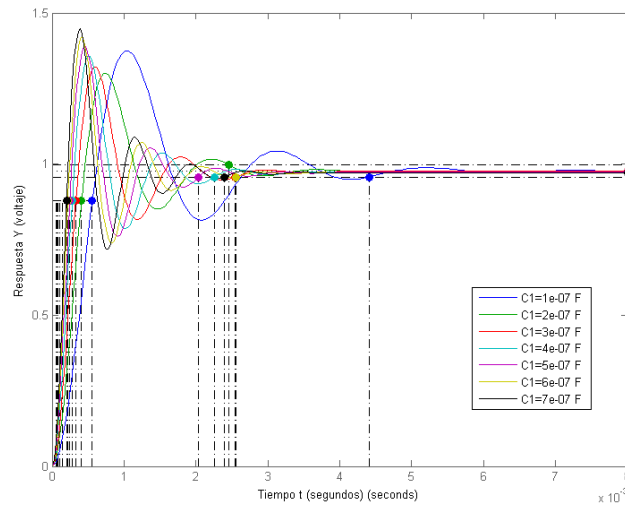


Figura 5.8: Influencia de los valores de la resistencia C_1 del controlador de adelanto o atraso en el sistema controlado.

En la figura 5.8 se presentan las respuestas obtenidas al realizar variaciones en el parámetro C_1 , cuyas características se denotan a continuación:

- A medida que aumenta el valor de la capacitancia C_1 , mayor será el error en estado estacionario, sin embargo, las variaciones son considerablemente pequeñas ya que están entre $0,976 < e_{ss} < 0,977$.
- No hay un patrón claro de la influencia de C_1 en el tiempo de establecimiento del sistema.
- No hay un patrón claro de la influencia de C_1 en el tiempo porcentaje de sobredisparo del sistema.
- A medida que aumenta el valor de la capacitancia C_1 , el tiempo de subida será menor, es decir, el sistema será más rápido.

Por otro lado, A medida que aumentan las variaciones de C_2 más lento es el sistema en llegar a su estado estacionario, y solo ante valores muy pequeños de capacitancia (menores a 0,1) se observan sobredisparos (véase figura 5.9).

En resumen, las características más importantes al variar la capacitancia C_2 son:

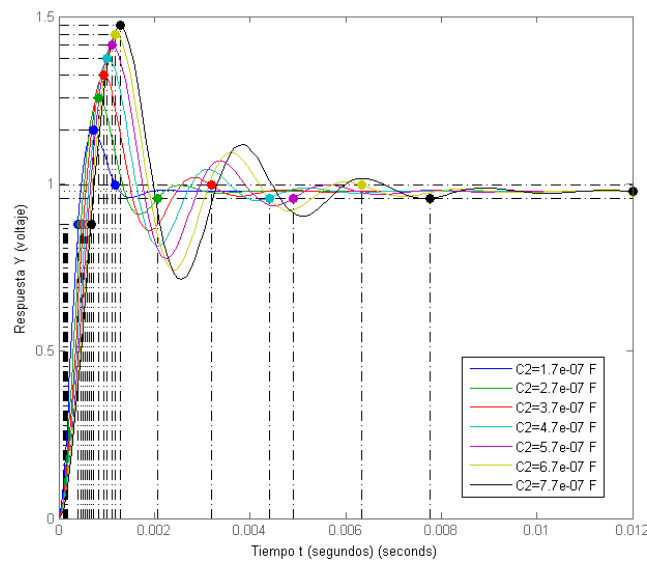


Figura 5.9: Influencia de los valores de la resistencia C_2 del controlador de adelanto o atraso en el sistema controlado.

- No se aprecia un cambio considerable en el estado estacionario del sistema ante la influencia de la capacitancia C_2 .
- Mientras la capacitancia C_2 sea más grande, el sistema tarda más en llegar a estado estacionario.
- A medida que disminuye el valor de la capacitancia C_2 , el %SD será menor y el sistema tenderá a ser sobreamortiguado.
- A medida que aumenta el valor de la capacitancia C_2 , el tiempo de subida será mayor, es decir, el sistema será más lento.

Resumen de la influencia de los parámetros electrónicos del controlador por adelanto o atraso sobre el sistema de segundo orden

Se puede resumir la influencia que ejerce cada parámetro electrónico sobre el controlador adelanto o atraso sobre el sistema de segundo orden, a través de la tabla C.2.

	%SD	t_r	t_s	e_{ss}
Aumento de R_1	menor	mayor	menor	mayor
Disminución de R_1	mayor	menor	mayor	menor
Aumento de R_2	mayor	menor	mayor	menor
Disminución de R_2	menor	mayor	menor	mayor
Aumento de R_3	menor	mayor	—	mayor
Disminución de R_3	mayor	menor	—	menor
Aumento de R_4	mayor	menor	—	menor
Disminución de R_4	menor	mayor	—	mayor
Aumento de C_1	—	menor	—	mayor
Disminución de C_1	—	mayor	—	menor
Aumento de C_2	menor	mayor	mayor	—
Disminución de C_2	mayor	menor	menor	—

Tabla 5.2: Resumen de la influencia de los parámetros electrónicos del controlador por adelanto o atraso sobre el sistema de segundo orden.

5.3 Controlador sobre el sistema de tercer orden

Se recuerda que el sistema de tercer orden es el mostrado en la figura 3.2 y su función de transferencia está representada por las ecuaciones 3.18-3.19.

Para este sistema se diseñó un controlador por adelanto-atraso, ya que así se aprovechan las ventajas que ofrece cada controlador por separado. De esta manera, el controlador por adelanto mejoraría los tiempos de respuesta, y el controlador por atraso para mejorar el error en estado estable.

El proceso de diseño es independiente, pudiéndose diseñar primero la parte de adelanto o de atraso, según los métodos de diseño propuestos. En este caso, se diseña primero la parte de adelanto.

5.3.1 Control por adelanto-atraso

En esta prueba se asignaron valores arbitrarios (véase la ecuación 5.17) al sistema de tercer orden:

$$C_1 = 0,1 \mu F \quad C_2 = 0,22 \mu F \quad C_3 = 0,33 \mu F \quad R_1 = 2000 \Omega \quad R_2 = 1000 \Omega \quad R_3 = 3000 \Omega \quad (5.17)$$

Resultando la siguiente función de transferencia 5.18:

$$G(s) = \frac{1}{4,356 \times 10^{-11} s^3 + 9,614 \times 10^{-7} s^2 + 0,00284 s + 1} \quad (5.18)$$

Por otro lado, la función de transferencia del controlador por adelanto-atraso es:

$$G_c(s) = G_{c1}(s)G_{c2}(s) = K_c \alpha \frac{1 + T_1 s}{1 + \alpha T_1 s} \beta \frac{1 + T_2 s}{1 + \beta T_2 s} \quad 0 < \alpha < 1, \beta > 1 \quad (5.19)$$

Y para este diseño en particular los requerimientos son los siguientes:

- $e_{ss} < 2\%$
- $\%SD < 10\%$

Aplicando el algoritmo de diseño del controlador adelanto-atraso por el método frecuencial (Cerrada (2008)), se obtienen los parámetros del controlador 5.20:

$$K_c = 48,0716795 \quad \alpha = 0,2169 \quad \beta = 5,7544 \quad T = 0,022 \quad (5.20)$$

Siendo la función de transferencia del controlador 5.21:

$$G_{c2}(s) = \frac{48,08s^2 + 1,557 \times 10^5 s + 4,872 \times 10^7}{s^2 + 1,337 \times 10^4 + 8,121 \times 10^5} \quad (5.21)$$

