



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

TEMA:

**Control adaptativo para control de velocidad y ángulo en motores DC
para robots móviles**

AUTOR:

Jurado Jaramillo, Jorge Luis

Trabajo de Titulación previo a la obtención del título de
INGENIERO ELECTRÓNICO EN CONTROL Y AUTOMATISMO

TUTOR:

Córdova Rivadeneira, Luis Silvio

Guayaquil, Ecuador

22 de Marzo del 2019



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr.
Jurado Jaramillo, Jorge Luis como requerimiento para la obtención del
título de **INGENIERO ELECTRÓNICO EN CONTROL Y AUTOMATISMO**.

TUTOR

M.Sc. Córdova Rivadeneira, Luis Silvio

DIRECTOR DE CARRERA

M.Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

Guayaquil, a los 22 días del mes de marzo del año 2019



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Jurado Jaramillo, Jorge Luis**

DECLARÓ QUE:

El trabajo de titulación “**Control adaptativo para control de velocidad y ángulo en motores DC para robots móviles**” previo a la obtención del Título de **Ingeniero Electrónico en Control y Automatismo**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, a los 22 días del mes de Marzo del año 2019

EL AUTOR

JURADO JARAMILLO, JORGE LUIS



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

AUTORIZACIÓN

Yo, **Jurado Jaramillo, Jorge Luis**

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: “**Control adaptativo para control de velocidad y ángulo en motores DC para robots móviles**”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

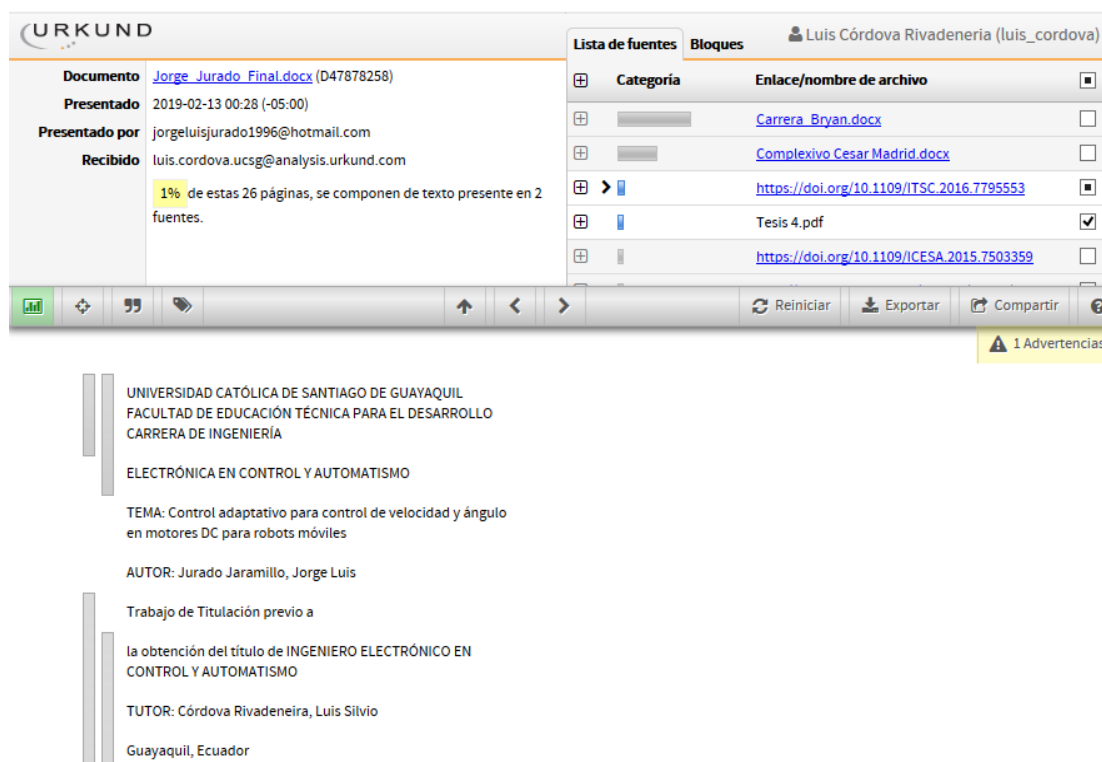
Guayaquil, a los 22 días del mes de Marzo del año 2019

EL AUTOR

JURADO JARAMILLO, JORGE LUIS

REPORTE DE URKUND

Documento: Trabajo de Titulación
Título del Trabajo: “Control adaptativo para control de velocidad y ángulo en motores DC para robots móviles”
Carrera: Ingeniería electrónica en control y automatismo
Estudiante: JORGE LUIS JURADO JARAMILLO
Semestre: B-2018
Fecha: Febrero 2019



The screenshot displays the URKUND interface. On the left, document details are shown: 'Documento: Jorge_Jurado_Final.docx (D47878258)', 'Presentado: 2019-02-13 00:28 (-05:00)', 'Presentado por: jorgeluisjurado1996@hotmail.com', and 'Recibido: luis.cordova.ucsg@analysis.orkund.com'. A yellow highlight indicates '1% de estas 26 páginas, se componen de texto presente en 2 fuentes.' On the right, a 'Lista de fuentes' table lists sources with columns for 'Categoría' and 'Enlace/nombre de archivo'. The table includes entries like 'Carrera Bryan.docx', 'Complejivo Cesar Madrid.docx', 'https://doi.org/10.1109/ITSC.2016.7795553', 'Tesis 4.pdf', and 'https://doi.org/10.1109/ICESA.2015.7503359'. A bottom toolbar contains icons for PDF, search, and navigation, along with buttons for 'Reiniciar', 'Exportar', and 'Compartir'. A yellow warning box at the bottom right shows '1 Advertencias'.

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL
FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA

ELECTRÓNICA EN CONTROL Y AUTOMATISMO

TEMA: Control adaptativo para control de velocidad y ángulo en motores DC para robots móviles

AUTOR: Jurado Jaramillo, Jorge Luis

Trabajo de Titulación previo a

la obtención del título de INGENIERO ELECTRÓNICO EN CONTROL Y AUTOMATISMO

TUTOR: Córdova Rivadeneira, Luis Silvio

Guayaquil, Ecuador

Conclusión: La revisión de coincidencias del resultado de la revisión, considera la desactivación de la información de texto de formatos de presentación de trabajos de titulación en la UCSG. Se adjunta documento de reporte de URKUND de la Revisión Final en medio digital. Porcentaje de coincidencia final de 1%.

Atentamente,

M.Sc. Luis Córdova Rivadeneira
DOCENTE-TUTOR

DEDICATORIA

A Dios.

Le doy gracias a Dios por haberme dado la oportunidad de llegar hasta este punto y haberme brindado salud para lograr mis objetivos planteados, además por darme fuerzas y amor.

A mis padres

Por haberme apoyado en todo momento, por sus consejos, sus valores, por la motivación constante que me ha permitido ser una persona de bien, pero más que nada, por su amor. Por los ejemplos de perseverancia y constancia que lo caracterizan y que me ha infundado siempre, por el valor mostrado para salir adelante y por su amor.

A mis hermanos.

A mis dos hermanos por ser mis compañeros de toda la vida, que en momentos buenos y malos me han extendido su mano para seguir adelante, además por los consejos brindados y cariño.

Finalmente, a mis maestros, aquellos que marcaron cada etapa de mi camino universitario, y que me ayudaron en asesorías y dudas presentadas en la elaboración de la tesis. A mis padres por ser el pilar fundamental en todo lo que soy, en toda mi educación, tanto académica, como de la vida, por su incondicional apoyo perfectamente mantenido a través del tiempo. Todo este trabajo ha sido posible gracias a ellos

EL AUTOR

JURADO JARAMILLO, JORGE LUIS

AGRADECIMIENTO

Quiero expresar mi gratitud a Dios, quien con su bendición llena siempre mi vida y a toda mi familia por estar siempre presentes.

Mi profundo agradecimiento a todas las autoridades y personal que hacen la Universidad Católica De Santiago De Guayaquil, por confiar en mí, abrireme las puertas para así poder terminar con uno de mis objetivos.

De igual manera mis agradecimientos a toda la Facultad de Educación Técnica Para el Desarrollo, a mis profesores en especial a Ing. Fernando Palacios, Ing. Luis Córdova quienes con la enseñanza de sus valiosos conocimientos hicieron que pueda crecer día a día como profesional, gracias a cada una de ustedes por su paciencia, dedicación, apoyo incondicional y amistad.

Finalmente quiero expresar mi más grande y sincero agradecimiento al Ing. Luis Córdova, principal colaborador durante todo este proceso, quien con su dirección, conocimiento, enseñanza y colaboración permitió el desarrollo de este trabajo de titulación.

EL AUTOR

JURADO JARAMILLO, JORGE LUIS



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y
AUTOMATISMO

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____

M.Sc. ROMERO PAZ, MANUEL DE JESÚS
DECANO

f. _____

M.Sc. PALACIOS MELÉNDEZ, EDWIN FERNANDO
COORDINADOR DE ÁREA

f. _____

M.Sc. BOHORQUEZ ESCOBAR, CELSO BAYARDO
OPONENTE

Índice General

| | |
|--|-----|
| Índice de Figuras | XII |
| Índice de Tablas..... | XIV |
| Resumen | XV |
| Capítulo 1: Generalidades del trabajo de titulación..... | 2 |
| 1.1. Introducción..... | 2 |
| 1.2. Antecedentes. | 3 |
| 1.3. Definición del Problema..... | 3 |
| 1.4. Justificación del Problema..... | 3 |
| 1.5. Objetivos del Problema de Investigación..... | 4 |
| 1.5.1. Objetivo General..... | 4 |
| 1.5.2. Objetivos Específicos. | 4 |
| 1.6. Hipótesis..... | 4 |
| 1.7. Metodología de Investigación..... | 5 |
| Capítulo 2: Fundamentos teóricos de diseño de controladores PID | 6 |
| 2.1. Introducción..... | 6 |
| 2.2. Criterios de diseño. | 6 |
| 2.3. Estructuras controladoras..... | 7 |
| 2.4. Principios de diseño. | 8 |
| 2.5. Criterios de zona de definición de frecuencia y tiempo | 9 |
| 2.5.1. Criterios de respuesta de escalón unitario y zona de definición de tiempo..... | 10 |
| 2.5.2. Criterios de zona de definición de frecuencia. | 12 |
| 2.6. Diseño con controladores PD..... | 15 |
| 2.7. Diseño con controladores PI. | 17 |
| 2.8. Diseño con controlador PID..... | 18 |

| | |
|---|----|
| Capítulo 3: Implementación, Simulación y Resultados obtenidos..... | 20 |
| 3.1. Motor DC..... | 20 |
| 3.2. Materiales..... | 20 |
| 3.2.1. Arduino UNO | 20 |
| 3.2.2. Controlador L293D. | 21 |
| 3.2.3. Motor DC y codificador óptico..... | 22 |
| 3.3. Medición de la respuesta del sistema con respecto a diferentes valores de K_p | 23 |
| 3.3.1. PWM..... | 24 |
| 3.3.2. Interrupciones externas | 25 |
| 3.3.3. Control de posición..... | 26 |
| 3.3.3.1. Mejora de la precisión del sistema de medición. | 26 |
| 3.3.3.2. El proceso de medición de la velocidad del motor de CC en función de la tensión..... | 28 |
| 3.4. Determinación de los coeficientes K_p cambiando a oscilaciones amortiguadas..... | 31 |
| 3.4.1. Error de estado estacionario..... | 34 |
| 3.4.2. Adición de miembros integrador y diferenciador..... | 36 |
| 3.5. Robot móvil. | 36 |
| 3.5.1. Saltar cambiar valor objetivo | 37 |
| 3.5.2. Valores recomendados..... | 38 |
| 3.6. Resultados obtenidos..... | 38 |
| 3.6.1. Motor DC. | 38 |
| 3.6.1.1. Valor recomendado | 39 |
| 3.6.1.2. Discusión de los resultados. | 43 |
| 3.6.2. Robot móvil..... | 44 |
| 3.6.2.1. Discusión de los resultados. | 46 |

| | |
|---|----|
| CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES..... | 47 |
| 4.1. Conclusiones..... | 47 |
| 4.2. Recomendaciones..... | 48 |
| Bibliografía..... | 49 |

Índice de Figuras

Capítulo 2

| | |
|--|----|
| Figura 2. 1: Diagrama de bloque del sistema dinámico de control..... | 7 |
| Figura 2. 2: Diagrama de bloques del sistema de compensación en serie. ... | 8 |
| Figura 2. 3: Gráfica correspondiente a la respuesta de escalón unitarios para un sistema de control lineal. | 10 |
| Figura 2. 4: Diagrama de bloques de un sistema dinámico de segundo orden. | 11 |
| Figura 2. 5: Gráfica de amplitud y fase de un filtro ideal pasa bajo..... | 13 |
| Figura 2. 6: Gráfica correspondiente a la resonancia pico para obtención de estabilidad relativa. | 13 |
| Figura 2. 7: Criterios del diagrama de bode..... | 15 |
| Figura 2. 8: Diagrama de bloques del sistema de control PD. | 15 |
| Figura 2. 9: Diagrama de bloques del sistema de control PI..... | 17 |
| Figura 2. 10: Diagrama de bloques del sistema de control PI..... | 19 |

Capítulo 3

| | |
|---|----|
| Figura 3. 1: Circuito integrado del microcontrolador ATmega328P..... | 20 |
| Figura 3. 2: Tarjeta ARDUINO UNO incorporado el microcontrolador ATmega328P..... | 21 |
| Figura 3. 3: Esquemático funcional del puente H – L293D..... | 21 |
| Figura 3. 4: Motor DC con encoder óptico de Pololu. | 22 |
| Figura 3. 5: Motor DC con encoder óptico de Pololu. | 23 |
| Figura 3. 6: Gráfica que muestra los valores en los sensores cuando el motor pasa del estado de reposo al movimiento..... | 23 |
| Figura 3. 7: Esquemático del circuito electrónico propuesto..... | 24 |
| Figura 3. 8: Gráficas de operación de la modulación de ancho de pulso (PWM). | 25 |

| | |
|---|----|
| Figura 3. 9: Representación gráfica de la respuesta del motor DC aplicados 5 V. | 28 |
| Figura 3. 10: Representación gráfica de la velocidad circular en función de la tensión. | 30 |
| Figura 3. 11: Procesos de dirigir un sistema proporcional o integrado. | 31 |
| Figura 3. 12: Determinación de extremos locales durante un intervalo dado. | 33 |
| Figura 3. 13: Visualización de las oscilaciones del sistema a diferentes valores de coeficiente de ganancia proporcional..... | 34 |
| Figura 3. 14: Respuesta del controlador proporcional cuando el error de estado estacionario es menor que la resolución del sistema de medición... | 35 |
| Figura 3. 15: Respuesta del controlador proporcional cuando el error de estado estacionario es menor que la resolución del sistema de medición... | 35 |
| Figura 3. 16: Vista inferior y superior del robot seguidor de línea utilizado para el desarrollo del controlador PID..... | 37 |
| Figura 3. 17: Diagrama de flujo del control para motor DC..... | 38 |
| Figura 3. 18: Resultados de medición..... | 40 |
| Figura 3. 19: Representación gráfica del diagrama de caja para valor K_p recomendado..... | 42 |

Índice de Tablas

Capítulo 3

| | |
|---|----|
| Tabla 3. 1: Recomendaciones para determinar los coeficientes con respecto a los parámetros críticos del proceso. | 41 |
| Tabla 3. 2: Resultados de las mediciones de calibración (n = 170). | 41 |
| Tabla 3. 3: Resultados de las mediciones idóneas del coeficiente de ganancia seleccionado $K_p=1,96$ (n = 26). | 42 |
| Tabla 3. 4: Resultados de las mediciones con adecuación del coeficiente de ganancia $K_p=1,96$ y $K_d=0,008$ (n = 26). | 43 |
| Tabla 3. 5: Resultados de las mediciones del período de fluctuaciones (n = 27)..... | 44 |
| Tabla 3. 6: Resultados de las mediciones del período de fluctuaciones (n = 27)..... | 45 |

Resumen

La configuración automática de los parámetros del sistema de control PID (Proporcional-Integral-Derivativo) contiene algoritmos y recomendaciones para seleccionar el tamaño de los coeficientes de control que aseguran la respuesta deseada del sistema a la interrupción o cambio en el valor objetivo. El trabajo de titulación trata el problema de encontrar los coeficientes de ganancia óptimos del controlador PID. Los experimentos se llevaron a cabo en dos objetos de control. En ambas pruebas, los sistemas se controlaron utilizando la plataforma Arduino. La primera prueba se llevó a cabo en un motor de CC (Corriente continua) y la otra en un robot móvil facilitado por el Club de Robótica "ROBOFET". Las mediciones se realizaron en un sistema de circuito cerrado en el que se mide la amplitud de la variación del valor de la variable objetivo y su frecuencia. Se encontró que, en circunstancias ideales, se aplican las recomendaciones de Ziegler-Nichols y que aseguran una rápida desaceleración del sistema.

