

**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA EN ELECTRICIDAD Y**  
**COMPUTACIÓN**



**“OPTIMIZACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL DEL  
HELICÓPTERO DIDÁCTICO DE DOS EJES CON  
REINGENIERÍA Y ACTUALIZACIÓN TECNOLÓGICA”**

**Informe de Proyecto integrador**

Previo la obtención del título de:

**Ingeniero en Electrónica y Automatización**

**Presentado por:**

Mario Gustavo Rodriguez González

José Santiago Suárez Matías

GUAYAQUIL – ECUADOR

Año: 2025



## DEDICATORIA

A quienes cuyo recuerdo nos inspira a seguir adelante con valentía.

A quienes presentes en nuestra mente y corazón como guía, fortaleza y compañía en cada paso de la vida.

Mario G Rodriguez González

## DEDICATORIA

Dedico este trabajo de investigación, con todo mi cariño y gratitud, a mi familia, especialmente a mis padres. Gracias por haberme acompañado con paciencia, comprensión y amor a lo largo de este camino de formación universitaria.

Han estado presentes en cada etapa: desde ayudarme a superar momentos difíciles hasta brindarme su apoyo en las largas noches de estudio. Sé que este proceso ha sido exigente, no solo para mí, sino también para ustedes. Sin embargo, su apoyo constante ha sido la fuente de fortaleza e inspiración que me permitió seguir adelante y alcanzar esta meta.

Este logro es tan suyo como mío. Gracias por ser mi mayor motivación. Sin más que decir, esto es para ustedes.

José S Suárez Matías

## AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan su más sincero agradecimiento al Ph.D. Efrén Herrera, profesor de la materia integradora, Por su orientación académica fue fundamental para estructurar el trabajo y alcanzar los objetivos planteados.

Asimismo, extendemos nuestro reconocimiento al Ph.D. Carlos Salazar, quien se desempeñó como tutor de la materia integradora, brindando su acompañamiento constante, sugerencias técnicas y apoyo metodológico en cada etapa del proyecto.

De igual manera, agradecemos a la Msc. Adriana Aguirre, contacto y clienta del Laboratorio de Control Avanzado, por su colaboración y disposición al proporcionar los recursos, espacios y requerimientos necesarios para la ejecución de este trabajo. Su apoyo resultó determinante para alinear los resultados del proyecto con las necesidades del laboratorio.

## AGRADECIMIENTOS

A quienes nos han apoyado incondicionalmente con confianza, paciencia y palabras de aliento en momentos difíciles.

A todos ellos, mi eterna gratitud.

Mario G Rodriguez González

## AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, agradezco a Dios por haberme brindado la fortaleza, la sabiduría y la guía necesarias para alcanzar cada una de las metas que me propuse a lo largo de este camino.

A mis padres y hermanos, gracias por su amor incondicional, su constante apoyo y por estar siempre presentes en cada uno de los desafíos que enfrenté durante mi vida universitaria. Su confianza en mí ha sido un pilar fundamental en este proceso.

Agradezco también a cada uno de mis amigos y compañeros, con quienes compartí no solo momentos de esfuerzo y estudio, sino también metas comunes y sueños que, juntos, fuimos alcanzando. Gracias por ser parte de esta etapa, por su compañerismo y por caminar a mi lado hasta llegar a este gran logro, culminar nuestra formación y convertirnos en ingenieros.

José S. Suárez Matías

## DECLARACIÓN EXPRESA

Los derechos de titularidad y explotación, nos corresponde conforme al reglamento de propiedad intelectual de la institución; Mario Gustavo Rodríguez González y José Santiago Suarez Matías, damos nuestro consentimiento para que la ESPOL realice la comunicación pública de la obra por cualquier medio con el fin de promover la consulta, difusión, y uso público de la producción intelectual.



Mario Gustavo Rodríguez González



José Santiago Suarez Matías

## EVALUADORES

---

**PhD. Efrén Herrera**  
PROFESOR DE LA MATERIA

---

**PhD. Carlos Salazar**  
PROFESOR TUTOR



## RESUMEN

El presente proyecto tiene como objetivo la modernización del sistema de control de un helicóptero didáctico de dos ejes, utilizado en el laboratorio de control automático de la FIEC-ESPOL. El equipo, diseñado para la enseñanza de conceptos de control y dinámica, se encuentra inoperativo debido a la obsolescencia tecnológica de sus componentes. La actualización busca garantizar su compatibilidad con software estándar como MATLAB y Simulink, además de mejorar su utilidad pedagógica.

La metodología aplicada se basó en el desarrollo de un modelo matemático del sistema mediante formulaciones físicas y técnicas de identificación experimental. A nivel de hardware, se evaluaron los componentes existentes y se incorporaron nuevos dispositivos como el microcontrolador ESP32, sensores de movimiento y un módulo de adquisición de datos. Estos cambios permitieron implementar una comunicación bidireccional eficiente entre la planta y el software de control, empleando protocolos seriales en tiempo real.

En cuanto a resultados, se obtuvo un modelo ajustado que describe adecuadamente la dinámica de los ejes de cabeceo y guiñada, validado con pruebas experimentales. Asimismo, se desarrolló una interfaz de monitoreo y control que facilita la operación del sistema y el análisis de las respuestas bajo diferentes estrategias de control, incluyendo controladores PID.

Se concluye que la modernización del helicóptero didáctico de dos ejes optimiza su funcionamiento y asegura su vigencia como herramienta de enseñanza. El proyecto fortalece la formación práctica en ingeniería de control y contribuye a cerrar la brecha entre la teoría y la aplicación en entornos académicos e industriales.

**Palabras Clave:** Control automático, Helicóptero didáctico, Modernización tecnológica, Identificación de sistemas, ESP32, MATLAB/Simulink

## ABSTRACT

*This project aims to modernize the control system of a two–axis didactic helicopter, used in the automatic control laboratory of FIEC–ESPOL. The equipment, designed for teaching control and dynamics concepts, is currently inoperative due to the technological obsolescence of its components. The update seeks to ensure compatibility with standard software such as MATLAB and Simulink, while enhancing its pedagogical utility.*

*The methodology was based on the development of a mathematical model of the system using physical formulations and experimental identification techniques. Regarding hardware, the existing components were evaluated, and new devices were integrated, including the ESP32 microcontroller, motion sensors, and a data acquisition module. These improvements enabled an efficient bidirectional communication between the plant and the control software, using real–time serial communication protocols.*

*As for results, an adjusted model was obtained that accurately describes the dynamics of pitch and yaw axes, validated through experimental tests. Furthermore, a monitoring and control interface was developed, facilitating system operation and response analysis under different control strategies, including PID controllers.*

*It is concluded that the modernization of the two–axis didactic helicopter optimizes its performance and ensures its relevance as a teaching tool. The project strengthens practical training in control engineering and contributes to bridging the gap between theory and application in both academic and industrial environments.*

**Keywords:** Automatic control, Didactic helicopter, technological modernization, system identification, ESP32, MATLAB/Simulink.

## ÍNDICE GENERAL

1	CAPÍTULO 1 .....	1
1.1	INTRODUCCIÓN .....	1
1.1.1	DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA .....	2
1.1.2	JUSTIFICACIÓN DEL PROBLEMA .....	3
1.2	OBJETIVOS .....	4
1.2.1	OBJETIVO GENERAL .....	4
1.2.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	4
1.3	ESTADO DEL ARTE .....	5
1.3.1	SISTEMA DE ESTABILIZACIÓN EN COORDENADAS ESFÉRICAS. 5	
1.3.2	TÉCNICAS DE CONTROL EN SISTEMAS LINEALES Y NO LINEALES. 7	
1.3.2.1	CONTROL CLÁSICO: CONTROLADOR PID .....	7
1.3.2.2	CONTROL BASADO EN EL MODELO: ASIGNACIÓN DE POLOS. 8	
1.3.3	COMUNICACIÓN SERIAL EN EL CONTROL Y MONITOREO EN TIEMPO REAL: .....	9
1.3.4	INTERFAS DE MONITOREO Y CONTROL .....	11
2	CAPÍTULO 2: METODOLOGÍA .....	12
2.2	MODELO MATEMÁTICO DEL SISTEMA DE ESTABILIZACIÓN .....	12
2.2.1	ECUACIONES FÍSICAS DEL SISTEMA .....	12
2.2.2	ECUACIONES DE NEWTON – EULER .....	13
2.2.2.1	MODELO NO LINEAL COMPLETO: .....	14
2.2.2.2	MODELO LINEALIZADO: .....	14
2.2.3	TRANSFORMADA DE LAPLACE – FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL SISTEMA .....	15