Y así la función de transferencia en lazo cerrado con realimentación unitaria 5.22 sería:

$$G_{lc2}(s) = \frac{48,08s^2 + 1,557 \times 10^5 s + 4,872 \times 10^7}{4,356 \times 10^{-11}s^5 + 1,544 \times 10^{-6}s^4 + 0,01573s^3 + 39,76s^2 + 1,568 \times 10^4 s + 8,121 \times 10^5} \quad (5.22)$$

Además, tomando las equivalencias entre los parámetros teóricos del controlador y los físicos, se tiene 5.23:

$$\begin{aligned} T_1 &= (R_1 + R_3)C_1 = 3,4633 \times 10^{-4} & T_2 &= R_2 C_2 = 0,0028 \\ \alpha_1 &= \frac{R_1}{R_1 + R_3} = 0,2169 & \beta &= \frac{R_2 + R_4}{R_2} = 5,7544 \\ K_c &= \frac{R_6}{R_5} \frac{R_4}{R_3} \frac{R_1 + R_3}{R_4 + R_2} \frac{R_2}{R_1} = 48,0717 \end{aligned} \quad (5.23)$$

Se obtienen como resultado los valores 5.24 para los parámetros físicos:

$$\begin{aligned} R_1 &= 1500 \, \Omega \approx 2000 \, \Omega & R_2 &= 411,764 \, \Omega \approx 410 \, \Omega \\ R_3 &= 500 \, \Omega \approx 510 \, \Omega & R_4 &= 1963,299 \, \Omega \approx 1900 \, \Omega \\ C_1 &= 0,10829 \, \mu F & C_2 &= 6,8 \, \mu F \\ R_5 &= 410 \, \Omega & R_6 &= 31291 \, \Omega \approx 30000 \, \Omega \end{aligned} \quad (5.24)$$

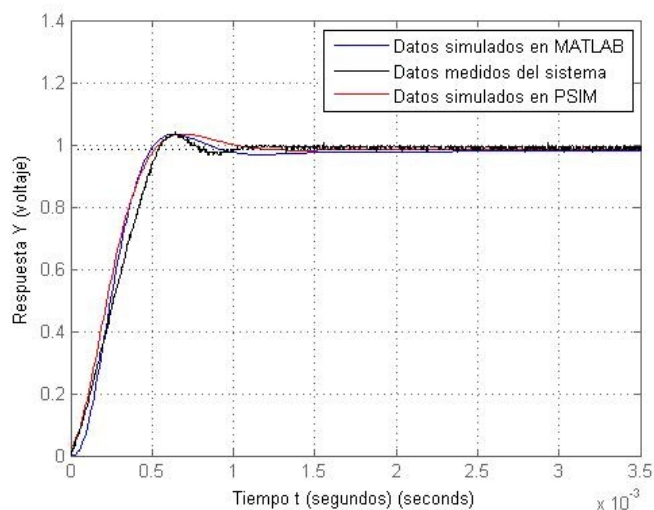


Figura 5.10: Comparación de la curva de salida del LCBox para el controlador adelanto-atraso con respecto a las simulaciones hechas en Matlab y PSIM.

Una vez obtenidos los valores, se procede a hacer pruebas con el *software* de simulación de circuitos PSIM, y una vez que se comprueba que la curva de salida del sistema en dicho simulador se asemejaba a la de MATLAB, se hizo el montaje en el LCBox.

Para obtener los datos de la salida del LCBox, se utiliza la funcionalidad del osciloscopio que permite guardar los datos obtenidos en un documento de formato .xls, por lo cual se pueden manipular para ser mostrados en Matlab o en otro *software* matemático, de esa forma se comparan los datos obtenidos tanto en las simulaciones como en la realidad (véase figura 5.10).

5.3.2 Influencia de los parámetros electrónicos del controlador de adelanto-atraso sobre el sistema controlado.

Para observar la influencia de las variaciones que tendrán las capacitancias y resistencias del controlador adelanto-atraso sobre el sistema a controlar, se tomó la función de transferencia del sistema controlado en lazo cerrado con realimentación unitaria cuyos parámetros son resistencias y capacitancias.

Por esta razón, se analizan las siguientes especificaciones de la salida del sistema:

- Porcentaje de sobredisparo, $\%SD$,

- Tiempo de subida, (t_r) ,
- Tiempo de asentamiento, (t_s) ,
- Valor en estado estacionario, (e_{ss}) .

Esto se observará a través de siete (7) iteraciones sobre cada uno de los parámetros eléctricos de la función de transferencia antes mencionada, por separado, dejando valores fijos para el resto. Cabe destacar que estas pruebas se realizaron sobre el sistema de tercer orden detallado en la figura 3.2.

Variaciones de R_1

En la figura 5.11 se detallan las características más resaltantes de lo observado para las variaciones del parámetro R_1 :

- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_1 , mayor será el error en estado estacionario.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_1 , más se tardará el sistema en llegar al estado estacionario.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_1 , el %SD será más elevado y habrán mayores oscilaciones.
- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_1 , el tiempo de subida será mayor, es decir, el sistema será más lento.

Variaciones de R_2

Para la resistencia R_2 se pueden observar sus variaciones en la figura 5.12. A continuación se detallan las características más resaltantes de lo observado:

- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_2 , menor será el error en estado estacionario.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_2 , más rápido llegará el sistema al estado estacionario.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_2 , el %SD será menor y habrán menos oscilaciones.
- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_2 , el tiempo de subida será menor, es decir, el sistema será más rápido.

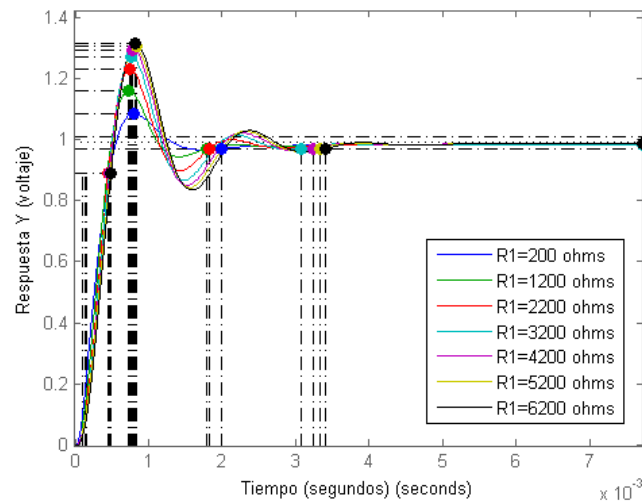


Figura 5.11: Comportamiento del sistema controlado ante cambios del parámetro R_1 del controlador adelanto-atraso.

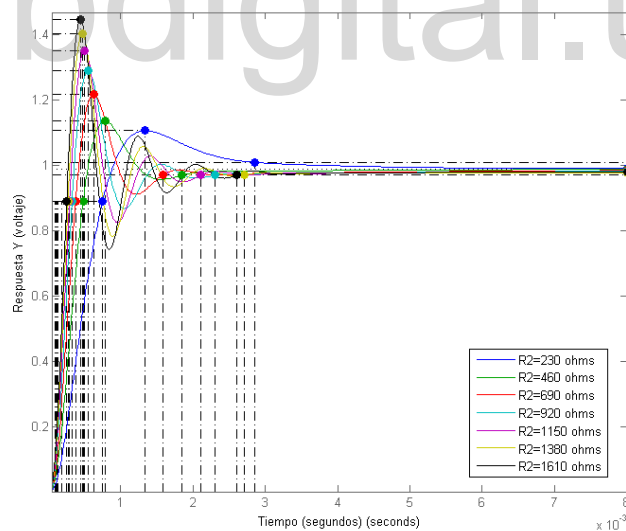


Figura 5.12: Comportamiento del sistema controlado ante cambios del parámetro R_2 del controlador adelanto-atraso.