Palabras claves: MICROCONTROLADORES, PROTEUS, CCS C, ARQUITECTURA, PIC, SIMULACIÓN

Capítulo 1: Generalidades del trabajo de titulación

1.1. Introducción.

El sistema de control se puede definir como el dispositivo que ordena, administra o regula los otros dispositivos o sistemas. De manera similar, el sistema de control industrial es el que realiza las tareas anteriores en la producción industrial para el mejoramiento de la vida y el país. El sistema de control se puede clasificar en dos clases comunes, sistema de control de bucle abierto y sistema de control de bucle cerrado. En el sistema de control de bucle abierto, la salida del sistema depende de la entrada del sistema donde, al igual que en el sistema de bucle cerrado, se toma en cuenta la salida de corriente y, según la retroalimentación, se realizan las correcciones. (Uniyal, Joshi, & Juneja, 2016)

Con la creciente automatización de la industria moderna, existe una creciente necesidad de control de máquinas. Una parte importante de la producción de sistemas de control es la configuración de los parámetros del controlador para lograr la respuesta deseada. La gran mayoría de los controladores de bucle cerrado utilizados en la industria están compuestos por tres partes: proporcional, integrada y diferencial (PID). Durante su funcionamiento, el controlador calcula la diferencia entre el valor deseado y el valor actual y, dependiendo del tamaño y la dirección del error, ajusta su salida con el objetivo de reducir el error.

Recientemente, la robótica educativa ha atraído el gran interés de profesores e investigadores como una herramienta valiosa para desarrollar habilidades cognitivas y sociales para los estudiantes. Se ha desarrollado ampliamente para estudiantes de escuela primaria a secundaria para apoyar el aprendizaje en ciencias, matemáticas, tecnología, informática y otras materias escolares o actividades de aprendizaje interdisciplinario. A través del diseño, creación, ensamblaje y operación de robots, la robótica educativa puede apoyar actividades educativas en el fortalecimiento de áreas específicas de conocimiento y habilidades desarrolladas por los estudiantes.

Al usarlo, el estudiante intentará conocer las tendencias actuales en tecnología de automatización que están relacionadas con el uso de programación mecánica, electrónica, de control y basada en computadora.

1.2. Antecedentes.

El trabajo de titulación propuesto se basa en el trabajo realizado por los autores Gomes, Bassora, Morandin, & Vivaldini, (2016) con la diferencia que el robot móvil es un seguidor de línea velocista o destreza que se utiliza en diferentes competencias de robótica en las que participa el Club de Robótica ROBOFET del cual formo parte. Gomes et al., (2016) en su publicación "PID control applied on a line-follower AGV using a RGB camera". El objetivo de este artículo fue desarrollar un algoritmo de control para que un vehículo guiado automatizado (Automated Guided Vehicle, AGV) de tipo monociclo siga una trayectoria predefinida por una línea que evite la oscilación de sus movimientos. En las primeras pruebas aplicaron el uso del controlador PID. En esta aplicación, la cámara es utilizada en el bucle de control PID como un sensor para proporcionar información de retroalimentación, evaluando así la eficiencia del sistema de control asociado a la visión por computadora. Este tipo de aplicación simplifica el sistema de detección de un AGV seguidor de línea y permite utilizar la cámara en otros medios, como la identificación de tokens y colores. Considerando un modelo simplificado y una técnica de control clásica, los resultados presentados han mostrado estabilidad a velocidades más bajas.

1.3. Definición del Problema.

Necesidad de implementar un sistema de control adaptativo que permita controlar la velocidad y ángulo de giro en motores DC aplicados en robot móviles, específicamente en seguidores de línea.

1.4. Justificación del Problema.

Encontrar los parámetros de control PID correctos puede llevar mucho tiempo. Se pueden usar diferentes recomendaciones para ayudar con este trabajo, con lo que se puede automatizar la configuración. Entre los métodos más comunes de configuración se incluyen la determinación de los

parámetros de acuerdo con la respuesta del sistema a un cambio de salto o respuesta del sistema cuando fluctúa sin interrupciones. Con el desarrollo del poder de las computadoras, se están introduciendo cada vez más métodos complejos de aprendizaje automático. De manera similar, podemos establecer parámetros para objetos simples, como un motor de DC, o más exigentes, como un robot móvil.

Una de las tareas que pueden realizar los robots móviles es también rastrear la línea o realizar una determinada ruta. El objetivo de dicho robot sería ajustar la fuerza de giro (velocidad de rotación), dependiendo de la distancia desde la línea de referencia, mientras se conduce continuamente a una velocidad de traslación constante.

1.5. Objetivos del Problema de Investigación.

1.5.1. Objetivo General.

Implementar un sistema de control PID adaptativo para control de velocidad y ángulo en motores DC utilizando robots móviles seguidor de línea.

1.5.2. Objetivos Específicos.

- Caracterizar la parte teórica del sistema de control y del control PID (Proporcional-Integrado-Derivado).
- Describir el robot seguidor de línea y sus componentes principales.
- Establecer dos métodos diferentes para la obtención de los coeficientes del control PID.
- Presentar las ecuaciones físicas básicas para la descripción del motor DC y su comportamiento.
- Ajustar automáticamente los coeficientes de amplificación PID para regular la rotación del motor DC usando el microcontrolador Atmega de Arduino UNO.

1.6. Hipótesis.

A través del sistema de control PID adaptativo se demostrará que el método ZN es el más apropiado para controlar velocidad y ángulo en motores DC utilizado en robots móviles seguidor de línea.

1.7. Metodología de Investigación.

Con relación a la parte metodológica del presente trabajo de titulación, se estableció utilizar el diseño empírico-analítico, cuyos métodos utilizados fueron descriptivo, explicativos y exploratorios cuyo enfoque es cuantitativo. En la parte descriptiva, se desarrolla los fundamentos teóricos de los controladores PID. Es explicativo, porque se da entender los diferentes métodos de los controladores, ya sean PD, PI y PID. Y finalmente, exploratorio porque se revisaron diferentes artículos donde se utilizan los métodos de control en robótica móvil.

Capítulo 2: Fundamentos teóricos de diseño de controladores PID

2.1. Introducción.

Algunas designaciones deben abordarse antes de pasar a la fase de diseño. El diseño del sistema de control consta de tres pasos:

1. ¿Qué debe hacer el sistema y cómo debe hacerse (criterios de diseño)?
2. Determinar cómo se conecta la estructura del controlador al sistema controlado.
3. Determinación de los parámetros del controlador según los objetivos de diseño.

2.2. Criterios de diseño.

Los criterios de diseño varían de acuerdo con cada aplicación y generalmente consisten en estabilidad relativa, error de estado estable, respuesta transitoria y respuesta de frecuencia. El diseño de los sistemas de control lineal se puede realizar en zonas de definición de tiempo o frecuencia. Por ejemplo, un error de estado estacionario generalmente se define para dígitos unitarios, rampas o entradas parabólicas.

Los criterios de diseño específicos se pueden evaluar muy fácilmente en el rango de definición de tiempo. Los criterios definidos para la entrada de la unidad, como el exceso de saturación, el tiempo de subida y el tiempo de asentamiento, a menudo se utilizan en el diseño del dominio de tiempo. La estabilidad relativa se mide por magnitudes como la inclusión de ganancia, fase y el pico de resonancia. Este tipo de criterios de identificación de frecuencia se utilizan junto con el diagrama de Bode, la curva polar, la curva de fase de amplitud y la carta de Nichols.

En el diseño de sistemas lineales, los métodos como Bode, Nyquist, la curva de fase de amplitud y la carta de Nichols no requieren detalles aproximados en las gráficas. Por lo tanto, incluso los sistemas de orden superior pueden diseñarse utilizando los criterios de la zona de definición de frecuencia, como la participación en los beneficios, la inclusión en la fase y pico de resonancia. Por otro lado, en la zona de definición de tiempo, el tiempo

de subida, el tiempo de demora, el tiempo de asentamiento, el tiempo de desbordamiento, etc. Los criterios de comportamiento, como el sistema de segundo orden, pueden diseñarse solo en sistemas de segundo orden o en términos de sistemas de segundo orden.

2.3. Estructuras controladoras.

La dinámica de un sistema controlado se expresa generalmente mediante el diagrama de bloques que se muestra en la figura 2.1. El propósito del diseño es controlar la variable de salida controlada por $y(t)$ como se desee. El problema básicamente denota la señal de control $u(t)$ en un cierto intervalo de tiempo, de modo que todos los objetivos de diseño se cumplan.

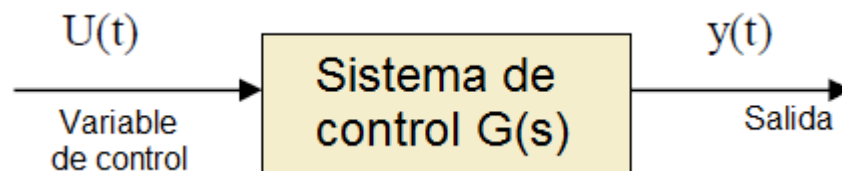


Figura 2. 1: Diagrama de bloque del sistema dinámico de control.
Elaborado por: Autor

En el método de diseño, el diseñador generalmente predetermina dónde se debe colocar el controlador de acuerdo con el proceso controlado y aplica un diseño que está fijado al sistema. En este caso, el problema se convierte en la identificación de los elementos del controlador. Las estructuras de control de uso común son:

- ✓ Compensación de serie
- ✓ Compensación de realimentación
- ✓ Compensación de retroalimentación del estado
- ✓ Compensación en serie de retroalimentación
- ✓ Compensación de prealimentación

La más utilizada de estas estructuras de control es la compensación en serie y su estructura se muestra en la figura 2.2. En las estructuras de compensación anteriores, el controlador PID es un control que se aplica ampliamente y aplica una composición proporcional, integral y derivada de la señal activa al sistema. Dado que estos componentes de la señal se pueden

realizar y mostrar fácilmente en el dominio de tiempo, el control PID generalmente se diseña con métodos de dominio de tiempo.

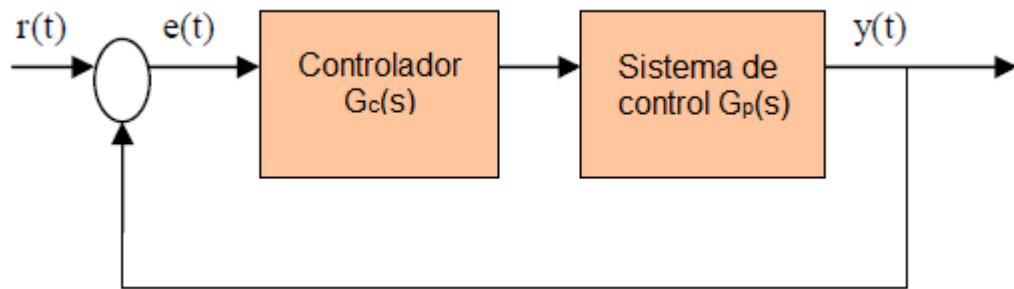


Figura 2. 2: Diagrama de bloques del sistema de compensación en serie.
Elaborado por: Autor

2.4. Principios de diseño.

Después de seleccionar una estructura de controlador específica, el diseñador debe determinar el tipo de controlador que cumple todas las condiciones de diseño junto con los valores del elemento. La elección del controlador integrado más simple que cumpla con todos los requisitos de diseño es preferible debido a las aplicaciones de ingeniería. Generalmente, a medida que aumenta la complejidad del controlador, aumenta su precio, disminuye su confiabilidad y su diseño se vuelve más difícil. Después de decidir un control, el segundo paso es determinar los valores de los parámetros del controlador. Estos valores de parámetros son los coeficientes para una o más funciones de transferencia que conforman el controlador.

El diseño, el tiempo o la frecuencia deben ir seguidos de algún método o reglas de diseño, independientemente del área de definición que se mantenga. Debe tenerse en cuenta que el diseño del dominio del tiempo se basa especialmente en la distorsión s y las curvas de raíz. En el diseño de la zona de definición de frecuencia, se intenta proporcionar los criterios de amplitud y fase de la función de transferencia de bucle. Para ser utilizado en el diseño, es útil resumir las propiedades de la zona de definición de tiempo y frecuencia:

- a. En la función de transferencia de bucle cerrado, los polos conjugados complejos causan respuestas escalonadas menos amortiguadas. Si todos los polos son reales, la respuesta de paso de la unidad es

extremadamente amortiguada. Sin embargo, los ceros en la función de transferencia de bucle cerrado pueden causar sobrecalentamiento, incluso si el sistema está sobrecargado.

- b. La respuesta del sistema está determinada por los polos más cercanos al centro de coordenadas en el plano s . Los polos que se alejan de la izquierda giran más rápido en la respuesta transitoria.
- c. A medida que los polos dominantes del sistema se mueven hacia la izquierda en el plano s , la respuesta del sistema se acelera y el ancho de banda aumenta.
- d. A medida que los polos dominantes del sistema se alejan de la izquierda en el plano s , las amplitudes de la señal interna aumentan y el costo operativo del sistema aumenta. Aunque esto se ha confirmado analíticamente, se debe al hecho de que cuando un clavo se golpea con más fuerza con un martillo, el clavo se desplaza más y mayor energía se requiere en cada golpe. De manera similar, un automóvil deportivo tiene mayor aceleración, pero usa más combustible que un automóvil normal.
- e. En el caso de un polo cero en la función de transferencia del sistema, el polo afecta la respuesta del sistema con una amplitud muy pequeña (eliminación del polo cero).
- f. Los criterios de la región de definición de tiempo y frecuencia están interrelacionados. El tiempo de subida y el ancho de banda son inversamente proporcionales. La proporción de fase, la participación de ganancia, el pico de resonancia y la relación de amortiguamiento son inversamente proporcionales.

2.5. Criterios de zona de definición de frecuencia y tiempo

Las señales de entrada de referencia se aplican a los sistemas en los problemas de análisis y se examinan las respuestas a estos signos y se evalúa el comportamiento de los sistemas. En una señal de salida del sistema de control, si se desea seguir la señal de entrada en determinadas condiciones, las señales de entrada y salida se comparan como función de tiempo. Por lo tanto, la evaluación final del comportamiento del sistema en los sistemas de control generalmente se realiza en el dominio del tiempo.

