



UNIVERSIDAD DEL BÍO-BÍO

FACULTAD DE INGENIERÍA

DEPTO. INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**“PRÁCTICAS DE CONTROL DE VELOCIDAD Y POSICIÓN DE UN
SERVOMECANISMO PARA EL SISTEMA DE LABORATORIOS A
DISTANCIA UBB.”**

AUTOR

CARLOS R. FIGUEROA RIFO

PROYECTO DE SEMINARIO PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL EN AUTOMATIZACIÓN

CONCEPCIÓN – CHILE

2018



UNIVERSIDAD DEL BÍO-BÍO

FACULTAD DE INGENIERÍA

DEPTO. INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**“PRÁCTICAS DE CONTROL DE VELOCIDAD Y POSICIÓN DE UN
SERVOMECANISMO PARA EL SISTEMA DE LABORATORIOS A
DISTANCIA UBB.”**

AUTOR

CARLOS R. FIGUEROA RIFO

DOCENTES GUÍAS:

DR. ANGEL ERNESTO RUBIO RODRÍGUEZ

DR. JAIME ADDIN ROHTEN CARRASCO

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer a mis padres Monserrat y Nelson por todo lo que me han entregado para que yo llegue a esta instancia. A mis tías(o) Mila, Maite, Gloria y Mauricio por ser incondicionales. A mi hermana Natalia por el cariño que junto a Agustín me entregan y a mi tío Belarmino por preocuparse siempre por mí durante el transcurso de esta carrera.

También agradezco a Belén por todo el cariño, amor, apoyo y motivación dados y mis amigos, tanto a los de la universidad como a los de la “vida” que son pilares fundamentales para mi desarrollo.

Finalmente quiero agradecer a mi profesor guía, Sr Angel Rubio por la ayuda otorgada para hacer posible la realización de este proyecto.

RESUMEN

El presente documento describe las prácticas de laboratorios implementadas con el servomecanismo Feedback 33-033-IC a las cuales se accede mediante el Sistema de Laboratorios a Distancia (SLD) de la Universidad del Bío-Bío. La maqueta está ubicada en el Laboratorio de Control Automático del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (DIEE), pero su accesibilidad mediante el SLD le da como ventaja que el alumnado podrá interactuar con el servomecanismo en el momento que le sea necesario y en tiempo real, ya que estará disponible a toda hora, mientras el usuario tenga acceso a internet. Estas prácticas de laboratorio contribuyen al reforzamiento de los conocimientos teóricos aportados en la sala de clases.

Dicha maqueta consta con una unidad mecánica en la que está el motor de corriente directa acoplado a un tacogenerador para medir velocidad y a un potenciómetro de 360° para medir posición angular. Tiene una unidad llamada Tablero de conexiones, en la que se pueden realizar diversas configuraciones entre componentes a éste. Y fue necesario diseñar e implementar una placa de acondicionamiento de señal para poder realizar la conexión de la maqueta a la tarjeta de adquisición. Esta se manipula desde un computador utilizando Matlab y Simulink. También se describen las características físicas de la maqueta, su modelado analítico y experimental, y diversas estrategias para el control de la velocidad y posición del motor.

Este trabajo de título está organizado en siete capítulos de acuerdo a la siguiente distribución. En el Capítulo 1, se realiza una introducción al tema y se describen los objetivos planteados previamente. En el Capítulo 2 se entrega información de algunas plataformas web de laboratorios a distancia que existen en el mundo y también se entrega las características del sistema a laboratorio a distancia de la Universidad del Bío-Bío. El Capítulo 3 entrega información del servomecanismo, sus componentes y especificaciones técnica, como también las especificaciones de la tarjeta de adquisición de datos y la documentación detallada del diseño de la placa de acondicionamiento. En el Capítulo 4 se habla del motor de corriente continua, su aproximación de primer orden y la identificación de su función de transferencia para realizar el diseño y la aplicación de las diferentes estrategias de control propuestas en el Capítulo 5. En el Capítulo 6 se muestran los resultados obtenidos al realizar las prácticas en el sistema de laboratorio a distancia aplicando las estrategias de control estudiadas en el capítulo anterior. Una posible práctica a incorporar en el futuro, se estudia en el Capítulo 7, correspondiente al diseño de controladores digitales. Finalmente, el último capítulo expone las conclusiones de este trabajo.

Contenido

AGRADECIMIENTOS	3
RESUMEN	4
ÍNDICE DE FIGURAS	7
NOMENCLATURA	9
CAPÍTULO 1:	10
1. INTRODUCCIÓN	10
1.1. Objetivos	11
1.1.1. Objetivo General.....	11
1.1.2. Objetivos específicos	11
CAPÍTULO 2	12
2. SISTEMA DE LABORATORIO A DISTANCIA	12
2.1 Características.....	12
2.2. Funcionamiento del SLD	13
CAPÍTULO 3	14
3. SERVOMECANISMO FEEDBACK 33-033 Y ADQUISICIÓN DE DATOS.....	14
3.1. Características de un servosistema	14
3.2. Unidad mecánica 33-100.....	14
3.3. Tablero de trabajo 33-125	16
3.4. Transductores analógicos	17
3.5. Tarjeta de Adquisición de Datos MF 624	18
3.6. Acondicionamiento de Señal PC-Maqueta	20
3.6.1. Diseño de placa de Acondicionamiento de Señales.	23
CAPÍTULO 4	26
4. CARACTERÍSTICAS MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA E IDENTIFICACIÓN DEL SISTEMA	26
4.1. Motor de corriente directa.....	26
4.2. Aproximación de primer orden para el motor de corriente directa	29
4.3. Identificación de la planta (motor) mediante respuesta ante entrada escalón	30
CAPÍTULO 5	31
5. TEORÍA CLÁSICA DE ESTRATEGIAS DE CONTROL DE VELOCIDAD Y POSICIÓN.....	31
5.1. Controlador PID	31
5.1.1. Acción de control proporcional (P)	31
5.1.2. Acción de control integral (I)	31

5.1.3.	Acción de control derivativa (D).....	32
5.1.4.	Acción de control proporcional-integral (PI).....	32
5.1.5.	Acción de control proporcional-derivativa (PD).....	32
5.1.6.	Acción Proporcional-Integral-Derivativa (PID).....	33
5.2.	Estrategias de control de velocidad para un motor de corriente directa	33
5.2.1.	Sistema de control proporcional de velocidad	33
5.2.2.	Cancelación de polos para diseño controlador PI.....	34
5.3.	Estrategias de control de posición para motor de corriente directa	36
5.3.1.	Estrategia de diseño controlador proporcional.....	36
5.3.2.	Control en Cascada	38
5.3.3.	Diseño de compensador en adelanto de fase basado en el método de respuesta en frecuencia.....	41
5.3.4.	Diseño de compensador en atraso de fase basado en el método de respuesta en frecuencia.....	43
5.4.	Estudio del error en estado estable para las estrategias de control.....	45
CAPÍTULO 6		46
6.	Sistema de Laboratorios (SLD) a Distancia: Servomecanismo Feedback 33-033.	46
6.1.	Prácticas desarrolladas en el Sistema de Laboratorios a Distancia.	46
6.1.1.	Práctica 1: Identificación por respuesta al escalón	46
6.1.2.	Práctica 2: Ajuste del filtro.....	47
6.1.3.	Práctica 3: Control de velocidad con PID real y filtro.....	51
6.1.4.	Práctica 4: Control de posición con PID real y filtro.....	56
6.1.5.	Práctica 5: Control en cascada de posición y velocidad	60
6.2.	Teoría y prácticas de estrategias de control de posición con controladores de mayor grado de complejidad propuestos por el usuario.	64
6.2.1.	Práctica con controlador PD con polo adicional	65
6.2.2.	Práctica con compensador en adelanto de fase	68
6.2.3.	Práctica con compensador en atraso de fase	73
SUMARIO.....		79
CONCLUSIONES		79
TRABAJO A FUTURO		80
BIBLIOGRAFÍA		81
ANEXO		83

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Arquitectura detallada del SLD [9].	13
Figura 3.1: Esquema básico de un servosistema o sistema de control.	14
Figura 3.2: Unidad Mecánica Feedback 33-100.	15
Figura 3.3: Tablero de Interconexiones 33-125.	16
Figura 3.4: Conexiones en bornera universal ADAM 3937 DB-37.	20
Figura 3.5: Seguidor de tensión.	21
Figura 3.6: Amplificador inversor.	22
Figura 3.7: Estructura de comunicación entre computador y unidad mecánica.	22
Figura 3.8: Pines LM-324.	23
Figura 3.9: Estructura de la placa de acondicionamiento en Proteus.	24
Figura 3.10: Anverso y reverso de la placa virtual diseñada en Proteus.	24
Figura 3.11: Diseño final de la placa de acondicionamiento.	25
Figura 3.12: Medición de señal de velocidad y posición (señal amarilla y azul respectivamente) del circuito amplificador de voltaje.	25
Figura 4.1: Circuito eléctrico de armadura y de campo.	26
Figura 4.2: Diagrama en forma típica.	28
Figura 4.3: Lazo abierto para la identificación de la planta.	30
Figura 5.1: Sistema de control proporcional.	33
Figura 5.2: Lazo cerrado control de velocidad.	35
Figura 5.3: Desarrollo lazo cerrado control de velocidad.	35
Figura 5.4: Lazo cerrado de control de posición.	36
Figura 5.5: Sistema de control en cascada.	38
Figura 5.6: Controlador PI en lazo interno.	39
Figura 5.7: Sistema luego de realizar algebra de bloques en el lazo interno.	39
Figura 5.8: Control Proporcional para lazo externo.	40
Figura 6.1: Diagrama en bloque implementado para la identificación del servomecanismo en el SLD.	46
Figura 6.2: Curva de velocidad del Motor.	47
Figura 6.3: Parte positiva del espectro de amplitud de $x(t)$ (velocidad) con zoom en sector de frecuencia de corte a escoger.	48
Figura 6.4: Señal ruidosa de velocidad y Señal filtrada de velocidad.	50
Figura 6.5: Parte positiva del espectro de amplitud $x(t)$ (Posición).	50
Figura 6.6: Sistema en lazo abierto con salida de la planta filtrada.	51
Figura 6.7: Señal filtrada de voltaje de la salida del potenciómetro de 360°.	51
Figura 6.8: Diagrama de bloque implementado para el control de velocidad en el SLD mediante controlador PID.	52
Figura 6.9: PID implementado para la práctica de control de velocidad.	52
Figura 6.10: Velocidad del motor controlado por acción proporcional.	53

Figura 6.11: Mando sistema control proporcional.....	53
Figura 6.12: Recuadros de parámetros en el SLD, sin filtro y con filtro respectivamente.	54
Figura 6.13: Salida del sistema. Velocidad medida y Velocidad filtrada.	55
Figura 6.14: Mando aplicado y Mando calculado (Señal sin filtrar).	55
Figura 6.15: Mando calculado y Mando aplicado (Señal filtrada).	55
Figura 6.16: Lazo cerrado de control de posición.	57
Figura 6.17: Modelo equivalente control de posición.....	57
Figura 6.18: Recuadro de parámetros para el experimento en el SLD.	58
Figura 6.19: Salida de posición (Señal sin filtrar)	59
Figura 6.20: Mando aplicado.....	59
Figura 6.21: Lazo de control en Cascada SLD.....	60
Figura 6.22: Configuración en cascada en el interior del bloque del controlador.....	60
Figura 6.23: Recuadro de parámetros para el experimento en el SLD.	62
Figura 6.24: Posición y señal de mando medidos (Señal sin filtrar).	62
Figura 6.25: Posición y señal de mando medidos (Señal filtrada).	63
Figura 6.26: Sistema de control de posición con controlador PD con polo adicional en SLD.	65
Figura 6.27: Salida de posición y mando medidos (Señal sin filtrar).....	67
Figura 6.28: Salida de posición y mando medidos (Señal filtrada).	67
Figura 6.29: Sistema de control.	68
Figura 6.30: Diagrama de bode $G1(j\omega)$	69
Figura 6.31: Diagrama de bode del sistema compensado.	71
Figura 6.32: Sistema con compensador en adelanto de fase en SLD.	72
Figura 6.33: Salida de posición y mando medidos (señal sin filtrar).	72
Figura 6.34: Posición medida y Posición filtrada.	73
Figura 6.35: Diagrama de bode del sistema no compensado.	74
Figura 6.36: Diagrama de bode que ilustra la magnitud del nuevo cruce de ganancia: 5.39 dB. .	75
Figura 6.37: Diagrama de bode del sistema compensado Gcs/K ".	76
Figura 6.38: Sistema con compensador en atraso de fase en SLD.	77
Figura 6.39: Salida de posición y mando medidos (Señal sin filtrar).....	77
Figura 6.40: Posición medida y Posición filtrada.	78

NOMENCLATURA

Nomenclatura	Significado
V_{in}	: Voltaje de entrada amplificador.
V_{out}	: Voltaje salida amplificador.
R_f	: Resistencia conectada al pin inversor y la salida del amplificador.
R_{in}	: Resistencia de entrada amplificador.
K_p	: Ganancia proporcional.
T_i	: Ganancia integrativa.
T_d	: Ganancia derivativa.
K_m	: Ganancia del motor.
T_m	: Constante de tiempo del motor.
ω_n	: Frecuencia natural.
ξ	: Factor de amortiguamiento.
t_{ss}	: Tiempo de establecimiento.
τ_{lc}	: Constante de tiempo F.T. lazo cerrado control PI de velocidad.
K_{ad}	: Ganancia compensador en adelanto.
k_v	: Constante de error estático de velocidad.
α	: Factor de atenuación compensador en adelanto.
φ_m	: Adelanto de fase máximo requerido.
β	: Factor de atenuación del compensador en atraso.
e_{ss}	: Error en estado estacionario.
$G_x(s)$	: Transferencia del sistema en lazo cerrado para el cálculo de error.
$X(s)$	: Referencia para cálculo de error.
K	: Valor máximo en Volt que alcanza la curva para la identificar el sistema.
U	: Referencia escalón para identificación del sistema.
K_{PI}	: Constante proporcional para controlador PI.
a	: Valor de modificación para controlador PI.
K_{at}	: Ganancia compensador en adelanto.

CAPÍTULO 1:

1. INTRODUCCIÓN

El Sistema de Laboratorios a Distancia (SLD) es una herramienta web de ayuda académica con el fin de facilitar la comprensión de forma práctica de las materias incorporadas en él. Esto es posible ya que el sistema permite el control, como su nombre lo dice, a distancia, de diferentes plantas en tiempo real, que pueden ser estudiadas con fines académicos (laboratorios) o de investigación, gracias a controladores diseñados por el usuario, ingresando los parámetros en la interfaz WEB del SLD. El diseño de control se realiza en MATLAB y SIMULINK, herramientas ampliamente usadas en el desarrollo de futuros ingenieros [1].

Alrededor del mundo estos sistemas se están incorporando ampliamente a nivel universitario, ejemplo de ello es el proyecto AutomatL@bs, coordinado por el Profesor Sebastián Dormido, en el que colaboran varias universidades españolas [2] para la enseñanza de la automática a través de laboratorios virtuales/remotos. Otros ejemplos son el proyecto iLabs liderado por los profesores del MIT Jesús del Alamo y Steve Lerman [3], proyecto Labshare financiado por el Departamento de Educación de la Universidad Curtin en Australia [4], el WebLab-DEUSTO diseñado e implementado por la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Deusto [5], Ciclope Robot situado en la Facultad de Informática de la Universidad Politécnica de Madrid [6], ServoHis destinado al estudio de servomecanismos con control relé utilizando una Maqueta Feedback 33-033 [7], como la que se presenta en este proyecto, entre otros [8].

La Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (DIEE) de la Universidad del Bío-Bío, ubicada en la provincia de Concepción (Chile), posee en su Laboratorio de Control Automático dos plantas incorporadas en el Sistema de Laboratorios a Distancia (SLD): Maqueta de tanques acoplados y Maqueta de Servomecanismo, ambas marca Feedback.

El objetivo del presente proyecto es utilizar esta última maqueta marca Feedback, modelo 33-033, escogida para analizar su potencialidad respecto al desarrollo de prácticas vinculadas a las asignaturas de Identificación de Sistemas, Control de Movimiento y Control por Computador y sentar las bases teóricas para la obtención del modelo de este servomecanismo (motor DC) y establecer diferentes estrategias de control de posición y velocidad.

Las prácticas a implementar consisten en la identificación de la dinámica del Servomecanismo, el control de su velocidad y su posición con controlador PID, control en cascada entre otras estrategias, con su respectivo apoyo de material teórico complementario para

la web del SLD, estas prácticas permitirán reforzar los conocimientos entregados en las aulas y ver en tiempo real el funcionamiento de la maqueta y configurarla según los criterios de control proporcionados a los alumnos en dichas asignaturas.

Cabe mencionar que los resultados de esta tesis, fueron enviados en formato paper al IEEE ICA-ACCA 2018 (IEEE International Conference on Automation / XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control), el cual será analizado y sometido a proceso de evaluación para una eventual publicación y presentación (Anexo).

1.1. Objetivos

1.1.1. Objetivo General

Implementar en el Sistema de Laboratorios a Distancia diversas prácticas de control de velocidad y posición, en la maqueta Servomecanismo Feedback 33-033- IC, con sus guías metodológicas y materiales teóricos complementarios.

1.1.2. Objetivos específicos

- Implementación de prácticas propuestas.
- Escritura de materia teórico complementario para la web del SLD.
- Validación del sistema integrado.

CAPÍTULO 2

2. SISTEMA DE LABORATORIO A DISTANCIA

2.1 Características

El Sistema de Laboratorio a Distancia implementado tiene las siguientes características [9]:

- **Disponibilidad:** el sistema debe estar disponible las 24 horas del día. También debe tener medidas de autoprotección para no dañar el equipo o personal del laboratorio.
- **Accesibilidad:** acceso al sistema desde cualquier parte del mundo vía internet.
- **Facilidad de uso:** el usuario solo debe poseer conocimientos básicos de control para poder interactuar con el modelo.
- **Interfaz de usuario rápida y fácil:** la interfaz conforma el pedido de prácticas y los manda al servidor WEB. Esta interfaz está basada en páginas con protocolo HTML¹ que dan una experiencia rápida sin necesidad de instalar un software adicional. También posee ayuda técnica para el usuario.
- **Administración de múltiples pedidos en forma paralela:** administración centralizada de los equipos geográficamente separadas pero unidos por una red WAN². Esto reduce tiempo de espera que un usuario remoto haga determinada práctica.
- **Desarrollo de controladores de forma remota usando Matlab y Simulink:** los usuarios, a través de Matlab-Simulink, pueden crear sus propios controladores. Simulink tiene una amplia librería con bloques que permiten crear controladores analógicos, digitales o híbridos de manera rápida
- **Cambio del periodo de muestreo:** usuarios pueden cambiar periodo de muestreo a gusto para probar desempeño de controladores digitales o cualquier experimento en general.
- **Cambio de referencias:** el sistema permite cambiar la referencia para comprobar el desempeño ante distintas entradas.

¹ Protocolo HTML (HyperText Markup Language) es un lenguaje descriptivo que especifica la estructura de la página web.

² Una red de área extensa o WAN (Wide Area Network) es una conexión entre varias redes de área local (LAN).

2.2. Funcionamiento del SLD

En la estructura del Sistema de Laboratorios a Distancia se puede encontrar tres actores [9]:

- **Interfaz de usuario:** Para realizar las tareas referentes a este aspecto se utiliza un servidor HTTP y una aplicación específica desarrollada en lenguaje PHP³. Esta aplicación se encarga de la interface de usuario, del control de acceso de usuarios y de la gestión del sitio WEB. El usuario debe llenar correctamente todos los datos en el formulario asociado a la práctica y finalmente ejecutarla de manera real.
- **Administrador de los pedidos de prácticas:** el Servidor de Administrador de Prácticas (SAP) que está dentro del servidor verifica si la estación de trabajo esta apta para el uso, si lo está, manda el pedido al Cliente de Administración de Practicas (CAP) que se encuentra en la estación de trabajo.
- **Estación Prácticas:** Se procesan los datos obtenidos en CAP para luego realizar la práctica en Matlab-Simulink tanto reales como simuladas. La respuesta de la práctica llega a través de una página Web con el resultado del procesamiento y con la opción de poder descargarlos.

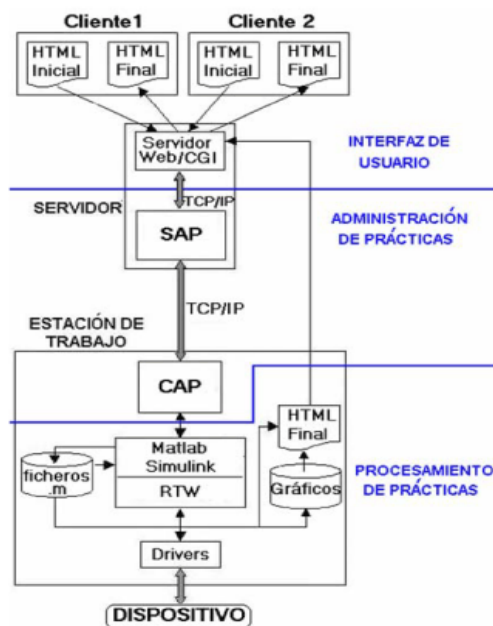


Figura 2.1: Arquitectura detallada del SLD [9].

³ PHP (Hypertext Pre-processor), fue desarrollado puntualmente para diseñar páginas web dinámicas programando scripts del lado del servido.

CAPÍTULO 3

3. SERVOMECANISMO FEEDBACK 33-033 Y ADQUISICIÓN DE DATOS

3.1. Características de un servosistema

Los servosistemas son sistemas de control realimentados en los que la salida es algún elemento mecánico, sea de posición, velocidad o aceleración. La salida del servosistema (o sistema de control) es comparada con una señal de entrada (posición, velocidad o aceleración deseada), generando un error que es regulado por un controlador. La planta a controlar es un servomecanismo (Feedback 33-033), el que está compuesto por elementos mecánicos como los mecanismos de transmisión (poleas y correas), acoplados a un sensor de posición angular y elementos eléctricos como el amplificador de poder y servomotor de corriente directa, donde el eje de este último posee un sensor de velocidad.

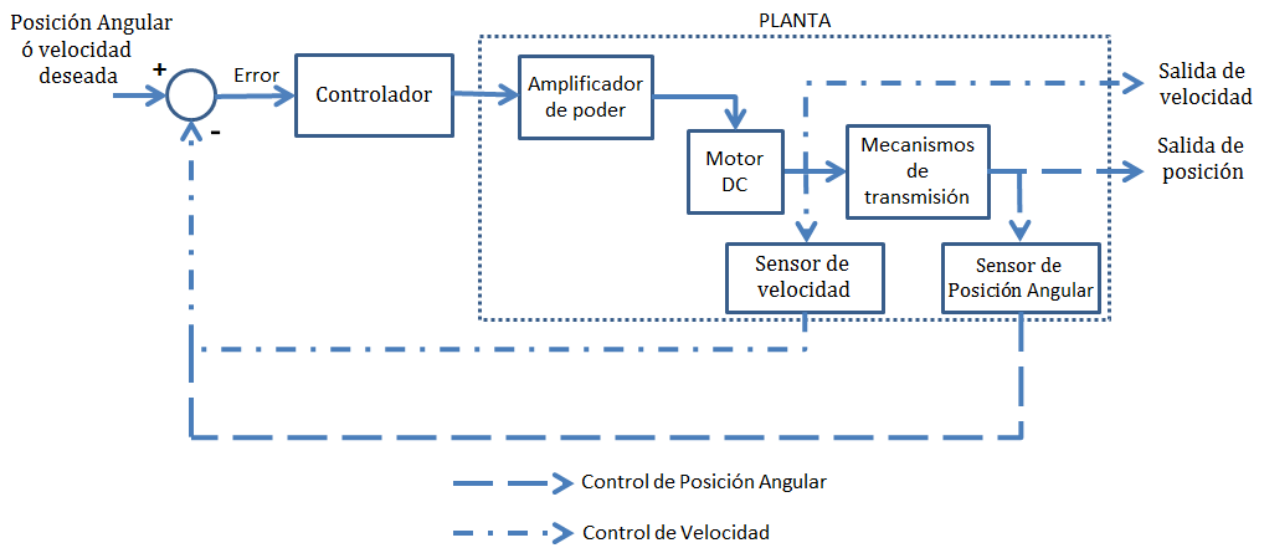


Figura 3.1: Esquema básico de un servosistema o sistema de control.