Variaciones de R_3 y R_4

En lo que respecta a las variaciones de R_3 y R_4 (véanse figuras 5.13 y 5.14) se aprecia que influyen directamente en la ganancia del sistema. En el caso de R_3 , mientras mayor sea su valor menor será la ganancia aportada al sistema controlado. Por el contrario, mientras mayor sea el valor de R_4 , la ganancia aportada al sistema controlado será mayor.

Además, se observa que el aumento de la ganancia va de la mano con una mayor rapidez en la respuesta del sistema, lo que a su vez aumenta el número de oscilaciones.

A continuación se detallarán las características más resaltantes de lo observado para la resistencia R_3 :

- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_3 , mayor será el error en estado estacionario.
- No hay un patrón claro de la influencia R_3 en el tiempo de establecimiento del sistema.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_3 , el %SD será mayor y habrán más oscilaciones.
- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_3 , el tiempo de subida será mayor, es decir, el sistema será más lento.

Y para la resistencia R_4 :

- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_4 , menor será el error en estado estacionario.
- No hay un patrón claro de la influencia R_4 en el tiempo de establecimiento del sistema.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_4 , el %SD será menor y el sistema tenderá a ser sobreamortiguado.
- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_4 , el tiempo de subida será menor, es decir, el sistema será más rápido.

Variaciones de R_5 y R_6

Al igual que lo reflejado en las resistencias R_3 y R_4 , se puede ver que al variarse los valores de R_5 y R_6 (véanse figuras 5.15 y 5.16), varía considerablemente la ganancia del sistema. En el caso de R_5 , mientras mayor sea su valor menor será la ganancia aportada al sistema controlado. Por

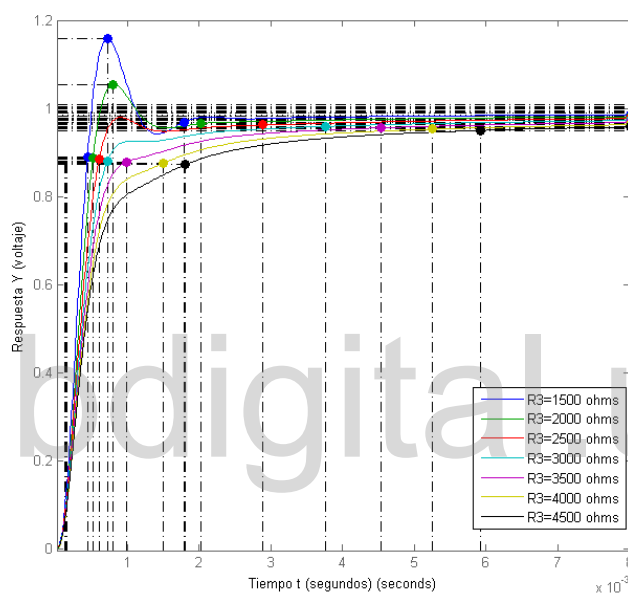


Figura 5.13: Influencia de los valores de la resistencia R_3 del controlador por adelanto-atraso en el sistema controlado.

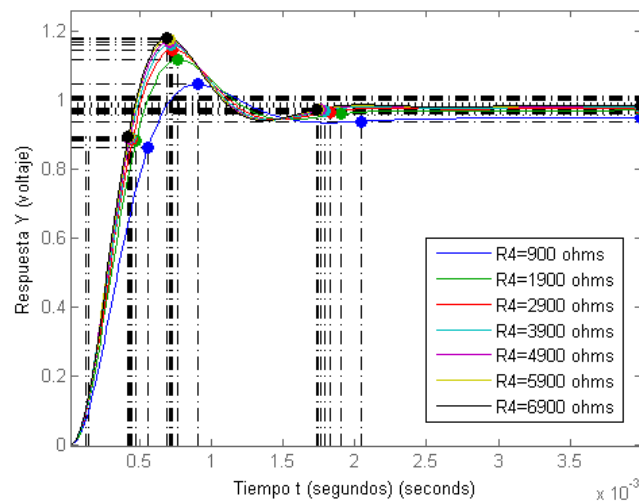


Figura 5.14: Influencia de los valores de la resistencia R_4 del controlador por adelanto-atraso en el sistema controlado.

el contrario, mientras mayor sea el valor de R_6 , la ganancia aportada al sistema controlado será mayor.

A continuación se detallarán las características más resaltantes de lo observado para la resistencia R_5 :

- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_5 , mayor será el error en estado estacionario.
- No hay un patrón claro de la influencia R_5 en el tiempo de establecimiento del sistema.
- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_5 , el %SD será mayor y habrán más oscilaciones.
- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_5 , el tiempo de subida será mayor, es decir, el sistema será más lento.

Y para la resistencia R_6 :

- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_6 , menor será el error en estado estacionario.
- No hay un patrón claro de la influencia R_6 en el tiempo de establecimiento del sistema.

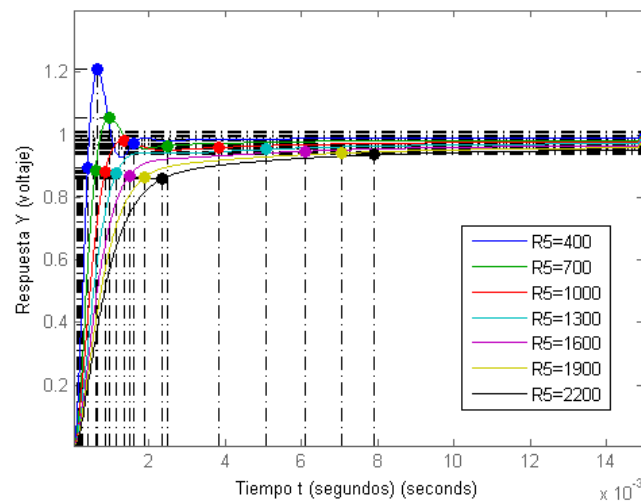


Figura 5.15: Influencia de los valores de la resistencia R_5 del controlador por adelanto-atraso en el sistema controlado.

- A medida que disminuye el valor de la resistencia R_6 , el %SD será menor y el sistema tenderá a ser sobreamortiguado.
- A medida que aumenta el valor de la resistencia R_6 , el tiempo de subida será menor, es decir, el sistema será más rápido.

Variaciones de C_1 y C_2

A continuación se detallan las características más resaltantes de lo observado para la capacitancia C_1 en la figura 5.17:

- A medida que aumenta el valor de la capacitancia C_1 , mayor será el error en estado estacionario, sin embargo, las variaciones son considerablemente pequeñas ya que están entre $0,976 < e_{ss} < 0,977$.
- No hay un patrón claro de la influencia de C_1 en el tiempo de establecimiento del sistema.
- No hay un patrón claro de la influencia de C_1 en el tiempo porcentaje de sobredisparo del sistema.