La respuesta de tiempo de un sistema de control generalmente consta de dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta de estado estable. Si $y(t)$ representa una respuesta continua del sistema, $y_t(t)$ es la respuesta transitoria y $y_{ss}(t)$ es la respuesta continua, usualmente se puede escribir como $y(t) = y_t(t) + y_{ss}(t)$. En los sistemas de control, la respuesta transitoria se define como la parte de la respuesta de tiempo que va hacia cero a medida que avanza el tiempo, es decir, que $y_t(t)$ se caracteriza como:

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

2.5.1. Criterios de respuesta de escalón unitario y zona de definición de tiempo.

El estado transitorio se define como parte de la respuesta del sistema que va a 0 a medida que avanza el tiempo, como se señaló anteriormente. En un sistema de control, la amplitud y tiempo de la respuesta transitoria deben mantenerse por debajo de un límite. En sistemas de control lineal, la evaluación de la respuesta transitoria se realiza generalmente utilizando la respuesta de escalón unitario $u(t)$. La respuesta del sistema de control a la entrada de escalón unitario se denomina respuesta de escalón unitario.

La figura 2.3 muestra un ejemplo de respuesta de escalón unitario de un sistema de control lineal.

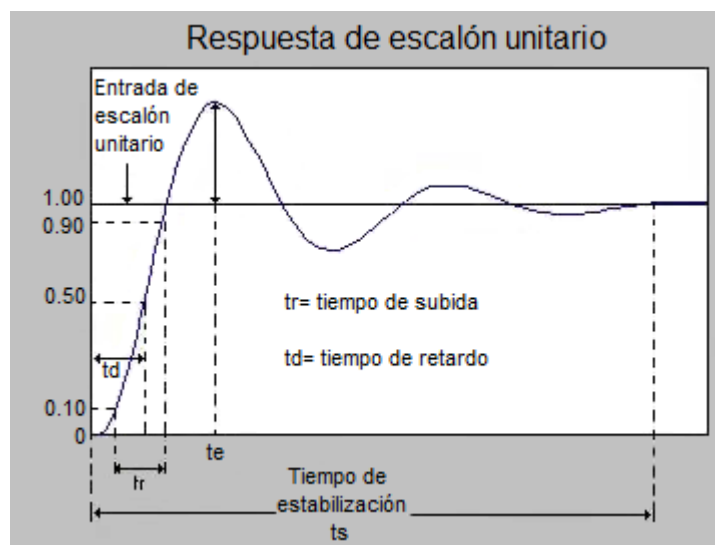


Figura 2. 3: Gráfica correspondiente a la respuesta de escalón unitarios para un sistema de control lineal.

Fuente: (Khanke & Jain, 2015)

Cuando se considera un sistema de segundo orden (véase la figura 2.4), las características de dominio de tiempo de los sistemas de control con respecto a las respuestas de escalón unitario, en el que el comportamiento es evaluado por los siguientes criterios:

- a. Mayor tiempo de espera: $y(t)$ es la respuesta de escalón unitaria, por ejemplo, el valor máximo de $y(t)$ es $y_{m\acute{a}x}$ y el valor de estado estacionario está determinado por y_{ss} . Por lo tanto, el máximo se define como $y_{m\acute{a}x} - y_{ss}$ que se expresa mediante la ecuación:

$$Y_{\max}-1 = e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

- b. Tiempo de retardo (t_d): se define como el tiempo para alcanzar el 50% del valor final de la respuesta escalonada de t_d y se representa mediante la ecuación.

$$t_d \cong \frac{1+0.7\zeta}{w_n}, \quad 0 < \zeta < 1.0$$

- c. Tiempo de subida (t_r): se define como el tiempo para alcanzar del 90% al 10% del último valor de la respuesta de inserción y se indica mediante la ecuación:

$$t_r \cong \frac{0.8+2.5\zeta}{w_n}, \quad 0 < \zeta < 1.0$$

- d. Tiempo de estabilización (t_s): se define como el tiempo que tarda la respuesta de inserción en disminuir a un cierto porcentaje de su valor final y caer por debajo de este valor y se representa mediante la siguiente ecuación (por ejemplo, el 5% un valor muy utilizado):

$$t_s \cong \frac{3.2}{\zeta w_n}, \quad 0 < \zeta < 0.69 \qquad t_s \cong \frac{4.5\zeta}{w_n}, \quad \zeta > 0.69$$

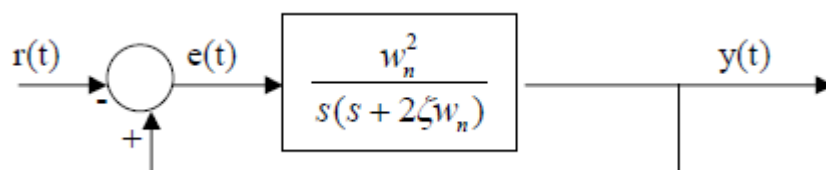


Figura 2. 4: Diagrama de bloques de un sistema dinámico de segundo orden.

Fuente: (Khanke & Jain, 2015)

2.5.2. Criterios de zona de definición de frecuencia.

En la práctica, el comportamiento de un sistema de control está determinado por los criterios de zona de definición más realistas y precisos. Esto se debe a que los comportamientos en los sistemas de control generalmente se evalúan de acuerdo con las respuestas del sistema bajo la influencia de las marcas de prueba aplicadas al sistema. Sin embargo, las expresiones analíticas de respuestas en el dominio del tiempo en sistemas de control de alto orden son muy difíciles.

Por otro lado, existen muchos métodos gráficos en el dominio de la frecuencia, que no se limitan a los sistemas de bajo orden. Es por esto, que el análisis y diseño de sistemas de control se lo realiza en el dominio de la frecuencia por la facilidad de utilizar métodos analíticos apropiados.

Si se define la respuesta de frecuencia de un sistema de bucle cerrado, entonces la función del sistema de control de bucle cerrado es conocido como de un solo lazo.

$$M(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

Sea $M(j\omega)$ la función de transferencia de estado continuo sinusoidal para estados estacionarios sinusoidales $s = j\omega$, para lo cual se define en términos de amplitud y fase:

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

Si $M(s)$ se refiere a la función de transferencia de entrada-salida de un filtro eléctrico, la amplitud y la fase de $M(j\omega)$ determinan la capacidad de filtrar la señal de entrada del filtro.

La figura 2.5 muestra las características de amplitud y fase de un filtro ideal paso bajo con una característica de corte nítido en la frecuencia de ω_c . El diseño de los sistemas de control es similar en muchos aspectos al diseño de filtros y el sistema de control puede evaluarse como un procesador de señales.

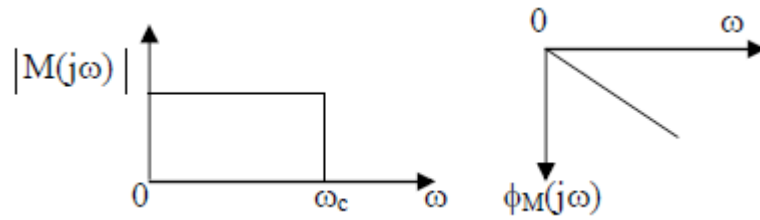


Figura 2. 5: Gráfica de amplitud y fase de un filtro ideal pasa bajo.
Fuente: (Sudhan, Kumar, Prakash, & Devi, 2015)

Es necesario definir un conjunto de criterios para determinar el comportamiento de los sistemas en sistemas de control lineales diseñados utilizando métodos de zona de definición de frecuencia. Los criterios definidos en la zona horaria, como la tasa máxima de rebasamiento, no se pueden utilizar en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, los criterios utilizados en el dominio de la frecuencia se dan a continuación.

- ✓ Resonancia pico (M_r): es el valor máximo de $M(j\omega)$. En general, la amplitud de M_r nos da información sobre la estabilidad relativa. Por lo general, un sistema M_r grande cae contra un gran desbordamiento en la respuesta escalón. En la práctica, es deseable tener una resonancia pico entre 1.1 y 1.5 en los sistemas de control. En los sistemas de segundo orden, la resonancia pico se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$M_r = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \quad \zeta \leq 0.707$$

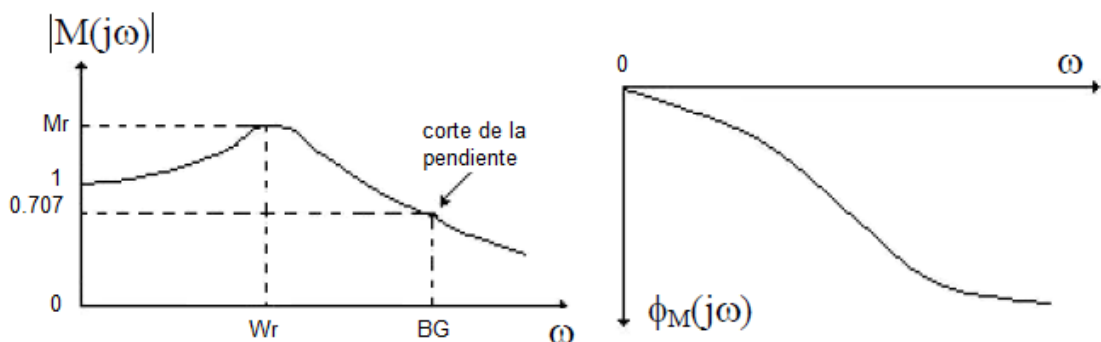


Figura 2. 6: Gráfica correspondiente a la resonancia pico para obtención de estabilidad relativa.

Fuente: (Sudhan, Kumar, Prakash, & Devi, 2015)

- ✓ Ancho de banda BG: es la frecuencia a la que $|M(j\omega)|$ cae 70.7% o 3dB con respecto a la frecuencia cero. En general, la banda

proporciona información sobre la respuesta transitoria en el dominio del tiempo del sistema de control. Su gran ancho de banda permite la transmisión de señales de alta frecuencia desde el sistema, disminuyendo así el corto tiempo de subida. Si el ancho de banda es pequeño, solo las frecuencias bajas relativas pueden transmitirse desde el sistema y la respuesta de tiempo del sistema se vuelve más pesada. En consecuencia, el ancho de banda de un sistema de segundo orden se expresa mediante la ecuación:

$$BG = \left[(1 - 2\zeta^2) + \sqrt{4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2} \right]^{1/2}$$

Para resumir la relación entre los términos en sistemas de segundo orden, se describe que:

- a. el ancho de banda y tiempo de subida son inversamente proporcionales.
 - b. a medida que aumenta el ancho de banda, la respuesta del sistema se acelera.
 - c. a medida que ω_n aumenta, el ancho de banda aumenta y el tiempo de subida disminuye.
 - d. a medida que ζ aumenta, el ancho de banda disminuye y el tiempo de aumento aumenta.
- ✓ Estabilidad relativa (participación de ganancias y de fase): también se trata de cuán determinado es el diseñador tanto como su determinación absoluta. Este concepto es a menudo conocido como estabilidad relativa. En la zona de definición de tiempo, la estabilidad relativa se mide mediante parámetros como el desbordamiento y la relación de amortiguación. La frecuencia está definida por la resonancia pico en la región.

La figura 2.7 muestra la participación de ganancia y la participación de fase en el diagrama de bode.

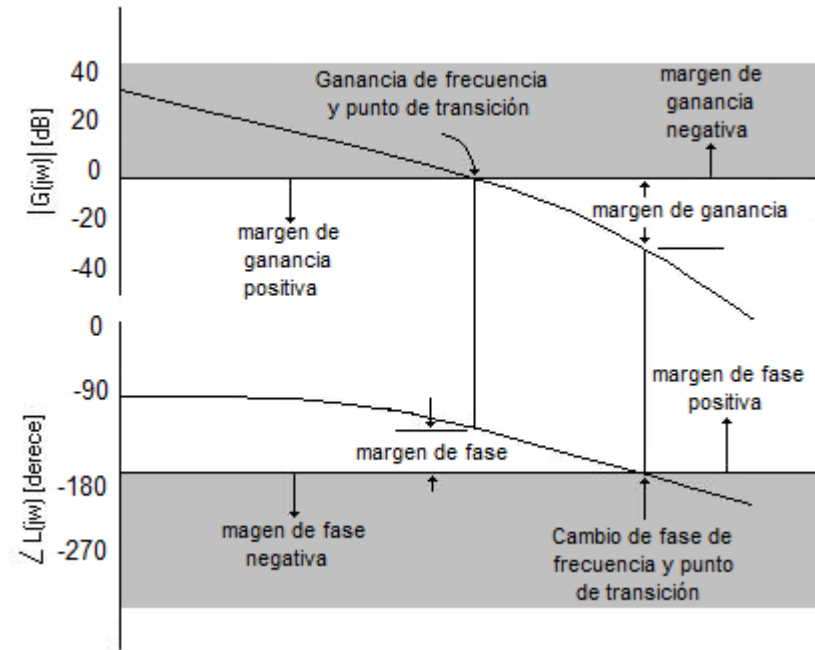


Figura 2. 7: Criterios del diagrama de bode.
 Fuente: (Uniyal, Joshi, & Juneja, 2016)

2.6. Diseño con controladores PD.

En una operación de control, cuando la señal de control se transmite a la salida del controlador a una velocidad fija, se denomina control proporcional. Intuitivamente, además de la función proporcional, también se puede utilizar la derivada o la integral de la señal de entrada. El controlador PID se utiliza muy a menudo en diferentes aplicaciones. Las palabras que expresa PID son descritas por sus iniciales, P=proporcional, I=integral y D=derivativo. Para asimilar este controlador, primero se considerará un controlador PD.

La figura 2.8 muestra el diagrama de bloques de un sistema de control de retroalimentación.

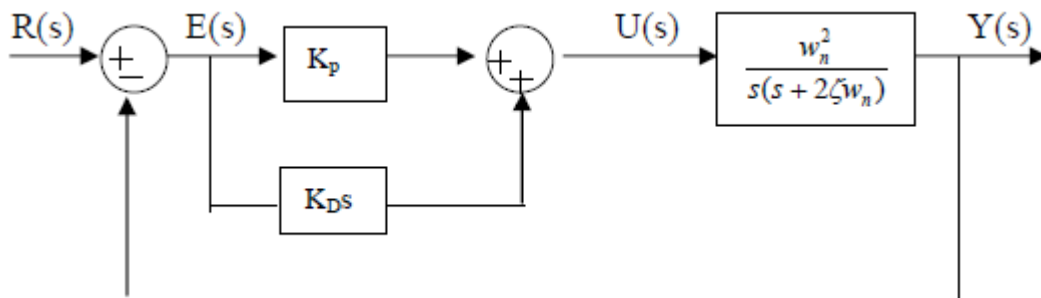


Figura 2. 8: Diagrama de bloques del sistema de control PD.
 Fuente: (Uniyal, Joshi, & Juneja, 2016)

Para lo cual la función de transferencia del sistema controlado se expresa de acuerdo a la ecuación:

$$G_p(s) = \frac{w_n^2}{s(s + 2\zeta w_n)}$$

Por ejemplo, para sistemas de segundo orden, la función de transferencia del controlador es en serie, y se expresa a continuación:

$$G_c(s) = K_p + K_D s$$

PD se conoce como un tipo de derivada proporcional. En consecuencia, el signo de control aplicado al sistema, incluyendo la ganancia proporcional y derivada, K_p y K_D respectivamente, y cuya expresión se define como:

$$u(t) = K_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

Un controlador de PD debidamente diseñado afecta el comportamiento del sistema de control de la siguiente manera:

- ✚ aumenta la amortiguación y reduce el desbordamiento máximo.
- ✚ disminuye el tiempo para levantarse y asentarse.
- ✚ aumenta el ancho de banda.
- ✚ la participación de ganancia corrige la cuota de fase y resonancia pico.
- ✚ puede aumentar el ruido de alta frecuencia.
- ✚ no es efectivo en sistemas menos húmedos o inestables.
- ✚ el diseño del circuito puede requerir capacidades relativamente grandes.