Los componentes de un servosistema suelen estar bien definidos matemáticamente, por lo que es fácil diseñar un controlador en forma bastante precisa.

3.2. Unidad mecánica 33-100

La unidad mecánica 33-100 es externamente alimentada con $\pm 15V$ a 1.5A y de 5V a 0.5A. Algunas de sus partes más significativas, son [10]:

- **Motor:** Motor de corriente directa en cuyo eje se acopla un disco de freno y un tacogenerador.
- **Señal de corriente de armadura:** Forma de onda de voltaje proporcional a la corriente de armadura con escala de 1V/A.
- **Señal del tacogenerador:** Proporciona un voltaje proporcional a la velocidad del motor de $\pm 10V$.
- **Sensor de posición potenciométrico:** El motor está acoplado por un sistema de poleas y correas, a un disco graduado en grados para la medición analógica de la posición. El potenciómetro proporciona una señal con rango de $\pm 10V$ equivalentes a $\pm 180^\circ$.
- **Generador de señal rectangular, senoidal o triangular:** El sistema incorpora estas señales para su uso, con frecuencia variable y seleccionable.
- **Medidor digital de la posición:** Las pistas digitales proporcionan información en Código Gray de 6 bits (64 ubicaciones) y son leídas por lectores infrarrojos. La información de 6 bits se suministra como 0 o 5V.
- **Visualización de velocidad de salida (display):** Muestra la velocidad de giro del eje del motor ante una determinada señal de entrada (medida en r/min o rpm).
- **Freno:** Freno magnético que se acciona de forma manual por medio de una palanca. Este actúa sobre el motor que ejerce resistencia al movimiento.
- **Tacogenerador:** Sensor analógico ubicado en eje del motor. Proporciona una tensión proporcional a la velocidad del motor. La tensión está disponible con polaridad invertida.



Figura 3.2: Unidad Mecánica Feedback 33-100.

3.3. Tablero de trabajo 33-125

En la unidad 33-125 [10] se realizan las interconexiones para las diferentes prácticas por medio de cables con puntas de 2mm y muestra los componentes que posee la unidad mecánica. El tablero se muestra en la Figura 3.2:

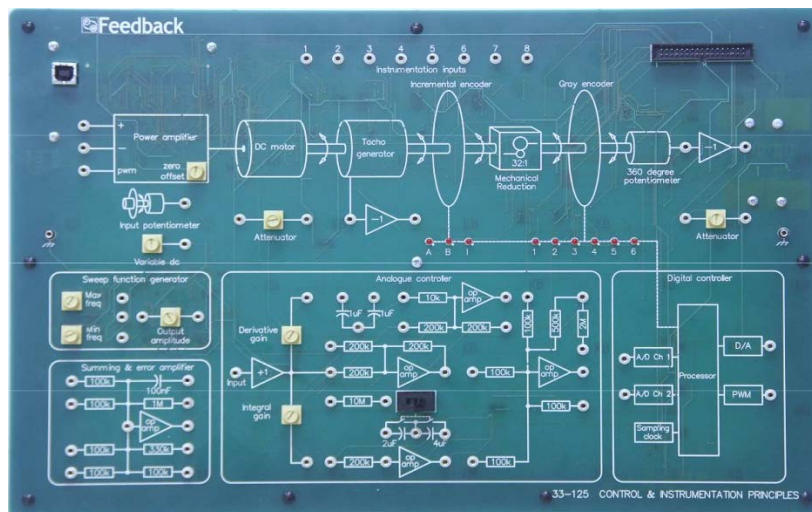


Figura 3.3: Tablero de Interconexiones 33-125.

En el Tablero 33-125 se pueden generar diferentes configuraciones en distintas secciones de este. Estas secciones son:

- **Amplificador de poder:** Representa el driver de potencia que suministra el voltaje al motor. La señal de entrada puede ser un voltaje diferencial entre $\pm 1.25V$ o una señal PWM (onda cuadrada $\pm 1.25V$). Las dos entradas (+ y -) accionan el motor en direcciones opuestas para una entrada dada.
- **Motor DC:** Representa el motor que recibe voltaje y está acoplado al disco de freno, el tacogenerador y el eje de salida a través de una reducción de la correa de 32:1.
- **Tacogenerador:** Representa al tacogenerador observado en la unidad mecánica 33-100.
- **Codificador incremental:** Sensor digital que produce pulsos digitales a medida que gira el eje del motor, permitiendo medición de la posición angular relativa del eje.
- **Reducción mecánica de correa:** Representa la caja de cambio que proporciona una reducción de 32:1 entre el eje del motor y potenciómetro que actúa como sensor de posición angular.

- **Codificador Gray:** Entrega información de 6 bits en código Gray⁴ (64 ubicaciones) recibida de la unidad mecánica mediante conector de 34 vías (conector rectangular color negro, ubicado en esquina superior derecha del tablero) que se muestran en los indicadores led (6 led color rojo).
- **Potenciómetro de 360 grados:** Representa al sensor analógico para medir posición del motor. Voltaje de salida $\Theta_o = \pm 10V$.
- **Generador de funciones de barrido:** Permite la modificación de las frecuencias de las señales provenientes de la unidad mecánica y también sus amplitudes.
- **Amplificador sumador y de error:** El amplificador sumador, algebraicamente añade dos (o más) señales o voltajes para formar la suma de estas. El amplificador de error se encuentra más comúnmente en circuitos de control de voltaje unidireccionales de realimentación en los que la tensión de salida muestreada del circuito bajo control se retroalimenta y se compara con una tensión de referencia estable.
- **Controlador analógico:** Contiene amplificadores operacionales con redes asociadas para permitir la introducción de diversos circuitos de compensación y control.
- **Controlador digital:** Consiste en un convertidor A/D (convierte las entradas analógicas en formato digital legible por máquina) y un convertidor D/A (convierte las salidas digitales en una forma que puede usarse en control de bucle cerrado).
- **Entradas de instrumentación:** Son las señales provenientes de la unidad mecánica. Son 8 conectores numerados en la parte superior del tablero.

3.4. Transductores analógicos

En la maqueta Feedback 33-033 el potenciómetro se utiliza para medir la posición de rotación de un eje conectando una tensión fija a través de los extremos y midiendo la tensión en la conexión variable cuya posición es movida por el eje. El voltaje entonces representa el ángulo del eje.

Este potenciómetro es distinto a muchos otros ya que tiene 360 grados de rotación. Esto lleva problemas en los extremos donde el voltaje cambia repentinamente de máximo a mínimo. Además, a medida que cambia de máximo a mínimo, puede haber unos pocos grados donde la

⁴El código Gray: código basado en un sistema binario. Dos números sucesivos (cualquiera) solo varían en un bit

salida es cero.

El tacogenerador es un dispositivo que produce una tensión continua cuya amplitud y polaridad es proporcional a la velocidad de su eje de entrada y la dirección de giro. Por lo tanto, se puede utilizar para medir la velocidad de rotación. Tiene baja fricción y la tensión de salida es lo más lineal posible con respecto a la velocidad.

Un motor es un actuador giratorio que convierte un suministro de energía en movimiento giratorio. En este equipo el motor eléctrico es de corriente continua con imán permanente y se puede representar de forma idealizada.

En el Capítulo 4 se estudiará las características del motor del 33-100, donde se nombra el voltaje de armadura V_a que proporcionado por un amplificador de potencia. Un amplificador de potencia es necesario porque, aunque las tensiones en el canal de error pueden ser del mismo orden que V_a , la corriente del motor puede ser de hasta 1A, mientras que el canal de error funciona con corrientes de menos de 1mA y no podría conducir el motor directamente. El amplificador tiene dos tomas de entrada, permitiendo que el sentido de rotación del motor sea invertido para una entrada dada.

3.5. Tarjeta de Adquisición de Datos MF 624

Se utiliza una tarjeta de adquisición de datos modelo MF 624 Multifunction I/O Card [11], que tiene como finalidad la conversión de señales analógicas a digitales y viceversa como también comunicar estas señales al computador. Esta tarjeta posee las siguientes especificaciones para la conversión Analógica/Digital (A/D):

- **Resolución:** 14 bits.
- **Número de canales:** 8 de simple terminación.
- **Circuito Sample/hold:** muestreo simultáneo de todos los canales.
- **Tiempo de conversión:** 1.6 μ s un solo canal.
1.9 μ s 2 canales.
2.5 μ s 4 canales.
3.7 μ s de 8 canales.
- **FIFO:** 8 entradas / un ciclo de conversión.
- **Rangos de entrada:** ± 10 V.

- **Protección de la entrada:** $\pm 18V$.
- **Impedancia de entrada:** $> 10^{10}$ Ohm.

Para la conversión Digital/Análoga posee las siguientes especificaciones:

- **Resolución:** 14 bits.
- **Número de canales:** 8.
- **Tiempo de estabilización:** máx. $31\mu s$ (balance completo, $1/2$ LSB).
- **Velocidad de subida:** $10 V/\mu s$.
- **Corriente de salida:** min. ± 10 mA.
- **Corriente de cortocircuito:** ± 15 mA.
- **Impedancia de salida DC:** máx. 0.5 Ohm.
- **Capacidad de la carga:** máx. 50 pF.
- **Linealidad diferencial:** ± 1 LSB.

La resolución viene dada por el número de bits del conversor A/D o D/A que se utilizan para representar cada muestra, a mayor número de bits del A/D o D/A la tarjeta será capaz de detectar variaciones menores en la señal. El número de distintos niveles en que se divide la señal a convertir viene dada por 2^n , siendo n la longitud de palabra del conversor.

Esta DAC (Digital to Analogue Converter) posee 8 entradas digitales con niveles de señal de entrada tipo TTL⁵, el 0 lógico tiene como valor máximo $0.8V$ y el 1 lógico $2.0V$ mínimo. También tiene incorporada 8 salidas digitales con niveles de señal de entrada tipo TTL y el 0 y 1 lógicos tienen como valores $0.5V_{max}/2.0V_{min}$ y $24mA$ (entrada)/ $15mA$ (salida).

Para el codificador en cuadratura posee 4 canales de entrada de terminación única o diferencial, las entradas son A, B e Índex. Tiene una frecuencia máxima de $2.5MHz$ y una resolución de 32 bits.

MF 624 contiene 5 temporizadores/contadores con reloj de $50MHz$. Los primeros cuatro temporizadores son accesibles a través del conector externo X2, mientras que el quinto temporizador puede generar interrupción del sistema o activar la conversión A/D, o se puede utilizar como una fuente de reloj para otros temporizadores o para funciones internas similares. El pin TxIN en el conector de E/S puede servir como entrada de reloj, puerta o disparador dependiendo de la configuración.

⁵ TTL (Transistor-Transistor Logic o Lógica Transistor a Transistor) es una tecnología de construcción de circuitos electrónicos digitales.

Las entradas y salidas son compatibles con TTL, los disparadores Schmitt están en todas las entradas para mejorar la inmunidad al ruido.

3.6. Acondicionamiento de Señal PC-Maqueta

Para realizar la conexión del Servomecanismo al computador y teniendo en cuenta el voltaje IN/OUT del Tablero de Interconexiones 33-125 ($\pm 1.25V$) y la Tarjeta de Adquisición ($\pm 10V$), es necesario diseñar un circuito de acondicionamiento de señal entre estos dos elementos. El circuito de acondicionamiento debe realizar un proceso de disminución de voltaje desde la tarjeta al tablero y de amplificación de voltaje del tablero a la tarjeta. Mediante una bornera universal, en este caso la ADAM 3937 DB-37, conectada a la tarjeta de adquisición señales provenientes de la placa de circuito de acondicionamiento. Los bornes de conexión desde la tarjeta de adquisición a la bornera son:

- AD0= Cable verde a terminal 1, señal proveniente del tacogenerador (salida de velocidad de la planta).
- AD1= Cable café a terminal 2, señal proveniente del potenciómetro de 360° grados (salida de posición de la planta)
- DA0= Cable amarillo a terminal 20, acción de control recibida por la maqueta
- GND= Cable negro a terminal 29, tierra.



Figura 3.4: Conexiones en bornera universal ADAM 3937 DB-37.

La configuración para realizar la amplificación de la señal desde el Tablero de Interconexiones 33-125 a la Tarjeta de Adquisición, posee en su primera etapa un seguidor de tensión. Éste, al poseer una impedancia de entrada muy alta, proporciona un efecto de aislamiento de la salida respecto de la señal de entrada, anulando los efectos de carga, no modificando la tensión de la señal, ya que proporciona una ganancia unitaria, siendo el voltaje de entrada igual al de salida.

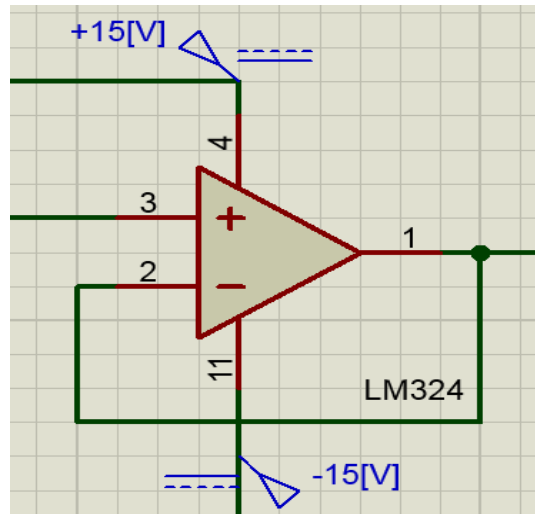


Figura 3.5: Seguidor de tensión.

Como segunda etapa posee un amplificador inversor, esto quiere decir que la señal ingresa por el pin inversor (-) del amplificador operacional; gracias a esto la señal es invertida respecto a la entrada. La configuración de las resistencias del amplificador inversor, realizan el trabajo de amplificación de la señal de entrada, de un voltaje de $\pm 1.25\text{V}$ (que entrega el Tablero) a $\pm 10\text{V}$ (que recibe la Tarjeta).

En el proceso de reducción de tensión de la señal desde la Tarjeta de Adquisición al Tablero de Interconexiones 33-125, consta, al igual que en proceso de amplificación, de un seguidor de tensión y un amplificador inversor, pero en este caso la configuración de las resistencias de este último realizan el trabajo de reducir la tensión de la señal de entrada, de un voltaje de $\pm 10\text{V}$ (que entrega la Tarjeta) a $\pm 1.25\text{V}$ (que recibe el Tablero).

Para que los amplificadores inversores realicen las labores de amplificación y reducción de la señal antes mencionadas, se calculan la ganancia de estos como se describe a continuación:

$$V_{in} \left(-\frac{R_f}{R_{in}} \right) = V_{out} \quad (3.8.1)$$

$$Ganancia = \frac{V_{in}}{V_{out}} = -\frac{R_f}{R_{in}} \quad (3.8.2)$$

Donde V_{in} es el voltaje de entrada, V_{out} es el voltaje de salida, R_{in} la resistencia de entrada y R_f es la resistencia conectada al pin inversor y la salida del amplificador.

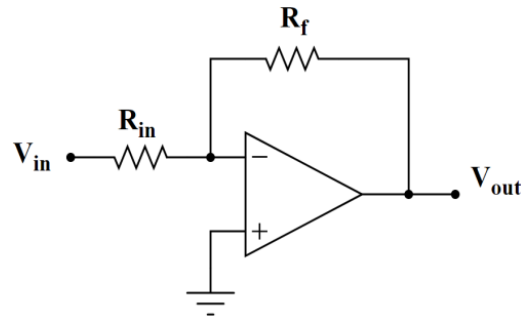


Figura 3.6: Amplificador inversor.

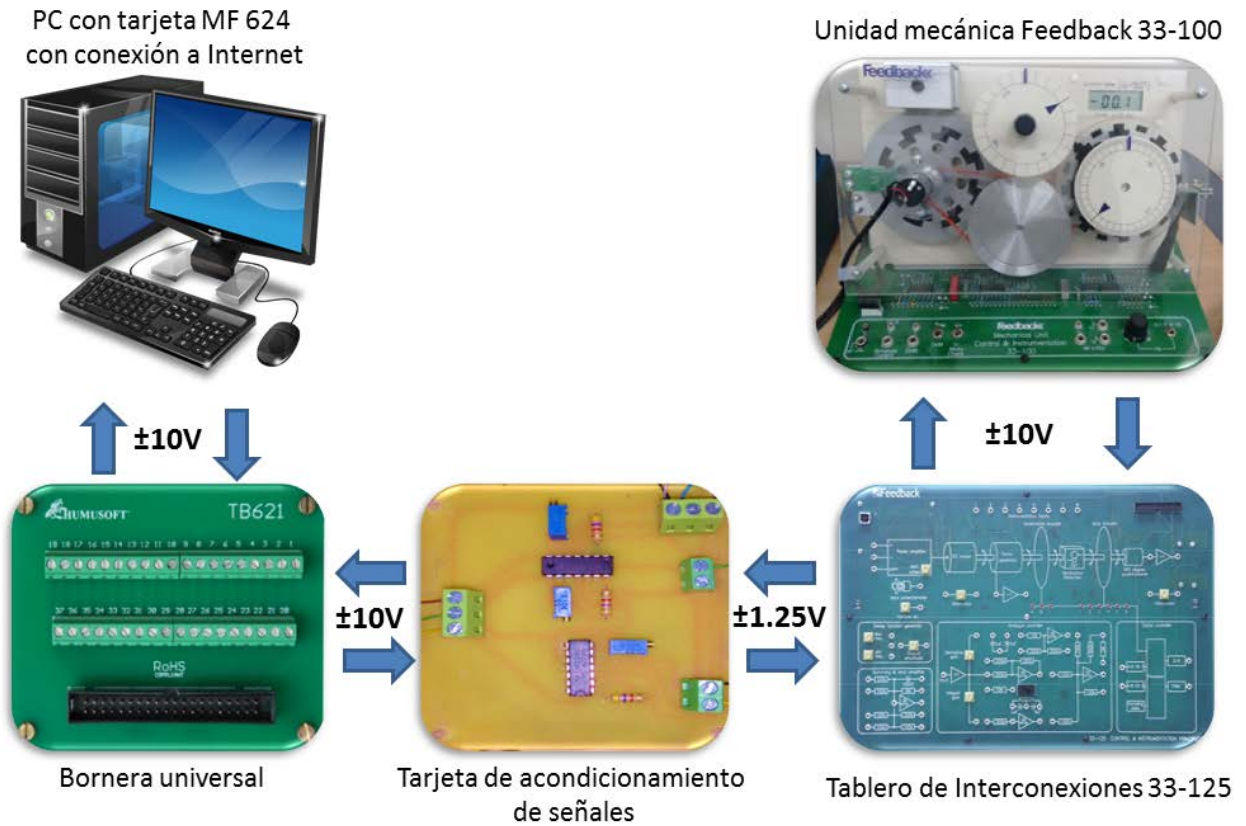


Figura 3.7: Estructura de comunicación entre computador y unidad mecánica.

3.6.1. Diseño de placa de Acondicionamiento de Señales.

El diseño de este acondicionamiento consta de tres LM-324, que en su estructura interna poseen cuatro amplificadores operacionales, que deben ser alimentados con una tensión de $\pm 15V$ en sus pines 4 y 11 respectivamente. Tres potenciómetros multivuelta de $100k\Omega$. Por ultimo tres resistencias de $4.7k\Omega$.

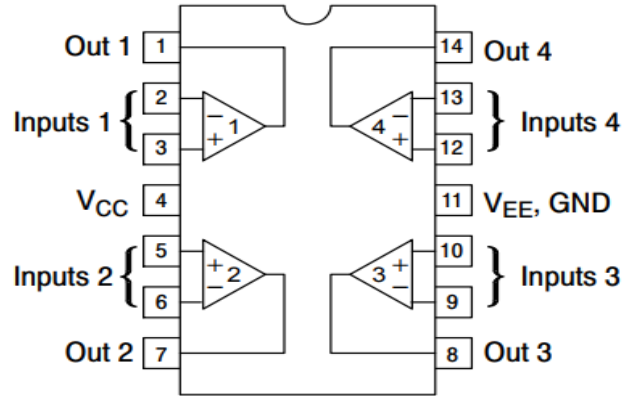


Figura 3.8: Pines LM-324.

Las siguientes ecuaciones, corresponden a las ganancias en la etapa de amplificación de voltaje de las señales del potenciómetro de 360° y tacogenerador, y etapa de disminución de voltaje, señal correspondiente a la que ingresa al amplificador de poder, respectivamente:

$$Ganancia = \frac{V_{in}}{V_{out}} = -\frac{47k\Omega}{4.7k\Omega} = -10 \quad (3.8.3)$$

$$Ganancia = \frac{V_{in}}{V_{out}} = -\frac{4.7k\Omega}{47k\Omega} = -0.1 \quad (3.8.4)$$

La placa fue creada en el software Proteus ⁸, a partir de las especificaciones señaladas en las ecuaciones (3.8.3) y (3.8.4). La configuración de los amplificadores con sus respectivas resistencias se muestra en las Figuras 3.6, 3.7 y 3.8.

⁸ Proteus es una aplicación para la ejecución de proyectos de construcción de equipos electrónicos en todas sus etapas: diseño del esquema electrónico, programación del software, construcción de la placa de circuito impreso, simulación de todo el conjunto, depuración de errores, documentación y construcción.

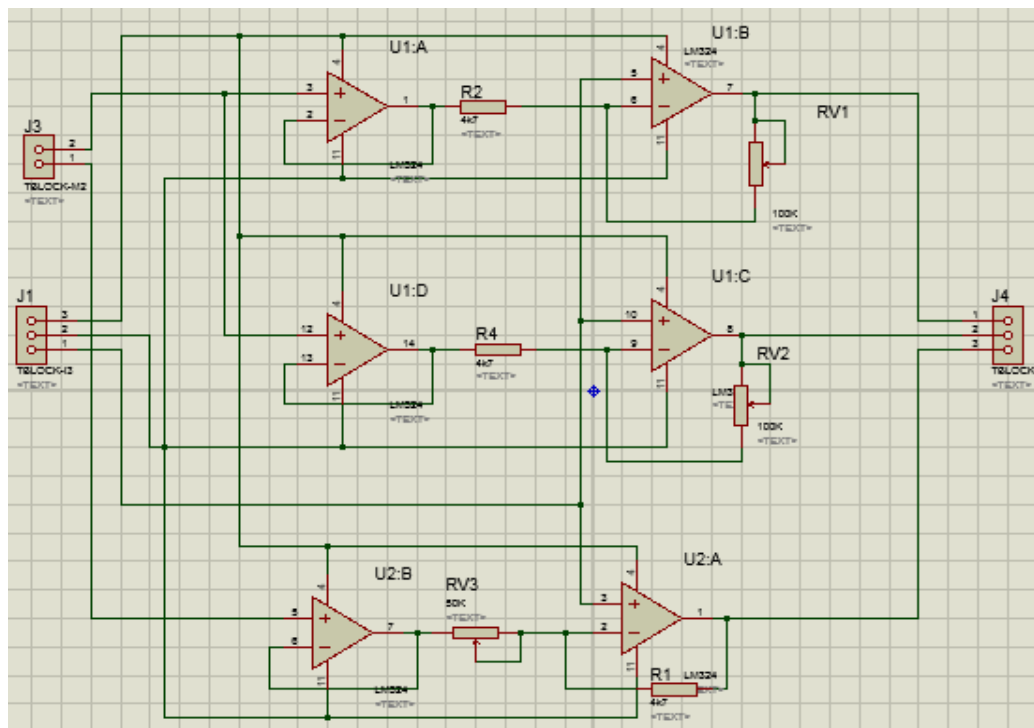


Figura 3.9: Estructura de la placa de acondicionamiento en Proteus.