2.2.4	REPRESENTACIÓN EN ESPACIOS DE ESTADO:.....	16
2.3	DISEÑO Y SELECCIÓN DE HARDWARE PARA EL SISTEMA.....	17
2.3.1	ESTRUCTURA DEL SISTEMA DE ESTABILIZACIÓN DE DOS EJES. .....	17
2.3.2	EVALUACIÓN DE COMPONENTES ELECTRÓNICOS EXISTENTES. .....	18
2.4	DISEÑO Y PROTOTIPADO.....	20
2.4.1	ESP32 PARA ADQUISICIÓN DE DATOS Y CONVERSIÓN DE SEÑALES. ....	20
2.4.2	DISEÑO HARDWARE. ....	22
2.4.3	DISEÑO DE ESQUEMÁTICO.....	22
2.4.3.1	TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS.....	22
2.4.3.2	ENCODERS.....	23
2.4.3.3	SENSORES Y ACTUADORES.....	24
2.4.3.4	MÓDULO DE ALIMENTACIÓN PARA MOTORES BRUSHLESS... .....	25
2.4.3.5	SEÑALES DE CONTROL Y RESET EXTERNO.....	26
2.4.4	DISEÑO DE PCB PARA LA TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS (ADQ) .....	27
2.4.5	DISEÑO DE PCB PARA EL MÓDULO REGULADOR DE VOLTAJE... .....	28
2.5	COMUNICACIÓN SERIAL.....	29
2.5.1	IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOCOLO UART.....	29
2.5.2	COMUNICACIÓN BIDIRECCIONAL ESP32–MATLAB.....	30
2.5.3	TRAMAS DE DATOS Y SINCRONIZACIÓN.....	30
3	CAPÍTULO 3.....	32
3.3	RESULTADOS Y ANÁLISIS.....	32

3.3.1	MODELO MATEMATICO AJUSTADO, PARA EL SISTEMA DE ESTABILIZACIÓN DE DOS EJES.....	32
3.3.1.1	EJE DE PITCH.....	32
3.3.1.2	EJE DE YAW .....	34
3.3.2	IDENTIFICACIÓN DE SISTEMAS UTILIZANDO <i>SYSTEM IDENTIFICATION</i> .....	35
3.3.2.1	CURVA CARACTERÍSTICA PARA SUBSISTEMA DE CABECEO: .....	35
3.3.2.2	PRUEBA DE PULSOS PARA SUBSISTEMA DE CABECEO. ....	38
3.3.2.3	ÍNDICES DE DESEMPEÑO INICIAL PARA SUBSISTEMA DE CABECEO .....	39
3.3.2.4	SYSTEM IDENTIFICATION PARA SUBSISTEMA DE CABECEO.. .....	40
3.3.2.5	PRUEBA DE PULSOS PARA SUBSISTEMA DE ROTACIÓN. ....	43
3.3.2.6	INDICES DE DESEMPEÑO INICIAL PARA SUBSISTEMA DE ROTACIÓN. ....	44
3.3.2.7	SYSTEM IDENTIFICATION PARA SUBSISTEMA DE ROTACION. ....	46
3.3.3	MODELAMIENTO DE CAJA GRIS BASADO EN LA ESTRUCTURA MATEMÁTICA (CAJA BLANCA) Y LOS RESULTADOS OBTENIDOS EN IDENTIFICACIÓN (CAJA NEGRA). ....	48
3.3.4	CONTROLADORES PID POR PLANO DE ACCIÓN.....	50
3.3.4.1	CONTROLADOR PID SOBRE EL PLANO VERTICAL.....	51
3.3.4.2	CONTROLADOR PID SOBRE EL PLANO HORIZONTAL .....	56
4	CAPÍTULO 4 .....	61
4.1	CONCLUSIONES .....	61
4.2	RECOMENDACIONES .....	63
5	BIBLIOGRAFÍA .....	64

APÉNDICES.....	66
IDENTIFICACIÓN DE SISTEMA DE M1 PITCH.....	70
IDENTIFICACIÓN DE SISTEMA DE M2 YAW .....	73

## ABREVIATURAS

ESPOL	Escuela Superior Politécnica del Litoral
FIEC	Facultad de Ingeniería Eléctrica y Computación
PID	Proporcional – Integral – Derivativo
SISO	Single Input – Single Output
MIMO	Multiple Inputs – Multiple Outputs
UAV	Unmanned Aerial Vehicles
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter
USART	Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter
TX	Transmisor de datos
RX	Receptor de datos
CLK	Pin de reloj en microcontroladores
CPM	Control Predictivo basado en Modelo
USB	Universal Serial Bus
ADQ	Data Acquisition
ESC	Electronic Speed Control
PWM	Pulse Width Modulation
PCB	Printed Circuit Board
hFE	Ganancia de corriente
$I_c$	Corriente de colector
$I_b$	Corriente de base
LGR	Lugar Geométrico de las Raíces
SCADA	Supervisory Control and Data Acquisition

## SIMBOLOGÍA

Símbolo	Significado	Unidad
$\theta$	Ángulo de pitch (vertical)	Rad
$\Theta$	Ángulo de pitch (vertical)	Deg
$\phi$	Ángulo de yaw (horizontal)	Rad
$\Phi$	Ángulo de yaw (horizontal)	Deg
$\tau_m$	Torque del rotor principal	N·m
$\tau_T$	Torque del rotor de cola	N·m
$\tau_g$	Torque gravitacional	N·m
$J_\theta$	Sumatoria de momento de inercia en pitch	kg·m <sup>2</sup>
$I_\theta$	Momento de inercia individuales en pitch	kg·m <sup>2</sup>
$J_\phi$	Momento de inercia en yaw	kg·m <sup>2</sup>
$I_\phi$	Momento de inercia individuales en yaw	kg·m <sup>2</sup>
$B_\theta$	Coeficiente de fricción en pitch	N·m·s/rad
$B_\phi$	Coeficiente de fricción en yaw	N·m·s/rad
$l_m$	Brazo de palanca del rotor principal	m
$l_t$	Brazo de palanca del rotor de cola	m
$F_m$	Fuerza del rotor principal	N
$F_t$	Fuerza del rotor de cola	N



## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Esquema del sistema MIMO desacoplado en dos sistemas SISO. [Autor Propio] .....	5
Figura 1.2 Esquema de sistema MIMO. [Autor Propio] .....	6
Figura 1.3 Estructura del sistema de elevación de coordenadas esféricas. [1] .....	6
Figura 1.4 Sistema de control lazo cerrado con control PID. [Autor Propio] .....	8
Figura 1.5 Asignación de polos [Autor Propio].....	9
Figura 1.6 Protocolo UART y USART. [Autor Propio] .....	10
Figura 1.7 ESP32 microcontrolador utilizado para tarjeta de adquisición de datos .....	10
Figura 2.1 Diagrama de cuerpo libre. [Autor propio].....	12
Figura 2.2 Motor GM RACE 540 13.5T .....	18
Figura 2.3 ESC GM-GENIUS Turbo 80R .....	19
Figura 2.4 Fuente de poder .....	19
Figura 2.5 Señal PWM ilustrativa .....	21
Figura 2.6 Esquema de tarjeta de adquisición de datos [Autor Propio] .....	23
Figura 2.7 Esquema de conexión de encoders [Autor Propio].....	24
Figura 2.8 Esquema de conexión de MPU [Autor Propio] .....	24
Figura 2.9 Esquema de conexión de pantalla led [Autor Propio].....	25
Figura 2.10 Esquema de conexión de módulo de alimentación para servo motores [Autor Propio] .....	26
Figura 2.11 Esquema de conexiones de señales adicionales [Autor Propio] .....	26
Figura 2.12 Diseño PCB de la tarjeta de adquisición de datos [Autor Propio].....	27
Figura 2.13 Diseño PCB del módulo de alimentación para servo motores [Autor Propio] .....	28
Figura 2.14 Configuración del módulo de recepción serial (visión general) [Autor Propio] .....	29