El siguiente ejemplo se discutirá cómo un sistema de segundo orden se ve afectado por el controlador PD en el dominio de tiempo y frecuencia. Sea la función de transferencia:

$$G_p(s) = \frac{4500K}{s(s + 361.2)}$$

Se supone que los criterios de comportamiento de un sistema de control de segundo orden se seleccionan de la siguiente manera:

- ✚ Error de estado estacionario versus entrada de dígitos de la función escalón < 0.000443

- ✚ Exceso <5%
- ✚ Tiempo de subida $t_r < 0.005$ s.
- ✚ Tiempo de liquidación $t_s < 0.005$ s.

A continuación, se calcula el valor de la ganancia de K que permita cumplir con los criterios para errores de estado estacionario:

$$K_Y = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G_P(s) = \frac{4500K}{361.2} = \frac{1}{0.000443} \Rightarrow K = 181.17$$

Sin embargo, para este valor de ganancia K, la relación de amortiguamiento del sistema es 0.2 y la tasa es 52.7%. En la respuesta de escalón unitario, se mantendrá un error de estado estable de 0.000443.

2.7. Diseño con controladores PI.

Se observó que el controlador PD corrigió la amortiguación y el tiempo de subida del sistema para un mayor ancho de banda y frecuencia de resonancia, y no afectó los errores de estado estable del controlador en entradas invariantes en el tiempo, como se ve en la entrada de los dígitos escalón unitario. En consecuencia, el control de PD puede no proporcionar los objetivos previstos.

La parte integral del controlador PID genera un signo proporcional a la integral de tiempo de la señal de entrada del controlador. En la figura 2.9 se muestra el sistema de control de segundo orden de un controlador PI en serie. A continuación, se expresa la función de transferencia del controlador PI:

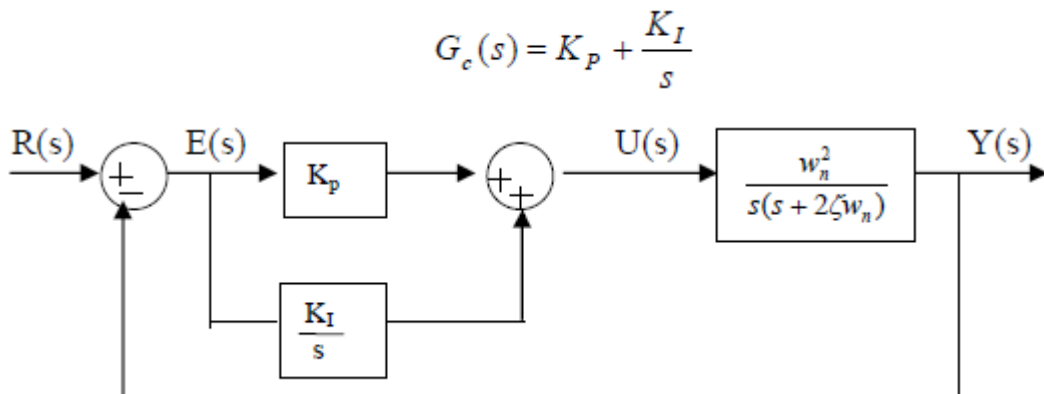


Figura 2. 9: Diagrama de bloques del sistema de control PI.
Fuente: (Khanke & Jain, 2015)

Un controlador PI diseñado adecuadamente afecta el comportamiento del sistema de control de la siguiente manera:

- ✚ corrige la amortiguación y reduce el sobreimpulso.
- ✚ aumenta el tiempo de subida.
- ✚ reduce el ancho de banda.
- ✚ mejora la cuota de ganancia, el margen de fase y resonancia pico.
- ✚ Filtra el ruido de alta frecuencia.
- ✚ Los valores de K_I y K_P , que deben seleccionarse adecuadamente para que no sean demasiado grandes en el circuito del controlador, están más limitados en el control PD.

2.8. Diseño con controlador PID

En discusiones anteriores, se observó que el controlador PD traía un efecto de atenuación al sistema, pero no afectaba el comportamiento de estado estable del sistema. Se afirmó que el controlador PI corrige la estabilidad relativa, así como los errores de estado estable, pero el tiempo de subida aumentó. Estos resultados indican que se debe utilizar el controlador PID, que nos permite aprovechar los aspectos positivos de los controladores PI y PD. Se puede seguir los siguientes pasos para el diseño del controlador PID:

- 1) El controlador PID consta de secciones PI y PD conectadas en serie, cuya función de transferencia del controlador PID puede ser escrita así:

$$G_C(s) = K_P + K_D s + \frac{K_I}{s} = (1 + K_{D1}s)(K_{P2} + \frac{K_{I2}}{s})$$

Dado que solo se necesitan tres parámetros en el control PID, escogiéndose al coeficiente proporcional de la parte PD. Por lo tanto, la ecuación se logra si dos lados de la anterior están sincronizados.

$$K_P = K_{P2} + K_{D1}K_{I2}$$

$$K_D = K_{D1}K_{P2}$$

$$K_I = K_{I2}$$

- 2) Suponer que la parte PD está activa. El valor de K_{D1} se selecciona para que se cumpla algo de la estabilidad relativa. Esta estabilidad relativa

en la zona de definición de tiempo se evalúa por la participación de fase en la región de definición de frecuencia y excedente máximo.

- 3) Los parámetros K_{I2} y K_{P2} se seleccionan de manera que se cumplan todas las condiciones de estabilidad relativa.

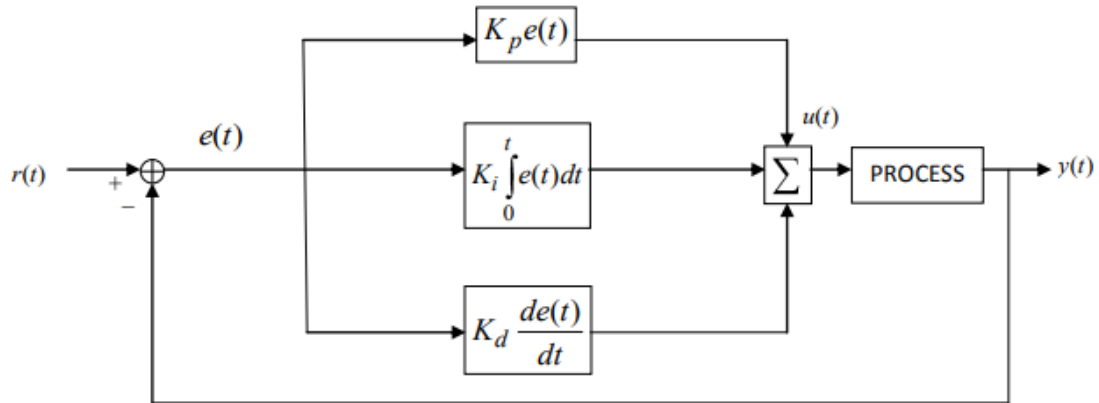


Figura 2. 10: Diagrama de bloques del sistema de control PID.

Fuente: (Barsanti, 2015)

Capítulo 3: Implementación, Simulación y Resultados obtenidos.

El presente capítulo se describe la metodología de investigación utilizada en el trabajo de titulación tanto para la implementación, simulación y resultados obtenidos de las pruebas realizadas.

3.1. Motor DC.

La prueba de calibración y parametrización del controlador PID se realizó por primera vez en un motor de DC o CC. Las ventajas de realizar la prueba del motor de CC se encuentran principalmente en la preparación más sencilla del sistema de medición, ya que el motor de CC gira en su lugar, a diferencia del robot móvil, que es móvil.

3.2. Materiales

3.2.1. Arduino UNO

Arduino es una plataforma de código abierto que combina software y hardware. Se distingue especialmente por su bajo precio y simplicidad, lo que hace que Arduino sea muy adecuado para crear instrumentos científicos de bajo costo, y también es una introducción al mundo de la electrónica y la robótica.



Figura 3. 1: Circuito integrado del microcontrolador ATmega328P.
Fuente: (Sudhan, Kumar, Prakash, & Devi, 2015).

En el presente trabajo de titulación se utiliza la Junta de Desarrollo Arduino UNO basada en el microcontrolador ATmega328P (véase figura 3.1). UNO es considerado la familia Arduino más utilizada. La placa o tarjeta contiene 14 entradas/salidas digitales, 6 de las cuales se pueden usar para la señal de modulación por ancho de pulso (*Pulse Width Modulation, PWM*), 6 entradas analógicas, un cristal de cuarzo de 16 MHz, conexión USB y fuente de alimentación. Incluye, 2 KB de memoria dinámica (donde se almacenan las variables) y 32 KB de memoria donde se almacena el código del programa,

tal como se muestra en la figura 3.2. Finalmente, cabe mencionar que la placa Arduino UNO funciona a 5 V de tensión.



Figura 3. 2: Tarjeta ARDUINO UNO incorporado el microcontrolador ATmega328P.
Fuente: (Sam, Mohd Nor Md Tan, & Mohamad Safari Ismail, 2013; Sudhan et al., 2015).

3.2.2. Controlador L293D.

El controlador L293D es conocido como un puente H, que permite el control de flujo en ambas direcciones. Además, permite corrientes muy altas y una corriente máxima como la más alta. Su implementación en el circuito electrónico es necesaria porque la tarjeta Arduino UNO no transmite corrientes lo suficientemente grandes. Para facilitar la idea de la operación, la estructura funcional del L293D se representa en la figura 3.3.

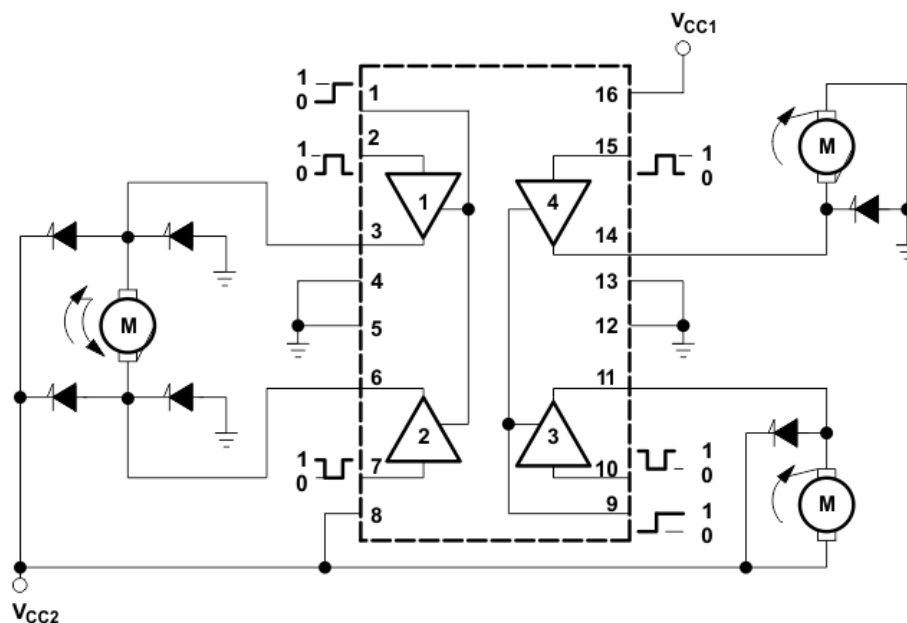


Figura 3. 3: Esquemático funcional del puente H – L293D.

Fuente: (Pérez Saura, 2017)

Elaborado por: Autor.

3.2.3. Motor DC y codificador óptico.

Para propósitos de medición, se utiliza un motor de corriente continua de la marca Pololu. La tensión máxima permitida es de 6 V. En un lado, el motor tiene un microinterruptor que está conectado a un eje más grueso con una relación de 30:1, lo que permite un mayor par, al tiempo que proporciona una mayor precisión de la rotación del eje: cuando el eje del motor gira en 30° , el eje más grueso al que se une la rueda se gira en 1° .

$$S = r\theta = 1.6\theta \quad (3.1)$$

Si se asume que dicho motor utilizará un actuador para el movimiento de un robot móvil, entonces se puede escribir la ecuación 3.1, donde θ es el ángulo de rotación en radianes, r es el radio de la rueda en centímetros, para lo cual el radio de la rueda es de 1.6 cm.

Por otro lado, el eje está unido a un codificador óptico con cinco patas y dos sensores. Las cinco patas aseguran la precisión de la medición de rotación a 72° (o $0.4\pi \text{ rad} \cong 1.257$), que es de 2.0 cm. Dos sensores permiten el cambio de fase para permitir que la dirección de rotación se mida además del tamaño. Si un sensor detecta movimiento, puede determinarse por el valor del segundo sensor en la dirección en que gira el motor.

La figura 3.4 muestra el motor DC y el codificador óptico unido a su eje se muestra por separado en la figura 3.5. Además, hay cables visibles unidos para facilitar la conexión del motor y el codificador al circuito eléctrico. La figura 3.5 también muestra la conexión de los cables con los componentes. La conexión a tierra representa la conexión a tierra, E1 y E2 son conexiones a uno y el otro codificador, M1 y M2 son conexiones al motor.

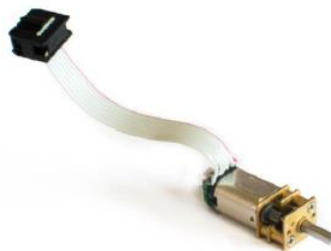


Figura 3. 4: Motor DC con encoder óptico de Pololu
Elaborado por: Autor.

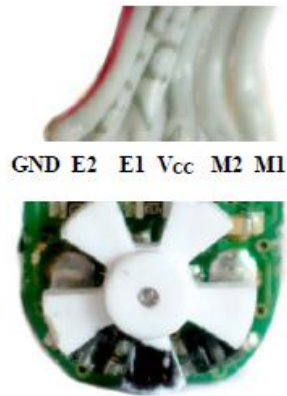


Figura 3. 5: Motor DC con encoder óptico de Pololu.
Elaborado por: Autor.

En la figura 3.6, la línea continua representa a un sensor, mientras que la línea discontinua representa otro sensor. Cuando los sensores están conectados a los terminales analógicos de Arduino UNO, se puede mover el valor exacto del voltaje en la salida del sensor. Dicho voltaje varía de 0 a 5 V, que se convierte en un número entero de 0 a 1023, donde 0 es 0 V, y 1023 es 5 V. Finalmente, de la figura 3.6, se observa un cambio de fase en el uso de ambos sensores, que sería de 90° .

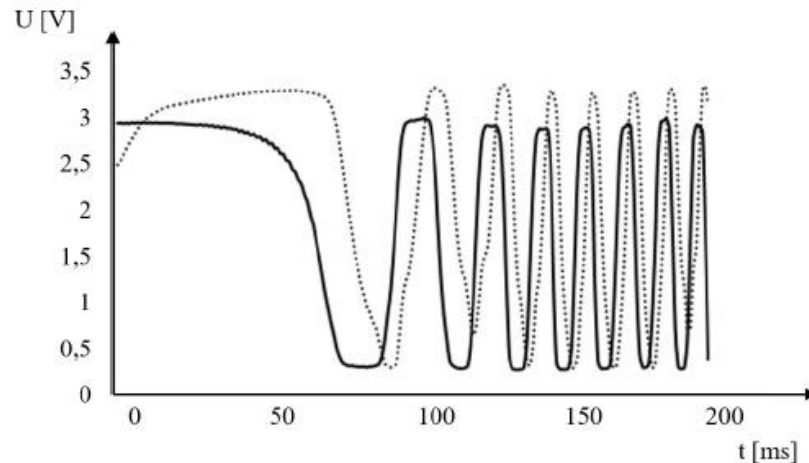


Figura 3. 6: Gráfica que muestra los valores en los sensores cuando el motor pasa del estado de reposo al movimiento.
Elaborado por: Autor.