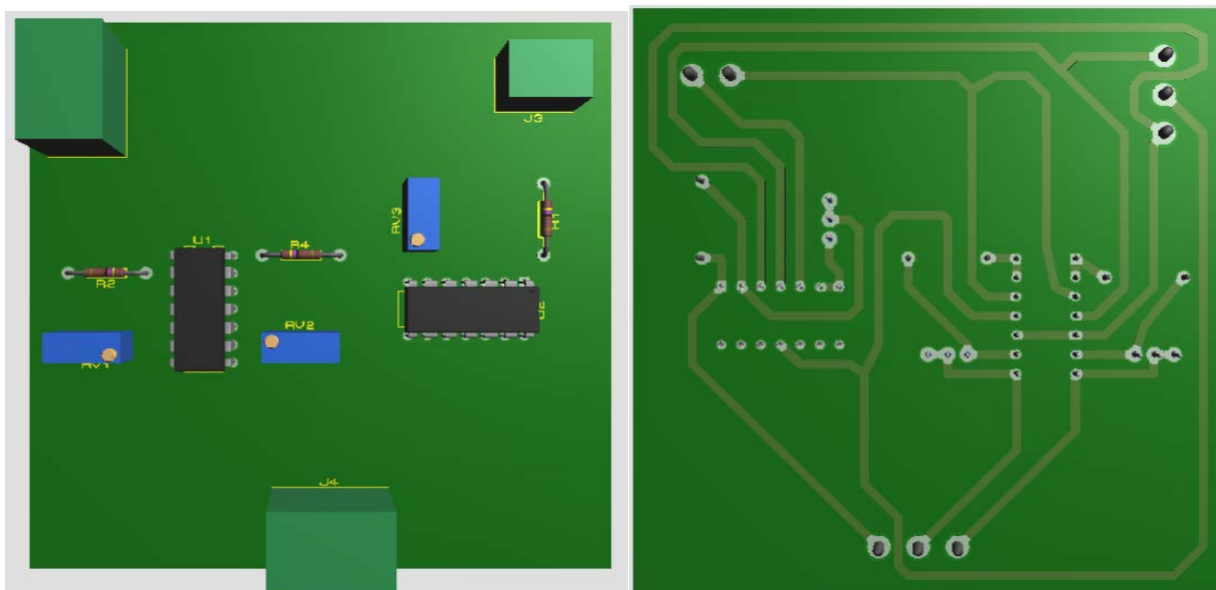


Figura 3.10: Anverso y reverso de la placa virtual diseñada en Proteus.

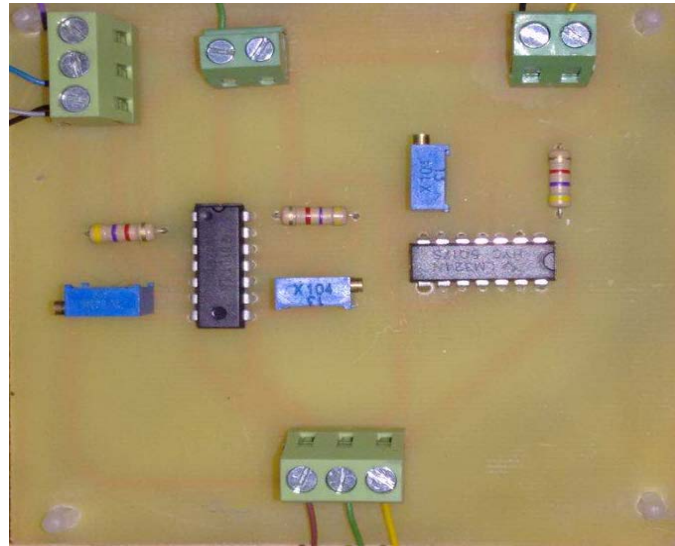


Figura 3.11: Diseño final de la placa de acondicionamiento.

Los resultados obtenidos mediante las mediciones realizadas para corroborar si la ganancia, entregadas por el acondicionador de señales es correcta, es la siguiente:



Figura 3.12: Medición de señal de velocidad y posición (señal amarilla y azul respectivamente) del circuito amplificador de voltaje.

Cada cuadrado de la pantalla del osciloscopio equivale a 5 V para la señal de velocidad (amarillo) y 10V para la señal de posición (azul).

CAPÍTULO 4

4. CARACTERÍSTICAS MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA E IDENTIFICACIÓN DEL SISTEMA

4.1. Motor de corriente directa

El motor de corriente directa es un actuador común en sistemas de control. El mismo suministra de forma directa movimiento rotatorio y acoplado a través de dispositivos mecánicos simples, puede proveer movimiento traslacional. El circuito eléctrico de la armadura y de campo se muestra en la Figura 4.1.

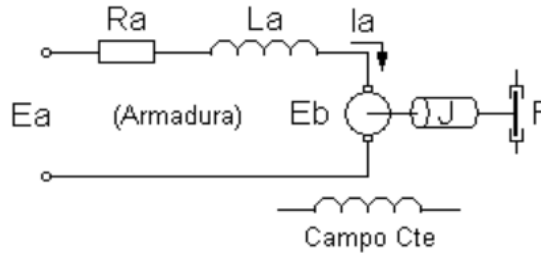


Figura 4.1: Circuito eléctrico de armadura y de campo.

Con la Segunda Ley de Kirchhoff o Ley de Mallas de Kirchhoff (también llamadas LVK)[12] se puede obtener la ecuación de armadura del motor [13]:

$$E_a(t) = R_a * I_a(t) + L_a \frac{dI_a(t)}{dt} + E_b \quad (4.1.1)$$

Siendo I_a la corriente de armadura, R_a y L_a son la resistencia y bobina de la armadura. En las bobinas del rotor aparece una FCEM (Fuerza contraelectromotriz E_b) directamente proporcional al producto de la velocidad (ω) por la constante de fuerza contraelectromotriz (k_b) y que se representa como:

$$E_b = k_b * \omega \quad (4.1.2)$$

Siendo k_b :

$$k_b = 2 * N * L * B * r \quad (4.1.3)$$

Donde $N=N^\circ$ de vueltas de la bobina, L =Largo vuelta de la bobina, r = radio de la armadura y B =Campo magnético.

Sobre las bobinas del rotor se ejerce un torque directamente proporcional al producto de la corriente en ellas ($I_a(t)$) por la constante de torque (k_t), siendo la primera ecuación mecánica del rotor y que se expresa como:

$$T_m = k_t * I_a(t) \quad (4.1.4)$$

Asumiendo que no hay pérdidas electromagnéticas, por fricción ni por calor, la potencia mecánica en el rotor debe igualar a la potencia eléctrica [14], entonces numéricamente $k_t = k_b$ (esto se cumple sólo si todas las variables se expresan en el sistema internacional de unidades), por lo que en adelante será solo " k ". Al reemplazar las ecuaciones (4.1.3) en (4.1.4) y (4.1.3) en (4.1.2), el motor tiene el mismo modelo de un motor de imán permanente. Cuando la velocidad se controla con E_a se dice que el modo es control por tensión de armadura.

La segunda ecuación mecánica del rotor dice que cuando un motor se sincroniza con el tren de impulsos de control, el torque producido por el motor (T_m) es equivalente al torque de carga que se opone al movimiento (T_{carga}). Este es la suma del torque necesario para acelerar el rotor e inercia de la carga ($J_m \frac{d\omega}{dt}$) y el torque de fricción ($B_m * \omega$). Todo esto viene expresado en la siguiente ecuación:

$$T_m = J \frac{d\omega}{dt} + B_m * \omega + T_{carga} \quad (4.1.5)$$

En el dominio de Laplace, las ecuaciones anteriores quedan de la siguiente forma:

Ecuación de armadura:

$$E_a = R_a * I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + k * \omega_n / \mathcal{L} \quad (4.1.6)$$

$$E_a(s) = R_a * I_a(s) + s * L_a * I_a(s) + k * \Omega(s)$$

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - k * \Omega(s)}{R_a + s * L_a} \quad (4.1.7)$$

Siendo $I_a(s)$ la corriente de armadura.

Ecuación mecánica del rotor [12]:

$$T_m = J \frac{d\omega}{dt} + B_m * \omega + T_{carga} / \mathcal{L} \quad (4.1.8)$$

$$T_m(s) = s * J * \Omega(s) + B_m * \Omega(s) + T_l(s) ; \text{ donde } T_l = T_{carga}$$

$$\Omega(s) = \frac{T_m(s) - T_l(s)}{B_m + s * J} \quad (4.1.9)$$

Siendo $\Omega(s)$ la velocidad angular del motor. Y también, la transformada de Laplace de la ecuación 4.1.4 y 4.1.2 son (respectivamente) [14]

$$T_m(s) = k * I_a(s) \quad (4.1.10)$$

$$E_b(s) = k * \Omega(s) \quad (4.1.11)$$

Teniendo todas estas ecuaciones, es posible representarlas en un diagrama en forma típica (con constantes de tiempo) presentado en la Figura 4.2 y al mismo tiempo observar el comportamiento de la corriente de armadura I_a [14]:

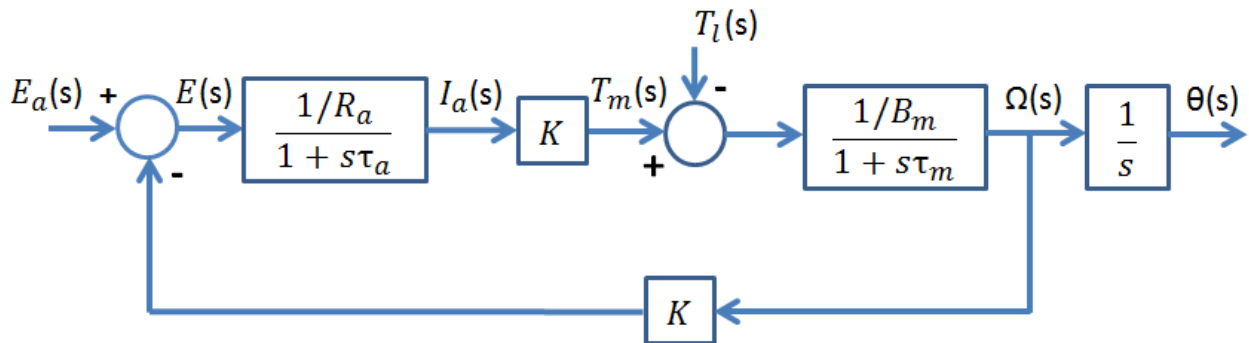


Figura 4.2: Diagrama en forma típica.

Donde $\tau_a = L_a/R_a$ (Constante de tiempo eléctrica) y $\tau_m = J/B_m$ (Constante de tiempo mecánica).

4.2. Aproximación de primer orden para el motor de corriente directa

Las ecuaciones del motor de corriente directa pueden simplificarse teniendo en cuenta que la constante eléctrica del motor [13] es mucho menor que la constante mecánica, lo que se traduce en despreciar el factor de inductancia L_a en la ecuación eléctrica.

Al desarrollar el diagrama de la Figura 4.2 para obtener su función de transferencia bajo la condición señalada anteriormente, se observa que el resultado se aproxima a un modelo de primer orden. Siendo $T_l = 0$; ya que para este modelo se desprecia la perturbación o carga en el motor por el hecho que el freno no se puede accionar de forma remota (es de accionamiento manual), tenemos que:

$$(E_a(s) - k\Omega(s)) \left(\frac{k/R_a}{1 + s\tau_a} \right) = T_m(s) \quad (4.2.1)$$

$$T_m(s) * \left(\frac{1/B_m}{1 + s * \tau_m} \right) = \Omega(s) \quad (4.2.2)$$

Por lo tanto, reemplazando (4.2.1) en (4.2.2) se obtiene que:

$$\frac{\Omega(s)}{E_a(s)} = \frac{k}{k^2 + R_a B_m (1 + s * \tau_m)(1 + s * \tau_a)} \quad (4.2.3)$$

La constante de tiempo eléctrica del motor τ_a es mucho menor que la constante de tiempo mecánica τ_m como se dijo anteriormente, por lo tanto, se desprecia esta constante eléctrica.

$$\frac{\Omega(s)}{E_a(s)} = \frac{k}{k^2 + R_a B_m (1 + s * \tau_m)} \quad (4.2.4)$$

Desarrollando (4.2.4) se obtiene:

$$\frac{\Omega(s)}{E_a(s)} = \frac{\frac{k}{k^2 + R_a B_m}}{1 + s \frac{\tau_m}{k^2 / (R_a * B_m)}} \quad (4.2.5)$$

que representa un modelo de primer orden en forma típica, estando presentes la regulación de control y una nueva constante de tiempo Tm [13].

$$\frac{\Omega(s)}{E_a(s)} = \frac{Km}{1 + sTm} \quad (4.2.6)$$

4.3. Identificación de la planta (motor) mediante respuesta ante entrada escalón

No todos los parámetros antes nombrados son fáciles de calcular, por lo que en la práctica el modelo más utilizado es el de primer orden aproximado, ya que se puede deducir sin grandes dificultades, mediante la identificación experimental del sistema ante una entrada escalón.

Para ello, se aplica una variación tipo escalón de voltaje V_{in} que se aplica en lazo abierto.

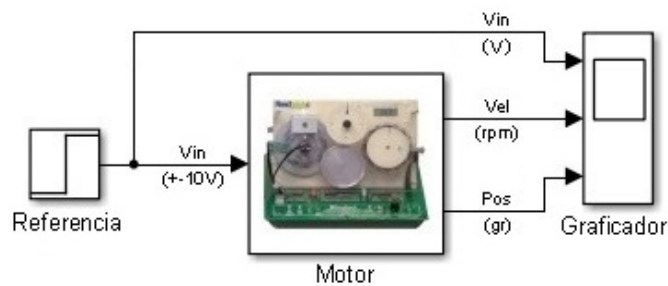


Figura 4.3: Lazo abierto para la identificación de la planta.

La respuesta típica de los sistemas de primer orden no presentan sobre-oscilación, su ganancia (K_m) se identifica como el cociente entre la variación de la salida y la variación de la entrada cuando alcanza la estabilización y su constante de tiempo (T_m) será el tiempo que tarda la salida en alcanzar el 63% de su valor estable.

CAPÍTULO 5

5. TEORÍA CLÁSICA DE ESTRATEGIAS DE CONTROL DE VELOCIDAD Y POSICIÓN

5.1. Controlador PID

La estructura de un controlador PID en el dominio del tiempo tiene la forma

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (5.1.1)$$

Al aplicarle Laplace

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) / \mathcal{L}$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (5.1.2)$$

Donde K_p , K_p/T_i y $K_p T_d$ son la acción Proporcional, Integral y Derivativa respectivamente.

5.1.1. Acción de control proporcional (P)

Esta acción entrega una salida del controlador proporcional al error, es decir: $u(t) = k_p e(t)$, donde k_p es la ganancia proporcional. Siendo una planta estable, esta acción la puede controlar, pero con un bajo desempeño y no garantiza cero error en estado estable. Proporciona una respuesta de control rápida.

5.1.2. Acción de control integral (I)

Esta acción de control es lenta ya que es proporcional a la integral del error en el tiempo. Permite anular el error en estado estable pero aumenta el sobrepaso por lo que hace que los

sistemas sean más rápidos en términos de velocidad, aunque tardan más en alcanzar el estado estable porque se vuelve una respuesta oscilatoria [15]. La acción integral garantiza error cero en estado estable ante una entrada constante o una perturbación.

5.1.3. Acción de control derivativa (D)

Esta acción prevé el error ya que inicia una acción correctiva oportuna y tiende a aumentar la estabilidad del sistema [16]. Esto se debe a que responde a la velocidad del cambio del error y produce una corrección importante antes de que la magnitud del error se vuelva demasiado grande. Este controlador tiene una desventaja importante, ya que amplifica las señales de ruido. La acción D nunca se utiliza por sí sola, debido a que solo es eficaz durante periodos transitorios (sólo actúa en la velocidad de cambio del error y no sobre el error mismo).

5.1.4. Acción de control proporcional-integral (PI)

La acción de control proporcional es de acción rápida cuando detecta la señal de error pero no garantiza cero error en estado estacionario para el control de plantas de primer orden (Motor dc) al no existir en el sistema polos en el origen (Sistema de tipo 0). Para garantizar cero error en estado estacionario, se añade una acción integral en el controlador (un polo en el origen) haciendo el sistema de segundo orden tipo 1, garantizando cero error en estado estacionario ante una entrada escalón [17] . Esto se aplica por ejemplo para el control de velocidad de un motor de corriente directa. Estas dos acciones de control se representan con el siguiente controlador:

$$C_{PI}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (5.1.3)$$

5.1.5. Acción de control proporcional-derivativa (PD)

La función de transferencia de este controlador es:

$$C_{PD}(s) = k_p + k_p T_d s \quad (5.1.4)$$

El control derivativo añadido al control proporcional responde a la velocidad del cambio del error y reduce su magnitud antes de que se vuelva muy grande. Añade amortiguamiento al sistema, por lo tanto permite el uso de un valor más grande de error que la ganancia k_p mejorando la precisión en estado estacionario. El controlador PD es aplicable para el control de posición de un motor de corriente directa, ya que el sistema posee un polo en el origen al integrar la salida de velocidad, obteniendo un sistema de tipo 1 de segundo orden. Con esto no hay necesidad de agregar una acción integral al controlador.

5.1.6. Acción Proporcional-Integral-Derivativa (PID)

Al añadir una acción derivativa a las acciones P-I, aparte de tener una acción rápida al detectar error y garantizar cero error en estado estacionario por el polo en el origen añadido por la acción integral, la acción derivativa reduce las oscilaciones que genera la acción integral y permite usar valores más grandes para la acción proporcional y así mejorar la estabilidad del sistema ya que responde a la velocidad del cambio del error. La desventaja de la acción derivativa, es que amplifica el ruido.

5.2. Estrategias de control de velocidad para un motor de corriente directa

5.2.1. Sistema de control proporcional de velocidad

Este sistema consiste en controlar la velocidad del motor con una acción proporcional. Esto es:

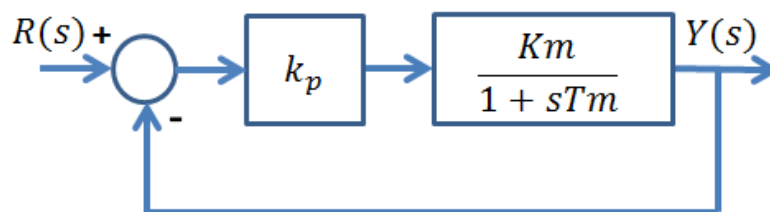


Figura 5.1: Sistema de control proporcional.

Al aplicar algebra de bloques, se genera la función de transferencia del sistema:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\frac{K_p K_m}{(1 + K_p K_m)}}{\frac{T_m}{(1 + K_p K_m)}s + 1} \quad (5.2.1)$$

Donde $T_m/(1 + K_p K_m) = T$. El tiempo de establecimiento (t_{ss}) de un sistema de primer orden es entre 3 a 4 veces su constante de tiempo, o sea:

$$t_{ss} \cong 4 T \quad (5.2.2)$$

A partir de esta ecuación se establece la constante de tiempo en lazo cerrado, para luego obtener K_p . Este sistema de control genera estabilidad pero no asegura error cero en estado estable ante una entrada escalón para una planta de primer orden como es un motor. Esto se calcula de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} e_{ss} &= \lim_{s \rightarrow 0} s \left(1 - \frac{\frac{K m k_p}{1 + K m k_p}}{\frac{T m}{1 + K m k_p} s + 1} \right) \frac{1}{s} \\ e_{ss} &= \lim_{s \rightarrow 0} \left(1 - \frac{\frac{K m k_p}{1 + K m k_p}}{\frac{T m}{1 + K m k_p} s + 1} \right) \\ e_{ss} &= 1 - \frac{K m k_p}{1 + K m k_p} \end{aligned} \quad (5.2.3)$$

Este resultado nunca podrá llegar a cero, por lo que siempre tendrá error ante una entrada escalón.

5.2.2. Cancelación de polos para diseño controlador PI

El objetivo de esta estrategia es cancelar la dinámica del motor (planta) con un cero del controlador propuesto. Para realizar el control de velocidad de la planta, se escogió un controlador *PI*, por el hecho de ser un diseño fácil y rápido de emplear en este sistema de control.

El motor se representa por una función de transferencia de primer orden (Ecuación 4.2.6) y la función de transferencia de un control PI se expresa como:

$$G_c(s) = \frac{K_{PI}(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \quad (5.2.4)$$

El lazo cerrado de control de velocidad con (5.2.4) y (4.2.6) es:

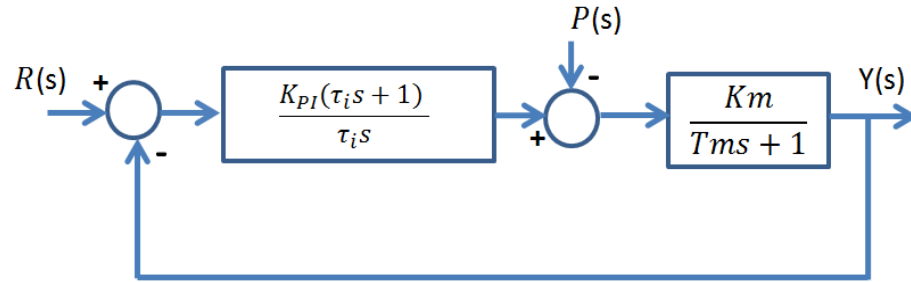


Figura 5.2: Lazo cerrado control de velocidad.

Para realizar la cancelación de polos, se debe igualar el cero del controlador (en este caso el cero del controlador PI) con el polo de la planta, o sea $\tau_i = Tm$. Al desarrollar el lazo de control de la Figura 5.2 con $\tau_i = Tm$ y haciendo la perturbación cero ($P(s) = 0$), se tiene que:

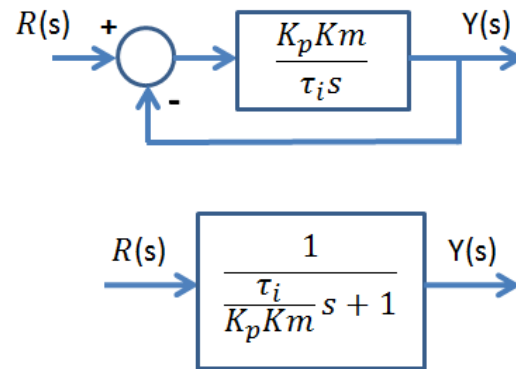


Figura 5.3: Desarrollo lazo cerrado control de velocidad.

Esto indica que la función de transferencia en lazo cerrado del sistema de control de velocidad para la planta es:

$$G_p(s) = \frac{1}{\frac{\tau_i}{K_p K_m} s + 1} \quad (5.2.5)$$

La constante de tiempo en lazo cerrado es $\tau_i/(K_p Km)$, que desde ahora es τ_{lc} , debe ser un cuarto del tiempo de establecimiento requerido o definido para el sistema, esto es porque el sistema de primer orden se estabiliza cuanto alcanza cuatro veces su constante de tiempo ($4\tau_{lc}$).

Teniendo los valores Km y τ_i , es posible calcular la constante proporcional del controlador: K_p . Por ejemplo, si se requiere que la planta se estabilice en 1seg, ante una entrada escalón unitario, como primer paso se debe calcular τ_{lc} . Como τ_{lc} debe ser un cuarto del tiempo de establecimiento, sería:

$$\tau_{lc} = \frac{1seg}{4} = 0.25 \quad (5.2.6)$$

Despejando K_p de la ecuación se obtiene

$$K_p = \frac{\tau_i}{\tau_{lc} Km} \quad (5.2.7)$$

Ya obtenido K_p , es posible obtener el controlador PI requerido para el control del sistema.