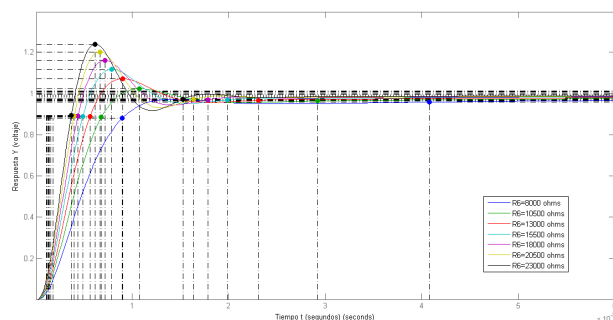


Figura 5.16: Influencia de los valores de la resistencia R_6 del controlador por adelanto-atraso en el sistema controlado.

- A medida que aumenta el valor de la capacitancia C_1 , el tiempo de subida será menor, es decir, el sistema será más rápido.

Por otro lado, mientras más grandes las variaciones de C_2 más lento es el sistema en llegar a su estado estacionario, y solo ante valores muy pequeños de capacitancia (menores a 0,1) se observan sobredisparos (véase figura 5.18).

Y para la capacitancia C_2 :

- No se aprecia un cambio considerable en el estado estacionario del sistema ante la influencia de la capacitancia C_2 .
- Mientras la capacitancia C_2 sea más grande, el sistema tarda más en llegar a estado estacionario.
- A medida que disminuye el valor de la capacitancia C_2 , el %SD será menor y el sistema tenderá a ser sobreamortiguado.
- A medida que aumenta el valor de la capacitancia C_2 , el tiempo de subida será mayor, es decir, el sistema será más lento.

Resumen del la influencia de los parámetros electrónicos del controlador adelanto-atraso sobre el sistema de tercer orden

Se puede resumir la influencia que ejerce cada parámetro electrónico sobre del controlador adelanto-atraso sobre el sistema de tercer orden, a través de la tabla C.3.

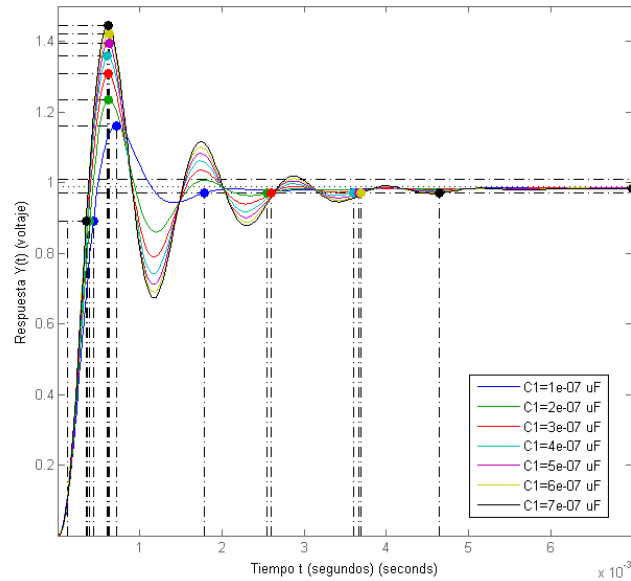


Figura 5.17: Influencia de los valores de la resistencia C_1 del controlador de adelanto-atraso en el sistema controlado.

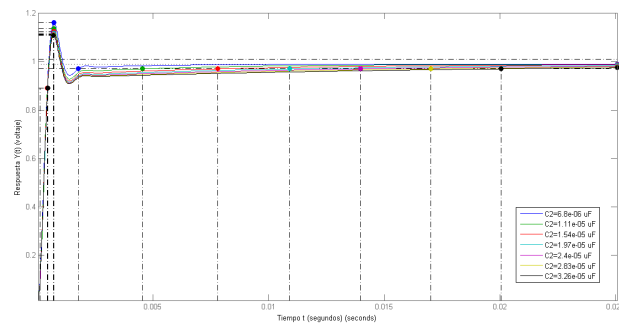


Figura 5.18: Influencia de los valores de la resistencia C_2 del controlador de adelanto-atraso en el sistema controlado.

	%SD	t_r	t_s	e_{ss}
Aumento de R_1	menor	mayor	menor	mayor
Disminución de R_1	mayor	menor	mayor	menor
Aumento de R_2	mayor	menor	mayor	menor
Disminución de R_2	menor	mayor	menor	mayor
Aumento de R_3	menor	mayor	—	mayor
Disminución de R_3	mayor	menor	—	menor
Aumento de R_4	mayor	menor	—	menor
Disminución de R_4	menor	mayor	—	mayor
Aumento de R_5	menor	mayor	—	mayor
Disminución de R_5	mayor	menor	—	menor
Aumento de R_6	mayor	menor	—	menor
Disminución de R_6	menor	mayor	—	mayor
Aumento de C_1	—	menor	—	mayor
Disminución de C_1	—	mayor	—	menor
Aumento de C_2	menor	mayor	mayor	—
Disminución de C_2	mayor	menor	menor	—

Tabla 5.3: Resumen de la influencia de los parámetros electrónicos del controlador adelanto-atraso sobre el sistema de tercer orden.

5.4 Pruebas del LCBox con la interfaz de visualización

Una vez realizadas las pruebas sobre el módulo LCBox, se procede a verificar el funcionamiento de la plataforma de visualización en tiempo real; esto implica que una de las especificaciones de control que debe incluirse es hacer el sistema controlado más lento para que pueda visualizarse correctamente, ya que anteriormente se señaló que la visualización tiene un tiempo de muestreo mínimo de 0,05 s, se impondrá como condición que el tiempo de subida del sistema controlado sea al menos de 0,5 s, es decir $t_r > 0,5$ s.

Por esa razón se escogió probar el visualizador con dos controladores: Uno de atraso de fase y uno de adelanto-atraso, ya que el controlador por atraso sacrifica rapidez en el sistema a cambio de mayor precisión en el estado estacionario.

5.4.1 Control por atraso de fase sobre el sistema de tercer orden

En esta prueba se le asignaron los valores 5.25 al sistema de tercer orden del LCBox:

$$C_1 = 0,22 \mu F \quad C_2 = 3,3 \mu F \quad C_3 = 6,8 \mu F \quad R_1 = 120 \Omega \quad R_2 = 470 \Omega \quad R_3 = 510 \Omega \quad (5.25)$$

Resultando la función de transferencia 5.26:

$$G(s) = \frac{1}{1,42 \times 10^{-10} s^3 + 6,969 \times 10^{-6} s^2 + 0,009453 s + 1} \quad (5.26)$$

Por otro lado, se muestra la función de transferencia del controlador por atraso de fase 5.27:

$$G_c(s) = K_{cp} \beta \frac{T s + 1}{\beta T s + 1}; \beta > 1 \quad (5.27)$$

Y para este diseño en particular los requerimientos son los siguientes:

- $e_{ss} < 5\%$
- $\%SD = 0\%$
- $t_r > 0,5 s$

Aplicando el algoritmo de diseño del controlador por atraso a través del método frecuencial (Cerrada (2008)), se obtienen los parámetros del controlador 5.28:

$$K_{cp} = 0,7149 \quad \beta = 125,89 \quad T = 0,2381 \quad (5.28)$$

Con lo cual se obtiene la función de transferencia del controlador 5.29:

$$G_c(s) = \frac{0,7149 s + 3,003}{s + 0,03336} \quad (5.29)$$

Y así se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado con realimentación unitaria 5.30:

$$G_c(s) = \frac{0,7149 s + 3,003}{1,42 \times 10^{-10} s^4 + 6,969 \times 10^{-6} s^3 + 0,009454 s^2 + 1,715 s + 3,036} \quad (5.30)$$