3.3. Medición de la respuesta del sistema con respecto a diferentes valores de K_p .

En esta sección se describe la instalación de prueba. El sistema de medición consta de un motor de CC con un eje extendido y un codificador óptico conectado a un extremo. El motor está conectado al Arduino UNO, a la

batería y al puente H – L293D. Arduino se conecta a través de una interfaz USB a una computadora personal, donde se muestran los resultados de las mediciones, y también se carga el código de programación en lenguaje de alto nivel en Arduino a través de él. Para programar el código, el paquete de software Arduino IDE está disponible gratuitamente en (Arduino, 2018).

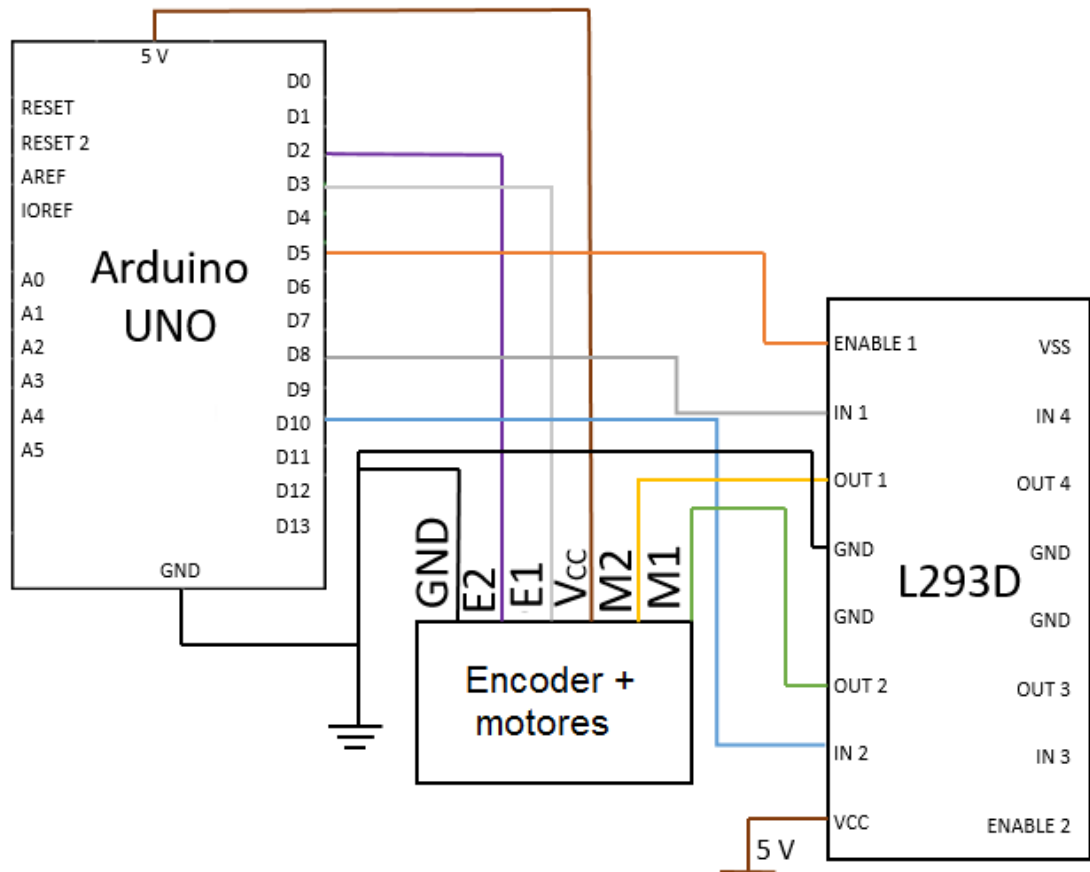


Figura 3. 7: Esquemático del circuito electrónico propuesto.
Elaborado por: Autor.

Al elegir los pines, se debe tener mucho cuidado de no tener las mismas características y capacidades. Las dos características más importantes de los diversos conectores son la modulación de ancho de pulso (PWM) y la detección de interrupciones externas. Las interrupciones externas solo se pueden utilizar para interrumpir el código solo en los terminales 2 y 3, y la tensión de salida se puede controlar en los terminales 3, 5, 6, 9, 10 y 11.

3.3.1. PWM

La modulación de la señal de ancho de pulso es la forma en que Arduino controla el voltaje de salida. El valor promedio de la tensión derivada de

Arduino se controla mediante un cambio rápido entre la salida de la tensión y no la transmisión. Cuanto mayor sea el voltaje de salida deseado, mayor será el tiempo en que Arduino emite el voltaje de acuerdo con el marco de tiempo. Como Arduino tiene 8 bits para determinar la resolución del voltaje de salida, se define en el entorno del programa con un número entero de 0 a 255, donde 0 representa 0 V, y 255 representa el voltaje de la batería, en nuestro caso 5 V.

En la figura 3.8, la línea continua muestra el voltaje real, y la línea discontinua es su valor promedio. Es decir, que el motor DC se comporta de la misma manera que si fuera impulsado por un valor promedio.

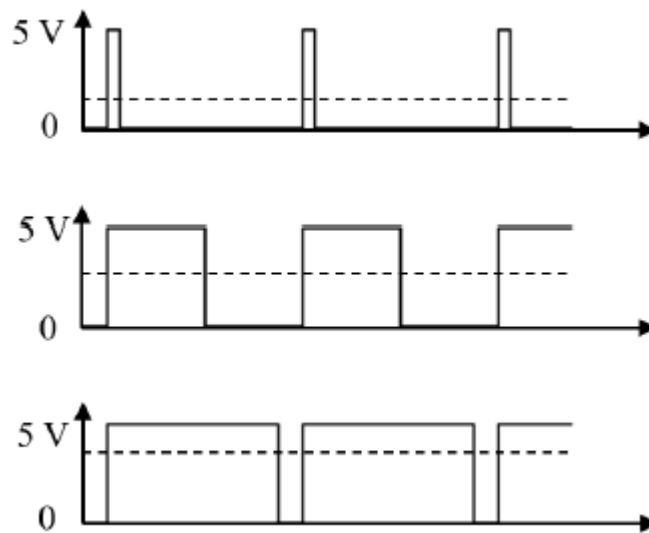


Figura 3. 8: Gráficas de operación de la modulación de ancho de pulso (PWM).
Elaborado por: Autor.

3.3.2. Interrupciones externas

Las interrupciones externas representan interferencias en un sistema informático que resultan de algunas interferencias externas, ya sea a través de un usuario, periféricos, otro hardware o a través de una red. En caso de usar la plataforma Arduino, generalmente se utiliza para cambiar los valores de los sensores que están conectados a Arduino. Al grabar o leer desde una conexión digital, es posible un estado alto (HIGH) o bajo (LOW). Cuando se comprueba la condición de la conexión, el estado bajo devuelve la variable lógica (Booleano) incorrectamente (False) y muy alto valor (True).

A continuación, se muestra un ejemplo de una línea o código de programación:

```
Serial.print (digitalRead (2));
```

La parte superior del código imprimirá el número 1 en la interfaz en serie, que representa un valor alto, o un número 0, que representa un valor bajo. Cuando el conector está configurado en INPUT (entrada), lo que significa que no se envía, pero lee el valor, tendrá un estado alto cuando el voltaje de entrada sea superior a 3 V, y bajo cuando el voltaje de entrada sea inferior a 1.5 V. Mientras tanto, existe un área indefinida cuando la conexión retiene el estado anterior.

3.3.3. Control de posición.

El objetivo del siguiente experimento es medir y mantener la posición deseada utilizando el codificador óptico (conocido también como encoder óptico). Con el codificador óptico, se mide la rotación del eje más delgado del motor. El software nos permite usar la función *attachInterrupt ()*, que siempre que ocurre un cambio en el conector definido previamente, detiene el código maestro y realiza la función adjunta a *attachInterrupt ()*. En nuestro caso, siempre que el valor en el terminal 2 cambie de 0 a 1, se medirá la función *measuring_statement ()*, que mide cuántas veces se ha producido la interrupción. A continuación, se muestra un ejemplo del lenguaje de programación Arduino:

```
attachInterrupt (digitalPinToInterrupt (2)),  
measuring_statement, CHANGE;
```

La parte superior del código conecta la interrupción al conector 2, que realiza la función de *measuring_statement ()* cada vez que el valor cambia en el terminal.

3.3.3.1. Mejora de la precisión del sistema de medición.

La precisión del sistema de medición se mejoró aún más al utilizar ambos sensores para medir la distancia en lugar de uno, y en lugar de la condición de RISING (LEVANTAMIENTO), se activa la condición CHANGE (CAMBIO),

que activa la interrupción incluso cuando el valor cae de 1 a 0. De esta manera, la resolución del sistema de medición de 72° a 18° para un eje pequeño, o de 2.0 cm a 0.5 cm para el movimiento lineal del robot móvil. Se debe tener cuidado, ya que los resultados obtenidos no son completamente exactos debido al nivel de ruido de la señal del codificador.

Usando ambos sensores, también se puede resolver el problema del ruido de manera muy elegante: el codificador óptico con el que se realizan las mediciones es muy impreciso. Cuando el sensor se cubre en algún lugar por la mitad y su voltaje de salida en el límite entre el estado alto y bajo, pueden producirse cambios de sensado falsos. Esto se evita al determinar cuándo se registra un cambio de estado bajo a alto. Cuando el primer sensor detecta que el motor gira, entonces solo el segundo sensor detecta el movimiento del motor en la misma dirección, o que el primer sensor detecta que el motor gira en la dirección opuesta.

Al medir el tiempo que tarda el motor en girar, se puede determinar la velocidad de rotación. Para las necesidades de un robot móvil, no nos importa la velocidad angular del motor, sino la distancia real que recorre el robot. Primero, debe calcularse la velocidad angular de un eje más grueso, que es 29.86 veces más pequeño que para un eje más delgado, y luego convierte la velocidad angular en tangencial. Todo el proceso se puede escribir utilizando la ecuación.

$$\omega_{pd} = \frac{\omega_p}{z} = \frac{v}{r} \rightarrow v = \frac{\omega_p r}{z} = \frac{1,6\omega_p}{29,86} \frac{cm}{s},$$

Donde ω_{pd} es la velocidad angular del eje más grueso, ω_p es la velocidad angular del eje más delgado en el que se encuentra el codificador óptico, r es el radio de la rueda que está en contacto con el suelo y con la relación de engranaje entre los dos ejes.

El objetivo de nuestro controlador es controlar la posición o la distancia recorrida. La posición es un tamaño integral, lo que significa que no alcanza

un valor máximo, ni está directamente conectada a la tensión de salida, pero es esencial conocer la tensión aplicada al motor de CC en dependencia del tiempo. Por esta razón, la posición se controla mediante el control de la velocidad, que es la primera salida de la posición.

3.3.3.2. El proceso de medición de la velocidad del motor de CC en función de la tensión.

Debido al espacio de datos limitado para los datos de Arduino, primero se debe determinar el tiempo que tarda el motor en girar a su velocidad final. Para este fin, al motor DC se aplicó un voltaje de 5 V y se procedió a ver su respuesta, tal como se muestra en la figura 3.9.

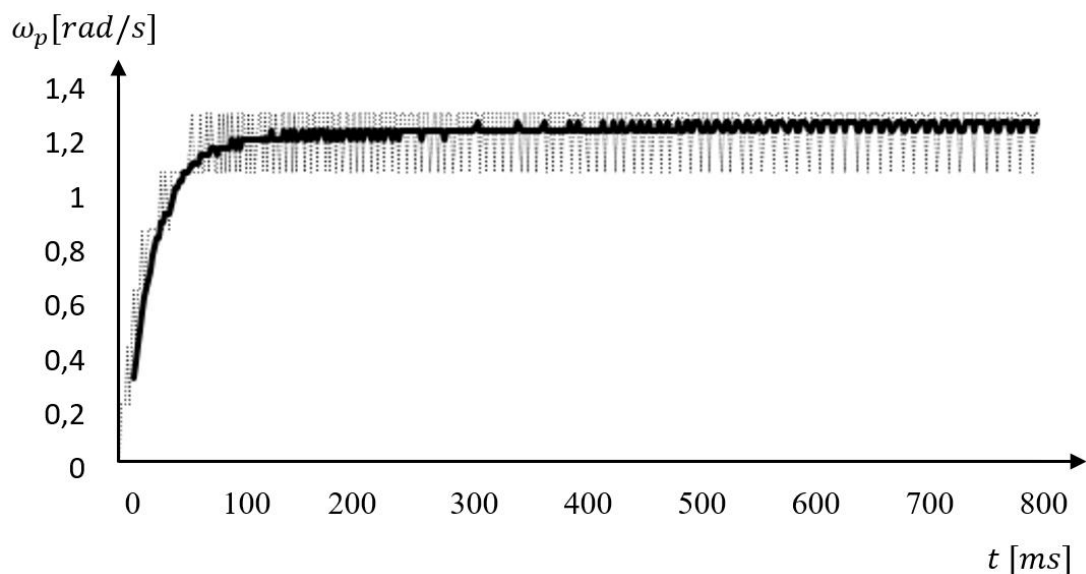


Figura 3. 9: Representación gráfica de la respuesta del motor DC aplicados 5 V.
Elaborado por: Autor.

La velocidad angular del motor DC se calculó usando la siguiente ecuación:

$$\omega_p(t) = \frac{s[t] - s[t - i]}{i},$$

donde ω_p es la velocidad angular expresada en radianes por segundo, $[t]$ es la rotación del motor en el tiempo t , $[t-i]$ es el giro del motor en el tiempo $t-i$. Para este proyecto de titulación, hay un tiempo entre dos medidas.

Una gran cantidad de ruido está presente en las mediciones (línea discontinua, véase la figura 3.9). Para facilitar la interpretación de los resultados, es útil agregar una línea de tendencia (línea completa, véase la figura 3.9), que es igual al promedio de las tres métricas anteriores y tres mediciones según el punto en el que se encuentra.

A partir de las mediciones, es evidente que el motor DC necesita aproximadamente 0,5 s para alcanzar la velocidad máxima. Sobre la base de esto, se llega a la conclusión de que una medición debe durar al menos 2 s, de modo que se tenga tiempo suficiente para capturar la velocidad final y eliminar los efectos del ruido.

La velocidad del motor DC debe determinarse en función de la tensión de entrada actual. Cuando el motor está girando, el codificador óptico se consideraría una planta. En cada 5 ms, el número actual de pulsos del codificador se registra en la matriz. El campo numérico tiene 200 lugares libres para registrar valores, pero cuando todos los lugares están llenos, se debe parar el motor.

Después, se procedió a enviar una señal al motor DC y medir su velocidad promedio cuando deja de acelerar. Para proporcionar los resultados más precisos a cada voltaje, el motor gira 10 veces y se calcula el valor de medición promedio. Se comienza con 5 V y se va reduciendo gradualmente la tensión en ~ 0.1 V (5 PWM en el entorno del programa). Es decir, que esto se repite hasta llegar a 0 V.

En la figura 3.10, se puede observar que el motor DC solo responde cuando se alcanza un voltaje crítico (1,57 V), y las fuerzas inhibitorias son más fuertes que el motor eléctrico que impulsa el motor. Si se ignora los valores en los que el motor DC no responde al cambio en el voltaje, la parte restante se puede escribir con la siguiente ecuación:

$$\omega = 0,4U - 0,5; \quad 1,57 V < U < 5 V$$

donde ω es la velocidad angular del eje más delgado en rad/s, y U el voltaje en voltios.