5.3. Estrategias de control de posición para motor de corriente directa

5.3.1. Estrategia de diseño controlador proporcional

Como es sabido, la posición es la integral de la velocidad. Es por esto que para obtener un sistema de control de posición es necesario integrar la salida del sistema de control de velocidad, por ejemplo, el sistema de la Figura 5.1. Esto se logra añadiendo un integrador y en el dominio de Laplace esto queda como se muestra a continuación (sistema propuesto anteriormente):

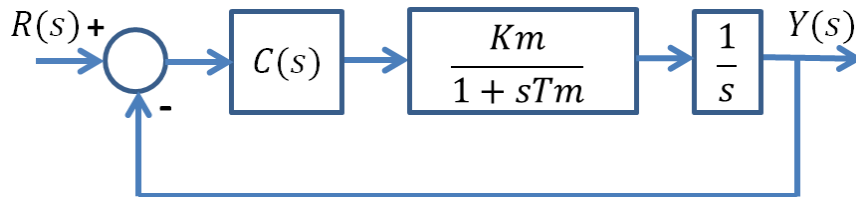


Figura 5.4: Lazo cerrado de control de posición.

Para controlar posición a través de la velocidad, se propone estudiar el sistema de la Figura 5.3. Al realizar el álgebra de bloques correspondiente, se logra obtener una función de transferencia de segundo orden:

$$\frac{R(s)}{\theta'(s)} = \frac{\frac{C(s)Km}{\tau_{m1}}}{s^2 + \frac{1}{Tm}s + \frac{C(s)Km}{Tm}} \quad (5.3.1)$$

Se propone implementar un Control proporcional, por lo que $C(s) = K_p$. Al reemplazarlo en la ecuación 5.3.1 queda

$$\frac{\theta(s)}{\theta'(s)} = \frac{\frac{K_p Km}{\tau_{m1}}}{s^2 + \frac{1}{Tm}s + \frac{K_p Km}{Tm}} \quad (5.3.2)$$

La respuesta transitoria de este sistema de control se puede aproximar a la respuesta de un sistema de segundo orden que tiene la siguiente estructura:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.3.3)$$

Con esto se infiere que

$$\omega_n = \frac{1}{2\xi Tm} \quad (5.3.4)$$

$$K_p = \frac{\omega_n^2 Tm}{Km} \quad (5.3.5)$$

El parámetro ξ , es el factor de amortiguamiento y debe estar limitado a los siguientes valores: $0 < \xi < 1$ para tener polos complejos conjugados (sistema subamortiguado). Este factor es el coseno del ángulo que genera la frecuencia natural ω_n , que es la distancia que existe entre el

origen y el polo. Comúnmente el factor de amortiguamiento se escoge con un valor de 0.707, ya que así aseguramos que las raíces tendrán un ángulo de 45° y no estén cercanas a cero (sistema muy oscilatorio), ni cercanas a uno (sistema muy lento).

El tiempo en que la señal se establece y queda acotada en una cierta banda se llama t_s , es la medida de velocidad del sistema. Para que quede acotada dentro de una banda del 1%, t_s queda definido con la ecuación (5.2.2).

Con estos parámetros, ya es posible encontrar el controlador proporcional, ya que tenemos el valor K_p del controlador.

5.3.2. Control en Cascada

El control en cascada es una configuración donde la salida de un controlador es el punto de ajuste para otro controlador de realimentación; o sea, involucra sistemas de control con realimentación que estén uno dentro del otro. Su función es eliminar el efecto que generan las perturbaciones en el sistema, obteniendo una respuesta de control más estable y rápido.

Su estructura consiste en dos lazos [18], un lazo principal con un controlador maestro y un lazo secundario con un controlador esclavo, siendo la salida del controlador secundario la que actúa sobre la planta. En este caso se requiere saber la posición del eje del motor, por lo que este sistema utiliza un control externo que controla un lazo interior de velocidad, por lo que se debe integrar la salida del lazo interior. El sistema es:

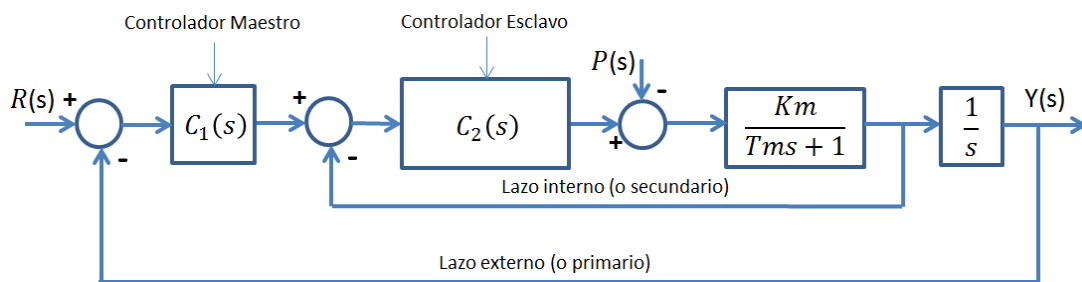


Figura 5.5: Sistema de control en cascada.

Los criterios de implementación y sintonización de los controladores son los siguientes:

- Las perturbaciones del sistema deben estar contenidas en el lazo interno.
- La planta a controlar debe estar en el lazo interno.

- El lazo interno debe tener una dinámica mucho más rápida que el lazo externo (La constante de tiempo del motor debe ser más pequeña (rápida) que la del lazo externo).
- El controlador interno se debe sintonizar por cualquier criterio conocido, siendo el más ocupado el PI ya que tiene una respuesta rápida. (con un K_p muy alto, el sistema se puede desestabilizar.)
- Diseñar el controlador del lazo externo por alguno de los criterios conocidos.

El diseño de este tipo de control, consta de dos partes: la primera es proponer un criterio de diseño de controlador para el lazo interno (Esclavo) del sistema y la segunda parte es proponer un criterio de diseño para el controlador externo (Maestro).

Como primer criterio de diseño para el controlador, se propone sintonizar un PI por la estrategia de cancelación de polos. La elección de este controlador se debe a que el lazo interno debe ser mucho más rápido que el externo y para eso, un controlador PI es ideal para este criterio porque tiene una respuesta rápida.

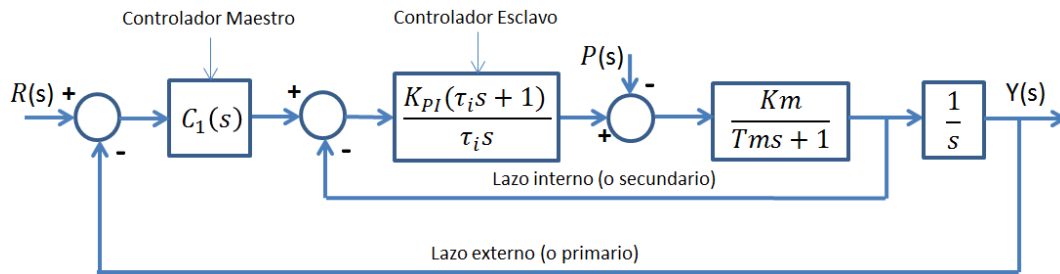


Figura 5.6: Controlador PI en lazo interno.

Al realizar la cancelación de polos ($\tau_i = T_m$), el álgebra de bloques correspondiente al lazo interno y considerando una perturbación nula, se obtiene:

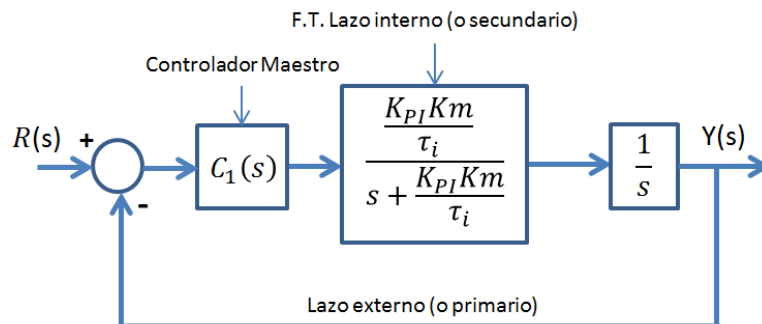


Figura 5.7: Sistema luego de realizar álgebra de bloques en el lazo interno.

Se observa como resultado, una F.T correspondiente al lazo de velocidad controlada por el lazo externo de control de posición. En el punto anterior se estudió un controlador proporcional para este tipo de lazo, por lo que se escoge como controlador maestro un controlador proporcional P (K_p).

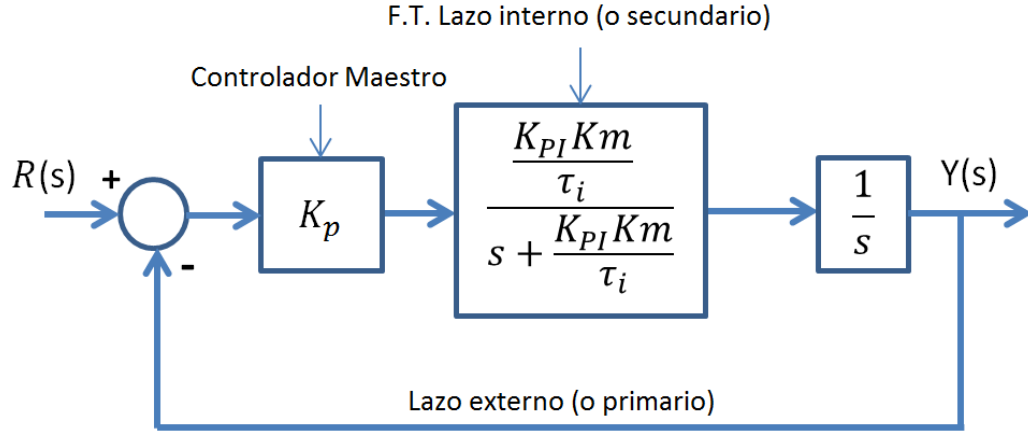


Figura 5.8: Control Proporcional para lazo externo.

Se observa como resultado, una F.T correspondiente al lazo de velocidad controlada por el lazo externo de control de posición. En el punto anterior se estudió un controlador proporcional para este tipo de lazo, por lo que se escoge como controlador maestro un controlador proporcional P (K_p). La función de transferencia, al desarrollar este lazo, es:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\frac{K_{pI} K_m K_p}{\tau_i}}{s^2 + \frac{K_{pI} K_m}{\tau_i} s + \frac{K_{pI} K_m K_p}{\tau_i}} \quad (5.3.7)$$

Siendo una F.T de segundo orden, se pueden deducir los siguientes parámetros:

$$K_{pI} = \frac{2\xi\omega_n\tau_i}{K_m} \quad (5.3.8)$$

$$K_p = \frac{\omega_n}{2\xi} \quad (5.3.9)$$

Para obtener ω_n , se utiliza la ecuación (5.2.2). Con este último parámetro ya es posible calcular los controladores que se requieren para el control en cascada.

5.3.3. Diseño de compensador en adelanto de fase basado en el método de respuesta en frecuencia

Para el diseño del siguiente compensador [19], es necesario plantearse especificaciones de comportamiento en función del margen de fase, margen de ganancia y una constante de error estático de velocidad k_v (cuando es de orden cero).

Un compensador en adelanto tiene la siguiente estructura:

$$G_c(s) = K_c \alpha \frac{Ts + 1}{\alpha Ts + 1} = K_c \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\alpha T}} ; 0 < \alpha < 1 \quad (5.3.10)$$

Donde α es el factor de atenuación del compensador en adelanto y K_c la ganancia del controlador. Se define $K_c \alpha = K'$, por lo que la función de transferencia en lazo abierto para el sistema de la figura 5.8 es:

$$G_c(s)G(s) = \frac{Ts + 1}{\alpha Ts + 1} G_1(s) \quad (5.3.11)$$

Donde $G_1(s) = K'G(s)$. K' se calcula a partir de la constante estática de error de velocidad que se plantea previamente, cuya fórmula es:

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s G_c(s)G(s) \quad (5.3.12)$$

Reemplazando (5.3.11) en (5.3.12) se obtiene:

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{Ts + 1}{\alpha Ts + 1} K'G(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{K' \frac{K_m}{T_m}}{\left(s + \frac{1}{T_m}\right)} = K' K_m \quad (5.3.13)$$

Por lo que $K_v = K' K_m$. Calculado K' , se necesita obtener el diagrama de bode de $G_1(s)$ para determinar su margen de fase. Como las especificaciones requieren un margen de fase para el diseño del compensador en adelanto, el margen de fase obtenido de $G_1(s)$, se le resta al margen de fase planteado en la especificación de diseño, para encontrar el ángulo de adelanto de fase necesario que se añada al sistema. Se le añade entre 5° a 12° al ángulo obtenido, ya que la adición del compensador de adelanto desplaza la frecuencia de cruce de ganancia hacia la derecha y disminuye así el margen de fase (se compensa el incremento en el retardo de fase de $G_1(s)$). A este ángulo se le llama “adelanto de fase máximo requerido (φ_m)”.

Se procede a calcular α :

$$\text{sen}\varphi_m = \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \quad (5.3.14)$$

Donde la formula (5.3.14) se obtiene a partir del “Diagrama polar de un compensador de adelanto” [19]. El siguiente paso es calcular la frecuencia donde la magnitud del sistema no compensado $G_1(j\omega)$ es igual a:

$$G_1(j\omega) = -20\log \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \quad (5.3.15)$$

Para luego encontrar a cuantos *radianes/segundos* corresponden tales decibels, siendo la nueva frecuencia de cruce de ganancia (ω_c) donde ocurre φ_m .

Finalmente con ω_c y con α , se pueden obtener el cero y el polo del compensador en adelanto respectivamente:

$$\frac{1}{T} = \sqrt{\alpha}\omega_c \quad (5.3.16)$$

$$\frac{1}{\alpha T} = \frac{\omega_c}{\sqrt{\alpha}} \quad (5.3.17)$$

y su ganancia es:

$$K_c = \frac{K'}{\alpha} \quad (5.3.15)$$

La respuesta ante un escalón se vuelve rápida y acentúa considerablemente el ruido del sistema, ya que el compensador se comporta como un filtro pasa-alto. Este compensador genera una fase positiva entre sus polos, valor que no puede superar los 90° .

5.3.4. Diseño de compensador en atraso de fase basado en el método de respuesta en frecuencia

Para el diseño del compensador en atraso [20], al igual que el compensador en adelanto, se deben realizar especificaciones de diseño, como por ejemplo la constante estática de velocidad, margen de fase y margen de ganancias.

La estructura del compensador en atraso es:

$$G_c(s) = K_{at}\beta \frac{Ts + 1}{\beta Ts + 1} = K_{at} \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\beta T}} ; \beta > 1 \quad (5.3.16)$$

Donde β es el factor de atenuación del compensador en atraso y K_{at} la ganancia del controlador. Se define $K_{at}\beta = K''$, por lo que la función en de transferencia en lazo abierto para el sistema de la figura 5.9 es:

$$G_c(s)G(s) = \frac{Ts + 1}{\beta Ts + 1} G_1(s) \quad (5.3.17)$$

Donde $G_2(s) = K''G(s)$. K'' se calcula a partir de la constante estática de error de velocidad que se plantea previamente, con las ecuaciones (5.3.12) y (5.3.13). Encontrado K'' , se debe generar el diagrama de bode de $G_2(s)$ para verificar si las especificaciones de margen de fase y de ganancia se satisfacen; si no ocurre, a -180° se le restan la fase requerida en las especificaciones y se le añade un margen de fase que compensa el desfase introducido por el compensador de atraso. La

fase de compensación que se adiciona va de 5° a 12° . La frecuencia equivalente la fase calculada, es la nueva frecuencia de cruce de ganancia.

El siguiente paso es calcular el cero ($1/T$) del compensador, que debe ser una década menor a la frecuencia de cruce de ganancia nueva. Si el valor del cero es muy pequeño (constante de tiempo del cero demasiado grande), se escoge ω_c del cero como 0.1 rad/seg.

La magnitud de la nueva frecuencia de cruce de ganancia debe ser 0 dB; por ejemplo si la magnitud de la nueva frecuencia de cruce de ganancia es 6 dB, se deben restar esos 6 dB (atenuación). Esto servirá para calcular el factor de atenuación de atraso necesario para que esto ocurra.

$$atenuación = -20 \log \beta \quad (5.3.18)$$

Obtenido β , se puede obtener el polo:

$$Polo = \frac{1}{\beta T} \quad (5.3.19)$$

y la ganancia del compensador:

$$K_{at} = \frac{K''}{\beta} \quad (5.3.20)$$

Este compensador ayuda a corregir notablemente el error, pero a cambio genera una respuesta lenta ante una entrada escalón. También atenúa el ruido de alta frecuencia al comportarse como un filtro pasa-bajo. El compensador no aporta fase para bajas y elevadas frecuencias. Sin embargo, entre el cero y el polo, aporta siempre fase negativa. Por tanto, añadirá fase a la planta en ese rango de frecuencias. Esta fase no puede superar los -90° cuando el polo y el cero están muy separados.

5.4. Estudio del error en estado estable para las estrategias de control

Para analizar el error y ver si tiende a cero en estado estable ante variaciones en la referencia, se realiza lo siguiente:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s(1 - G_x(s))X(s) \quad (5.4.1)$$

Donde $X(s)$ es el tipo de referencia que se le aplica al sistema, ya sea escalón, rampa o aceleración y $G_x(s)$ es la función de transferencia del sistema en lazo cerrado. La condición para realizar este cálculo es que la entrada perturbadora debe hacerse cero y a partir de esto, encontrar la función de transferencia del sistema.

De una forma similar se calcula el error ante variaciones de la perturbación, donde la referencia $X(s)$ se hace cero para luego desarrollar el sistema a partir del disturbio $D(s)$

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s(G_d)D(s) \quad (5.4.2)$$

Siendo G_d la función de transferencia del sistema a partir del disturbio con $X(s) = 0$.

CAPÍTULO 6

6. Sistema de Laboratorios (SLD) a Distancia: Servomecanismo Feedback 33-033.

El sitio WEB del SLD permite al usuario evaluar el desempeño de un controlador PID preestablecido en un servomecanismo ubicado en el Laboratorio de Control Automático de la Universidad del Bío-Bío.

El servomecanismo Feedback 33-033 incorporado al SLD, es utilizado para el estudio de los diferentes métodos de control de velocidad y posición nombrados en el Capítulo 4. Los resultados que se obtuvieron permitieron incorporar algunos de los métodos estudiados, en el SLD para el desarrollo de sus correspondientes prácticas que cada alumno podrá desarrollar en tiempo real.

6.1. Prácticas desarrolladas en el Sistema de Laboratorios a Distancia.

6.1.1. Práctica 1: Identificación por respuesta al escalón

La función de transferencia que representa al motor de corriente directa, se aproxima a un sistema de primer orden [9]. Para identificarla, se dispone de una práctica en la que puede aplicarse un escalón de voltaje al motor en lazo abierto:

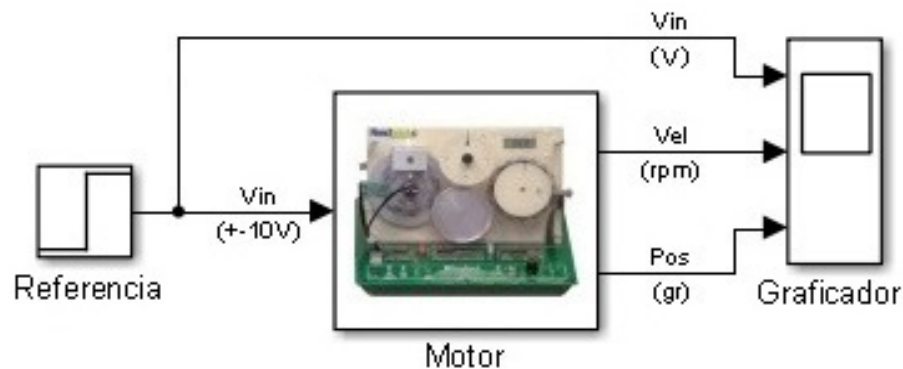


Figura 6.1: Diagrama en bloque implementado para la identificación del servomecanismo en el SLD.

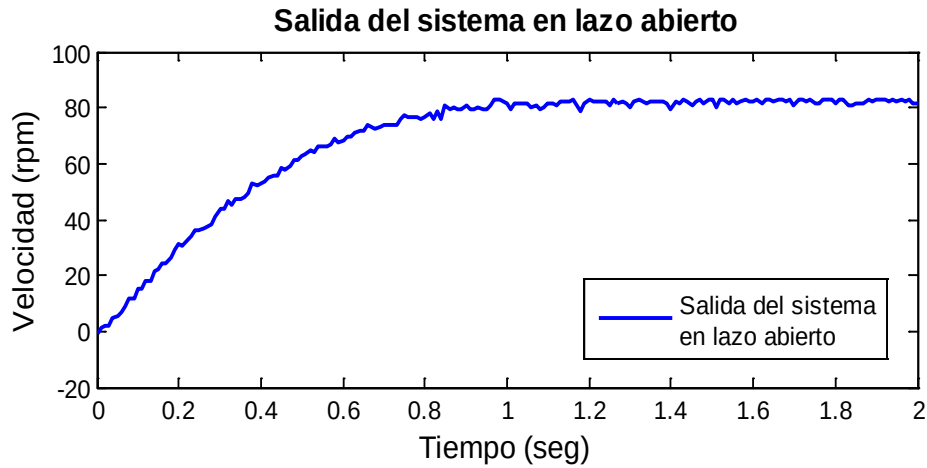


Figura 6.2: Curva de velocidad del Motor.

La respuesta típica de los sistemas de primer orden no presentan sobre-oscilación, su ganancia (K_m) se identifica como el cociente entre la variación de la salida y la variación de la entrada cuando alcanza la estabilización y su constante de tiempo (T_m) será el tiempo que tarda la salida en alcanzar el 63% de su valor estable.

Por ejemplo, al aplicar un escalón de 0 a 8V al motor, se obtiene una salida de velocidad como la indica en la Figura 6.3. El tiempo en que alcanza de las 80rpm finales es de 0.45 segundos, por lo que la función de transferencia del sistema es:

$$G(s) = \frac{KmU}{T_{63}s + 1} = \frac{10.3319}{0.45s + 1} \quad (6.1.1)$$

6.1.2. Práctica 2: Ajuste del filtro

Para diseñar el filtro, con el fin de disminuir el ruido que se encontró en las señales del proceso de identificación, se obtiene un vector numérico (muestra) de la salida de velocidad (rpm) y de posición (grados), cuando la planta alcanza su estabilidad en una referencia dada por ser su función de transferencia de primer orden (5V para el ejemplo práctico). Al realizar esto, se obtiene una muestra de las señales ruidosas con un tamaño en potencias de base 2 (Ejemplo: 2^5 muestras). En Matlab sería lo siguiente:

```

1....x =rpm([577:1501]);%Se nombra 'x' a la muestra del vector correspondiente
2....           %a la curva de velocidad en estado estable en Volt
3....n = length(x); % Largo del vector: 2^10 muestras
4....dt = 0.01; % Periodo de muestreo
5....t = (0:n-1)*dt; %tiempo en el que ocurre cada muestra
6....g = fft(x); %obtención de la transformada rápida de fourier discreta

```

El parámetro g , muestra la componente real e imaginaria de cada elemento de la Transformada Rápida de Fourier, o sea, contienen la magnitud de la frecuencia y su fase que se deben graficar junto a un vector de frecuencias, en este caso la frecuencia es $1/dt = 100\text{Hz}$ con un total de 1024 muestras y sólo con la magnitud de las componentes de la FFT. Solo se trabaja con la parte positiva de las magnitudes ya que la FFT es simétrica al eje de amplitud (o magnitud).

```

7....Fs = 1/dt; %frecuencia de muestreo 100Hz
8....P2 = abs(g/n); %abs entrega la magnitud de los números complejos
9....%obtenidos en la FFT.es la magnitud del espectro por ambos lados (-y+)
10...P1 = P2(1:n/2+1);
11...P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1); %Esta es la parte positiva de las magnitudes
12...           %de la FFT
13...f = Fs*(0:(n/2))/n; %vector de frecuencias
14...figure (3)
15...bar(f,P1)
16...title('Espectro de amplitud de X(t)')
17...xlabel('f(Hz)')
18...ylabel('|P1(f)|')

```

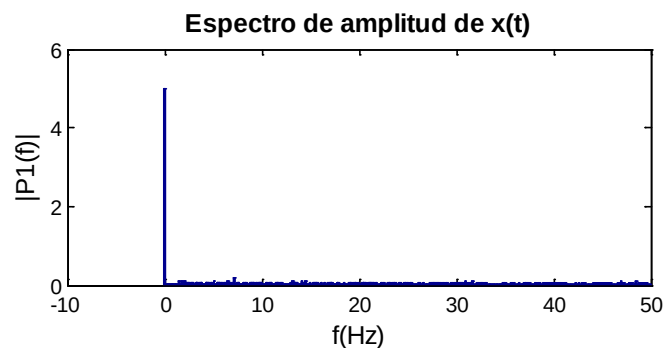


Figura 6.3: Parte positiva del espectro de amplitud de $x(t)$ (velocidad) con zoom en sector de frecuencia de corte a escoger.