Además, tomando las equivalencias mostradas anteriormente entre los parámetros teóricos del controlador y los físicos, se tiene 5.31:

$$T = R_1 C_1 = 0,2381 \quad \beta = \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} = 125,8925 \quad K_{cp} = \frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} = 0,7149 \quad (5.31)$$

lo que implica que los valores para los parámetros físicos son 5.32:

$$\begin{aligned} R_1 &= 4927 \Omega \approx 5100 \Omega & R_2 &= 140000 \Omega \approx 62000 \Omega & R_3 &= 160 \Omega & R_4 &= 432,64 \Omega \approx 470 \Omega \\ C_1 &= 47 \mu F & C_2 &= 100 \mu F \end{aligned} \quad (5.32)$$

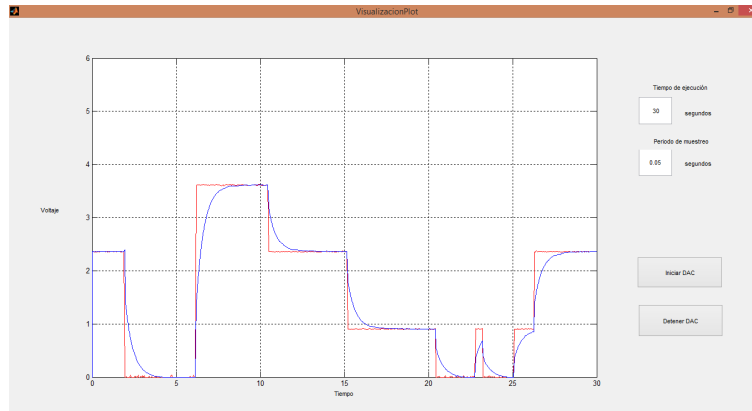


Figura 5.19: Visualización del sistema controlado en lazo cerrado (señal azul) ante entrada escalón (señal roja).

Una vez obtenidos los valores, se hizo el montaje directamente en el LCBox obteniéndose resultados exitosos ya que el sistema real seguía la referencia con un comportamiento similar al simulado (véase figura 5.19).

Y finalmente, al tomar los datos de la salida del sistema a través del archivo .txt que se crea en cada ejecución del visualizador, se observa la similitud entre el proceso simulado y el real (véase figura 5.20).

5.4.2 Control por adelanto-atraso sobre el sistema de segundo orden

Esta prueba fue aplicada sobre el sistema de segundo orden para corroborar que se puede usar el controlador adelanto-atraso con los dos sistemas incluidos en el LCBox. A dicho sistema se le asignaron los valores 5.33:

$$C1 = 0,22 \mu F \quad C2 = 3,3 \mu F \quad R1 = 120 \Omega \quad R2 = 470 \Omega \quad (5.33)$$

resultando la función de transferencia 5.34:

$$G(s) = \frac{1}{3,83 \times 10^{-7} s^2 + 0,002528 s + 1} \quad (5.34)$$

Por otro lado, la función de transferencia del controlador por adelanto-atraso es:

$$G_c(s) = G_{c1}(s)G_{c2}(s) = K_c \alpha \frac{1 + T_1 s}{1 + \alpha T_1 s} \beta \frac{1 + T_2 s}{1 + \beta T_2 s} \quad 0 < \alpha < 1, \beta > 1 \quad (5.35)$$

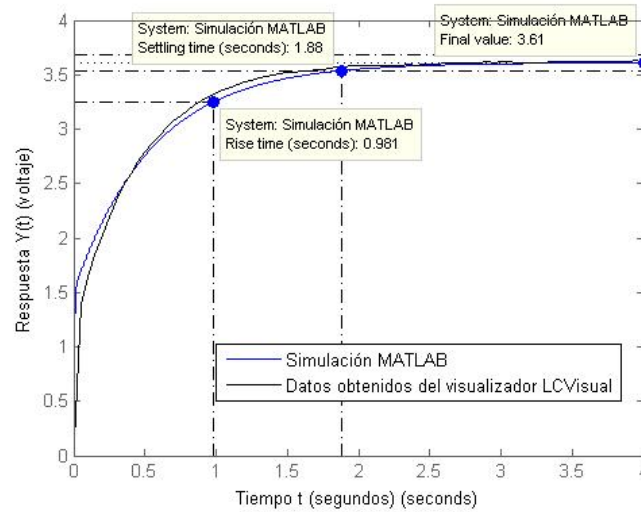


Figura 5.20: Comparación de la curva de salida del LCBox para el controlador por atraso con respecto a las simulaciones hechas en Matlab y PSIM.

Y para este diseño en particular los requerimientos son los siguientes:

- $e_{ss} < 3\%$
- $\%SD = 0\%$
- $0,25 < t_r < 0,5 \text{ s}$

En este caso, se trabaja con ese tiempo de subida para mostrar que al trabajar con tiempos menores a 0,5 s se puede producir pérdida significativa en los datos obtenidos del transitorio a un tiempo de muestreo de 0,05 s (el mínimo permitido por la interfaz desarrollada en Matlab).

Aplicando el algoritmo de diseño del controlador adelanto-atraso por el método frecuencial (Cerrada (2008)), se obtienen los parámetros 5.36 del controlador:

$$K_c = 3,9379 \quad \alpha = 0,2870 \quad \beta = 40,7380 \quad T_1 = 9,9827^{-5} \quad T_2 = 0,1 \quad (5.36)$$

siendo la función de transferencia del controlador 5.37:

$$G_c(s) = \frac{3,935s^2 + 3,946 \times 10^4 s + 3,942 \times 10^5}{s^2 + 3,491 \times 10^4 + 8569} \quad (5.37)$$

La función de transferencia en lazo cerrado con realimentación unitaria sería la descrita en 5.38:

$$G_{lc}(s) = \frac{3,935s^2 + 3,946 \times 10^4 s + 3,942 \times 10^5}{3,83 \times 10^{-7} s^4 + 0,0159 s^3 + 93,19 s^2 + 7,439 \times 10^4 s + 4,027 \times 10^5} \quad (5.38)$$

Además, al tomarse las equivalencias entre los parámetros teóricos y físicos del controlador, se tiene 5.39:

$$\begin{aligned} T_1 &= (R_1 + R_3)C_1 = 3,4633 \times 10^{-4} & T_2 &= R_2 C_2 = 0,0028 \\ \alpha_1 &= \frac{R_1}{R_1 + R_3} = 0,2169 & \beta &= \frac{R_2 + R_4}{R_2} = 5,7544 \\ K_c &= \frac{R_6}{R_5} \frac{R_4}{R_3} \frac{R_1 + R_3}{R_4 + R_2} \frac{R_2}{R_1} = 48,0717 \end{aligned} \quad (5.39)$$

Se obtiene como resultado los valores 5.40 para los parámetros físicos (las aproximaciones hechas son para encontrar cercanía con respecto a valores comerciales de cada componente.).

$$\begin{aligned} R_1 &= 330 \, \Omega & R_2 &= 1.800 \, \Omega \\ R_3 &= 650,08 \, \Omega \approx 680 \, \Omega & R_4 &= 68.299 \, \Omega \approx 68.000 \, \Omega \\ C_1 &= 0,1 \, \mu F & C_2 &= 100 \, \mu F \\ R_5 &= 1.800 \, \Omega & R_6 &= 613,13 \, \Omega \approx 610 \, \Omega \end{aligned} \quad (5.40)$$

Una vez obtenidos los valores, se hizo el montaje directamente en el LCBox obteniéndose resultados exitosos ya que el sistema real seguía la referencia con un comportamiento similar al simulado (véase figura 5.21). Y finalmente, al tomar los datos de la salida del sistema a través del archivo .txt que se crea en cada ejecución del visualizador, se pudo observar que el estado transitorio tiene un comportamiento particular que pudiera indicar que hay una pérdida de datos (véase figura 5.22), sin embargo se aprecia cierta similitud.