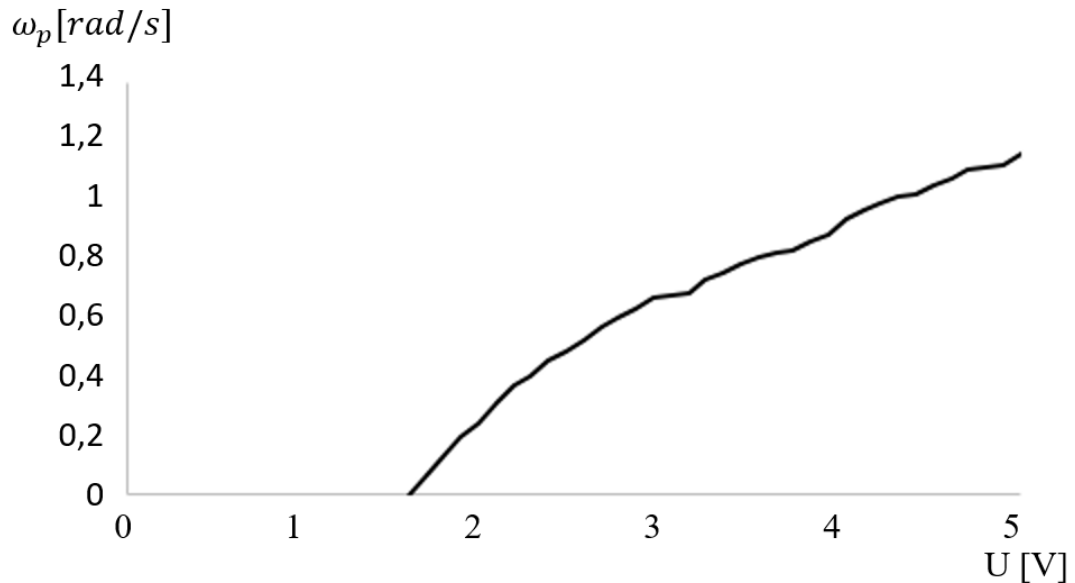


Figura 3. 10: Representación gráfica de la velocidad circular en función de la tensión.

Elaborado por: Autor.

De manera similar, también se puede escribir la ecuación para la dependencia de la velocidad tangencial de la tensión:

$$v = 0,0213U - 0,0267; \quad 1,57 \text{ V} < U < 5 \text{ V}$$

donde v es la velocidad en centímetros por segundo, y U el voltaje en voltios. Se debe tener cuidado para garantizar que esto se aplique solo en un área específica.

Bajo el conjunto actual de componentes eléctricos, Arduino enviará una señal al puente L293D y luego al motor DC en forma de señales moduladas por ancho de pulsos (*Pulse-Width Modulation, PWM*), lo que significa que la tensión debe convertirse de voltios a una forma entendida por el lenguaje de programación de alto nivel utilizado para programar en Arduino, que es:

$$PWM = \frac{255}{5} U = 51U$$

Por lo tanto, se establece la salida del controlador en números enteros de 0 a 255, ya que la relación de acuerdo con la ecuación de PWM se reflejará en la tensión de entrada del motor DC.

3.4. Determinación de los coeficientes K_p cambiando a oscilaciones amortiguadas

Como ya se mencionó, hay varias formas de calibrar el controlador. Se procede a establecer los parámetros cambiando K_p hasta que el sistema comienza a oscilar indefinidamente. Luego se mide el período de fluctuación. En base a esto y al coeficiente de ganancia, los parámetros del controlador PID se pueden determinar de acuerdo con la tabla 3.1.

Para comenzar, se realizan pruebas en un motor DC, en el mismo sitio de prueba que se describe al principio del presente capítulo. A diferencia de las mediciones anteriores, donde se tiene un sistema de circuito abierto, aquí se trata de un sistema de circuito cerrado. Esto significa que se configura la salida del controlador en función de las salidas de los sensores y que no está predefinido.

Los resultados se vuelven a grabar en un campo numérico, pero en esta prueba se asigna 300 lugares libres. El curso de las mediciones se muestra gráficamente en la figura 3.11.

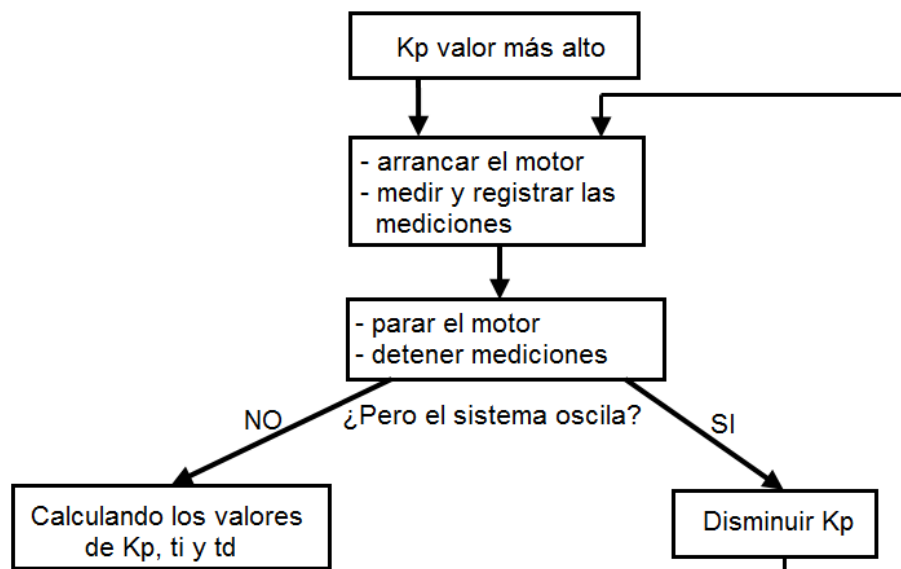


Figura 3. 11: Procesos de dirigir un sistema proporcional o integrado.
Elaborado por: Autor.

La calibración según el método de bucle cerrado propuesto por Ziegler y Nichols, entre otros, es la siguiente:

- i. Establecer Kp en el valor más alto posible, donde el error medido más pequeño posible dispare la máxima respuesta posible del controlador (el controlador puede generar un voltaje máximo de 5 V en cualquier dirección).
- ii. Si el motor DC comienza a oscilar, se disminuye Kp (si no oscila, detener la prueba y escriba que el sistema dado no es adecuado para la calibración con este método) y escriba el período de oscilación.
- iii. Reducir Kp hasta que el sistema deja de oscilar.

Debido al proceso de medición inexacto y la amplitud de oscilación máxima limitada, se estima que el sistema fluctúa sin ser perturbado si no se ralentiza dentro de un determinado período de tiempo. Para determinar el período, primero se debe determinar los picos de la función de respuesta, luego determinar el período de oscilación con la frecuencia de captura de datos y el número de mediciones entre los dos picos. La función de velocidad angular dependiente del tiempo tiene un máximo local en el entorno de un cierto punto, si se mantiene:

$$f_{\omega}(t) > f_{\omega}(t + i) \quad \wedge \quad f_{\omega}(t) > f_{\omega}(t - i)$$

Donde i es el tiempo está entre las dos mediciones, y f_{ω} es la función de la velocidad angular como una función del tiempo. Si esta ecuación se mantiene, significa que la función tiene un valor mayor en el tiempo t que en el tiempo $t - i$ y el tiempo $t + i$. Cuando se miden las cantidades donde se produce el ruido, puede ocurrir que muchos valores se identifiquen como el máximo local. Para evitar esto, se puede agregar una función que almacena los máximos posibles y los compara entre sí.

A continuación, se elige el máximo entre los máximos posibles. La limitación de este método es que el usuario debe determinar qué tan lejos debe verse la función al determinar el máximo, por lo tanto, es necesario conocer la frecuencia aproximada de la oscilación. Este problema podría evitarse midiendo el valor máximo de la función en el intervalo cuando el valor de la señal cruza un valor predeterminado.

La figura 3.12 muestra una señal con ruido agregado. Cuando el sistema debido al coeficiente excesivo de ganancia proporcional varía, se puede estimar con gran probabilidad de que fluctúe alrededor de algún valor predeterminado (línea discontinua). Cuando el valor de la señal cruza el límite máximo, se observan los valores del último cruce de este límite y se determinan los extremos locales.

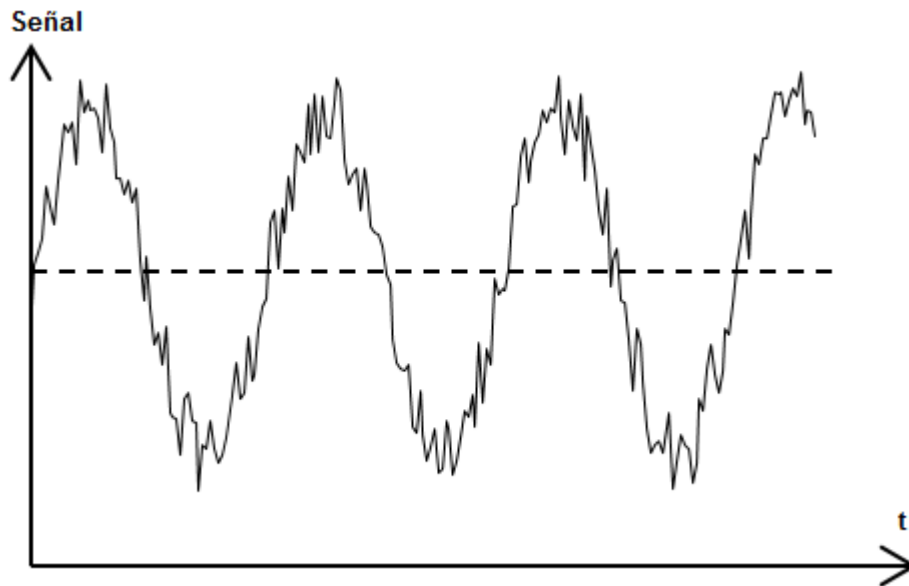


Figura 3. 12: Determinación de extremos locales durante un intervalo dado.
Elaborado por: Autor.

Para determinar la frecuencia, también se podría leer el momento en que la señal cruzó la línea discontinua, pero todavía necesitaría una forma de medir la amplitud de vibración para identificar oscilaciones no perturbadas. Se procede a iniciar las mediciones en el valor más alto Kp , porque se estima que la oscilación máxima no es lo suficientemente intensa como para dañar el sistema medido. Además, de esta manera, se puede evaluar de inmediato si existe una fluctuación no perturbada, que a menudo es la causa del método de falla para determinar los coeficientes de refuerzo.

La figura 3.13 muestra la respuesta del sistema a dos valores diferentes Kp . La línea gris representa una respuesta con $Kp = 4.3$, en la línea discontinua es $Kp = 3.1$. Desde esta imagen, también es evidente que la amplitud de la oscilación cambia, pero todavía se tiene problemas con las

oscilaciones no perturbadas. Con un mayor coeficiente de refuerzo proporcional, se puede observar que la frecuencia de la oscilación es mayor.

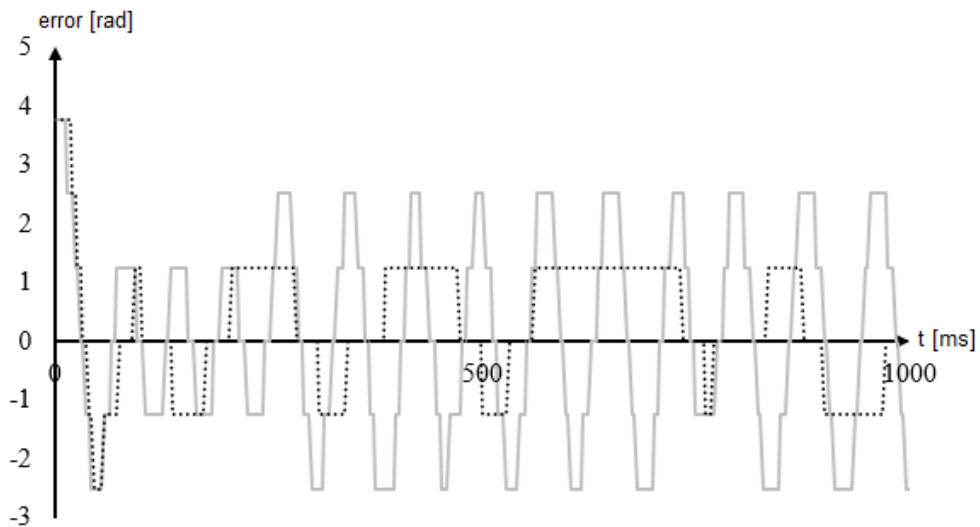


Figura 3. 13: Visualización de las oscilaciones del sistema a diferentes valores de coeficiente de ganancia proporcional.

Elaborado por: Autor.

3.4.1. Error de estado estacionario.

Cuando se trata solo de control proporcional, siempre hay una falla en el estado estacionario. Este error se puede corregir agregando un valor fijo a la salida del controlador o cambiando el tipo de controlador de una proporcional a una proporcional-integral. En casos raros, también puede suceder que el error en estado estacionario es menor que la resolución de medidas. Este ejemplo representa exactamente el sistema de motor DC en el que se realiza las mediciones. La medición en la que el error es cero se presenta en la figura 3.14.

Una de las posibles soluciones con el sistema existente es reorganizar el código del software para que, en lugar del estado alto y bajo de los sensores, se mida la salida analógica de los sensores. El problema surge porque el valor analógico depende de las condiciones de luz en las que se encuentra el robot móvil. Estas condiciones pueden variar sustancialmente según la dirección de la fuente de luz y la rotación del robot, y también sería necesario restablecer los valores límite del sensor cuando cambian el entorno con diferentes condiciones de iluminación.

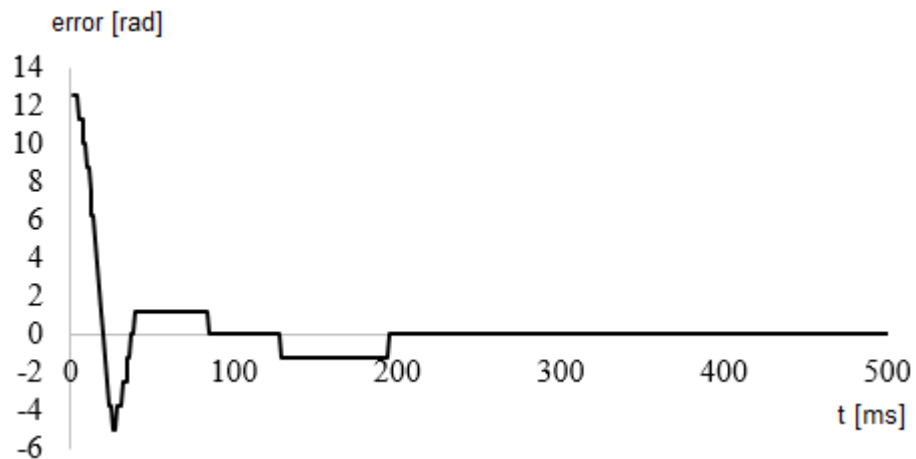


Figura 3. 14: Respuesta del controlador proporcional cuando el error de estado estacionario es menor que la resolución del sistema de medición.
Elaborado por: Autor.

Se estima que tal enfoque requeriría mucho más trabajo, pero al mismo tiempo no contribuiría significativamente a mejorar la experiencia del usuario, dado que el motor y el codificador óptico están destinados a un programa de ocio, no a un trabajo industrial o científico. En este punto, se puede dar una estimación de que la parte integral del controlador PID no puede contribuir más a reducir el error estacionario para el sistema en el que se permite su transporte. La introducción de una parte integral del controlador PID debe considerarse solo cuando el factor de amplificación K_p es demasiado pequeño para hacer girar el motor con el menor error posible.