Se observa que el valor pico no es exacto en 5 V debido al ruido de la señal. Con esta información que entrega la Figura 6.6, se podrá obtener la frecuencia de corte, que es la frecuencia que permitirá recuperar la señal lo más limpia posible.

Por lo tanto, en este caso la frecuencia de corte escogida para esta práctica es $f_c = 5\text{Hz}$, con la que se crea un filtro de segundo orden para eliminar el ruido de la señal.

```

14...%filtro
15...fc=5 ; %frecuencia de corte
16...Wn = fc/(Fm/2) %frecuencia natural;
17...N = 2; %orden del filtro
18...[b,a] = butter(N,Wn,'low') %Obtención del numerador y denominador
19...%del filtro discreto
20...fil = filter(b,a,x); %Señal x(t) filtrada
21...hf = tf(b,a,dt) % Función de transferencia del filtro

```

$$h_f = \frac{0.02008z^2 + 0.04017z + 0.02008}{z^2 - 1.561z + 0.6414} \quad (6.1.2)$$

En el dominio de Laplace, el filtro diseñado en Matlab es:

```

22...[b1,a1] = butter(2,2*pi*fc,'s'); %numerador y denominador del filtro en
23...% 's'
24...fs = tf(b1,a1) %función de transferencia del filtro
25...bandwidth(fs)/(2*pi)

```

Se muestra anteriormente que $2\pi \cdot f_c$ es la frecuencia natural del filtro y el numero dos representa su orden. En la ecuación (6.1.3) se presenta la función de transferencia del filtro obtenida en Matlab.

$$f(s) = \frac{987}{s^2 + 44.43s + 987} \quad (6.1.3)$$

La muestra de señal filtrada obtenida es:

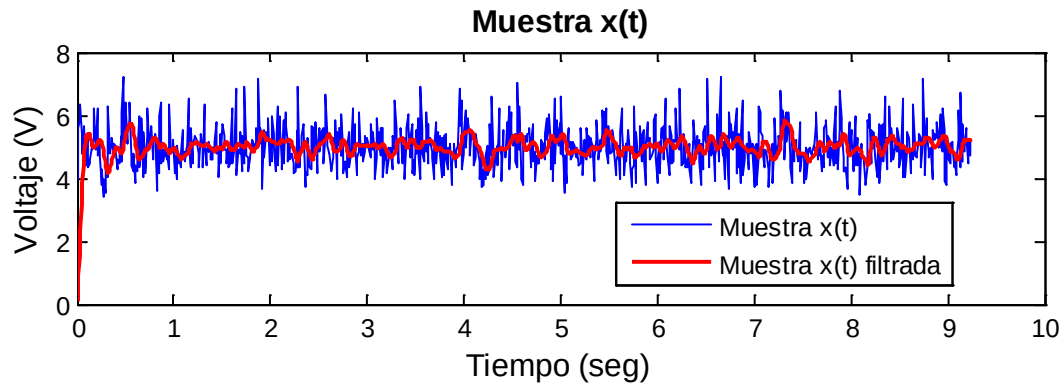


Figura 6.4: Señal ruidosa de velocidad y Señal filtrada de velocidad.

Ahora, para filtrar la señal de posición se hace exactamente lo mismo que en la señal de velocidad. Con las muestras obtenidas en la señal de posición y el procedimiento anterior la Transformada Rápida de Fourier es:

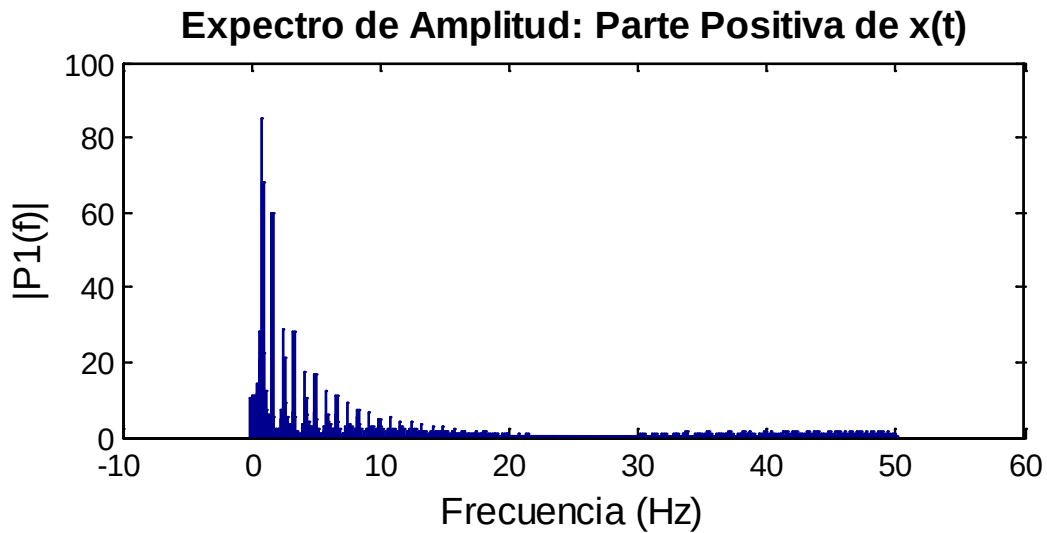


Figura 6.5: Parte positiva del espectro de amplitud $x(t)$ (Posición).

Para este espectro se escoge una frecuencia de corte $f_c = 5\text{Hz}$ y un tiempo de muestreo de 0.01 segundos para recuperar la señal, por lo que el filtro de segundo orden en tiempo continuo y discreto el mismo que se obtiene para la señal de velocidad (ecuaciones (6.1.2) y (6.1.3) respectivamente).

El bloque del filtro se ubica a la salida de velocidad y posición, como lo muestra la Figura 6.9:

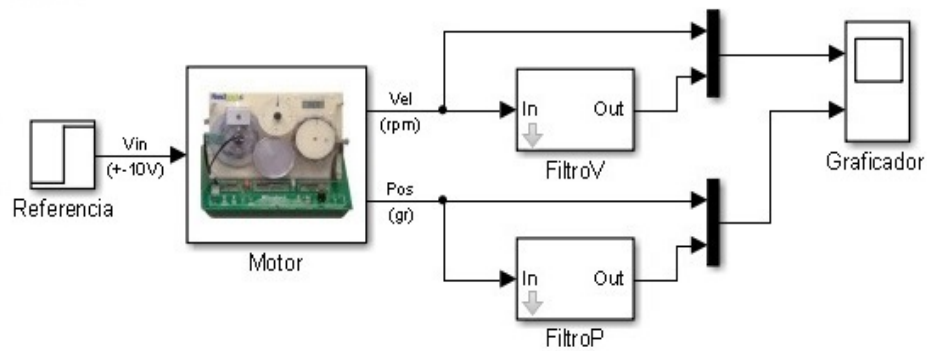


Figura 6.6: Sistema en lazo abierto con salida de la planta filtrada.

La señal de voltaje de la salida de posición filtrada que se obtiene se muestra en la Figura 6.10.

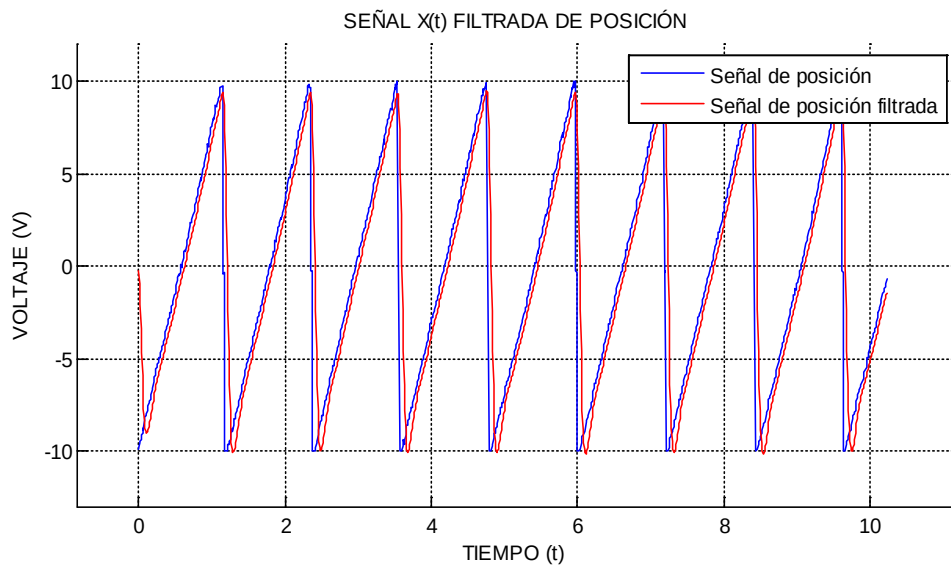


Figura 6.7: Señal filtrada de voltaje de la salida del potenciómetro de 360°.

6.1.3. Práctica 3: Control de velocidad con PID real y filtro

En esta práctica se desea implementar un controlador *PID* o alguna variación de este para controlar la velocidad del motor de corriente directa. Se escoge un *P* siguiendo con la información teórica que se proporciona en el capítulo 5.2.3.. El lazo cerrado de este sistema, está incorporado en el SLD con la configuración que se presenta en la Figura 6.11.

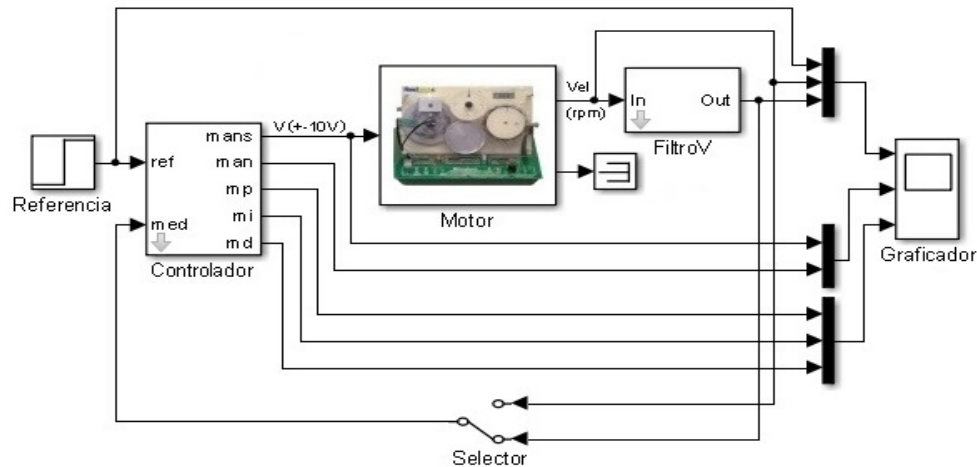


Figura 6.8: Diagrama de bloque implementado para el control de velocidad en el SLD mediante controlador PID.

La estructura interna del bloque “Controlador” presenta una configuración *PID* en su forma paralela, presentada en la Figura 6.12. Para la salida de velocidad del motor, se incorpora un bloque “FiltroV”, que es diseñado por el usuario para atenuar la posible aparición de ruido que se puede obtener en la simulación.

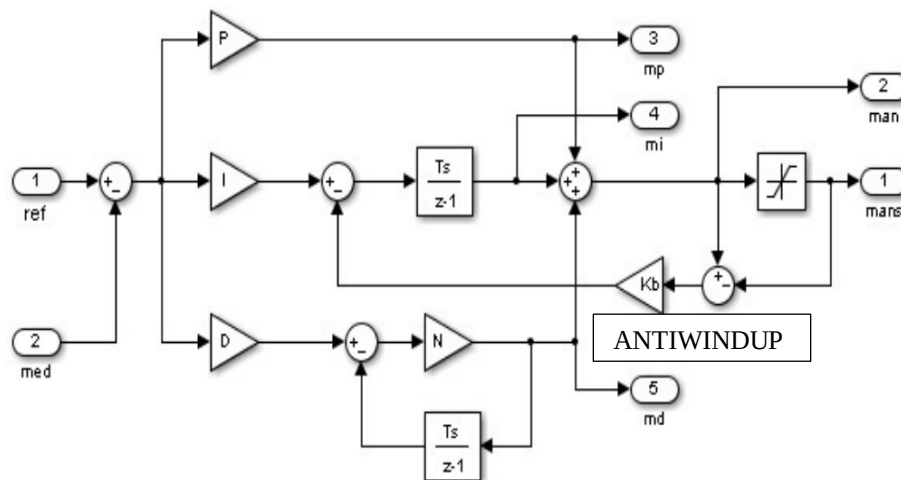


Figura 6.9: PID implementado para la práctica de control de velocidad.

Se implementa un controlador proporcional a partir de la ecuación (5.2.1) y (5.2.2), se desea un $t_{ss} = 1.5 \text{ seg}$, por lo que $T = 0.375 \text{ seg}$ es la constante de tiempo en lazo cerrado. Con estos valores se calcula el valor de controlador, dando como resultado $K_p = 0.02$. El valor de k_p se ingresa en el SLD obteniendo como resultado las gráficas que se entregan a continuación:

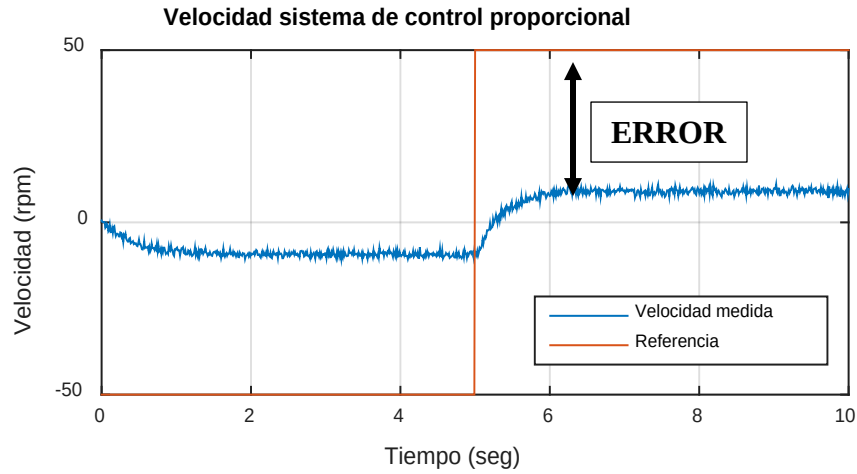


Figura 6.10: Velocidad del motor controlado por acción proporcional.

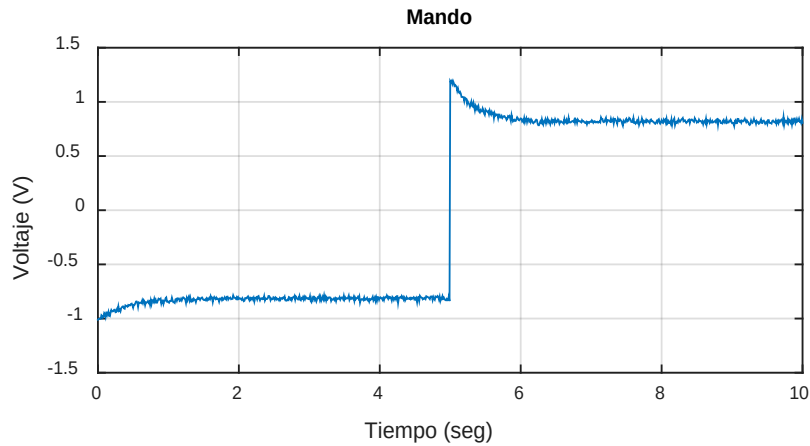


Figura 6.11: Mando sistema control proporcional.

Se observa en la Figura 6.13 que los requerimientos en cuanto al tiempo de establecimiento se cumplen, ya que la señal de salida se estabiliza en 1.5 segundos, pero con error en estado estacionario.

Ahora, siguiendo los pasos en el capítulo 5.2.2. de cancelación de polos, se implementa un controlador PI . La función de transferencia en lazo cerrado del sistema de control de velocidad para el motor, con $\tau_i = \tau_{m1}$ es:

$$G_{LC}(s) = \frac{1}{\frac{\tau_i}{K_p K_m} s + 1} = \frac{1}{\frac{0.45}{K_p 10.3319} s + 1} \quad (6.1.4)$$

Esta F.T. representa una ecuación de primer orden, donde su constante de tiempo, ahora nombrada $\tau_{lc} = \tau_i / (K_p K_m)$, debe ser un cuarto del tiempo de establecimiento (t_{ss}). Por lo tanto decimos que t_{ss} debe ser 1 segundo.

$$\tau_{lc} = \frac{t_{ss}}{4} = \frac{1 \text{ seg}}{4} = 0.25 \quad (6.1.5)$$

Despejando K_p de la ecuación se obtiene

$$K_p = \frac{\tau_i}{\tau_{lc} K_m} = \frac{0.45}{0.25 * 10.3319} = 0.1742 \quad (6.1.6)$$

Con este valor ya es posible obtener el controlador PI requerido para el control del sistema.

$$G_c(s) = \frac{K_p(\tau_i s + 1)}{\tau_i s}$$

$$G_c(s) = 0.1742 + \frac{0.38715}{s} \quad (6.1.7)$$

Este controlador se ingresa en el LSD junto al filtro diseñado anteriormente en el recuadro de parámetros presentados en la Figura 6.15.

Período de muestreo	Tm=0.01	Período de muestreo	Tm=0.01
Ganancia proporcional	P=0.17422	Ganancia proporcional	P=0.17422
Ganancia integral	I=0.38715	Ganancia integral	I=0.38715
Ganancia derivativa	D=0	Ganancia derivativa	D=0
Ganancia del Antiwindup	Kb=0	Ganancia del Antiwindup	Kb=0
Fc del filtro derivativo	Fcd=1	Fc del filtro derivativo	Fcd=1
Realimentación de la medición filtrada	SW=0	Realimentación de la medición filtrada	SW=1
Orden del Filtro de velocidad	Nv=1	Orden del Filtro de velocidad	Nv=2
Frecuencia de corte	Fcv=0.1	Frecuencia de corte	Fcv=5
Descargar Fichero de Vectores		Descargar Fichero de Vectores	

Figura 6.12: Recuadros de parámetros en el SLD, sin filtro y con filtro respectivamente.

El resultado obtenido de la salida de velocidad al ingresar los parámetros, con el selector del filtro en cero (salida sin filtrar) y en uno (salida filtrada) se presenta en la figura 6.16, 6.17 y 6.18 respectivamente.

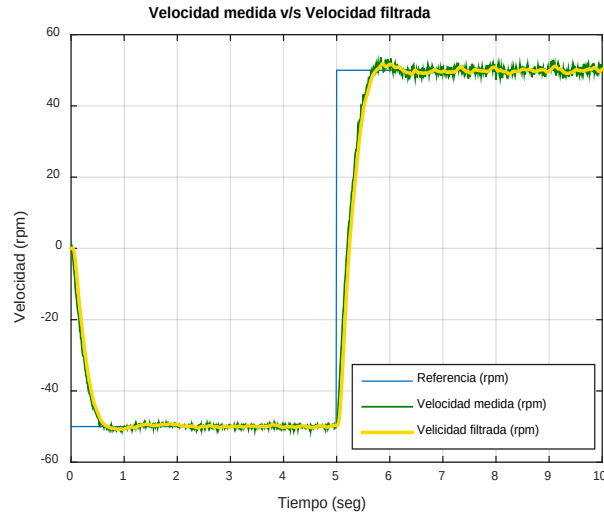


Figura 6.13: Salida del sistema. Velocidad medida y Velocidad filtrada.

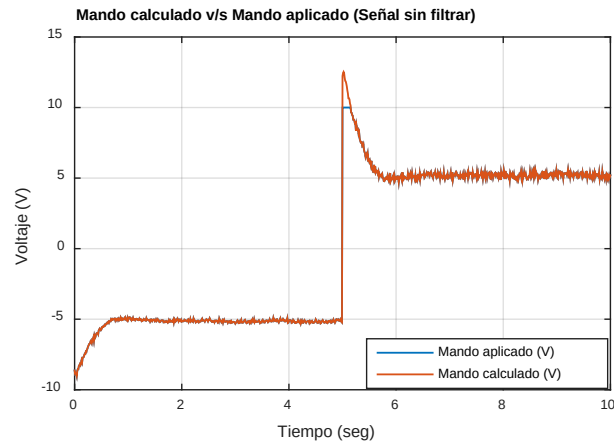


Figura 6.14: Mando aplicado y Mando calculado (Señal sin filtrar).

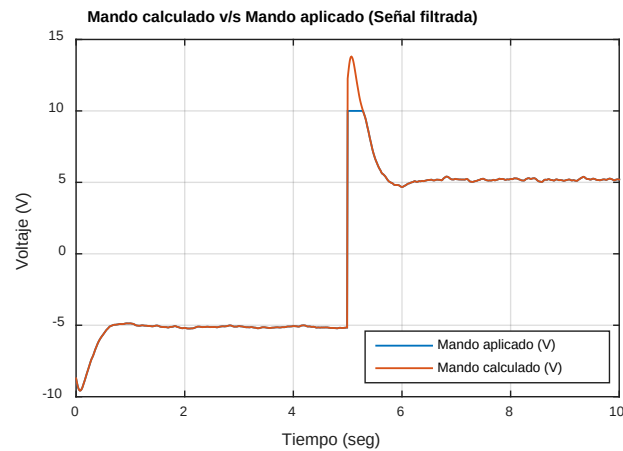


Figura 6.15: Mando calculado y Mando aplicado (Señal filtrada).

Se observa en las Figuras 6.17 y 6.18, que la señal que sale del controlador (mando) presenta un voltaje superior al permitido por la planta. Esto se debe a los requerimientos de control, ya que el motor al ser forzado a estabilizarse en 1 segundo, requiere una respuesta rápida traducida en un requerimiento de voltaje elevado. Para que la planta pueda recibir esta señal de mando, se debe saturar la señal en un voltaje de 10V. Esto puede provocar el efecto windup y para evitarlo, el controlador tiene implementado un mecanismo antiwindup como se muestra en la Figura 6.12, donde Kb se le asigna el valor 1. Se implementa un filtro de segundo orden, con una frecuencia de corte de 5Hz, obteniendo la señal de la Figura 6.16 y 6.18. Se aprecia un alza de voltaje en el cambio de escalón con respecto a la señal sin filtrar; esto se debe a que el filtro agrega dinámica al sistema, pero el ruido disminuye considerablemente.

El error ante una referencia tipo escalón, se calcula a partir de la ecuación (5.4.1):

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(1 - \frac{1}{0.25s + 1} \right) \frac{1}{s}$$

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{0.25s}{0.25s + 1}$$

$$e_{ss} = 0 \quad (6.1.8)$$

La señal encuentra la estabilización en la referencia aplicada, por lo que el error es cero. Esto demuestra que al implementar una acción proporcional junto a una acción integral (PI), el error se hace cero, debido al polo en el origen que añade la acción integral al sistema.