Figura 2.15 Detalle de la trama y sincronización del módulo de recepción serial [Autor Propio] .....	31
Figura 2.16 Módulo comunicación con planta [Autor Propio].....	31
Figura 3.1 Barrido de señales de entrada (potencia del motor principal) y respuesta de salida en ángulo de cabeceo. [Autor Propio] .....	35
Figura 3.2 Curva característica del subsistema de cabeceo. [Autor Propio].....	36
Figura 3.3 Rango de operación en M1 vs Pitch, alrededor del punto de operación [Autor Propio] .....	37
Figura 3.4 Dinámica del sistema de rotor principal ante prueba pulso [Autor Propio] ...	38
Figura 3.5 Ángulo de salida de rotor principal y sus índices de desempeño [Autor Propio] .....	39
Figura 3.6 Variación final del sistema de rotor principal – sin puntos de operación [Autor Propio] .....	40
Figura 3.7 Identificación de conjuntos de datos y modelos en gráficos [Autor Propio] ..	41
Figura 3.8 Respuesta del modelo a la entrada en los datos de validación [Autor Propio] .....	42
Figura 3.9 Dinámica del sistema de rotor secundario ante prueba pulso [Autor Propio]	43
Figura 3.10 Ángulo de salida del rotor secundario [Autor Propio].....	44
Figura 3.11 Variación final del sistema de rotor secundario – sin puntos de operación [Autor Propio].....	45
Figura 3.12 Identificación de conjuntos de datos y modelos en gráficos [Autor Propio]	46
Figura 3.13 Respuesta del modelo a la entrada en los datos de validación. [Autor Propio] .....	47
Figura 3.14 LGR del sistema de rotor primario y su respuesta escalón. ....	51
Figura 3.15 Respuesta de control obtenida con editor del lugar geométrico de raíces. ....	52
Figura 3.16 Bloques del sistema de lazo cerrado de prueba [Autor Propio] .....	53
Figura 3.17 Bloques del sistema de control discretizado. [Autor Propio].....	53
Figura 3.18 Respuesta del sistema en lazo cerrado discretizado [Autor Propio].....	54

Figura 3.19 Respuesta del sistema del rotor primario en lazo cerrado [Autor Propio]...	55
Figura 3.20 Índices de desempeño del sistema de rotor principal utilizando el controlador PID [Autor Propio].....	55
Figura 3.21 Respuesta escalón inicial del sistema de rotor secundario [Autor Propio] .	56
Figura 3.22 Editor de ubicación de raíces e índices de desempeño. [Autor Propio].....	57
Figura 3.23 Constantes del controlador obtenido. [Autor Propio] .....	58
Figura 3.24 Bloques del sistema de pruebas discretizado. [Autor Propio].....	58
Figura 3.25 Respuesta del sistema de rotor secundario utilizando el controlador PID [Autor Propio].....	59
Figura 3.26 Bloques del sistema real con control en lazo cerrado discretizado. [Autor Propio] .....	59
Figura 3.27 Respuesta en lazo cerrado del sistema de rotor secundario utilizando el controlador PID obtenido [Autor Propio] .....	60

## ÍNDICE DE PLANOS

Plano 1 Diagrama esquemático de tarjeta de adquisición de datos y módulo de alimentación de servomotores.....	66
Plano 2 Vista Frontal Sistema de nivelación.....	67
Plano 3 Vista Lateral .....	68
Plano 4 Vista Perspectiva.....	69

# CAPÍTULO 1

## 1.1 INTRODUCCIÓN

El control y la automatización son bases primordiales en la industria actual. El éxito de cualquier sistema industrial no solo depende de la gestión de sus variables internas, sino también de su capacidad para responder a perturbaciones externas. Por esta razón, existe una alta demanda de profesionales capaces de diseñar y construir sistemas de control autónomos.

El laboratorio de control automático de la FIEC en la ESPOL es un recurso clave para la formación de estos futuros profesionales. Ofrece un entorno práctico para comprender fenómenos físicos y sistemas industriales como control de nivel, control de velocidad, planta de pH, planta de generación y planta estabilización. Sin embargo, existe la oportunidad de optimizar el funcionamiento de varios de estos valiosos equipos de enseñanza, que actualmente están en mantenimiento.

Entre los módulos, destaca la planta de estabilización rotacional. Este equipo es fundamental para demostrar principios de control que son cruciales en campos de alta tecnología como la robótica, la aeronáutica y el diseño de vehículos autónomos.

La optimización de este sistema es de vital importancia ya que permitirá transformar las clases teóricas en experiencias de aprendizaje dinámicas y aplicadas. Al trabajar con equipos reales, los estudiantes podrán cerrar la brecha entre la teoría y la práctica, fortaleciendo su formación y preparándolos mejor para los desafíos del campo industrial. Este proyecto busca restaurar y modernizar una herramienta de enseñanza clave y enriquecer la calidad educativa de la facultad.

### **1.1.1 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA**

El Laboratorio de Control Automático de la FIEC-ESPOL es un espacio fundamental para la formación práctica de los estudiantes de múltiples carreras de ingeniería. Este laboratorio alberga valiosas estaciones de trabajo diseñadas para emular procesos industriales, ofreciendo un puente esencial hacia la comprensión de sistemas reales.

La raíz del problema reside en una brecha tecnológica: la incompatibilidad del hardware original, como las tarjetas de comunicación, con los sistemas de cómputo y el software de ingeniería modernos que son estándar en la academia y la industria, tales como MATLAB y Simulink. Esta obsolescencia técnica impide por completo la operación y aprovechamiento de los equipos.

Las consecuencias de esta situación impactan directamente en la calidad del aprendizaje. De tal manera que, los estudiantes ven limitado su desarrollo profesional al no poder experimentar y validar los conocimientos teóricos adquiridos en el aula. Por otro lado, los docentes carecen de herramientas prácticas y dinámicas para demostrar la utilidad e importancia del control automático. Esta desconexión entre teoría y aplicación no solo debilita la comprensión de la materia, sino que también genera una pérdida de interés y motivación en los estudiantes hacia un área clave de la ingeniería.

### **1.1.2 JUSTIFICACIÓN DEL PROBLEMA**

La reingeniería del sistema de control del helicóptero didáctico se justifica como la solución directa y estratégica a la problemática expuesta. Este proyecto propone la modernización completa de la estación de estabilización, abordando de raíz la obsolescencia tecnológica que actualmente la mantiene inoperativa y transformándola en una plataforma de aprendizaje interactiva, plenamente compatible con herramientas estándar como MATLAB y Simulink.

La actualización dotará a los docentes de un recurso pedagógico invaluable. Permitirá ilustrar de manera práctica conceptos fundamentales del plan de estudios, como el modelado de sistemas, el control por variables de estado y la identificación de sistemas en tiempo real. Esto se traduce directamente en clases más dinámicas, una mejor contextualización de la teoría.

Para los estudiantes de la FIEC, el impacto es decisivo. La interacción con esta estación modernizada les permitirá desarrollar habilidades prácticas en un sistema con aplicaciones directas en campos de alta demanda como la robótica, la aeronáutica y los vehículos autónomos. En última instancia, este proyecto no solo recupera un activo valioso para el laboratorio, sino que contribuye directamente a la formación de profesionales de ingeniería más competentes, innovadores y alineados con las exigencias tecnológicas de la industria actual.

## **1.2 OBJETIVOS**

### **1.2.1 OBJETIVO GENERAL**

Modernizar la planta de control de posición angular de un helicóptero didáctico de dos ejes, mediante la actualización de su hardware y software, para el fortalecimiento de la formación práctica en el laboratorio de sistemas de control automático de la FIEC, preparando a los estudiantes para los desafíos tecnológicos de la industria.

### **1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

- Recopilar información detallada sobre la planta mediante la revisión de su funcionamiento actual y limitaciones, obteniendo documentación que facilite su mantenimiento.
- Actualizar el sistema eléctrico y de comunicación mediante la integración de componentes que aseguren su óptimo funcionamiento y compatibilidad con MATLAB.
- Rediseñar el sistema de control integrando funcionalidades que permitan la experimentación práctica con metodologías de control clásica en un entorno didáctico.
- Desarrollar una interfaz gráfica de usuario (GUI) mejorando significativamente la operación, control y monitoreo de la planta.



## 1.3 ESTADO DEL ARTE

### 1.3.1 SISTEMA DE ESTABILIZACIÓN EN COORDENADAS ESFÉRICAS.

El sistema de estabilización es un equipo de laboratorio esencial en la ingeniería de control, diseñado para simular el comportamiento dinámico de un helicóptero en un entorno restringido.

Se caracteriza por sus dos grados de libertad, tales como; cabeceo (pitch) y guiñada (yaw). Además, presenta una dinámica no lineal, con motores acoplados. Su relevancia ha crecido notablemente con el auge de los vehículos aéreos no tripulados (UAVs), sirviendo como una estación de pruebas importante para comprender y aplicar estrategias de control sin los riesgos ni los costos de los sistemas a gran escala.