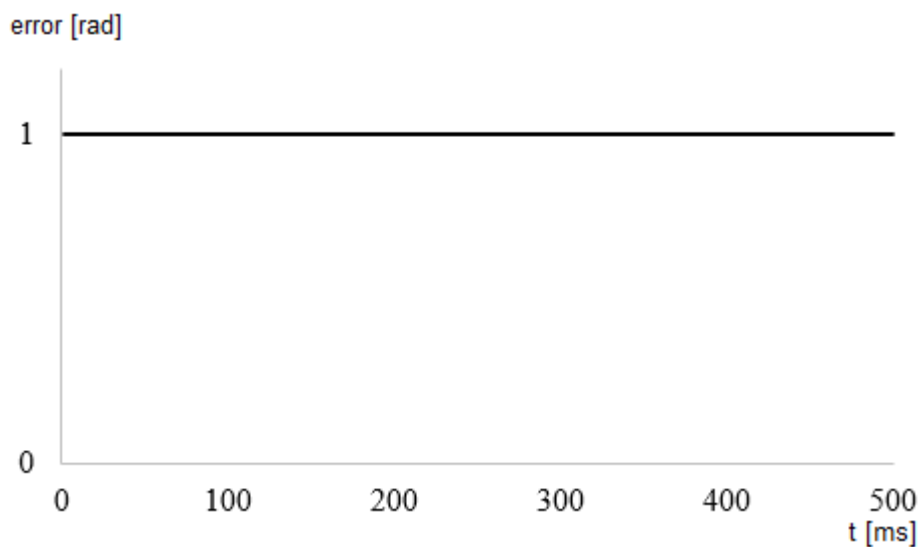


Figura 3. 15: Respuesta del controlador proporcional cuando el error de estado estacionario es menor que la resolución del sistema de medición.
Elaborado por: Autor.

La figura 3.15 muestra la (no) respuesta del sistema a un error cuando el controlador está compuesto solo por un miembro proporcional. Si el error 1 radian es mayor que el error máximo permitido, vale la pena agregar un artículo integral que reduzca este error en consecuencia.

3.4.2. Adición de miembros integrador y diferenciador.

Al agregar un miembro integral y diferenciador del controlador PID, es más fácil lograr diferentes respuestas deseadas, por ejemplo, cuando no se desea una falla en el estado estacionario, pero no quiere sobregirar demasiado. Como ya se indicó en la parte teórica del presente trabajo de titulación, es importante evitar un escape integral. Esto se evitará eliminando el miembro integral cuando la señal de control esté saturada o cuando el error sea cero.

Cuando se determina el tamaño del coeficiente de ganancia proporcional en el caso de oscilaciones no perturbadas, el coeficiente de amplificación integral y diferencial se puede determinar a partir de la frecuencia de oscilación.

3.5. Robot móvil.

El robot móvil está basado en la plataforma Arduino. A diferencia del motor DC, no se utiliza Arduino UNO, sino Arduino Nano. El código de software para ambas placas de desarrollo está escrito en el mismo entorno de programación. Las diferencias son principalmente que Nano es físicamente más pequeño en tamaño y tiene varios conectores digitales y analógicos. El robot móvil está propulsado por dos motores de corriente continua. Se alimenta con una batería de Lipo, y se conecta mediante un cable USB o una conexión inalámbrica Bluetooth.

A pesar del hecho de que el robot móvil tiene un amplio conjunto de sensores diferentes que se muestran en las figuras 3.16 y 3.17, los sensores de luz ubicados en su parte inferior son importantes para su movimiento a lo largo de la línea. Los sensores distinguen entre la línea negra y el fondo blanco. De esta manera, se puede determinar la posición del robot móvil con

respecto a la línea de referencia. Un robot móvil puede girar alrededor de su eje o conducir en línea recta.



Figura 3. 16: Vista inferior y superior del robot seguidor de línea utilizado para el desarrollo del controlador PID.

Elaborado por: Autor.

3.5.1. Saltar cambiar valor objetivo

El objetivo del robot para trazar una línea es avanzar a una velocidad específica, mientras gira en una dirección tal que la línea está exactamente en el centro del robot (entre los sensores 4 y 5 de la figura 3.16). Originalmente, el objetivo era llevar a cabo un experimento en el que un robot corre a lo largo de una línea, y luego, en algún punto, la línea se desplaza como se muestra en la figura 3.17. El objetivo aquí es observar la respuesta del robot a un cambio de objetivo en el salto.

Desafortunadamente, tal método no demostró ser ideal, ya que el robot estaba demasiado inclinado; se debería determinar una desviación ideal de la segunda parte de la línea con respecto a la primera, para lograr una oscilación suficientemente pequeña en la que el robot no se deslice en el suelo, pero es lo suficientemente grande como para exista una fluctuación imperturbable. Tal procedimiento consume mucho tiempo. Por esta razón, se decide llevar a cabo el experimento de tal manera que el robot comience su movimiento a lo largo de la línea en una posición distante, de modo que la batería del robot no sea paralela a la línea negra, sino que se desplace aproximadamente 30° .

3.5.2. Valores recomendados.

El experimento con el que se encuentra el valor de Kp , en el que el robot móvil no está perturbado, es sobre un fondo blanco con una línea negra recta de 15 mm de ancho. El robot móvil primero giró alrededor de su eje, que todos los sensores han enmarcado, cuál es el más alto y cuál es el valor más bajo que pueden esperar.

Cuando se presionó nuevamente el botón, el robot comenzó a moverse, seguido de una línea. La velocidad de movimiento circular hacia adelante se estableció en 0.2 rad/s, lo que ilustra la velocidad real a la que se mueve el robot móvil durante su operación. La búsqueda de los valores recomendados de coeficientes del robot móvil se llevó a cabo de una manera diferente a la del motor de corriente continua. Debido a la mayor complejidad y los tiempos de experimento más largos, la búsqueda de valores de Kp , en la que el sistema es fluctuante involuntario, se realizó de forma manual.

3.6. Resultados obtenidos.

3.6.1. Motor DC.

En el caso del motor DC, su voltaje de entrada se controla directamente por su velocidad angular de acuerdo con la ecuación $\omega = 0,4U - 0,5$; $1,57 V < U < 5 V$. El diagrama de flujo de control se muestra en la figura 3.17.

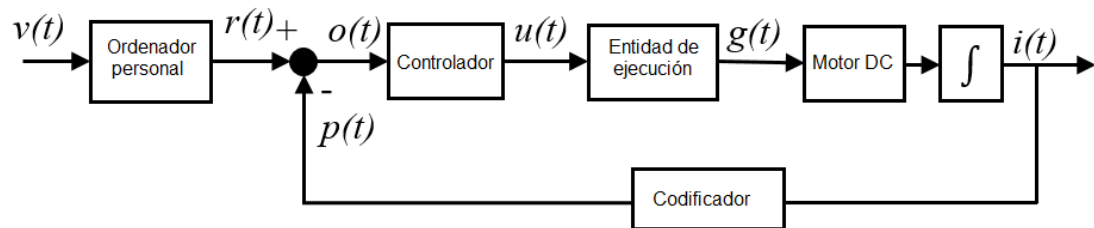


Figura 3. 17: Diagrama de flujo del control para motor DC.
Elaborado por: Autor.

La rotación deseada del motor DC en (t) a través de una PC se convierte en un código que la computadora puede leer. En el sumador, el valor deseado y el valor actual $p(t)$ se combinan, y la desviación $o(t)$ ingresa al controlador. El controlador luego envía la señal de control $u(t)$ al elemento de potencia del circuito, que envía la señal ejecutable $g(t)$ al motor. La tensión recibida por el

motor y la rotación actual del motor no dependen directamente, por lo que la salida del motor debe integrarse para obtener la rotación actual o la señal de salida $i(t)$.

El motor de corriente continua es un sistema de segundo orden, contiene una parte electrónica y mecánica. Se decide controlar la parte electrónica, lo que significa que las velocidades angulares no se controlan directamente, sino por la tensión en el motor. En otras palabras, el control de voltaje es más fácil de usar, pero al mismo tiempo los resultados no son peores.

3.6.1.1. Valor recomendado

Es importante asegurarse de que todas las pruebas se realicen bajo las mismas condiciones de luz. Las condiciones cambiantes tienen un efecto clave en los resultados obtenidos. Se debe prestar especial atención a la luz direccional fuerte, como una linterna que es mejor evitar. La prueba del motor DC alcanza la oscilación intacta en $K_p = 3.4$. Las mediciones se capturan cada 3 ms, al mismo tiempo que se establece un nuevo valor de la salida del controlador. La medida en sí toma 0.6 s.

De la figura 3.18 se desprende claramente que el error inicial es mucho mayor que la amplitud final de las oscilaciones no perturbadas. Se estima que el error inicial más alto no afecta significativamente los resultados finales. Los cálculos de medición muestran que el período de oscilación es 32.8 ms y 0.0328 s. Las recomendaciones según el método Ziegler-Nichols nos dan el siguiente valor del coeficiente de refuerzo:

- $K_p = 2,0,$
- $K_i = 61,$
- $K_d = 0,008,$

Es inmediatamente evidente que K_i es desproporcionadamente grande. No se debe olvidar que el miembro integral necesita ser integrado. En nuestro caso, hay períodos de tiempo muy pequeños, por lo que el miembro integral también es pequeño.

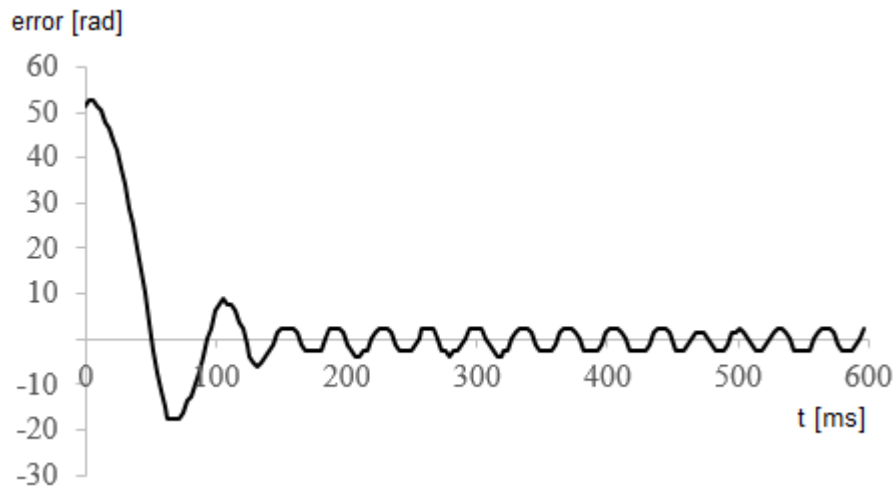


Figura 3. 18: Resultados de medición.
Elaborado por: Autor.

a. Control integral.

La tarea principal del control integral es minimizar el error del estado estacionario. En este caso, el sistema de medición del desplazamiento es lo suficientemente impreciso, como para que el prorrato mismo logre reducir el error en la medida en que ya no se puedan detectar los dispositivos de medición (codificador óptico). Como regla general, el control integral garantiza que el sistema se calme durante mucho tiempo, por lo que no se puede considerar a este respecto.

b. Control proporcional.

Si se toma en cuenta solo un término proporcional, se puede lograr la estabilidad, pero no se puede observar la reducción del error, como lo describen el método Ziegler y Nichols. Primero, se realiza un experimento, en el que el programa cambia automáticamente el tamaño hasta que se logra una oscilación sin interferencias. Para las oscilaciones no realizadas, el sistema no se establece después de 600 ms.

Se repitió la prueba 170 veces para verificar la incertidumbre estadística de las mediciones. El valor recomendado K_p se calcula de acuerdo con el método ZN, en el que el controlador solo tiene un elemento proporcional, tal como se describe en la tabla 3.1.

Tabla 3. 1: Recomendaciones para determinar los coeficientes con respecto a los parámetros críticos del proceso.

| No. | Autor, año | Control | K | Ti | Td | Respuesta |
|-----|-------------------------|---------|---------------|---------------|----------------|-----------------------------|
| 1 | Ziegler y Nichols, 1942 | P | $0.50 K_{kr}$ | - | - | Reducción de picos |
| 2 | Ziegler y Nichols, 1942 | PI | $0.45 K_{kr}$ | $0.80 t_{kr}$ | - | Reducción de picos |
| 3 | Ziegler y Nichols, 1942 | PID | $0.60 K_{kr}$ | $0.50 t_{kr}$ | $0.125 t_{kr}$ | Reducción de picos |
| 4 | Pettit y Carr, 1987 | PID | K_{kr} | $0.50 t_{kr}$ | $0.125 t_{kr}$ | Críticamente subamortiguado |
| 5 | Pettit y Carr, 1987 | PID | $0.67 K_{kr}$ | t_{kr} | $0.167 t_{kr}$ | Críticamente amortiguado |
| 6 | Pettit y Carr, 1987 | PID | $0.50 K_{kr}$ | $1.50 t_{kr}$ | $0.167 t_{kr}$ | Supercríticamente latente |
| 7 | Chau, 2002 | PID | $0.33 K_{kr}$ | $0.50 t_{kr}$ | $0.333 t_{kr}$ | Pequeño exceso |
| 8 | Chau, 2002 | PID | $0.20 K_{kr}$ | $0.55 t_{kr}$ | $0.333 t_{kr}$ | Sin sobreimpulso |
| 9 | Bucz, 2011 | PID | $0.54 K_{kr}$ | $0.79 t_{kr}$ | $0.119 t_{kr}$ | Exceso |
| 10 | Bucz, 2011 | PID | $0.28 K_{kr}$ | $1.44 t_{kr}$ | $0.356 t_{kr}$ | Tiempo transitorio |

Elaborado por: Autor.

En la tabla 3.2 se puede observar que existe una diferencia muy grande entre el valor más bajo y el más alto recomendado, de lo cual se concluye que el sistema es muy impreciso.

Tabla 3. 2: Resultados de las mediciones de calibración (n = 170).

| | |
|----------------------------|------|
| Valor máximo recomendado | 2.50 |
| Valor mínimo recomendado | 0.93 |
| Valor promedio recomendado | 1.96 |
| Moda | 1.91 |
| Mediana | 1.91 |
| Desviación estándar | 0.28 |

Elaborado por: Autor.

Es aún más agradable observar cuán grande es la dispersión, tal como se muestra en la gráfica de la figura 3.19. Se puede observar que el valor más bajo es un caso aislado. Para probar si el valor recomendado es verdadero, se selecciona el valor promedio. Incluso el uso de una mediana o una moda como medidas de tendencia central no cambiaría significativamente el resultado.

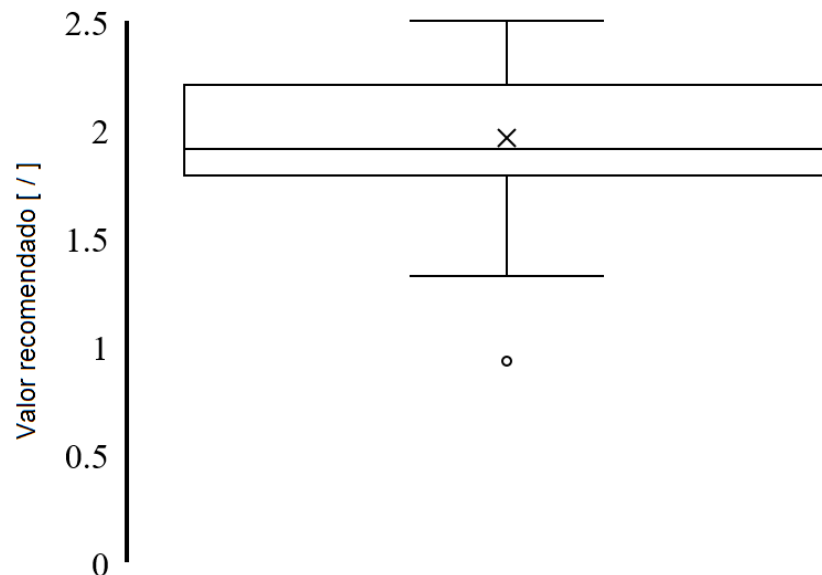


Figura 3. 19: Representación gráfica del diagrama de caja para valor K_p recomendado.