6.1.4. Práctica 4: Control de posición con PID real y filtro

Como método práctico, la forma más sencilla de realizar un control de posición del eje del motor DC, es controlando el proceso, valga la redundancia, con un controlador proporcional. En el SLD el lazo cerrado es el siguiente:

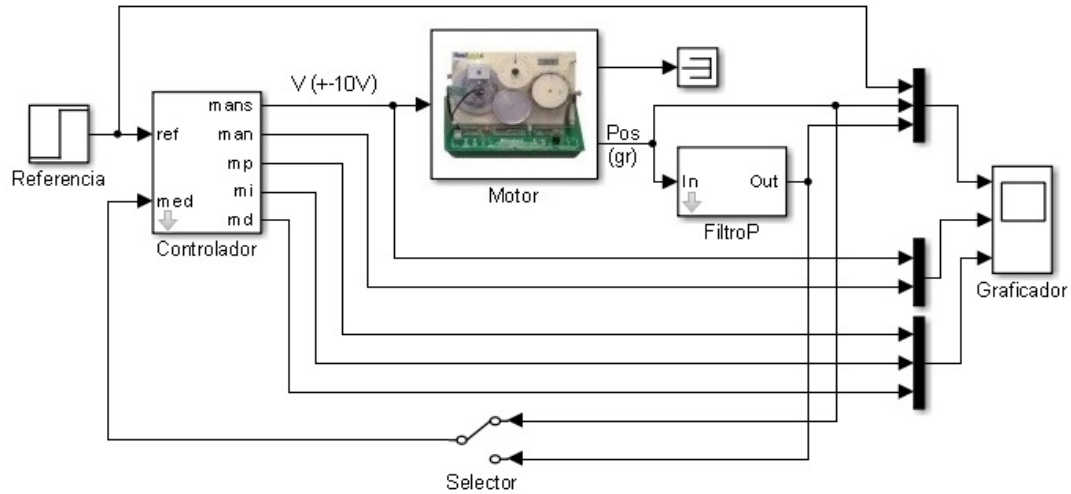


Figura 6.16: Lazo cerrado de control de posición.

La estructura interna del bloque “Controlador” es el mismo que se muestra en la Figura 6.12. Para la salida de posición del motor, se incorpora un bloque “FiltroP”, que es diseñado por el usuario para atenuar la posible aparición de ruido que se puede obtener en la simulación.

Para controlar esta planta se debe tener en cuenta para su diseño un detalle muy importante: el análisis dimensional. El control de posición, como se estudió anteriormente, es la integral de la velocidad, por lo que en este sistema de control, antes de incorporar el integrador, se debe tener en cuenta que la salida de la planta está en RPM, por lo que el integrador debe ser acompañado por una ganancia equivalente a la transformación de RPM a grados/s (1 RPM = 6 grados/seg).

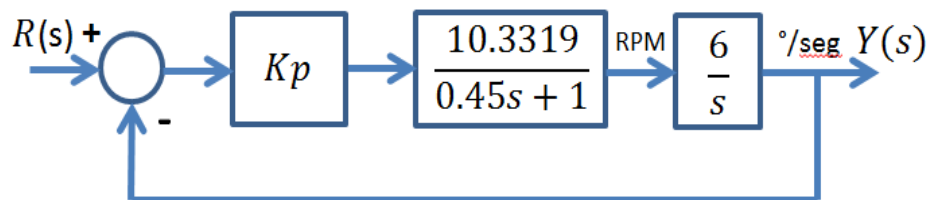


Figura 6.17: Modelo equivalente control de posición.

Siguiendo los pasos en el capítulo 5.3.1., la función de transferencia en lazo cerrado del sistema de control de posición para el motor, con un controlador proporcional y los parámetros de la planta identificada es:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\frac{K_p K_m}{T_m}}{s^2 + \frac{1}{T_m}s + \frac{K_p K_m}{T_m}} = \frac{\frac{K_p 10.3319 * 6}{0.45}}{s^2 + \frac{1}{0.45}s + \frac{K_p 10.3319 * 6}{0.45}} \quad (6.1.9)$$

La respuesta transitoria de este sistema de control se puede aproximar a la respuesta de un sistema de segundo orden que tiene la estructura de la ecuación (5.3.3)

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Igualando las ecuaciones (6.1.9) y (5.3.3), con un $\xi = 0.707$ se obtiene:

$$\omega_n = \frac{1}{2\xi T_m} = \frac{1}{2 * 0.707 * 0.45} = 1.5716 \quad (6.1.10)$$

$$K_p = \frac{\omega_n^2 T_m}{K_m * 6} = \frac{1.5716^2 * 0.45}{10.3319 * 6} = 0.0179 \quad (6.1.11)$$

K_p es el valor de la constante proporcional de controlador P . Este controlador se ingresa en el LSD junto al filtro diseñado anteriormente en el recuadro de parámetros presentado en la Figura 6.21.

PARÁMETROS PARA EL EXPERIMENTO:		SIMBOLOGÍA:	
Tm:	0.01	Tm:	Período de muestreo (0.001 <= Tm[s] <= 1)
P:	0.017929	P:	Ganancia proporcional
I:	0	I:	Ganancia integral
D:	0	D:	Ganancia derivativa
Kb:	0	Kb:	Ganancia anti-windup
Fcd:	1	Fcd:	Frecuencia de corte (Hz)
SW:	0	SW:	Selector del Filtro de la medición (0:No, 1:Si)
Np:	1	Np:	Orden del Filtro de la medición
Fcp:	0.1	Fcp:	Frecuencia de corte del Filtro de la medición (Fc[Hz] < Fm/2)
Ejecutar			

Figura 6.18: Recuadro de parámetros para el experimento en el SLD.

El resultado obtenido de la salida de posición al ingresar los parámetros del controlador en el recuadro de la Figura 6.21, se muestran en las Figuras 6.22 y 6.23.

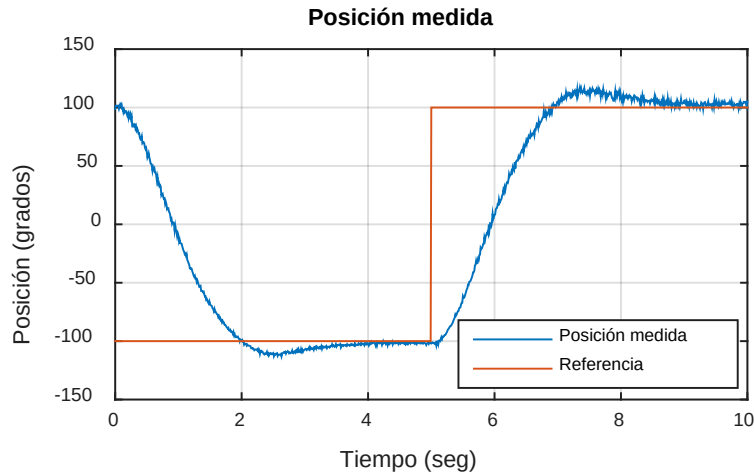


Figura 6.19: Salida de posición (Señal sin filtrar)

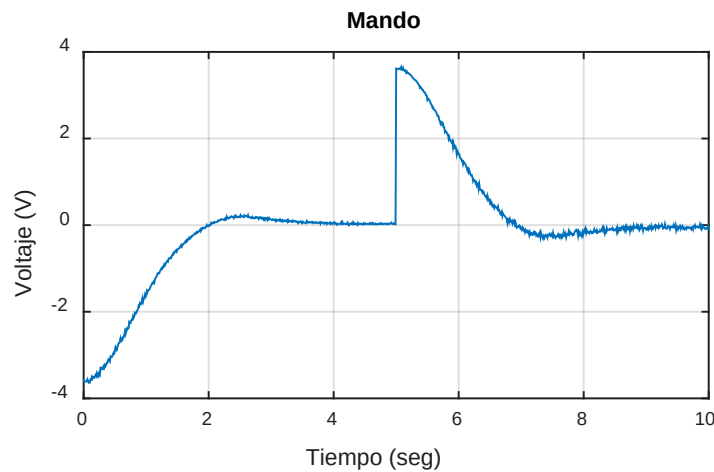


Figura 6.20: Mando aplicado.

Se observa que en las señales de mando se necesitó un bajo voltaje para alcanzar la estabilidad, la cual no fue necesario un saturador de voltaje a la salida del controlador. Con un $\xi = 0.707$ se asegura que las raíces tengan un ángulo de 45° , en estas condiciones el sistema es más robusto a las variaciones en los parámetros de la planta o actuador y el sobrepaso es aceptable. El error ante una referencia tipo escalón, se calcula teóricamente a partir de la ecuación (5.4.1) y para este sistema es:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(1 - \frac{2.47}{s^2 + 2.22s + 2.47} \right) \frac{1}{s}$$

$$e_{ss} = 1 - \frac{2.47}{2.47}$$

$$e_{ss} = 0$$

(6.1.12)

6.1.5. Práctica 5: Control en cascada de posición y velocidad

Para el control en cascada de posición, a modo práctico se escogió una configuración P-*PI*. Antes de diseñar los controladores, se muestra en las Figura 6.24 y 6.25 el lazo de control en cascada incorporado en el Sistema de Laboratorios a Distancia (SLD).

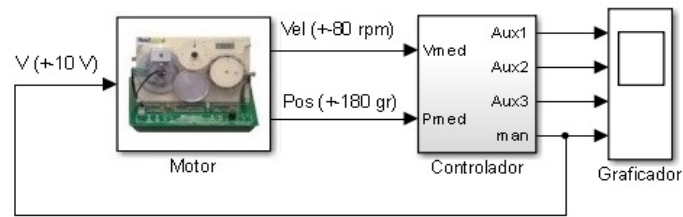


Figura 6.21: Lazo de control en Cascada SLD.

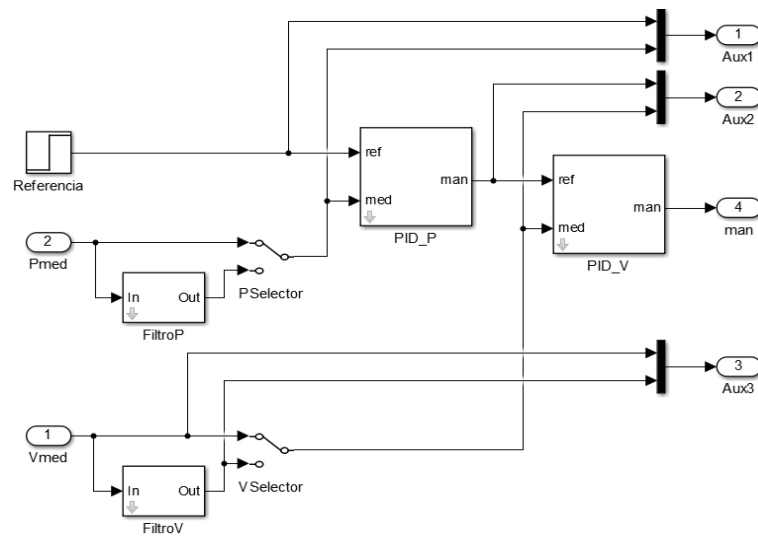


Figura 6.22: Configuración en cascada en el interior del bloque del controlador.

Para el diseño de los controladores, se sigue el procedimiento del capítulo 5.3.2. Se escoge para el controlador esclavo (lazo de velocidad) un controlador *PI* y para el controlador maestro (lazo de posición), un controlador proporcional. A este lazo de posición se añade la constante de posición 6 °/seg, por los motivos dimensionales estudiados en capítulo 6.1.4. La función de transferencia para este lazo cerrado de control junto a estos controladores es la siguiente:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\frac{6 K_{PI} K_m K_P}{\tau_i}}{s^2 + \frac{K_{PI} K_m}{\tau_i} s + \frac{6 K_{PI} K_m K_P}{\tau_i}} \quad (6.1.13)$$

La respuesta transitoria de este sistema de control se puede aproximar a la respuesta de un sistema de segundo orden. Recordar que con un $\xi = 0.707$ las raíces se conservan a 45° y ω_n se obtiene a partir de la ecuación $4/\xi T_{ss}$ ($T_{ss} = 2 \text{seg}$). Finalmente al igual la respuesta aproximada de segundo orden y la ecuación (6.1.13) se obtienen:

$$K_{PI} = \frac{2\xi\omega_n\tau_i}{K_m} = \frac{2 * 0.707 * 2.83 * 0.45}{10.3319} = 0.174 \quad (6.1.14)$$

$$K_P = \frac{\tau_i\omega_n^2}{6 K_{PI} K_m} = \frac{5.658}{2 * 0.707} = 0.334 \quad (6.1.15)$$

K_{PI} es valor de la constante proporcional de controlador *PI* y K_P es la constante proporcional de controlador proporcional. Este controlador se ingresa en el LSD junto al filtro diseñado anteriormente en el recuadro de parámetros presentado en la Figura 6.26.

PARÁMETROS PARA EL EXPERIMENTO:

Tm:

Pp:

Ip:

Dp:

Kbp:

Fcdp:

SWp:

Np:

Fcp:

Pv:

Iv:

Dv:

Kbv:

Fcdv:

SWv:

Nv:

Fcv:

SIMBOLOGÍA:

Tm: Período de muestreo
($0.001 \leq Tm[s] \leq 1$)

P_pv: Ganancia proporcional

I_pv: Ganancia integral

D_pv: Ganancia derivativa

Kb_pv: Ganancia anti-windup

Fcd_pv: Frecuencia de corte (Hz)

SW_pv: Selector del Filtro de la medición (0:No, 1:Si)

N_pv: Orden del Filtro de la medición

Fc_pv: Frecuencia de corte ($Fc[Hz] < Fm/2$)

Figura 6.23: Recuadro de parámetros para el experimento en el SLD.

El resultado obtenido de la salida de posición al ingresar los parámetros del controlador, con el selector del filtro en cero (salida sin filtrar) y en uno (salida filtrada) se presenta en la Figura 6.27 , 6.28 respectivamente.

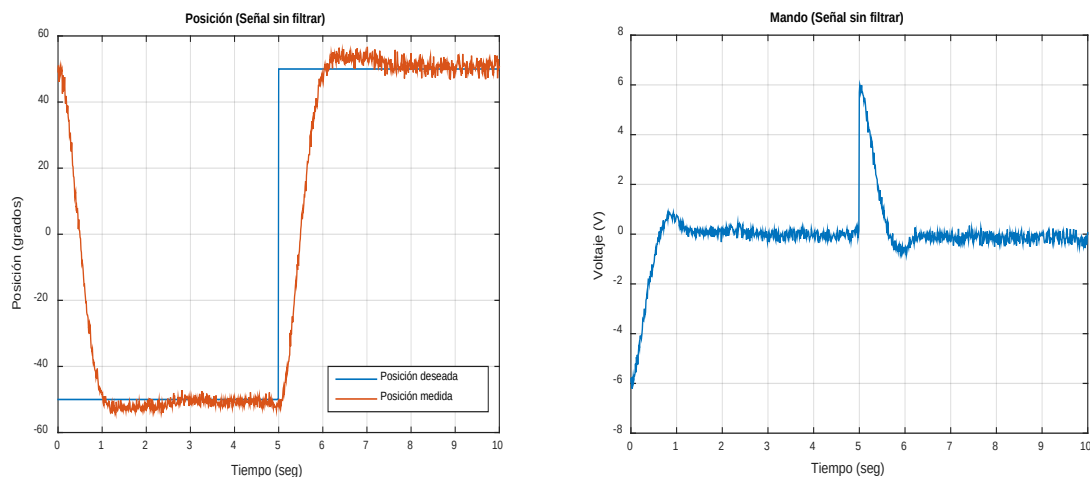


Figura 6.24: Posición y señal de mando medidos (Señal sin filtrar).

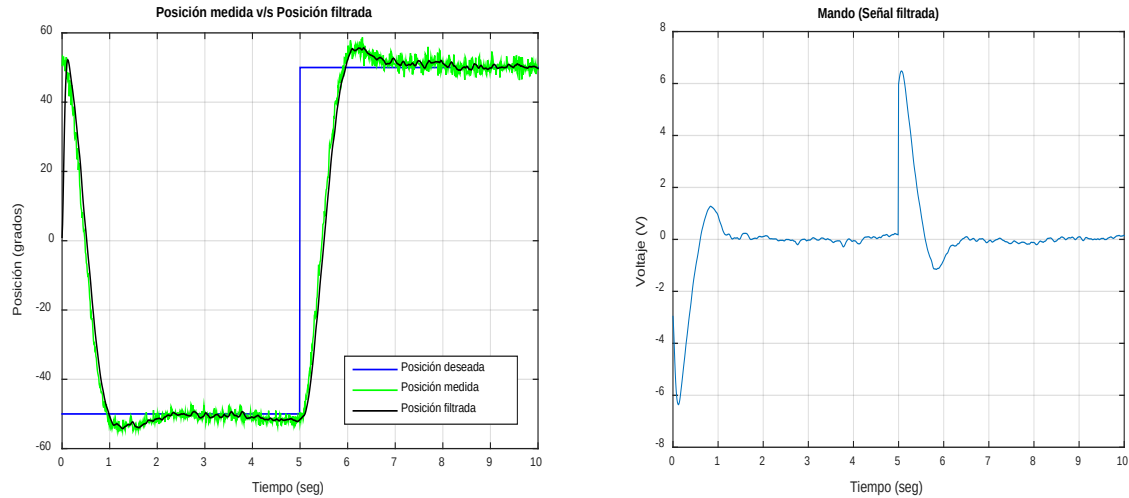


Figura 6.25: Posición y señal de mando medidos (Señal filtrada).

El sistema presenta gran cantidad de ruido que se puede observar en la Figura 6.27, tanto en la señal de salida de posición como en la señal de mando y puede ser muy nocivo para el motor. Esto se elimina con un filtro de segundo orden con frecuencia de corte de 5Hz en la salida de velocidad y en la de posición. Se observa en la Figura 6.28 que estos filtros actúan de manera satisfactoria, eliminando una gran cantidad de ruido. Cabe mencionar que al agregar estos filtros, se añade dinámica al sistema por lo que la señal de salida se ve afectada, haciéndose más rápida y requiriendo un poco más de voltaje para alcanzar la estabilización en 2 segundos. En la salida del controlador no fue necesario un saturador, ya que el mando obtenido está dentro del rango de voltaje aceptado por la planta.

El error ante una referencia tipo escalón, se calcula a partir de la siguiente ecuación (5.4.1):

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \left(1 - \frac{7.997}{s^2 + 3.9908s + 7.997} \right) \frac{1}{s}$$

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2 + 3.9908s}{s^2 + 3.9908s + 7.997}$$

$$e_{ss} = 0 \quad (6.1.16)$$

También se observa en las figuras anteriores que el error tiende a cero en el momento que alcanza la estabilización ante la entrada escalón.

6.2. Teoría y prácticas de estrategias de control de posición con controladores de mayor grado de complejidad propuestos por el usuario.

En esta práctica, el usuario podrá diseñar la estrategia de control y poner la referencia deseada. Para ello, dispone de la medición de la velocidad y la posición, así como la salida de control. Para evaluar el algoritmo y los resultados puede mostrar las señales que desee mediante tres graficadores auxiliares. Puede poner un tiempo de ejecución de hasta 60 segundos y el período de muestreo en el rango de 0.001s a 1s.

Esto se debe realizar en un .mdl disponible para la descarga que representa el modelo virtual de la planta. Luego se debe subir a la plataforma pulsando Examinar y pulsando Ejecutar se obtiene el comportamiento del sistema real.

Opcionalmente puede subir un .mat en el que puede ir, por ejemplo, la referencia u otras constantes que se necesiten en el bloque Controlador. La referencia se puede generar, guardar en el .mat y, dentro del bloque controlador, cargarla con un FromWorkspace.

Importante:

- El modelo que se descarga es un .mdl Simulink Versión 7.5 (R2010a). **Si se utiliza una versión inferior, puede que no sea compatible.**
- Sólo debe modificar el interior del subsistema "Controlador" **sin alterar su nombre ni sus conexiones de entrada y salida.**
- El modelo que se envíe tiene que ser en **.mdl Simulink Versión 8.4 (R2014b) o inferior.** Si se utiliza una versión superior sálvelo con la opción Export Model to Previous Version.

La duración del ensayo dependerá del tiempo de ejecución ajustado en el modelo de Simulink. En estos momentos hay 1 estacion(es) que puede(n) ejecutar esta práctica. Se proponen cuatro estrategias de control con un mayor grado de dificultad a los estudiados anteriormente.

6.2.1. Práctica con controlador PD con polo adicional

El sistema a utilizar es el siguiente:

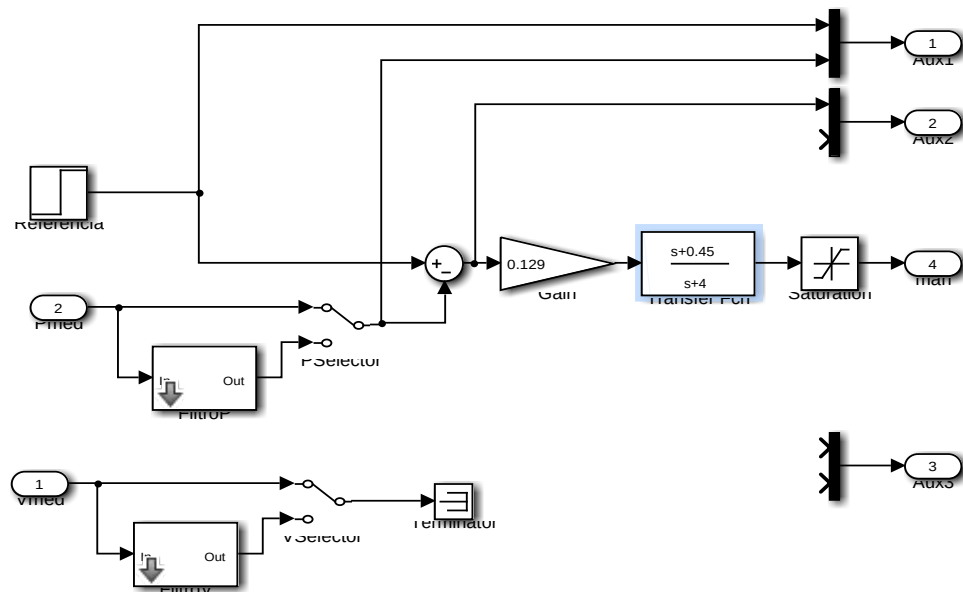
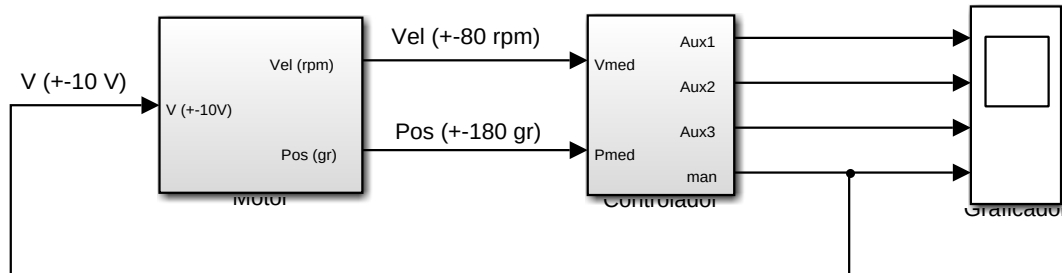


Figura 6.26: Sistema de control de posición con controlador PD con polo adicional en SLD.

Este sistema se crea a partir de un controlador PD pero con un polo adicional . Hay que recordar que $1\text{ rpm} = 6^\circ/\text{s}$, por lo que al integrar la salida de velocidad para obtener la posición se debe añadir tal constante ($6^\circ/\text{s}$).