El sistema también ofrece un enfoque pedagógico progresivo. Inicialmente, puede analizarse de manera simplificada, considerando un solo eje de movimiento y tratándolo como un sistema **SISO (Single Input, Single Output)**. En este escenario, es posible implementar controladores clásicos como el **PID (Proporcional-Integral-Derivativo)**, véase Figura 1.1. Una vez comprendido este nivel, se puede avanzar hacia el estudio de su dinámica completa, donde ambos ejes interactúan y el sistema se comporta como **MIMO (Multiple Inputs, Multiple Outputs)** acoplado, véase Figura 1.2. Esta transición de lo simple a lo complejo lo convierte en una herramienta didáctica de gran valor para el aprendizaje del control automático.

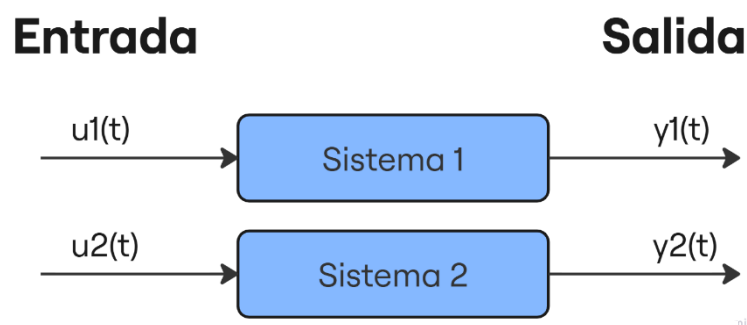


Figura 1.1 Esquema del sistema MIMO desacoplado en dos sistemas SISO. [Autor Propio]

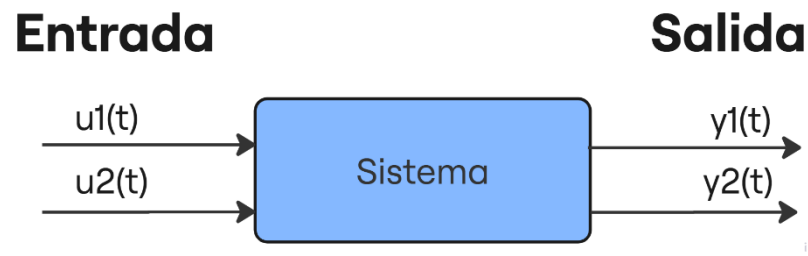


Figura 1.2 Esquema de sistema MIMO. [Autor Propio]

El núcleo del sistema lo conforman dos motores sin escobillas (Brushless motors), cada uno con una hélice. El rotor principal es el responsable del cabeceo, mientras que el rotor de cola o secundario controla la guiñada. Estos motores generan la fuerza necesaria para el movimiento del sistema. La estructura se completa con una viga que une los dos rotores y una viga de contrapeso, fundamental para el equilibrio y la estabilización, véase Figura 1.3.

Los ángulos de cabeceo y guiñada se definen por la orientación de cada rotor respecto a la viga principal, siendo perpendiculares entre sí. La viga principal está anclada a una base fija mediante un pivote central, permitiendo que sus extremos se desplacen y emulen los movimientos de un helicóptero real. El rotor principal genera la fuerza de elevación vertical, y el rotor de cola la fuerza para el movimiento horizontal de la viga.

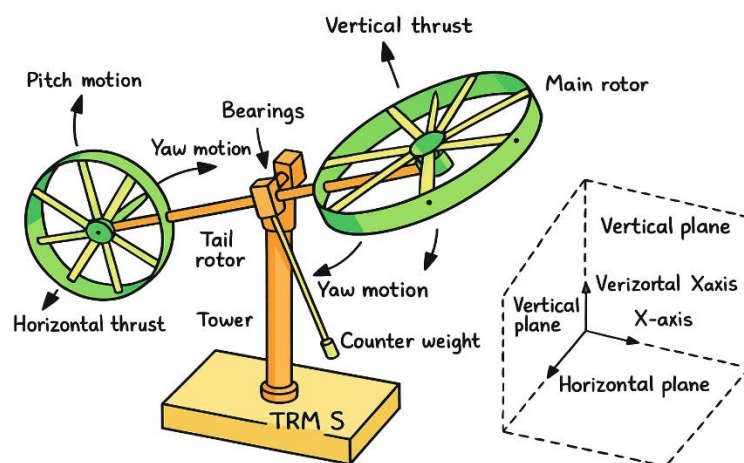


Figura 1.3 Estructura del sistema de elevación de coordenadas esféricas. [1]

El sistema de elevación constituye un entorno integral de aprendizaje, ya que permite recorrer todas las etapas de la formación en control: desde la **formulación teórica de modelos dinámicos**, pasando por la **implementación de algoritmos en hardware real**, hasta la **validación experimental de los resultados**. Este enfoque no solo cierra la brecha entre simulación y práctica, sino que también expone a los estudiantes a **complejidades presentes en sistemas reales**, tales como la **no linealidad** y el **acoplamiento dinámico**. De este modo, se convierte en una herramienta fundamental para la formación de ingenieros capaces de diseñar y aplicar estrategias de control avanzadas en sistemas dinámicos complejos, incluyendo **vehículos aéreos no tripulados (UAVs)** y otras **plataformas aéreas modernas**.

### 1.3.2 TÉCNICAS DE CONTROL EN SISTEMAS LINEALES Y NO LINEALES.

Seleccionar una técnica de control es fundamental en el diseño y modernización de cualquier sistema dinámico. Lo que dicta el control más adecuado a utilizar será el modo de empleo del sistema ya que puede variar desde un control clásico basado en PID con un modelo de sistemas escalados en varios sistemas SISO por cada uno de sus ejes, hasta un control multivariable utilizando la técnica de asignación de polos.

#### 1.3.2.1 CONTROL CLÁSICO: CONTROLADOR PID.

El control PID es muy importante para la automatización y muy relevante en el ámbito académico. Reconocido por su simplicidad y eficacia, el PID se basa en tres componentes que actúan sobre la señal de error, donde el error representa la diferencia entre el valor deseado y el valor actual.

- **Componente proporcional (P):** responde a la magnitud del error actual. Una variación grande de P reacciona agresivamente sobre el sistema, pero puede generar oscilaciones o desestabilización si es excesiva.
- **Componente integral (I):** disminuye o elimina el error en estado estacionario acumulando el error a lo largo del tiempo trabajando sobre el mismo hasta reducirlo. Es crucial para asegurar que el sistema alcance el valor deseado sin desviaciones persistentes.

- **Derivativo (D):** reacciona a la tasa de cambio del error, anticipando el comportamiento futuro del sistema. Ayuda a amortiguar las oscilaciones y a mejorar la respuesta transitoria.

La efectividad de un PID reside en su sintonización, es decir, en la selección adecuada de las ganancias para cada componente. Una sintonización avanzada busca encontrar un equilibrio en estas ganancias para lograr un rendimiento específico (como rapidez, precisión o estabilidad) en sistemas con dinámicas complejas o acoplamientos entre múltiples variables.

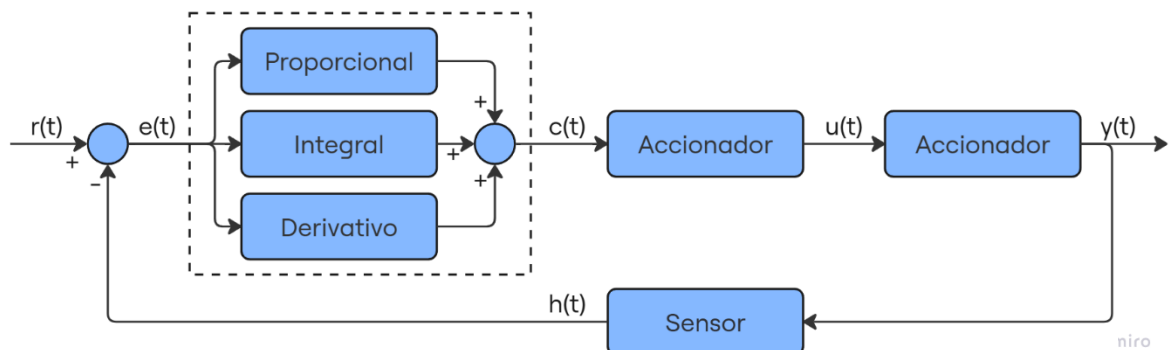


Figura 1.4 Sistema de control lazo cerrado con control PID. [Autor Propio]

### 1.3.2.2 CONTROL BASADO EN EL MODELO: ASIGNACIÓN DE POLOS.

El Control por Asignación de Polos es una técnica de control moderno que requiere un modelo matemático preciso del sistema. Su objetivo es modificar la dinámica de un sistema en lazo cerrado para que se comporte de una manera deseada. Los "polos" de un sistema son valores matemáticos que determinan su estabilidad y su respuesta transitoria (por ejemplo, cuán rápido responde, si oscila, y con qué frecuencia).