Elaborado por: Autor.

Hubo 26 repeticiones del experimento que se muestran en la tabla 3.3. Ya se indicó, que en el presente capítulo el error no disminuye, como se esperaría por el método ZN. Por este motivo, se cuenta el número de veces que gira el motor DC y el tiempo que tarda en detenerse.

Tabla 3. 3: Resultados de las mediciones idóneas del coeficiente de ganancia seleccionado $K_p=1,96$ ($n = 26$).

| | No. de fluctuaciones | Tiempo de estabilización [ms] | Tiempo de subida [ms] |
|---------------------|----------------------|-------------------------------|-----------------------|
| Valor máximo | 16 | 720 | 27 |
| Valor mínimo | 3 | 186 | 21.9 |
| Valor promedio | 7.04 | 353.51 | 25.43 |
| Moda | 5 | 282 | 25.5 |
| Mediana | 6 | 324 | 25.5 |
| Desviación estándar | 3 | 120,01 | 1.34 |

Elaborado por: Autor.

Incluso con estos resultados, hay una gran cantidad de dispersión, en el menor tiempo, la diferencia es casi cuatro veces menor que el tiempo de establecimiento más largo. El error de inestabilidad esperado en todos los casos es cero.

c. Añadiendo un control diferenciador.

El control diferenciador asegura que el sistema se establezca. Un coeficiente bien establecido de amplificación diferencial puede reducir excesos y acortar el tiempo de estabilización, pero no puede reducir los errores por sí mismos. La tabla 3.4 muestra los valores obtenidos con la adición de un control diferenciador.

Tabla 3. 4: Resultados de las mediciones con adecuación del coeficiente de ganancia $K_p=1,96$ y $K_d=0,008$ ($n = 26$).

| | No. de fluctuaciones | Tiempo de estabilización [ms] | Tiempo de subida [ms] |
|---------------------|----------------------|-------------------------------|-----------------------|
| Valor máximo | 2.00 | 200.00 | 32.00 |
| Valor mínimo | 0.50 | 45.00 | 24.00 |
| Valor promedio | 1.12 | 102.72 | 28.04 |
| Moda | 1.00 | 51.00 | 28.00 |
| Mediana | 1.00 | 93.00 | 28.00 |
| Desviación estándar | 0.44 | 48.01 | 1.57 |

Elaborado por: Autor.

Se puede notar una mejora significativa en la estabilización del sistema, cuando se agrega un control diferenciador, aunque el tiempo de subida es despreciable.

3.6.1.2. Discusión de los resultados.

Se observa que el elemento integral en un sistema de este tipo no solo no es necesario, sino que incluso es indeseable, ya que aumenta el tiempo de estabilización y el error del estado estacionario no se puede reducir, ya que sin esto es mínimo. También es importante que el sistema y el error de rotación se midan para un eje más pequeño. Si se utiliza un motor DC de este tipo en un robot móvil, el error de rotación de la propia rueda del robot móvil se reduciría en un factor de 29.82.

También se estima que un error aceptable podría ser mayor que 0. En casos reales, la medición debería ser mucho más precisa que el error máximo aceptable. Vale la pena mencionar una gran cantidad de resultados cuando se busca un coeficiente de refuerzo proporcional, en el que, sin duda, el sistema oscila.

3.6.2. Robot móvil.

Se establece que el valor del coeficiente de amplificación proporcional, en el cual el sistema no está diluido, es igual a 2.10. En el mismo sitio de prueba, como en la determinación del valor crítico, se lleva a cabo un experimento en el que se cuenta la frecuencia de oscilación. Debido a la mayor complejidad del sistema y la gran influencia del valor inicial en el experimento, se decidió realizar la medición del período de oscilación 27 veces. Para lo cual se obtuvieron los siguientes resultados (véase la tabla 3.5):

Tabla 3. 5: Resultados de las mediciones del período de fluctuaciones (n = 27).

| | |
|--------------------------------|---------|
| Período máximo de oscilación | 0.187 s |
| Período mínimo de oscilación | 0.155 s |
| Período promedio de oscilación | 0.165 s |
| Moda | 0.166 s |
| Mediana | 0.165 s |
| Desviación estándar | 0.006 s |

Elaborado por: Autor.

Se puede notar que el período de oscilación o fluctuación es bastante estable. Para el valor de referencia, se ha elegido un valor de período promedio que es igual a la mediana. De acuerdo con las recomendaciones del método Ziegler-Nichols, se obtienen los siguientes valores de parámetros:

- $K_p = 1,26$,
- $K_i = 12,082$,
- $K_d = 0,021$.

Los valores recomendados resultantes del método ZN hacen que el sistema sea inestable. Por este motivo, se decide intentar obtener un

coeficiente de refuerzos satisfactorio manualmente. El objetivo del experimento es que el error sea mínimo cuando el robot viaja a lo largo del nivel de línea. La segunda condición para el éxito del sistema es que el sistema no se balancee sin control cuando la línea se mueve 10 mm por lado.

Primero, se fija el valor de $K_p=1.9$. Para este valor, el robot mantiene bien la posición central, pero cuando la línea se mueve, se produce la oscilación incontrolada. De manera similar al motor DC, también se concluye aquí que no se necesita un número entero: cuando el robot viaja a lo largo de una línea recta, el error siempre está por debajo de 0.5 mm, lo que se considera aceptable. Se estima que este error se debe a un probador inexperto: la línea no es completamente recta.

La ganancia K_d incrementa gradualmente hasta conseguir que el sistema de movimiento llegue a la línea después del movimiento de la línea. El sistema se establece para $K_d=1.5$, pero a valores más altos se estabiliza aún más rápido. Cuando $K_d=15$, es notable que ocurren oscilaciones muy pequeñas y rápidas, incluso cuando el robot corre a lo largo del nivel de la línea.

Se estima que, a largo plazo esta fluctuación podría tener un impacto negativo en la conservación del robot móvil. Las pruebas adicionales muestran que el valor con el que el sistema se satisface ocurre cuando la ganancia $K_d=12.9$. Después de 26 repeticiones de las pruebas, se obtienen los siguientes resultados (véase la tabla 3.6).

Tabla 3. 6: Resultados de las mediciones del período de fluctuaciones (n = 27).

| | |
|-----------------------------------|--------|
| Tiempo máximo de estabilización | 420 ms |
| Tiempo mínimo de estabilización | 180 ms |
| Tiempo promedio de estabilización | 271 ms |
| Moda | 240 ms |
| Mediana | 270 ms |
| Desviación estándar | 67 ms |

Elaborado por: Autor.

Se estima que los resultados en la tabla 3.6 son satisfactorios. Para el sistema, el tiempo de establecimiento más largo se acepta como satisfactorio, ya que incluso después de mover la línea, esto comienza rápidamente a seguir de nuevo.

3.6.2.1. Discusión de los resultados.

Hay varias opciones para obtener resultados inestables. Cuando el experimento se ejecuta en $K_p=2.10$, la respuesta del sistema depende en gran medida de la posición inicial. Si el error inicial es demasiado alto, el sistema comienza a girar sin control, si es demasiado pequeño, se estabilizará. La configuración de la posición inicial se realiza manualmente, con una opción de alto error.

La razón principal está probablemente oculta en la fricción entre las ruedas y la base. Cabe destacar que el robot se desliza sobre la base de un rápido frenado o aceleración. El resultado es que el motor gira más rápido de lo que tendría que basarse en los cálculos, y el robot móvil se mueve más lentamente de lo que debería en relación con el movimiento del motor. Por esta razón, creemos que, en un sistema de este tipo, la búsqueda de parámetros óptimos es diferente de la desviación manual.

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.1. Conclusiones.

El documento trata el problema de configurar los coeficientes de ganancia del controlador PID en motores DC, y el principio de configuración se transmite al robot móvil. Se observó si los sistemas menos complejos pueden configurarse de la misma manera. La configuración automática en este caso significa realizar mediciones y calcular los coeficientes de ganancia:

1) Se demostró que no se necesita un entero en tal sistema. El único error con una cláusula proporcional es menos de 0.1π radianes, que también es la resolución del sistema de medición.

2) Los resultados obtenidos son la base para un mayor desarrollo de robots seguidores de línea y los algoritmos correspondientes.

3) Se encontró que, bajo condiciones ideales, el método ZN funciona. Cuando $K_p = 1.96$ y es $K_D = 0.008$, el sistema se estabiliza a 102.72 ms.

4) Cuando un robot móvil se desliza sobre la base, las recomendaciones de ZN ya no son válidas. Cuando el error supera el rango de medición de los sensores del robot móvil y el coeficiente de ganancia proporcional $K_p > 1.26$, el robot comienza a deslizarse debido a una fricción insuficiente entre la rueda y la base.

El sistema de ajuste automático de los parámetros del robot móvil PID permite establecer los coeficientes del refuerzo de artículos individuales, según los cuales se puede obtener resultados de calidad que permiten un movimiento preciso del robot a lo largo de la línea. La configuración de los coeficientes de coeficiente de CC indica que las recomendaciones de ZN también pueden aplicarse a sistemas con oscilaciones de alta frecuencia.

4.2. Recomendaciones.

A continuación, se realizan dos recomendaciones para el desarrollo de posibles trabajos de titulación e investigación para estudiantes de la Carrera de Ingeniería Electrónica en Control y Automatismo:

- Realizar análisis comparativos entre diferentes controladores PD, PI, PID utilizando lógica difusa.
- Realizar la implementación de controladores PID adaptativos en robots móviles de balance.

Bibliografía

- Arduino. (2018). Arduino - Software. Recuperado el 10 de diciembre de 2018, de <https://www.arduino.cc/en/Main/Software>
- Barsanti, R. J. (2015). Experiments with PID controllers using state feedback design techniques. En *SoutheastCon 2015* (pp. 1–2). Fort Lauderdale, FL, USA: IEEE. <https://doi.org/10.1109/SECON.2015.7132905>
- Gomes, M. ., Bassora, L. ., Morandin, O., & Vivaldini, K. C. . (2016). PID control applied on a line-follower AGV using a RGB camera. En *2016 IEEE 19th International Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC)* (pp. 194–198). Rio de Janeiro, Brazil: IEEE. <https://doi.org/10.1109/ITSC.2016.7795553>
- Khanke, P. K., & Jain, S. D. (2015). Comparative analysis of speed control of BLDC motor using PI, simple FLC and Fuzzy - PI controller. En *2015 International Conference on Energy Systems and Applications* (pp. 296–301). Pune, India: IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICESA.2015.7503359>
- Pérez Saura, D. (2017). *Diseño, construcción y control de una plataforma de experimentación para la automatización de ensayos con muestras de films de polietileno* (Trabajos Fin de Grado). Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, España. Recuperado de <http://repositorio.upct.es/handle/10317/5597>
- Sam, R., Mohd Nor Md Tan, & Mohamad Safari Ismail. (2013). Quad-copter using ATmega328 microcontroller. En *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (pp. 566–570). Busan: IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2013.6754500>

Sudhan, R. H., Kumar, M. G., Prakash, A. U., & Devi, S. A. R. (2015).

Arduino ATmega-328 Microcontroller. *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering*, 3(4), 27–29.

Uniyal, J., Joshi, M., & Juneja, P. K. (2016). Set point tracking capability and comparative response of PI-PD controller with PI, PD and PID controller. En *2016 International Conference on Advances in Computing, Communication, & Automation (ICACCA) (Spring)* (pp. 1–6). Dehradun, India: IEEE.

<https://doi.org/10.1109/ICACCA.2016.7578883>



Presidencia
de la República
del Ecuador



Plan Nacional
de Ciencia, Tecnología,
Innovación y Saberes



SENESCYT
Secretaría Nacional de Educación Superior,
Ciencia, Tecnología e Innovación

DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Jurado Jaramillo, Jorge Luis** con C.C: # 093127979-8 autor del Trabajo de Titulación: **Control adaptativo para control de velocidad y ángulo en motores DC para robots móviles** previo a la obtención del título de **INGENIERO ELECTRÓNICO EN CONTROL Y AUTOMATISMO** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 22 de Marzo de 2019

f. _____

Nombre: Jurado Jaramillo, Jorge Luis

C.C: 093127979-8

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

| | | | |
|---|---|---|----|
| TÍTULO Y SUBTÍTULO: | Control adaptativo para control de velocidad y ángulo en motores DC para robots móviles | | |
| AUTOR(ES) | JURADO JARAMILLO, JORGE LUIS | | |
| REVISOR(ES)/TUTOR(ES) | M. Sc. CÓRDOVA RIVADENEIRA, LUIS SILVIO | | |
| INSTITUCIÓN: | Universidad Católica de Santiago de Guayaquil | | |
| FACULTAD: | Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo | | |
| CARRERA: | Ingeniería Electrónica en Control y Automatismo | | |
| TÍTULO OBTENIDO: | Ingeniero Electrónico en Control y Automatismo | | |
| FECHA DE PUBLICACIÓN: | 22 de Marzo de 2019 | No. DE PÁGINAS: | 64 |
| ÁREAS TEMÁTICAS: | Microcontroladores, Diseño Electrónico y Sistemas Digitales | | |
| PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS: | MICROCONTROLADORES, PROTEUS, CCS C, ARQUITECTURA, PIC, SIMULACIÓN | | |
| RESUMEN/ABSTRACT (150-250 palabras): | | | |
| <p>La configuración automática de los parámetros del sistema de control PID (Proporcional-Integral-Derivativo) contiene algoritmos y recomendaciones para seleccionar el tamaño de los coeficientes de control que aseguran la respuesta deseada del sistema a la interrupción o cambio en el valor objetivo. El trabajo de titulación trata el problema de encontrar los coeficientes de ganancia óptimos del controlador PID. Los experimentos se llevaron a cabo en dos objetos de control. En ambas pruebas, los sistemas se controlaron utilizando la plataforma Arduino. La primera prueba se llevó a cabo en un motor de CC (Corriente continua) y la otra en un robot móvil facilitado por el Club de Robótica "ROBOFET". Las mediciones se realizaron en un sistema de circuito cerrado en el que se mide la amplitud de la variación del valor de la variable objetivo y su frecuencia. Se encontró que, en circunstancias ideales, se aplican las recomendaciones de Ziegler-Nichols y que aseguran una rápida desaceleración del sistema.</p> | | | |
| ADJUNTO PDF: | <input checked="" type="checkbox"/> SI | <input type="checkbox"/> NO | |
| CONTACTO CON AUTOR/ES: | Teléfono: +593958874146 | E-mail: jorgeluisjurado1996@hotmail.com | |
| CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN: COORDINADOR DEL PROCESO DE UTE | Nombre: Mendoza Merchán, Eduardo Vicente | | |
| | Teléfono: +593-9-68366762 | | |
| | E-mail: eduardo.mendoza@cu.ucsg.edu.ec | | |
| SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA | | | |
| Nº. DE REGISTRO (en base a datos): | | | |
| Nº. DE CLASIFICACIÓN: | | | |
| DIRECCIÓN URL (tesis en la web): | | | |