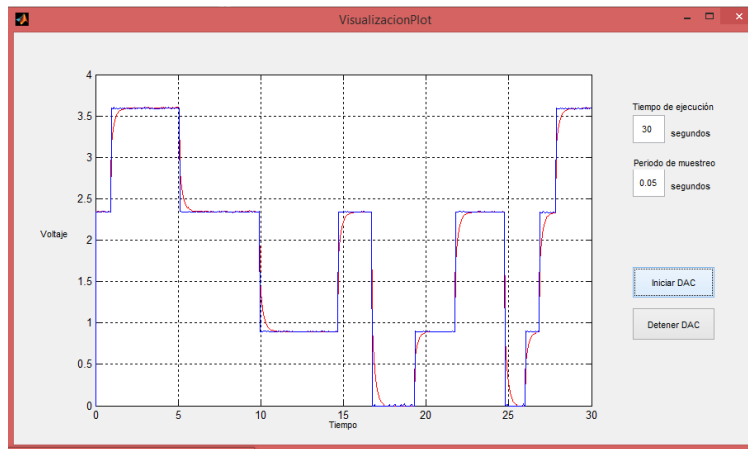


Figura 5.21: Visualización del comportamiento de la respuesta del sistema controlado (señal roja) ante la entrada escalón de valores variables (señal azul).

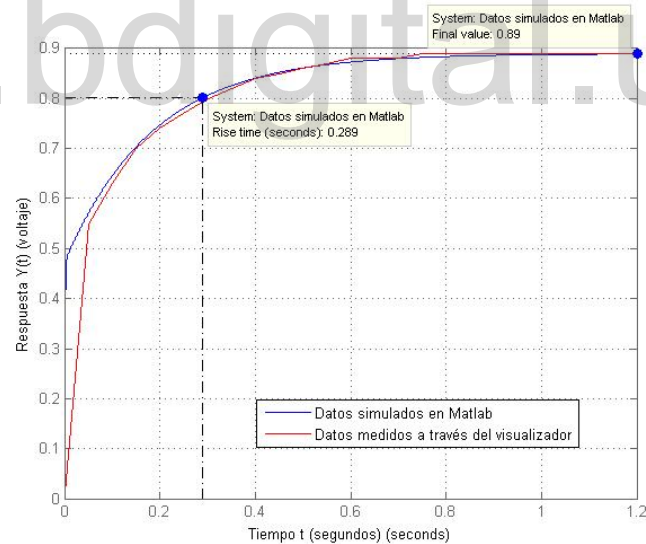


Figura 5.22: Comparación de la curva de salida del LCBox para el controlador por atraso con respecto a las simulaciones hechas en Matlab.

Capítulo 6

Conclusiones y Recomendaciones

6.1 Conclusiones

El LCBox es un módulo de control analógico con controladores del tipo adelanto, atraso y adelanto-atraso que ayuda al usuario a entender la funcionalidad de los parámetros físicos en la práctica al hacer control. Esta plataforma fue construida, y se validó experimentalmente a través de pruebas sobre la misma las cuales se consideraron exitosas y fueron incluidas en el presente trabajo de grado.

Para una mejor comprensión del trabajo realizado se investigaron distintas bibliografías concernientes a la teoría de diseño e implementación de controladores por adelanto, atraso y adelanto-atraso.

Se implementó el circuito electrónico para los tres tipos de controladores (adelanto, atraso y adelanto-atraso) y se realizaron pruebas para comprobar el correcto funcionamiento del mismo sobre sistemas electrónicos de segundo y tercer orden previamente seleccionados.

El proceso de construcción del módulo inició al diseñar el esquema electrónico completo, entonces se fabricó el circuito impreso y finalmente el caparazón o la caja en donde se introdujo dicho circuito, dando como resultado final una plataforma didáctica que permita a los interesados experimentar con las variaciones de los parámetros de dichos controladores ante determinados sistemas.

Incluso, con el fin de que los usuarios conozcan de antemano el comportamiento de los parámetros de los controladores sobre el sistema, se varió cada parámetro por separado y se analizó cualitativamente el comportamiento del sistema controlado a través de las siguientes especificaciones de salida: Porcentaje de sobredisparo $\%SD$, tiempo de subida t_r , tiempo de asentamiento t_s y valor

en estado estacionario e_{ss} . Así, al utilizar el módulo de control, cada usuario podría saber cómo va a actuar el parámetro a variar, sin embargo, no se especifica numéricamente esa variación.

Cabe destacar que el caparazón del LCBox fue diseñado con dibujos referentes a los controladores y los sistemas en donde se indica si debe ir un componente u otro, para mejor comprensión por parte del usuario; e incluso se adicionó un manual con el mismo fin.

Además, con la finalidad de que los estudiantes de la teoría de control observen características que son poco apreciadas a través de las simulaciones, se desarrolló una interfaz gráfica que permite visualizar en tiempo real los cambios inducidos en el módulo de control.

Por otra parte, la construcción del LCBox permitirá observar las diferencias presentes entre las simulaciones donde se presenten situaciones ideales y la realidad, donde generalmente hay presencia de ruido, perturbaciones, etc.

A largo plazo, se pretende que a partir del diseño y construcción del LCbox, sea factible su reproducción y mejora para el uso de diversos estudiantes interesados en el área, ya que el LCBox cuenta también con la ventaja de que es un módulo construido a bajo costo.

6.2 Recomendaciones

- Se puede diseñar un módulo de control didáctico parecido, pero con otros tipos de controladores, por ejemplo, un controlador PID.
- Se puede cambiar la configuración de los sistemas de segundo y tercer orden, variándose la forma de los circuitos, colocándose inductancias o intercambiando capacitores por resistencias y viceversa.
- En pruebas futuras, además de la salida del sistema, se puede visualizar la señal de control para observar el comportamiento de la misma.
- Se puede probar cada controlador con sistemas externos al módulo de control.
- Ampliar el conocimiento que se tiene sobre la influencia de los parámetros físicos de los controladores sobre los sistemas y describirlos de forma cuantitativa, estableciendo así rangos de valores en los cuales en los que, por ejemplo, podría determinarse si el controlador actuará por adelanto o por atraso de fase.
- En lo que corresponde al visualizador, se recomienda trabajar con tiempos de muestreo más pequeños para observar en tiempo real mayor variedad de configuraciones de sistemas

eléctricos. Una propuesta para esta mejora sería desarrollarlo en lenguajes como C, C++ o Python.

- En lo que respecta al controlador por adelanto, debe considerarse, al hacer el diseño, que este aporta un máximo de 90° de fase, sin embargo, para su aplicación eficiente en el LCBox se recomienda que dicho controlador no aporte más de 60° de fase.

www.bdigital.ula.ve

Bibliografía

Bandyopadhyay, M. N. (2002), *Control Engineering: Theory And Practice*, Prentice-Hall of India, India.

Cerrada, M. (2008), 'Diseño de controladores adelanto-atraso'. Diapositivas utilizadas por la prof. Mariela Cerrada.