Mediante la asignación de polos, el diseñador del controlador puede especificar dónde se ubicarán estos polos en el plano complejo. Al colocar los polos en posiciones estratégicas, es posible garantizar la estabilidad del sistema y ajustar características como el tiempo de asentamiento o el nivel de sobre impulso de la respuesta. Esta técnica es fundamental para sistemas que pueden ser representados por modelos lineales.

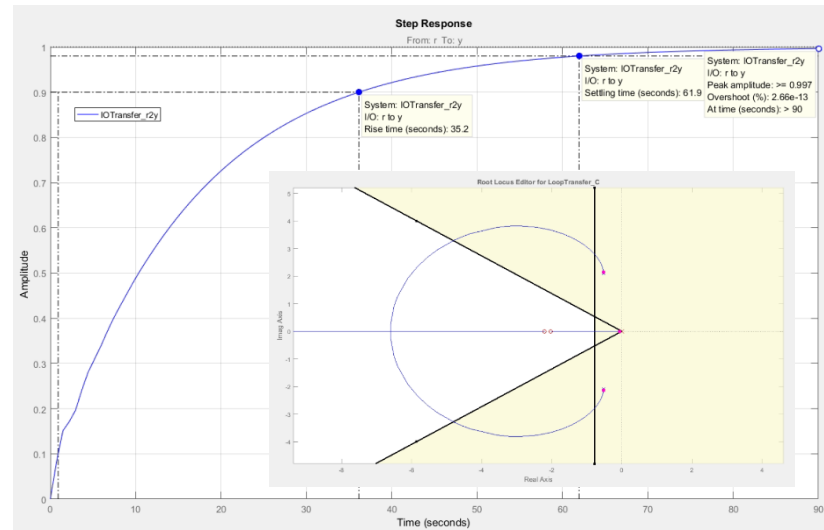


Figura 1.5 Asignación de polos [Autor Propio]

### 1.3.3 COMUNICACIÓN SERIAL EN EL CONTROL Y MONITOREO EN TIEMPO REAL:

La comunicación serial es un concepto fundamental e indispensable en la interconexión de dispositivos dentro de sistemas de control y monitoreo.

A diferencia de la comunicación paralela, que transmite múltiples bits simultáneamente, la comunicación serial envía datos de manera secuencial a través de una línea o un número menor de líneas de conexión. A pesar de que esta característica pueda sonar contradictoria, la comunicación serial tiene ventajas significativas como simplicidad de cableado, es menos vulnerable al ruido electromagnético y la capacidad de cubrir mayor distancia, ideal para sistemas de monitoreo y control.

En la comunicación serial se encuentra la transformación de datos en paralelo a un formato serial para su transmisión.

Esto se logra mediante circuitos especializados como los UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) típicamente utilizando hilos para transmitir datos (TX) y otro para recibir (RX) o USART (Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter) que añade un pin de reloj (CLK), que puede ser utilizado para protocolos asíncronos o de esclavo/maestro, presentes en la mayoría de los microcontroladores, véase Figura 1.6

Para que la comunicación sea efectiva el trasmisor y receptor deben estar sincronizados en la velocidad de transmisión (Baud rate), el número de bits de datos, la presencia de un bit de paridad para la detección de errores y el número de bits de parada para delimitar cada unidad de información.

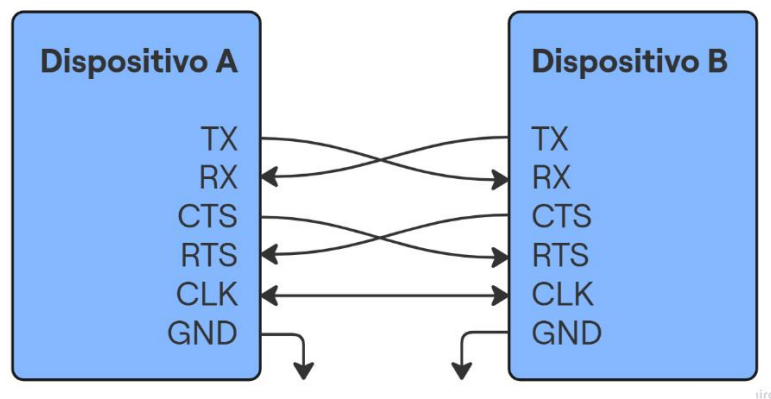


Figura 1.6 Protocolo UART y USART. [Autor Propio]

La comunicación serial permite que sensores de posición, velocidad o corriente transmitan sus lecturas a un microcontrolador a través de SPI, I2C o RS-485. Esto permite cerrar el bucle de control. Un controlador junto con equipo de cómputo con MATLAB envía datos y comandos precisos a actuadores a través de interfaces seriales. Esto habilita la operación desde ubicaciones remotas, la optimización del rendimiento en tiempo real y sus respuestas automáticas a eventos.

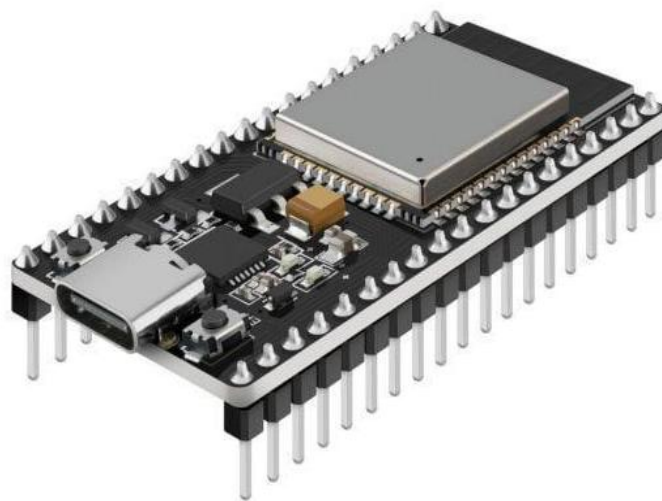


Figura 1.7 ESP32 microcontrolador utilizado para tarjeta de adquisición de datos

#### **1.3.4 INTERFAS DE MONITOREO Y CONTROL**

Las interfaces de monitoreo y control son plataformas que permiten la interacción entre el usuario y los procesos físicos o virtuales que se desean supervisar. Su función principal es presentar información en tiempo real sobre el estado de un sistema y, a la vez, ofrecer mecanismos de control que faciliten la toma de decisiones.

Estas interfaces pueden implementarse en entornos de software especializado, como SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition), o mediante entornos de programación como MATLAB/Simulink y LabVIEW, que integran modelos de simulación con hardware real.

El monitoreo gráfico posibilita detectar anomalías, establecer límites de seguridad y evaluar el desempeño del sistema. Además, las funciones de control incorporadas en estas interfaces permiten ejecutar acciones correctivas, ya sea en forma manual (por el operador) o automática (mediante algoritmos preprogramados).

En el ámbito académico e industrial, estas interfaces cumplen un papel estratégico al integrar la teoría del control automático con la práctica, pues permiten validar modelos matemáticos mediante la observación de datos reales y el ajuste en tiempo real de los parámetros de control. De esta manera, constituyen una herramienta didáctica y, al mismo tiempo, una pieza fundamental en la operación eficiente de procesos industriales.

## CAPÍTULO 2: METODOLOGÍA

### 2.2 MODELO MATEMÁTICO DEL SISTEMA DE ESTABILIZACIÓN

El modelo matemático se plantea para capturar la dinámica principal del helicóptero didáctico de dos ejes en su entorno de operación. Dado que la planta fue diseñada íntegramente en el laboratorio y no se dispone de parámetros físicos clave (masa de los conjuntos, longitudes efectivas de brazos, fricciones, constantes aerodinámicas, etc.), se adopta una estrategia híbrida de modelado: formulación por primeros principios para la estructura del modelo e identificación de parámetros mediante datos experimentales. Esta aproximación evita el desmontaje del equipo y permite obtener un modelo coherente, reproducible y validado en el régimen de interés.