Para el siguiente caso y a modo de prueba, se desea un tiempo de establecimiento de 2 segundos y cero error en estado estacionario. Se crea un compensador ocupando la estructura de un PD, pero con un detalle, se agregará un polo α [22] al controlador, para que asegure el

requerimiento de tiempo de establecimiento, además el número de polos de controlador será igual al número de ceros de este. Por lo tanto la estructura del controlador será la siguiente:

$$C(s) = \frac{K_{PI}(T_i s + 1)}{s + a} \quad (6.2.1)$$

El cero del controlador cancelará el polo de la función de transferencia del lazo interno y así eliminar un sobrepaso no deseado, entonces $T_d = T_i$. La función de transferencia en lazo cerrado del sistema completo es

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{61.9914K_{PI}}{s^2 + as + 61.9914K_{PI}} \quad (6.2.2)$$

Como el denominador es de segundo orden, $a = \xi\omega_n$ y según requerimientos la salida debe establecerse en 2 segundos, con $\xi = 0.707$. Por lo tanto ω_n y a es

$$\omega_n = \frac{4}{\xi * T_{ss}} = 2.8289 \quad (6.2.3)$$

$$a = 4 \quad (6.2.4)$$

Con ω_n calculado, se obtiene K_p

$$\begin{aligned} \omega_n^2 &= 8.0027 = 61.9914K_{PI} \\ K_{PI} &= 0.129 \end{aligned} \quad (6.2.5)$$

Finalmente el controlador del lazo externo es:

$$C(s) = \frac{0.129(0.45s + 1)}{s + 4} \quad (6.2.6)$$

De esta manera, se realizó el diseño propuesto en la Figura 6.29. Los resultados obtenidos son los siguientes:

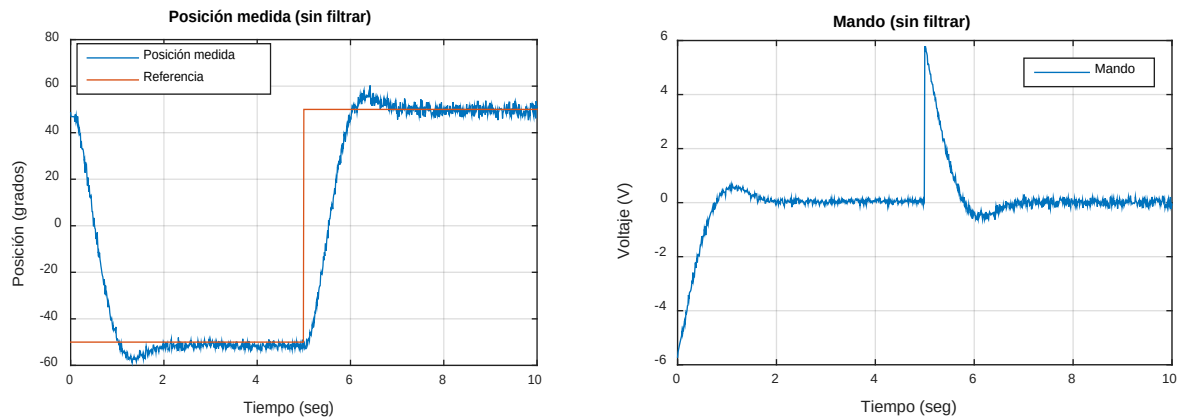


Figura 6.27: Salida de posición y mando medidos (Señal sin filtrar).

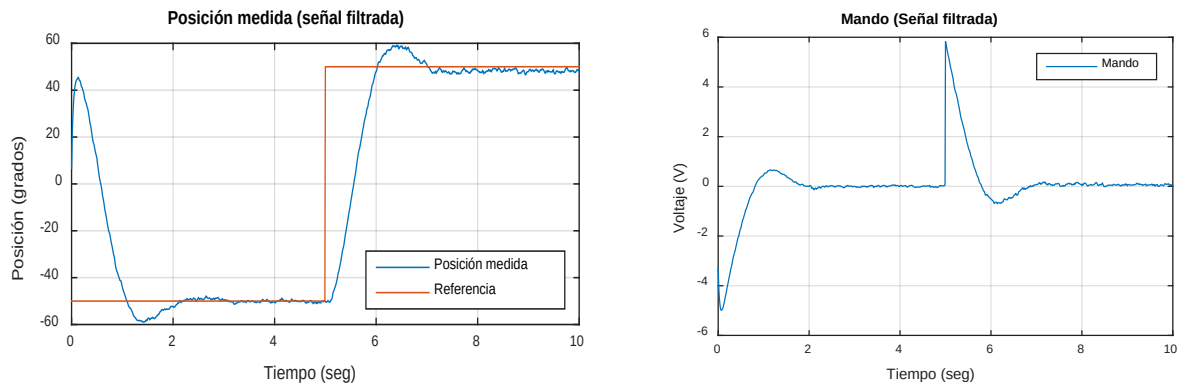


Figura 6.28: Salida de posición y mando medidos (Señal filtrada).

Se observa que la salida se establece en 2 segundos y los sobrepasos no superan el 10% cuando no se utiliza filtro. Este sobrepaso se debe al ruido presente en el sistema y no es posible eliminarlo por completo. Cuando el sistema pasó de posición angular negativa a positiva, necesitó 6V aproximadamente para realizar este cambio por lo que no requirió saturador. Cabe señalar que mientras menor sea el tiempo de establecimiento mayor es el voltaje que entrará a la planta. También se observa que el filtro elimina gran parte del ruido pero aumenta el sobrepaso de la señal de posición de salida ya que añade dinámica al sistema (Figura 6.31). La respuesta del sistema presenta error cero en estado permanente.

El método de diseño del controlador es compatible para cualquier sistema de control que en lazo cerrado genere una función de transferencia de segundo orden.

6.2.2. Práctica con compensador en adelanto de fase

El segundo método de control es aplicar un compensador en adelanto de fase. Para ello se deben seguir los pasos propuestos en el capítulo 5.3.3. Se debe controlar la posición del servomecanismo Feedback 33-033 y el sistema propuesto es el siguiente:

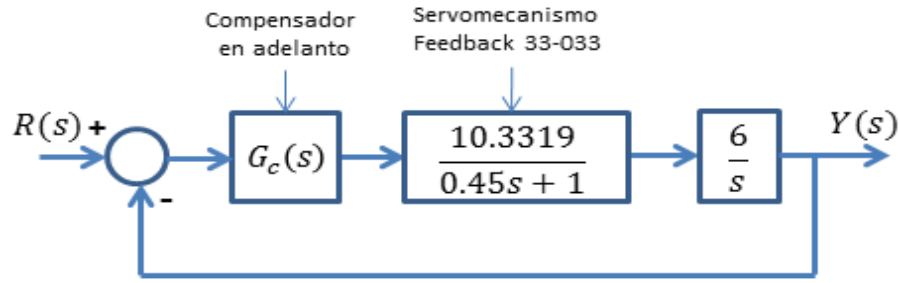


Figura 6.29: Sistema de control.

Sea el sistema de la Figura 6.32 (con Servomecanismo y el integrador con ganancia 6 = $G(s)$). Se quiere diseñar un compensador de modo que la constante de error estático de velocidad K_v sea de 20 seg^{-1} , el margen de fase sea al menos de 70° y margen de ganancia sea al menos de 10 dB.

Se utilizará la formula (5.3.10) y (5.3.11) para definir que $G_1(s)$:

$$G_1(s) = K'G(s) = \frac{61.9914K'}{s(0.45s + 1)} \quad (6.2.7)$$

Donde $K' = K_{ad}\alpha$. El valor de K' se calcula con la formula (5.3.13), resultando:

$$K_v = 61.9914K'$$

$$K' = \frac{20}{61.9914} = 0.322625 \quad (6.2.8)$$

Con $K' = 0.322625$, el sistema compensado satisface el requisito en estado estacionario. El siguiente paso es encontrar el diagrama de bode de $G_1(j\omega)$ para determinar su margen de fase. Esto se realiza con la ayuda de Matlab mediante las siguientes líneas de código:

```

1....num=[0 0 10.3319*6*0.3226]; %Numerador de G1(s).
2....den=[0.45 1 0]; %Denominador de G1(s).
3....sys=tf(num,den); % Funcion de transferencia de G1(s).
4....y=logspace(-1,2,100);%genera un vector de fila de 50 puntos
5....%logarítmicamente espaciados entre las décadas 10^a (a=-1)y 10^b (b=2).
6....bode(sys,y) %Genera diagrama de bode.
7....grid on
8....[gm,pm,wcp,wcg]=margin(sys)% Entrega margen de ganancia, margen de fase
9....%junto a sus respectivas frecuencias.
10...gmdB=20*log10(gm) %margen de ganancia de rad/seg a decibeles.
11...[pm gmdB wcp wcg]
    
```

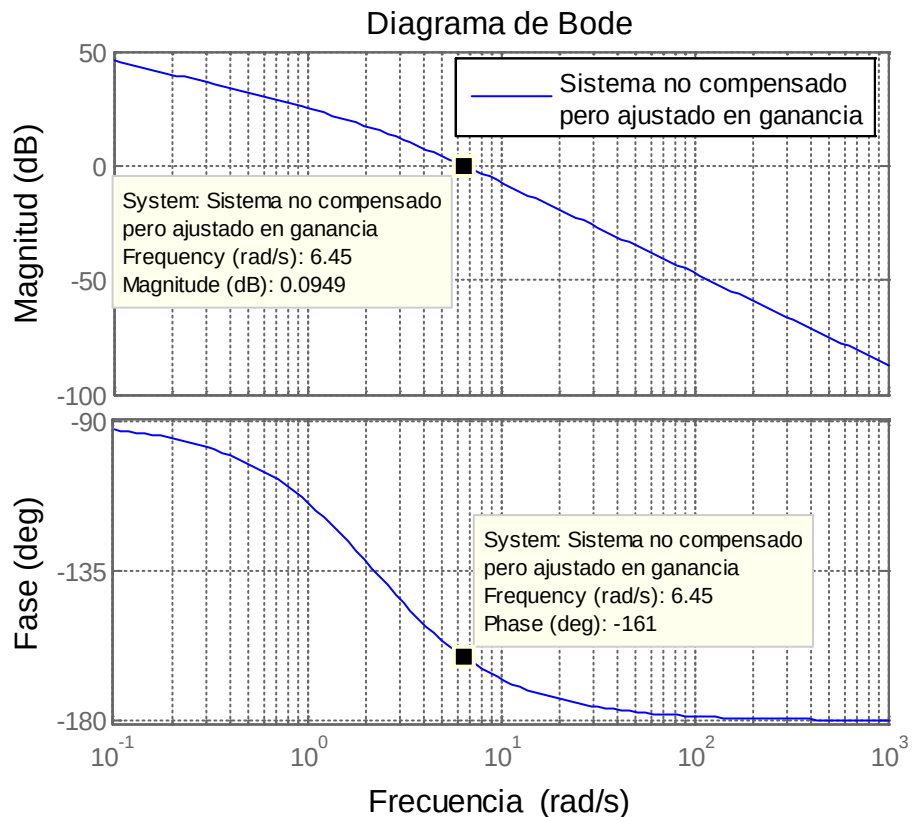


Figura 6.30: Diagrama de bode $G_1(j\omega)$.

Con la línea de Código se obtiene un margen de fase (p_m) de 18.9182° (aprox 19°) y un margen de ganancia (g_m) $+\infty$ dB. Al ángulo que se requiere (70°), se le resta el margen de fase obtenido en el diagrama de bode, o sea el ángulo de adelanto de fase necesario para añadir al sistema es de 51° . El compensador en adelanto desplaza la frecuencia de cruce de ganancia hacia la derecha y se compensa este retardo de fase de $G_1(j\omega)$ añadiendo entre 5° y 12° al ángulo de adelanto de fase necesario para añadir al sistema, en este caso 10° , por lo que el ángulo de fase

máximo requerido (φ_m) es 61° . Cabe señalar que con la Figura 6.33 también se puede obtener p_m encontrando la frecuencia en el cruce por cero y los grados que se indican en la fase. Se observa que la fase es de -161° los cuales se restan a -180° obteniendo un $p_m = 19^\circ$, que es lo obtenido por el código.

Se procede a calcular el factor de atenuación α con la ecuación (5.3.14), resultando:

$$\begin{aligned} \text{sen}(61^\circ) &= \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \\ \alpha &= 0.0669 \end{aligned} \quad (6.2.9)$$

Con este valor se obtiene la nueva frecuencia de cruce de ganancia ω_c , donde ocurre φ_m . Se calcula con la ecuación (5.3.15):

$$G_1(j\omega) = -20 \log\left(\frac{1}{\sqrt{0.0669}}\right) = -11.7457 \text{ dB} \quad (6.2.10)$$

Al transformar a radianes $G_1(j\omega)$, $\omega_c = 13.1 \text{ rad/s}$. Finalmente se puede obtener la función de transferencia del compensador en adelanto, calculado su cero, polo y ganancia con las ecuaciones (5.3.16), (5.3.17) y (5.3.18) respectivamente.

$$\text{Cero: } \frac{1}{T} = 13.1\sqrt{0.0669} = 3.3883 \quad (6.2.11)$$

$$\text{Polo: } \frac{1}{\alpha T} = 3.3883 \frac{1}{\sqrt{0.0669}} = 50.6475 \quad (6.2.12)$$

$$K_{ad}: \frac{K'}{\alpha} = \frac{0.322625}{0.0669} = 4.8225 \quad (6.2.13)$$

El compensador en adelanto terminado es:

$$G_c(s) = 4.8225 \frac{s + 3.3883}{s + 50.6475} \quad (6.2.14)$$

Se presenta la función de transferencia del sistema compensado en lazo abierto:

$$G_c(s)G(s) = 4.8225 \frac{s + 3.3883}{s + 50.6475} \frac{61.9914}{s(0.45s + 1)} \quad (6.2.15)$$

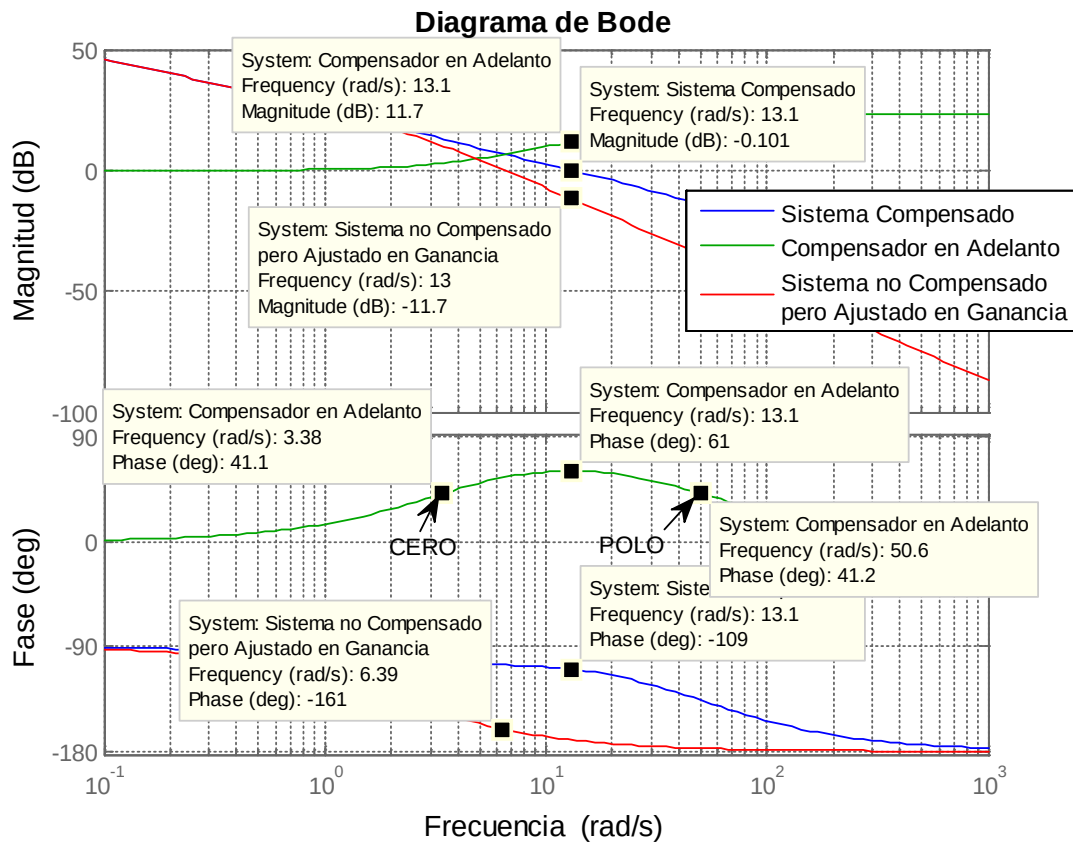


Figura 6.31: Diagrama de bode del sistema compensado.

La Figura 6.34 muestra que el margen de fase del sistema compensado es 71° y margen de ganancia $+\infty$ dB, por lo que el sistema compensado cumple con los requisitos de estabilidad relativa y estado estacionario. En la frecuencia ω_c puede verse que ocurre el cruce por cero de la magnitud del sistema compensado tal y como se deseaba por diseño. El compensador en adelanto no aporta fase para bajas y elevadas frecuencias. Sin embargo, entre el cero y el polo aporta siempre fase positiva, por lo que posee una especie de campana por encima de 0° que como regla no puede sobrepasar los 90° , cumpliéndose esto en los resultados obtenidos.

A continuación se presentan las curvas en respuesta al escalón, junto a la estructura del sistema con el compensador en adelanto:

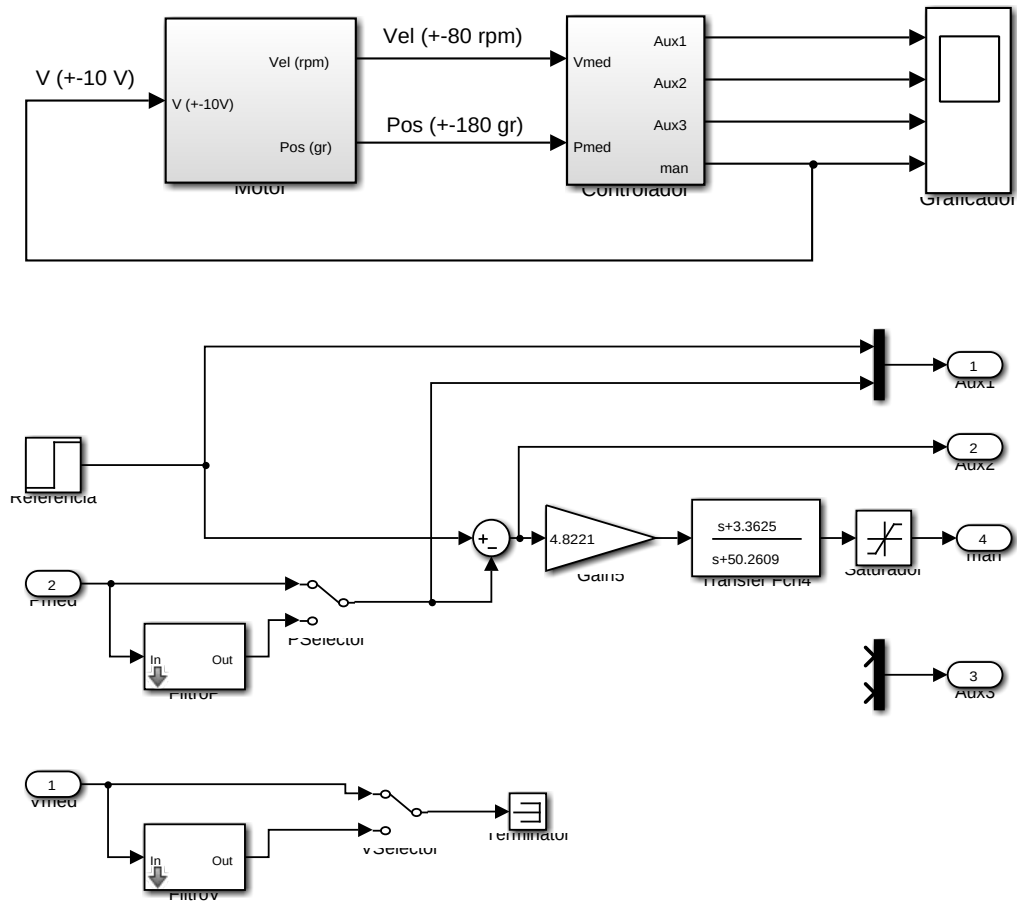


Figura 6.32: Sistema con compensador en adelanto de fase en SLD.

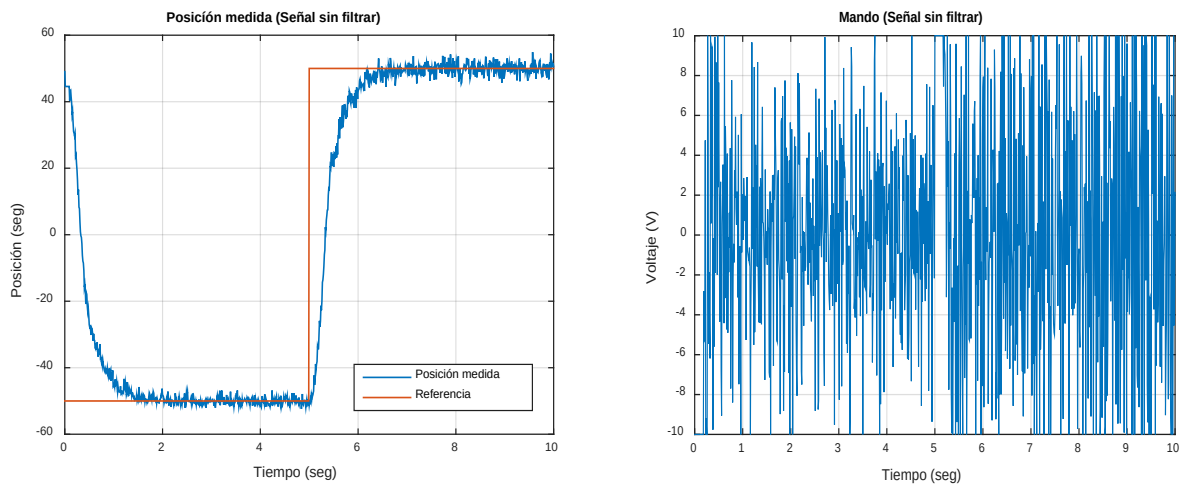


Figura 6.33: Salida de posición y mando medidos (señal sin filtrar).

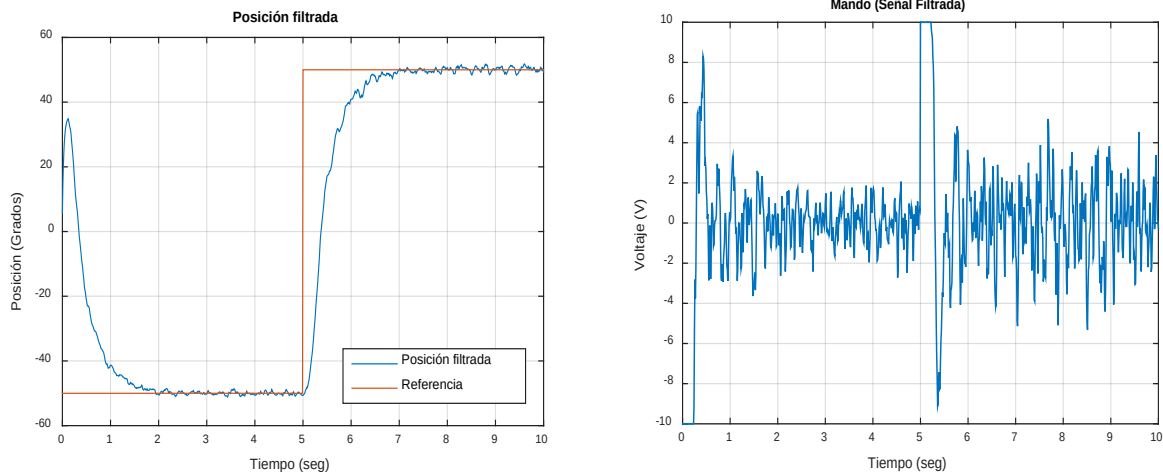


Figura 6.34: Posición medida y Posición filtrada.

Se observa en las Figuras anteriores que el compensador en adelanto entrega una respuesta rápida ante una entrada en escalón, pero a su salida presenta una señal muy ruidosa y un requerimiento de voltaje para el cambio de escalón negativo a positivo mucho mayor al que permite la planta (servomecanismo), por lo que es necesario un saturador de voltaje $\pm 10V$ a la salida del compensador. El ruido se debe a que el compensador se comporta como un filtro pasa-alta, ya que posee un ancho de banda grande acentuando los efectos de ruido a altas frecuencias. Esto se mejoró con un filtro de segundo orden con una frecuencia de corte de 10 Hz. También se observa que el sistema presenta error cero en estado estacionario.