Chernous'ko, F. (2005), 'Analysis and optimization of the motion of a body controlled by means of a movable internal mass', *Journal of Applied Mathematics and Mechanics* **70**(7), 819–842.

Coronel, M. (2014), 'Unidad iii: Compensación bode'. Diapositivas utilizadas por la prof. María Coronel.

Crespo, J. E. (2012), 'Arduino uno a fondo. mapa de pines.'.

URL: <https://aprendiendoarduino.wordpress.com/2016/06/27/arduino-uno-a-fondo-mapa-de-pines-2/>

Dorf, R. & Bishop, R. (1998), *Sistemas de control moderno*, PEARSON Prentice Hall, Espana.

Dorf, R. C. & Svoboda, J. A. (2011), *Circuitos Eléctricos*, Alfaomega, México.

Kuo, B. (1996), *Sistemas de control automático*, Prentice Hall, Mexico.

Nise, N. S. (2004), *Control Systems Engineering*, John Willey and Sons, Estados Unidos de América.

Ogata, K. (1998), *Ingeniería de control moderna*, PEARSON Prentice Hall, México.

Rodíc, A. (2009), *Automation and Control - Theory and Practice*, InTech, Vienna.

Sanchez, J. (2009), Diseno y construcción de un controlador pid analógico, Technical report, Universidad de los Andes, Venezuela.

Semiconductor, F. (2006), *LM78XX/LM78XXA 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator*, Fairchild Semiconductor Corporation.

Semiconductor, N. (1995), *LM79XX 3-Terminal Negative Voltage Regulator*, National Semiconductor Corporation.

Smith, C. A. & Corripio, A. B. (2000), *Control automático de procesos - Teoría y Práctica*, Limusa, México.

www.bdigital.ula.ve

Apéndice A

Código de *Arduino* utilizado en la implementación de la interfaz gráfica de la visualización en tiempo real

www.bdigital.ula.ve

```
/* Aquí se declara que se quiere usar el pin analógico 2, y se llamará analogPin */  
int analogPin0 = 2;  
int analogPin1 = 5;  
  
float v0 = 4.98; // Valor real de la alimentacion de Arduino, Vcc  
float V1, V0;  
float t;  
float t0=0.05;  
  
char pause='y';  
  
// Se define el preescalador ADC  
const unsigned char PS_16 = (1 << ADPS2);  
  
// Setup the serial port and pin 2  
void setup() {  
    Serial.begin(115200); //Se establece el numero de baudios
```

```
// set up the ADC
ADCSRA &= ~PS_128; // Elimina los bits preestablecidos por la biblioteca de arduino

ADCSRA |= PS_16; // Se establece el uso del prescalador
}

void loop() {
    while(pause=='y'){

        if (Serial.available()>0){ //Si hay datos disponibles en el serial
            delay(50); // Se espera a que se terminen de recibir
            pause=Serial.read(); // Se lee el primer dato -byte-
            Serial.flush(); //Se limpia el serial
            if(pause!='n')
                pause='y';
        }
    }

    while(pause=='n'){

        if (Serial.available()>0){ //Si hay datos disponibles en el serial
            delay(50); // Se espera a que se terminen de recibir
            pause=Serial.read(); // Se lee el primer dato
            Serial.flush(); // Se limpia el serial
            if(pause!='y')
                pause='n';
            else if(pause=='y'){
                break;
            }
        }
    }

    V0 = ((analogRead(analogPin0))*v0)/1024.00;
    V1 = ((analogRead(analogPin1))*v0)/1024.00;

    Serial.println(V0);
    delay(t0*1000);
    Serial.println(V1);
    delay(t0*1000);
}

/*    t = micros()/1000000;
```

```
    V0 = ((analogRead(analogPin0))*v0)/1024.00;  
    V1 = ((analogRead(analogPin1))*v0)/1024.00;  
  
    // Serial.print(t);  
    // Serial.print(" , ");  
    Serial.println(V0);  
    delay(t0*1000);  
    Serial.println(V1);  
    delay(t0*1000); */  
}
```

www.bdigital.ula.ve

Apéndice B

Código de *Matlab* utilizado en la implementación de la interfaz gráfica de la visualización en tiempo real

```
function varargout = VisualizacionPlot(varargin){

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',   gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @VisualizacionPlot_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',  @VisualizacionPlot_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',  [], ...
                  'gui_Callback',    []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
```

```

else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT
}

% — Executes just before VisualizacionPlot is made visible.
function VisualizacionPlot_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin){
% Choose default command line output for VisualizacionPlot
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

delete(instrfind({'Port'},{'COM3'}))
clear a;
global a

a = serial('COM3', 'BaudRate', 115200); % setup comport
fopen(a); % Open comport
}

% — Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = VisualizacionPlot_OutputFcn(hObject, eventdata, handles){
% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

% — Executes on button press in DAC-button.
function DAC_button_Callback(hObject, eventdata, handles)
global k a datos
x=0;
y1=0;
y2=0;

fwrite(arduino, handles.sampleRate, 'float');
datos = fopen('datos.txt', 'w+');

cla
handles = guidata( hObject );
for k=0:handles.sampleRate:handles.exeTime
    tic
    datos1=fscanf(a, '%f'); % receive ADC1

```

```

    datos2=fscanf(a, '%f '); % receive ADC2
    x=[x,k];
    y1=[y1,datos1];
    %y2=[y2,datos2];
    fprintf(datos, '%4.4f_%4.4f_%4.4f_\r\n', k, y1, y2);
    %fprintf(datos, '%4.4f_%4.4f_%4.4f_\r\n', k, datos1, datos2);
    %plot(x,y1, 'r',x,y2, 'b');

    fprintf(datos, '%4.4f_%4.4f_\r\n', k, datos1);
    plot(x,y1, 'r');

    axis([0 handles.exeTime 0 6]);
    grid on;

    if(handles.sampleRate<0.08)
        pause(0.001);
    else
        pause(handles.sampleRate-0.06);
    end
    toc
end

if(k==handles.exeTime)
    fclose(datos);
    pause(60);
    cla
end
}

function edit_text_samples_Callback(hObject, eventdata, handles){
handles.exeTime=get(hObject, 'String');
handles.exeTime=str2double(handles.exeTime);
guidata(hObject, handles);
}

% — Executes during object creation, after setting all properties.
function edit_text_samples_CreateFcn(hObject, eventdata, handles){
if ispc && isequal(get(hObject, 'BackgroundColor'), get(0, 'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject, 'BackgroundColor', 'white');
end
}

```

```
% — Executes on button press in DAC_stop.
function DAC_stop_Callback(hObject, eventdata, handles){
    global datos
    datos = fopen('datos.txt');
    fclose(datos)
    pause(60);
    cla
}

function edit2_Callback(hObject, eventdata, handles){
    handles.sampleRate=get(hObject, 'String');
    handles.sampleRate=str2double(handles.sampleRate);
    guidata(hObject, handles);
}

% — Executes during object creation, after setting all properties.
function edit2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles){
    if ispc && isequal(get(hObject, 'BackgroundColor'), get(0, 'defaultUicontrolBackgroundColor'))
        set(hObject, 'BackgroundColor', 'white');
    end
}
```

www.bdigital.ula.ve

Apéndice C

Manual de usuario del LCBox.

Introducción

El control de adelanto de fase por lo general mejora el tiempo de levantamiento y el amortiguamiento, mientras que el control de atraso de fase mejora el amortiguamiento pero por lo regular resulta en tiempos de levantamiento y asentamiento muy grandes. Por tanto, cada uno de estos esquemas de control tienen sus ventajas, desventajas y limitaciones. En consecuencia, es natural, cuando sea necesario, considerar emplear una combinación de los controladores de atraso y adelanto, por lo que se emplean las ventajas de ambos esquemas (Kuo (1996)).