#### 2.2.1 ECUACIONES FÍSICAS DEL SISTEMA

Diagrama de fuerza actuantes en el sistema:

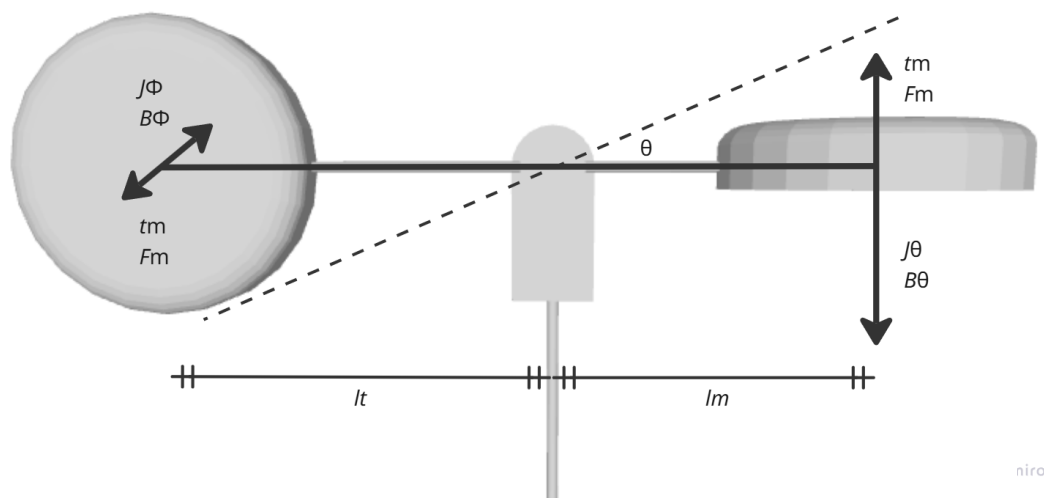


Figura 2.1 Diagrama de cuerpo libre. [Autor propio]

#### Sistema físico

- **Rotor principal:** Controla el movimiento vertical (pitch).
- **Rotor secundario o de cola:** Controla el movimiento horizontal (yaw).



- **Base fija:** Soporta los rotores y permite el movimiento libre de ambos ejes.
- **Acoplamiento dinámico:** El movimiento de un rotor afecta al otro por fuerzas aerodinámicas, complicando el control porque ya no es SISO (entrada-salida única) sino un sistema MIMO (múltiples entradas-salidas).

### Suposiciones iniciales para el modelo.

- Dos grados de libertad: **cabeceo**  $\theta$  (pitch) y **guiñada**  $\phi$  (yaw).
- **Pequeños ángulos:** Si  $\theta$  y  $\phi$  son pequeños, podemos linealizar.
- **Despreciar flexibilidad:** Ambos rotores son rígidos.
- **Momentos de inercia concentrados:** Todas las componentes de inercia de cada plano estarán acumuladas en un punto.
- **Torques gravitatorios concentrados:** Todas las componentes de torque gravitatorio de cada elemento se representarán como una sola.

### 2.2.2 ECUACIONES DE NEWTON – EULER.

Este tipo de formulación nos ayuda a comprender la dinámica del sistema con respecto a la combinación de fundamentos de traslación y rotación, donde relaciona la fuerza y el momento de inercia del sistema. Lo cual nos ayuda a realizar una formulación directa y sencilla de las ecuaciones del movimiento de cuerpos rígidos en sistema dinámicos.

#### Ecuación para el movimiento del ángulo Pitch ( $\theta$ ):

$$J_{\theta} \ddot{\theta} + B_{\theta} \dot{\theta} + \tau_g = \tau_m + \tau_{a\theta}$$

$$J_{\theta} = \sum I_{\theta} \quad (\text{momentos de inercia sobre el plano vertical})$$

$$\tau_m = a \cdot P^2 + b \cdot P + c \quad (\text{par del rotor principal con aproximación cuadrática})$$

$$\tau_g = mgl_m \sin(\theta) \quad (\text{torque gravitacional del brazo principal})$$

$$\tau_{a\theta} \quad (\text{par de acoplamiento})$$

**Ecuación para el movimiento de Yaw ( $\theta$ ):**

$$J_{\phi} \ddot{\phi} + B_{\phi} \dot{\phi} = \tau_t + \tau_{a\phi}$$

$$J_{\phi} = \sum I_{\phi} \quad (\text{momentos de inercia sobre el plano horizontal})$$

$$\tau_t = F_t * l_t \quad (\text{par de rotor de cola})$$

$$\tau_{a\phi} \quad (\text{par de acoplamiento})$$

**Par de acoplamiento entre ejes:**

Este es provocado por la conservación del momento angular del eje opuesto. Una forma común de modelar este sistema es:

$$\text{Acoplamiento en } \theta = k_1 * \dot{\phi} \quad (\text{debido al rotor de cola})$$

$$\text{Acoplamiento en } \phi = k_2 * \dot{\theta} \quad (\text{debido al rotor principal})$$

#### **2.2.2.1 MODELO NO LINEAL COMPLETO:**

$$J_{\theta} \ddot{\theta} + B_{\theta} \dot{\theta} + mgl_m \sin \theta = \tau_m + k_1 \dot{\phi}$$

$$J_{\phi} \ddot{\phi} + B_{\phi} \dot{\phi} = \tau_t + k_2 \dot{\theta}$$

#### **2.2.2.2 MODELO LINEALIZADO:**

Se asuma que  $\theta \approx 0$ , entonces  $\sin(\theta) \approx \theta$ . Resultando en:

$$J_{\theta} \ddot{\theta} + B_{\theta} \dot{\theta} + mgl_m \theta = \tau_m + k_1 \dot{\phi}$$

$$J_{\phi} \ddot{\phi} + B_{\phi} \dot{\phi} = \tau_t + k_2 \dot{\theta}$$

En base a estas dos fórmulas podemos aproximar la dinámica del sistema, tener en cuenta que tanto los momentos de inercia, además de los torques gravitacionales, entre otros parámetros pueden ser desglosados para brindar más detalle al sistema.

### 2.2.3 TRANSFORMADA DE LAPLACE – FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL SISTEMA.

Para la modelación del sistema y dado que tenemos dos entradas  $(\tau_m, \tau_t)$  y dos salidas  $(\theta, \phi)$ , la matriz de transferencia  $G(s)$  será de  $2 \times 2$ :

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{\theta, \tau_m}(s) & G_{\theta, \tau_t}(s) & G_{\phi, \tau_m}(s) & G_{\phi, \tau_t}(s) \end{bmatrix}$$

Para poder encontrar los valores de esta matriz tenemos que llevar las ecuaciones halladas anteriormente que están en el dominio del tiempo hacia el dominio "s" o dominio de frecuencia compleja, para posteriormente despejar los valores respectivos:

$$J_\theta \theta s^2 + B_\theta \theta s + mgl_m \theta = \tau_m + k_1 \phi s$$

$$J_\phi \phi s^2 + B_\phi \phi s = \tau_t + k_2 \theta s$$

a) Función  $\theta$  respecto a  $P_m$ ,  $(G_{\theta, P_m}(s))$ :

Asumimos que  $\tau_t = 0$ , (entrada de cola cero) y que no tenemos acoplamiento  $k_1 = 0$ , y resolvemos para  $\theta(s)/\tau_m(s)$ .

$$G_{\theta, \tau_m}(s) = \frac{\theta(s)}{\tau_m(s)} = \frac{1}{J_\theta s^2 + B_\theta s + mgl_m}$$

b) Función  $\phi$  respecto a  $\tau_t$ ,  $(G_{\phi, \tau_t}(s))$ :

Similarmente, tomamos  $\tau_m = 0$  y  $k_2 = 0$ , y resolvemos para  $\phi(s)/\tau_t(s)$ .

$$G_{\phi, \tau_t}(s) = \frac{\phi(s)}{\tau_t(s)} = \frac{1}{J_\phi s^2 + B_\phi s}$$

c) Función de termino cruzado  $G_{\theta, \tau_t}(s)$ :

Asumimos  $\tau_m = 0$ , y resolvemos para  $\theta(s)/\tau_t(s)$ .

$$G_{\theta, \tau_t}(s) = \frac{k_1}{J_\theta J_\phi s^3 + (J_\theta B_\phi + J_\phi B_\theta) s^2 + (B_\theta B_\phi + mgl_m J_\theta - k_1 k_2) s + mgl_m B_\phi}$$

d) Función de termino cruzado  $G_{\phi, \tau_m}(s)$ :

Similarmente asumimos  $\tau_t = 0$ , y resolvemos para  $\phi(s)/\tau(s)$ .

$$G_{\phi, \tau_m}(s) = \frac{k_2}{J_\theta J_\phi s^3 + (J_\theta B_\phi + J_\phi B_\theta) s^2 + (B_\theta B_\phi + mgl_m J_\theta - k_1 k_2) s + mgl_m B_\phi}$$

## 2.2.4 REPRESENTACIÓN EN ESPACIOS DE ESTADO:

De la misma manera que podemos representar el sistema por funciones de transferencia, utilizar el modelo de espacios de estado es muy útil para representar sistemas MIMO. Donde el contenido de las matrices son las variables de estado las cuales atrapan la dinámica el sistema.