6.2.3. Práctica con compensador en atraso de fase

El sistema que se desea compensar es el presentado anteriormente en la Figura 6.32. La constante estática de velocidad K_v sea de 1 seg^{-1} , el margen de fase sea al menos de 70° y el margen de ganancia al menos de 10 dB. Se utiliza el compensador de la ecuación (5.3.16). Se ajusta K'' para que junto al sistema, cumpla con las especificaciones de error estático de velocidad, con las ecuaciones (5.3.12) y (5.3.13):

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s 61.9914 K''}{s(0.45s + 1)} = 61.0014 K'' = 1$$

$$K'' = 0.0161 \quad (6.2.16)$$

El diagrama de bode del sistema a compensar con la ganancia K'' ($G_2(j\omega)$) es:

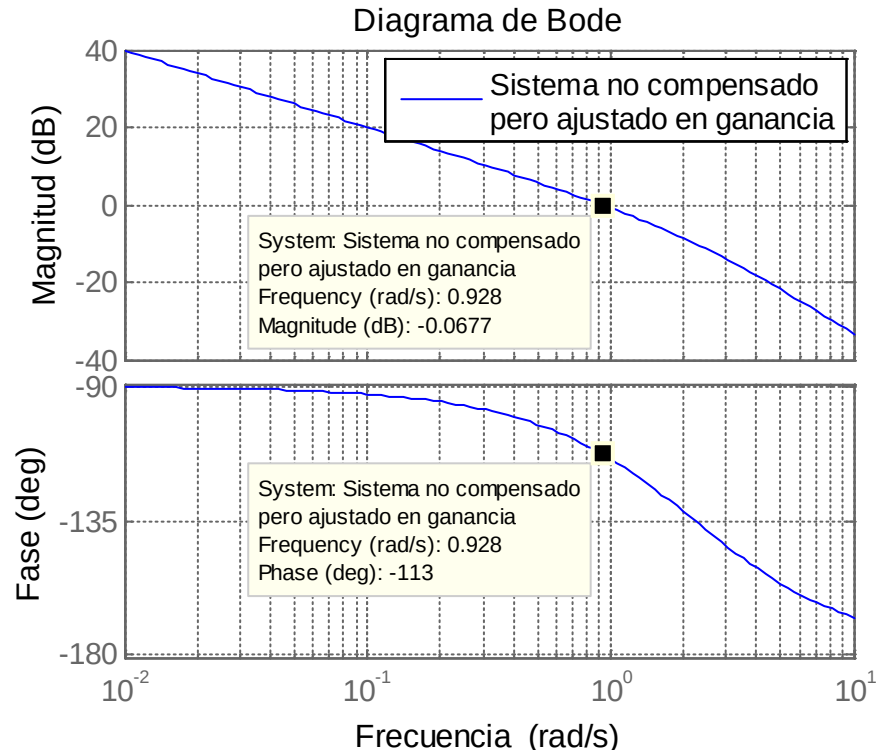


Figura 6.35: Diagrama de bode del sistema no compensado.

El bode de la Figura 6.38 indica un margen de fase de 67° . La teoría dice que para encontrar la frecuencia de cruce de ganancia nueva se debe ubicar el -180° , sumarle el margen de fase obtenido (ya que cumple las especificaciones) y sumarle una fase de compensación por el atraso que genera el compensador de 5° a 12° , en este caso se escoge 10° . Se obtiene -103° , equivalentes a 0.523 rad/s que es la nueva frecuencia de cruce de ganancia. El cero del compensador se calcula a partir es la nueva frecuencia de cruce y es una década menor a esta, o sea 0.0523 rad/s, pero es un valor muy pequeño que produce una constante de tiempo muy grande en el compensador de retraso, por lo que se debe elegir como frecuencia esquina:

$$\omega_c = \frac{1}{T} = 0.1 \text{ rad/s} \quad (6.2.17)$$

La siguiente figura muestra la magnitud de la nueva frecuencia de cruce de ganancia: 5.39 dB , pero la curva de magnitud del sistema compensado debe cruzar por 0 dB. Para que ocurra se debe atenuar con -5.39 dB.

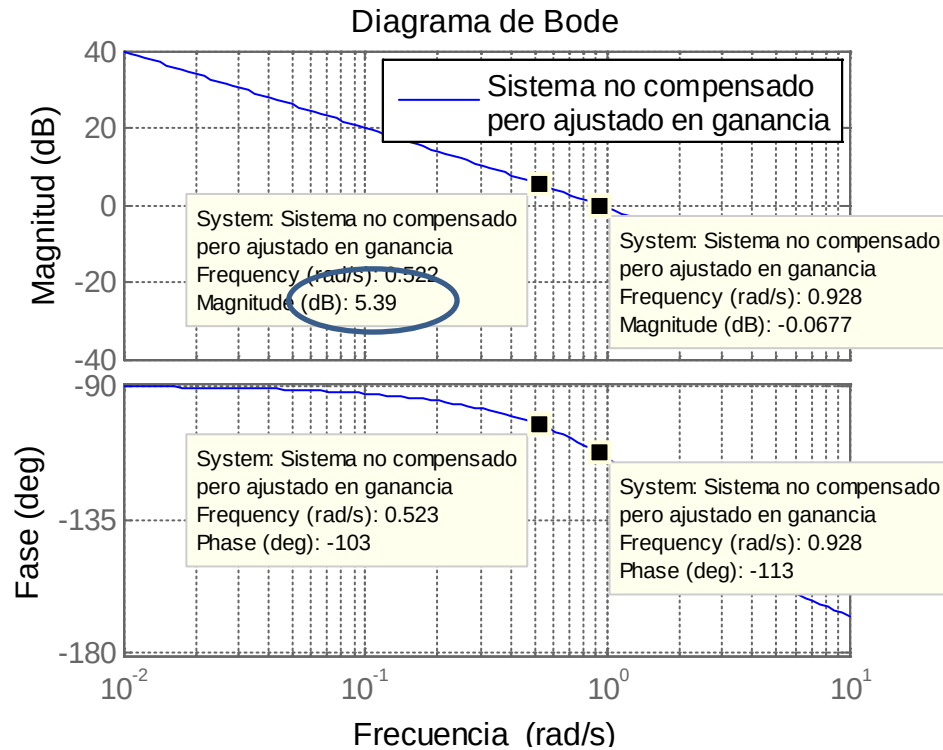


Figura 6.36: Diagrama de bode que ilustra la magnitud del nuevo cruce de ganancia: 5.39 dB.

Este valor de atenuación permite encontrar el factor de atenuación β con la ecuación (5.3.18):

$$\begin{aligned} -5.39 &= -20 \log \beta \\ \beta &= 1.858 \end{aligned} \quad (6.2.18)$$

Con β ya es posible encontrar la función de transferencia del compensador, calculando su polo y su ganancia con las ecuaciones (5.3.19) y (5.3.20). El polo tiene como valor 0.0538 y su ganancia es 0.0086.

Finalmente el compensador es:

$$G_c(s) = 0.0086 \frac{s + 0.1}{s + 0.0538} \quad (6.2.19)$$

Se presenta la función de transferencia del sistema compensado en lazo abierto:

$$G_c(s)G(s) = 0.0086 \frac{s + 0.1}{s + 0.0538} \frac{61.9914}{s(0.45s + 1)} \quad (6.2.20)$$

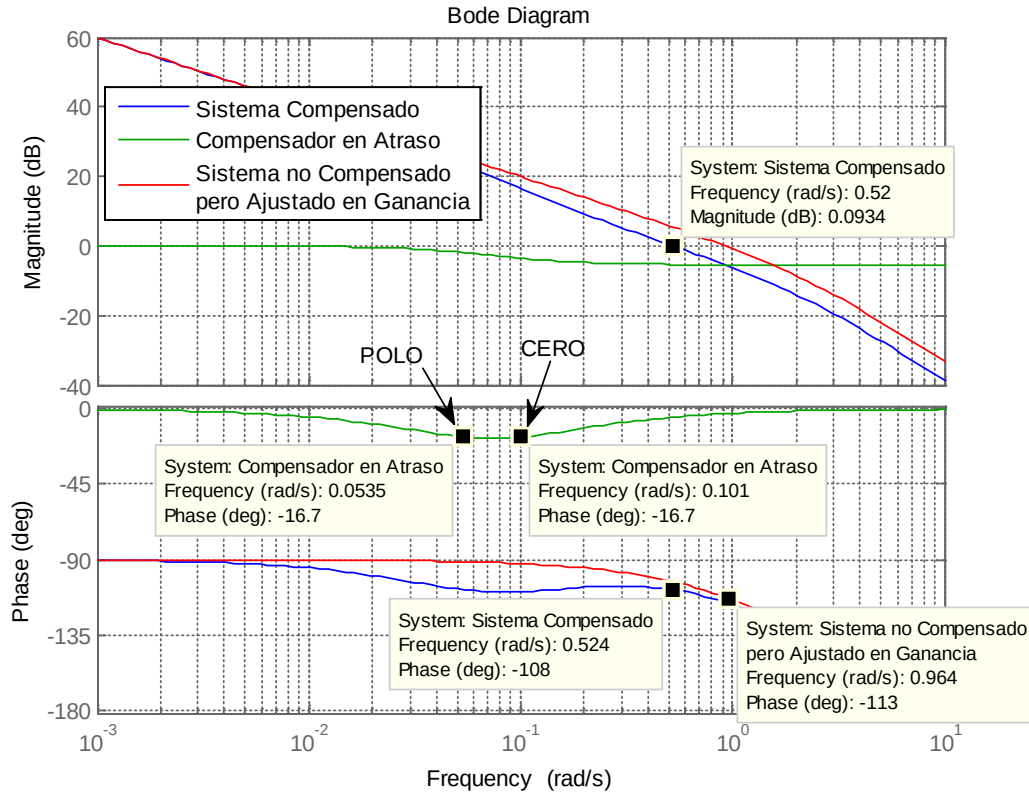


Figura 6.37: Diagrama de bode del sistema compensado $G_c(s)/K''$.

La intención al añadir este tipo de compensador es mover el cruce de ganancia a una frecuencia más baja donde se alcance el margen de fase deseado, manteniendo la curva de fase de la traza de Bode relativamente sin cambio en la nueva frecuencia de cruce de ganancia, como se observa las curvas de fase de la Figura 6.40, para esto se hace uso del efecto producido por la atenuación a alta frecuencia, tratando de evitar el efecto negativo del atraso de fase. También se observa en la Figura 6.40, los valores del polo y cero obtenidos anteriormente, pero también su nuevo margen de fase de 72° y su margen de ganancia $+\infty$, por lo que el sistema compensado cumple con los requisitos de estabilidad relativa y estado estacionario. El compensador de atraso de fase solo genera fase negativa entre el cero y el polo. Esta fase debe ser $0^\circ < \text{fase compensador} < -90^\circ$.

A continuación se presentan las curvas en respuesta al escalón, junto a la estructura del sistema con el compensador en atraso:

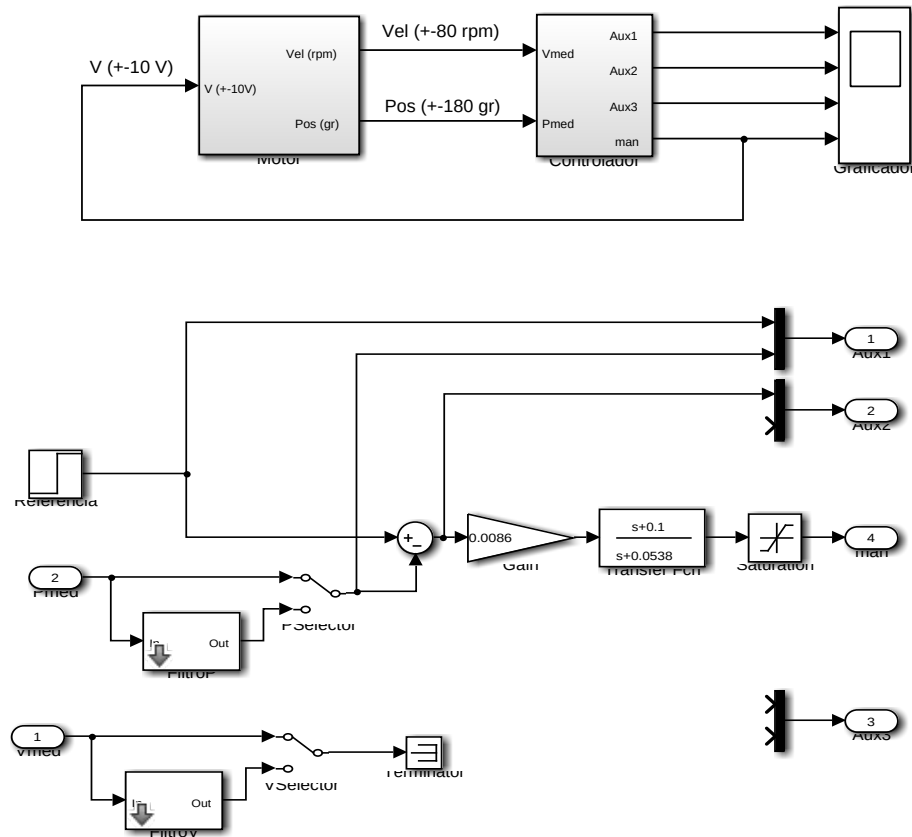


Figura 6.38: Sistema con compensador en atraso de fase en SLD.

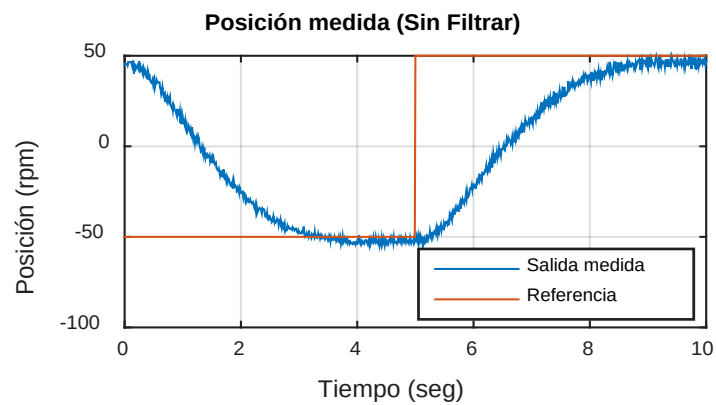


Figura 6.39: Salida de posición y mando medidos (Señal sin filtrar).

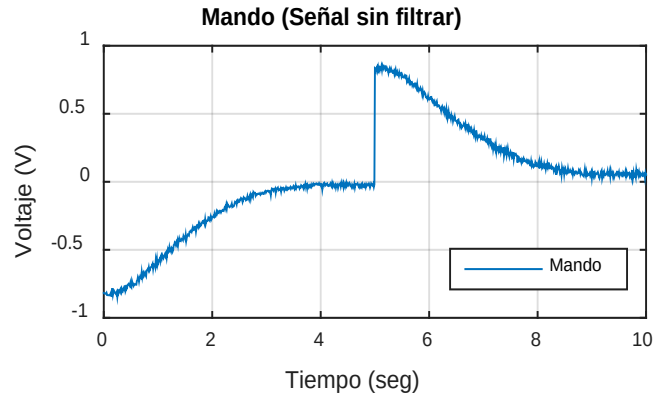


Figura 6.40: Posición medida y Posición filtrada.

El compensador en atraso de fase, entrega una respuesta mucho más lenta que el sistema en adelante, eso quiere decir que el voltaje que necesita la planta para hacer el cambio de escalón de negativo a positivo, es menor. También se observa que se reduce considerablemente el ruido de la señal de salida del compensador, ya que el compensador en atraso de fase se comporta como un filtro pasa-bajos teniendo un pequeño ancho de banda, atenuando las altas frecuencias del sistema.

SUMARIO

En este trabajo de título, se realizó una investigación de la diversidad de laboratorios remotos que se han desarrollado en diversas universidades del orbe en pro de complementar la teoría enseñada en las aulas y así llevar a cabo el objetivo de incorporar prácticas asociadas al control de velocidad y posición al Sistema de Laboratorios a Distancia de la Universidad del Bío-Bío. La maqueta a utilizar es un servomecanismo marca FeedBack modelo 33-033. Se deja documentada la instalación de la tarjeta de adquisición de datos y la creación de un acondicionador de señales que fue necesario para unir la tarjeta a la maqueta. Se detalla además la identificación de la función de transferencia del servomecanismo para que, por medio del software MATLAB, realizar los estudios de control respectivos. La teoría de la creación de filtros y las diferentes estrategias de control propuestas para los usuarios junto a sus respectivas prácticas disponibles en el sistema, se deja documentada en detalle en conjunto a los códigos utilizados para la obtención de algunos parámetros, con el fin de ayudar al usuario.

CONCLUSIONES

Al sistema de laboratorio a distancia de la Universidad del Bío-Bío, se deja incorporada una nueva planta, el servomecanismo FeedBack 33-033, con el fin de realizar prácticas, asociadas al control clásico y automático, y aportar al alumnado un material didáctico al aprendizaje recibido en las aulas. Así se podrán familiarizar con la planta en cualquier lugar con acceso a internet, las 24 horas del día. Esta es una gran ventaja, ya que anteriores laboratorios sólo son utilizados en horario establecidos por el departamento.

Con respecto a la investigación realizada en torno a las prácticas, queda en evidencia las ventajas y desventajas de cada una de estas. Para el control de velocidad se estudió el control PI y P , la cual el alumno corrobora que al implementar un control P , se genera error en estado estacionario el cual se elimina con un controlador PI al contener un polo en el origen. Por lo tanto, el controlador PI es el más óptimo para el control de velocidad del servomecanismo.

En lo que respecta al control de posición, se estudiaron las estrategias de control P , cascada, control PD con polo adicional y compensador en atraso y en adelante. De estas estrategias el mejor desempeño lo obtuvo el compensador en atraso. El control PD con polo adicional, cumple los requisitos de estabilidad junto al control en cascada, que a pesar de no tener efectos de perturbaciones físicas en el sistema que este controlador pueda eliminar, mejora considerablemente la dinámica del sistema, presentando un tiempo de asentamiento y un sobrepaso que cumplen los requisitos de diseño y también aseguran error cero en estado estacionario, además una respuesta rápida a la entrada escalón.

El compensador en adelante da una frecuencia de cruce de ganancia mayor que la obtenida en el compensador en atraso, lo que se traduce en un ancho de banda mayor y por ende un tiempo de asentamiento menor (respuesta rápida). Pero un ancho de banda grande acentúa las señales de ruido ya que incrementa las ganancias a altas frecuencias. El compensador en atraso reduce la ganancia a altas frecuencias permitiendo aumentarlas a bajas frecuencias con lo que aumenta la precisión en estado estacionario, esto significa un pequeño ancho de banda que reduce la velocidad del sistema.

Cabe destacar, que el sistema de laboratorio a distancia no limita al usuario, es decir, éste puede probar el controlador o estrategia de control que estime conveniente, no necesariamente los que se proponen en este trabajo. Esto se debe a que hay una práctica exclusiva para esto, descargando y modificando un archivo *.mdl* con el controlador propuesto por el usuario.

TRABAJO A FUTURO

La incorporación de nuevas prácticas para el servomecanismo, ayudará a comprender en otras perspectivas el control clásico y automático. Una de estas prácticas propuestas es el estudio del control digital.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] F. Anwar, E. Lindsay, and R. Sarukkalige, "Key factors for determining the suitability of converting a fluid-mechanics laboratory to remote-access mode," *Australasian Journal of Engineering Education*, vol. 17, pp. 11-18, 2011.
- [2] S. Dormido, "Compartiendo recursos de experimentación a través de internet : la experiencia Automatl@bs," *Revista 100cias@uned*, pp. 227-237, 2008.
- [3] J. L. Hardison, K. DeLong, V. J. Harward, J. A. del Alamo, R. Shroff, and O. Oyabode, "Enabling Remote Design and Troubleshooting Experiments Using the iLab Shared Architecture," presented at the 12th Biennial International Conference on Engineering, Construction, and Operations in Challenging Environments; and Fourth NASA/ARO/ASCE Workshop on Granular Materials in Lunar and Martian Exploration., Honolulu, Hawaii, United States, 2010.
- [4] D. Lowe, S. Murray, L. Weber, and M. de la Villefromoy, "LabShare: Towards a National Approach to Laboratory Sharing," presented at the 20th Annual Conference for the Australasian Association for Engineering Education, Adelaide, South Australia, 2009.
- [5] P. Orduña, J. Irurzun, L. Rodriguez-Gil, J. García-Zubia, F. Gazzola, and D. López-de-Ipiña, "Adding New Features to New and Existing Remote Experiments Through Their Integration in WebLab-Deusto," *International Journal of Online Engineering (iJOE)*, vol. 7, 2011.
- [6] D. Lopez, R. Cedazo, F. M. Sanchez, and J. M. Sebastian, "Ciclope Robot: Web-Based System to Remote Program an Embedded Real-Time System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, vol. 56, pp. 4791-4797, 2009.
- [7] A. Escolà, A. Dòria Cerezo, and R. Costa Castelló, "ServoHis : Un laboratorio Virtual para el estudio de servomecanismos con control relé," presented at the Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación: SAAEI'07, Heroica Puebla de Zaragoza, México, 2007.
- [8] R. Puerto, L. M. Jiménez, and O. Reinoso, "Remote control laboratory via Internet using Matlab and Simulink," *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 18, pp. 694–702, 2010.
- [9] A. R. Sartorius C., L. Hernández S., and R. Aracil Santoja, "Laboratorio a distancia para la prueba y evaluación de controladores a través de Internet," vol. 16, ed. Campinas: Sba Controle & Automação, 2005.
- [10] I. L. Feedback, *Control & Instrumentation Principles* 33-033, 2013.
- [11] HUMUSOFT, *MF 624 Multifunction I/O Card (User Manual)*, 2014.

- [12] M. S. Alvarez Alvarado, "Modelado matemático de un motor de corriente continua separadamente excitado: Control de velocidad por corriente de armadura," *Latin-American Journal of Physics Education (LAJPE)* vol. 6, pp. 155-161, Marzo 2012.
- [13] F. Monasterio-Huelin and A. Gutiérrez, "Modelado de un motor DC" . pp.5-6. 2018. [Online]. Available: <http://www.robolabo.etsit.upm.es/asignaturas/seco/apuntes/modelado.pdf>.
- [14] Dpto. Electrónica Automática e Informática Industrial, "Modelamiento matemático de los sistemas dinámicos". Universidad Politécnica de Madrid. Madrid, España. pp. 90-93. 2005. [Online]. Available: http://www.elai.upm.es/webantigua/spain/Asignaturas/Servos/Apuntes/4_Modelado.pdf.
- [15] J. Ballcels and J. L. Romeral, *Autómatas Programables*, 1ra ed. vol. 1. Barcelona, España: Marcombo, 1997.
- [16] H. Ogata, "Ingeniería de control moderna," 5ta ed: PEARSON EDUCACIÓN S.A., 2010, pp. 222-223.
- [17] H. Ogata, "Ingeniería de control moderna," 5ta ed: PEARSON EDUCACIÓN S.A., 2010, pp. 225-227.
- [18] C. Maffezzoni, N. Schiavoni, and G. Ferretti, "Design of Cascade Control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 21-25, 1990.
- [19] H. Ogata, "Ingeniería de control moderna," 5ta ed: PEARSON EDUCACIÓN S.A., 2010, pp. 493-502.
- [20] H. Ogata, "Ingeniería de control moderna," 5ta ed: PEARSON EDUCACIÓN S.A., 2010, pp. 502-511.
- [21] H. Ogata, "Ingeniería de control moderna," 5ta ed: PEARSON EDUCACIÓN S.A., 2010, pp. 590-599.
- [22] R. Cárdenas Dobson, "Kindergarten de Diseño de Controladores. Apuntes del curso de Control Automático (Apunte III)," ed. Punta Arenas, Chile: Universidad de Magallanes, 2012, pp. 10-15.

ANEXO

El artículo enviado al IEEE ICA-ACCA 2018 (IEEE International Conference on Automation / XXIII Congress of the Chilean Association of Automatic Control), se presenta a continuación.