Características

- Incluye controlador por adelanto o atraso con parámetros físicos (capacitores y resistencias) que pueden ser intercambiados por el usuario.
- Incluye controlador por adelanto-atraso con parámetros físicos (capacitores y resistencias) que pueden ser intercambiados por el usuario.
- Incluye sistema eléctrico de segundo orden con parámetros físicos (capacitores y resistencias) que pueden ser intercambiados por el usuario.
- Incluye sistema eléctrico de tercer orden con parámetros físicos (capacitores y resistencias) que pueden ser intercambiados por el usuario.
- Contiene circuitos de protección de las entradas.
- Facilidad para reemplazar amplificadores y fusible en caso de sobrecargas o cortocircuitos.

Modo de uso del módulo LCBox

A continuación se describirá el modo recomendado para utilizar satisfactoriamente el LCBox.

1. Se escoge el controlador a utilizar (adelanto, atraso o adelanto-atraso) y el sistema a controlar (sistemas de segundo y tercer orden incluidos en el LCBox).
2. Se escogen los valores de resistencias y capacitores para el sistema que se va a controlar, previendo que estos valores se consigan en el mercado.
3. Se diseña el controlador por adelanto o atraso en función a las especificaciones del sistema que se desean mejorar. Este proceso de diseño se puede realizar de varias maneras, tanto a través del lugar de las raíces como también utilizando la respuesta frecuencial.

En el caso de diseñar un controlador adelanto-atraso, se debe recordar que ese controlador consta por separado de un controlador por adelanto de fase y un controlador por atraso de fase, por lo tanto el proceso de diseño es en cascada.

4. Una vez obtenidos los parámetros de diseño K_c , T y α o β de cada controlador, se hallan las equivalencias para todos sus parámetros físicos (resistencias y capacitores), y que cada valor de las resistencias y capacitores se aproxima al valor comercial más cercano.
5. Una vez adquiridos los capacitores y resistencias correspondientes, estos se introducen en los conectores que contiene el LCBox, donde se indica gráficamente cuál es el controlador por adelanto, atraso o adelanto atraso. Además, se conecta un cable desde la salida del controlador escogido hasta la entrada del sistema a controlar que se seleccionó previamente.
6. Con respecto a la conexión de las entradas ubicadas en el extremo izquierdo del LCBox:
 - En el borne azul (donde se lee "Entrada") se conecta la entrada de referencia, la cual puede provenir de una fuente de voltaje DC o un generador de señales.
 - El borne negro (donde se lee "Tierra") se conectará a la tierra del circuito, ya sea a través de la tierra de la entrada de referencia o de la tierra de la alimentación de 12 V y -12 V, ya que todos los puntos de tierra deben estar interconectados.
 - En el borne rojo (donde se lee "12 Volts"), se conecta la alimentación de voltaje positivo que va para los amplificadores operacionales (véase la tabla C.1).
 - En el borne rojo (donde se lee "-12 Volts"), se conecta la alimentación de voltaje negativo que va para los amplificadores operacionales (véase la tabla C.1).

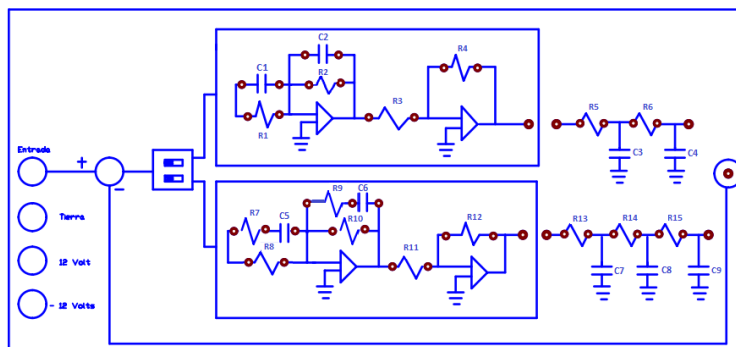


Figura C.1: Parte superior del módulo LCBox con etiquetas sobre los componentes.

- Finalmente, para poder visualizar, se toma un cable desde la salida del sistema hasta el borne negro en el extremo derecho del LCBox para cerrar el lazo, y a través del borne se puede hacer una conexión ya sea hacia un osciloscopio para visualizar el sistema controlado, o hacia una tarjeta de adquisición de datos para poder guardar los datos obtenidos.

Especificaciones técnicas.

Símbolo en la imagen C.1	Valor límite mínimo	Valor límite máximo
Entrada	-15 V	+15 V
12 Volts	7,5 V	35 V
-12 Volts	-35 V	-6,1 V
C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9	0,1 μF	100 μF
R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15	39 Ω	180k Ω

Tabla C.1: Rango de funcionamiento del módulo LCBox.

Posibles usos.

- Estudiar la respuesta provocada por el controlador por adelanto en los sistemas de tercer o segundo orden incluidos (o en algún sistema externo).
- Estudiar la respuesta provocada por el controlador por atraso en los sistemas de tercer o segundo orden incluidos (o en algún sistema externo).
- Estudiar las características del controlador adelanto, atraso o adelanto-atraso.
- Utilizar los controladores incluidos en el LCBox para estudiar sistemas externos al mismo.

Resumen de la influencia de los parámetros electrónicos del controlador por adelanto o atraso sobre el sistema de segundo orden

	%SD	t_r	t_s	e_{ss}
Aumento de R_1	menor	mayor	menor	mayor
Disminución de R_1	mayor	menor	mayor	menor
Aumento de R_2	mayor	menor	mayor	menor
Disminución de R_2	menor	mayor	menor	mayor
Aumento de R_3	menor	mayor	—	mayor
Disminución de R_3	mayor	menor	—	menor
Aumento de R_4	mayor	menor	—	menor
Disminución de R_4	menor	mayor	—	mayor
Aumento de C_1	—	menor	—	mayor
Disminución de C_1	—	mayor	—	menor
Aumento de C_2	menor	mayor	mayor	—
Disminución de C_2	mayor	menor	menor	—

Tabla C.2: Resumen de la influencia de los parámetros electrónicos del controlador por adelanto o atraso sobre el sistema de segundo orden.

Resumen de la influencia de los parámetros electrónicos del controlador adelanto-atraso sobre el sistema de tercer orden

	%SD	t_r	t_s	e_{ss}
Aumento de R_1	menor	mayor	menor	mayor
Disminución de R_1	mayor	menor	mayor	menor
Aumento de R_2	mayor	menor	mayor	menor
Disminución de R_2	menor	mayor	menor	mayor
Aumento de R_3	menor	mayor	—	mayor
Disminución de R_3	mayor	menor	—	menor
Aumento de R_4	mayor	menor	—	menor
Disminución de R_4	menor	mayor	—	mayor
Aumento de R_5	menor	mayor	—	mayor
Disminución de R_5	mayor	menor	—	menor
Aumento de R_6	mayor	menor	—	menor
Disminución de R_6	menor	mayor	—	mayor
Aumento de C_1	—	menor	—	mayor
Disminución de C_1	—	mayor	—	menor
Aumento de C_2	menor	mayor	mayor	—
Disminución de C_2	mayor	menor	menor	—

Tabla C.3: Resumen de la influencia de los parámetros electrónicos del controlador adelanto-atraso sobre el sistema de tercer orden.