Su estructura se representa de la siguiente manera.

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx + Du$$

Donde:

$$x = [\theta, \dot{\theta}, \phi, \dot{\phi}]^T \quad (\text{Vector de estados}),$$

$$u = [\tau_m, \tau_t]^T \quad (\text{entradas del sistema}),$$

$$y = [\theta, \phi]^T \quad (\text{salidas del sistema}),$$

Las matrices A, B, C y D serán:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{mgl_m}{J_\theta} & -\frac{B_\theta}{J_\theta} & 0 & \frac{k_1}{J_\theta} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{k_2}{J_\phi} & 0 & -\frac{B_\phi}{J_\phi} \end{pmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1/J_\theta & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1/J_\phi \end{pmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad D = (0)$$

Estas ecuaciones podrán ser completadas luego de realizar una aproximación de ellas de manera experimental, junto con la herramienta de Matlab.

## 2.3 DISEÑO Y SELECCIÓN DE HARDWARE PARA EL SISTEMA.

### 2.3.1 ESTRUCTURA DEL SISTEMA DE ESTABILIZACIÓN DE DOS EJES.

El sistema disponible en el laboratorio está conformado por una base rígida que sostiene la estructura fija y aloja la electrónica asociada al control y a la tarjeta de comunicación.

La parte mecánica se compone de dos vigas de aluminio dispuestas de forma perpendicular. La viga principal se extiende desde la base hasta el pivote de rotación, el cual incorpora dos rodamientos montados ortogonalmente para permitir el movimiento en ambos ejes. La viga secundaria se acopla a uno de los rodamientos y se alinea de manera perpendicular a la viga primaria; en sus extremos incluye los acoples y la armadura que soportan y protegen los motores junto con sus hélices.

Es importante señalar que la estructura y el diseño físico del sistema fueron desarrollados previamente por estudiantes de la facultad. Al inicio del presente proyecto se verificó la funcionalidad operativa de los componentes mecánicos, confirmando que la planta está en condiciones de ser modernizada desde el punto de vista eléctrico y de control.

### 2.3.2 EVALUACIÓN DE COMPONENTES ELECTRÓNICOS EXISTENTES.

Para la modernización del sistema se realizó una evaluación de los actuadores y sensores, verificando su funcionalidad y determinando cuáles serán reutilizados o reemplazados. Algunos elementos han quedado obsoletos debido a problemas de compatibilidad con los métodos actuales de adquisición de datos, por lo que serán descartados:

- Tarjeta de adquisición de datos NI PCI-6024E: será reemplazada debido a su incompatibilidad con los equipos de cómputo actuales del laboratorio. Su conexión requiere un puerto específico inexistente en los nuevos CPU, lo que implica instalarla manualmente cada vez que se utilice el sistema.
- Microcontrolador PIC-16F887: implementado originalmente para la conversión de datos digitales a analógicos en conjunto con la tarjeta NI PCI-6024E. Este dispositivo queda inhabilitado al cambiar el método de adquisición de datos.
- Regulador de tensión de 12 a 7.5 voltios: aunque cumple con el requerimiento nominal de voltaje, limita el suministro de corriente hacia los motores, afectando negativamente su rendimiento y potencia.

Por otro lado, los dispositivos a reintegrar serían los siguientes:

- El Motor GM RACE 540 13.5T Sensored: motor brushless de alto rendimiento, con gran fiabilidad y respuesta rápida frente a variaciones de velocidad y sentido de giro, adecuado para sistemas con dinámica rápida.

#### **Motor GM RACE 540 13.5T Sensored.**

- **Tipo:** Brushless sensado (sensored)
- **Número de vueltas:** 13.5T
- **Kv:** 3000 RPM/V
- **Voltaje nominal:** 7.4V (2S LiPo)
- **Corriente máxima:** 50A
- **Potencia máxima:** 330W
- **Peso:** 170 g



Figura 2.2 Motor GM RACE 540 13.5T

Electronic Speed Control ESC GM-GENIUS Turbo 80R: controlador o variador electrónico de velocidad (ESC) de alto rendimiento, diseñado para vehículos RC de competición, se acopla perfectamente a motores brushless y poder sacar su máximo rendimiento, control preciso y adaptable a las exigencias de la competición.

#### ESC GM-GENIUS Turbo 80R

- **Tipo:** ESC sensado

Compatible con motores censados y sin sensores

Programable mediante interfaz AM32

Compatible con baterías LiPo, LiFe, NiMH

- **Voltaje nominal:**

LiPo 2 celdas (7.4V)

- **Corriente continua máxima:** 80A

- **Corriente pico (10 seg):** 160A

- **Peso:** 80 g (sin cables)



Figura 2.3 ESC GM-GENIUS Turbo 80R

Fuente de poder HP DSP-1200FB: es una fuente de alimentación conmutada (*Switch Mode Power Supply, SMPS*) capaz de entregar hasta 1200 W de potencia estable a 12 V, garantizando un suministro confiable para los motores del sistema. Incorpora un sistema de ventilación activa que evita el sobrecalentamiento durante su operación continua. Su eficiencia energética alcanza valores cercanos al 94 % al 50 % de carga, la convierte en una opción altamente eficiente y adecuada para aplicaciones que requieren gran potencia con bajo nivel de pérdidas.



Figura 2.4 Fuente de poder

## 2.4 DISEÑO Y PROTOTIPADO

### 2.4.1 ESP32 PARA ADQUISICIÓN DE DATOS Y CONVERSIÓN DE SEÑALES.

En primera instancia se tenía una tarjeta dedicada para la adquisición de datos, pero debido al tipo de sensores y actuadores que se maneja se necesitaban de complementos que ayudaran a convertir estos datos en señales estándar para el control y estabilización de la planta. Por ello se optó por utilizar el microcontrolador ESP32 el cual consiste en un sistema muy versátil, ideal para aplicaciones de este ámbito.

Para permitirnos la lectura de sensores como encoders y giroscopio prescindimos de los pines analógicos y digitales con los que cuenta este microcontrolador, los cuales pueden ser ajustados mediante código para realizar el respectivo escalamiento y que la variable física de lectura pueda convertirse en una variable eléctrica estándar para poder ser transmitida hacia el software de control o Matlab/Simulink.

De la misma manera, para poder controlar los actuadores del sistema, motores brushless para los movimientos Pitch y Yaw, se requiere de una señal PWM (Pulse Width Modulation), para el control de velocidad e inversión de giro. El ESP32 cuenta con pines dedicados para el control por ancho de pulso, lo cual lo convierte en la opción óptima para el control exacto de motores.

El tipo de señal PWM tiene que ser específico para el controlador del motor ya que se requiere que siga los siguientes parámetros:

- Frecuencia: 50 [Hz]
- Voltaje pico: 3[V] a 5 [V]
- Ciclo de trabajo: 10% al 20%



**PWM a una frecuencia de 20ms.**

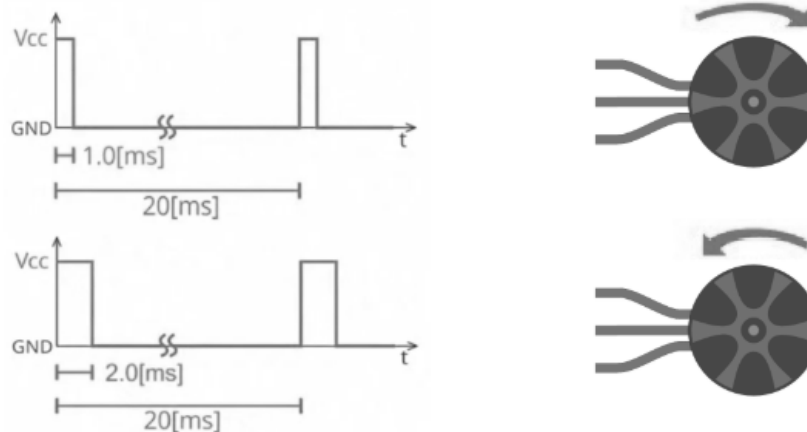


Figura 2.5 Señal PWM ilustrativa

Cualquier valor que incumpla con estos parámetros puede generar problemas en el funcionamiento de los motores.

Con el microcontrolador **ESP32** es posible generar señales PWM de manera precisa, ya que permite ajustar el ciclo útil en microsegundos, logrando un control fino tanto de la velocidad como del sentido de giro. El comportamiento de referencia es el siguiente:

- 10% de ciclo útil: velocidad máxima en sentido horario, equivalente a un pulso de 1000  $\mu$ s.
- 15% de ciclo útil: valor neutro, motor apagado, equivalente a un pulso de 1500  $\mu$ s.
- 20% de ciclo útil: velocidad máxima en sentido antihorario, equivalente a un pulso de 2000  $\mu$ s.

## **2.4.2 DISEÑO HARDWARE.**

En esta fase de diseño se enfocará en la creación y optimización de los componentes electrónicos necesarios para la modernización del sistema de estabilización, con el fin de garantizar la compatibilidad de los nuevos sensores, así como con el microcontrolador y el entorno de Matlab.

## **2.4.3 DISEÑO DE ESQUEMÁTICO**

El diseño esquemático constituye la representación eléctrica detallada de todos los componentes y conexiones que conforman la circuitería del sistema de estabilización. Este documento no solo facilita la correcta identificación de cada conexión y su función dentro de la planta, sino que además es la base para la fabricación de la placa de circuito impreso (PCB, por sus siglas en inglés *Printed Circuit Board*).

Adicionalmente, el esquemático cumple un rol clave en el ciclo de vida del sistema, ya que proporciona una guía de referencia para labores de diagnóstico, reparación y mantenimiento eléctrico, permitiendo identificar fallas de manera ágil y precisa. De esta forma, se convierte en una herramienta indispensable tanto para el desarrollo inicial como para la sostenibilidad técnica a largo plazo del sistema de estabilización.

### **2.4.3.1 TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS**

Consideraciones para el uso óptimo de la ESP32, se debe tener en cuenta varias especificaciones técnicas.

En primer lugar, la velocidad de transmisión serial estándar que se utilizó es de 115200 baudios, vital para una comunicación estable. Los pines 13, 16 al 18 y 22 al 20, están reservados para memoria flash interna y no deben utilizarse para conexiones externas, ya que pueden causar inestabilidades o errores. Por último, todos los pines de propósito general operan a un nivel de voltaje de 3.3V y conectarles voltajes superiores pueden dañar permanentemente la placa

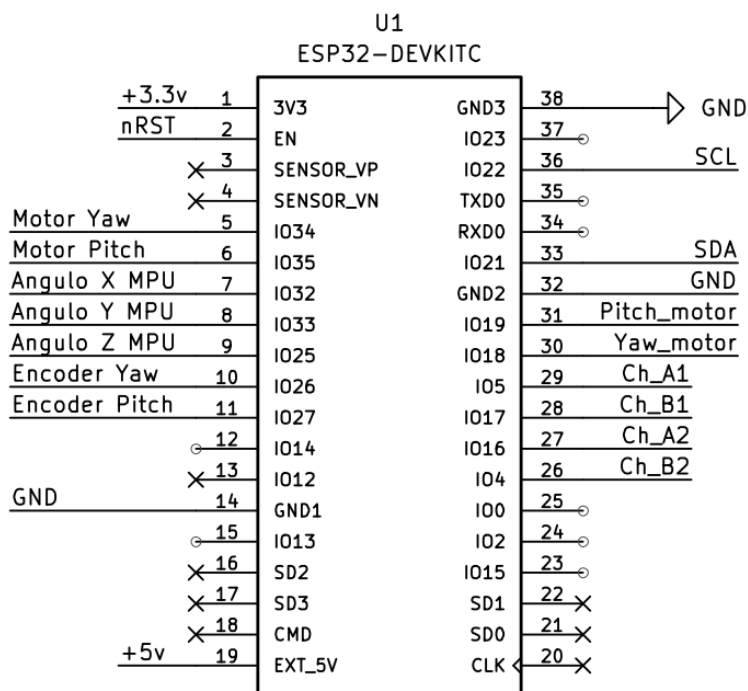


Figura 2.6 Esquema de tarjeta de adquisición de datos [Autor Propio]

### 2.4.3.2 ENCODERS

El modelo de encoder rotativo 1411 – HES 9100 – A00 opera con un rango de voltaje de alimentación de 4.5V a 5.5V. Sus señales de salida, que varían de -0.5V a Vcc, están optimizadas para una corriente de salida nominal de -1.0mA a 5mA.

Para asegurar una lectura precisa y una integridad de señal óptima, se debe considerar una capacitancia de carga de hasta 100pF y la implementación de una resistencia pull-up con un valor de 3.3kΩ.

Este dispositivo está diseñado para operar eficientemente a una frecuencia máxima de 100kHz, lo que permite el monitoreo de la velocidad angular mediante la fórmula  $(rpm \cdot N)/60$ .

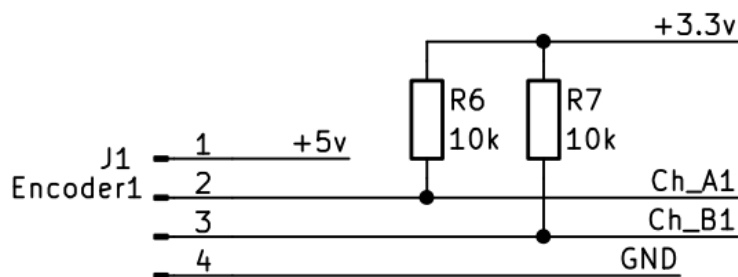


Figura 2.7 Esquema de conexión de encoders [Autor Propio]

### 2.4.3.3 SENSORES Y ACTUADORES

El sensor MPU6050 sirve para medir el movimiento en 6 ejes. Este dispositivo opera con un voltaje de alimentación flexible que va de 3.3V a 5V, se comunica a través del protocolo I2C a una frecuencia de hasta 400 kHz y tiene un consumo de corriente muy bajo, de aproximadamente 3.9mA.

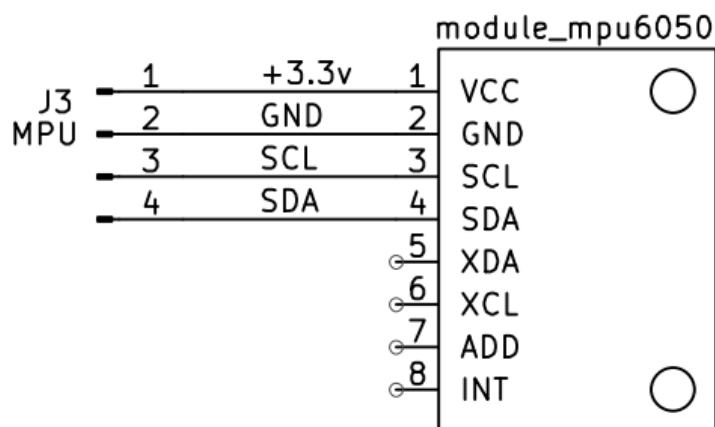


Figura 2.8 Esquema de conexión de MPU [Autor Propio]

Para la fácil visualización de la información, se utiliza una pantalla LED SSD1306. Al igual que el sensor, esta pantalla también admite un rango de alimentación de 3.3V a 5V. Sin embargo, se diferencia por su mayor velocidad de comunicación I2C de 1 MHz y un consumo de energía más elevado, de alrededor de 20 mA, necesario para su funcionamiento y la iluminación de la pantalla.

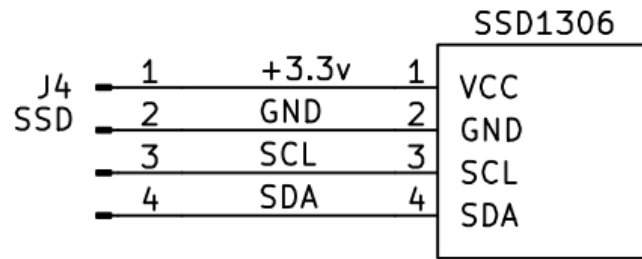


Figura 2.9 Esquema de conexión de pantalla led [Autor Propio]

#### 2.4.3.4 MÓDULO DE ALIMENTACIÓN PARA MOTORES BRUSHLESS

Para la regulación de voltaje, se utiliza el circuito integrado LM7807, un regulador de voltaje lineal capaz de suministrar una corriente de salida de hasta 1A con un voltaje de salida fijo de 7V. Este componente garantiza una alimentación estable para los circuitos que requieren una tensión precisa.

En cuanto a la conmutación de potencia, se emplea el transistor TIP2955, un dispositivo bipolar de alta corriente. Sus especificaciones incluyen una ganancia de corriente (hFE) que varía entre 20 y 70, lo que permite una amplificación significativa de la señal. Además, soporta una corriente de colector continua ( $I_c$ ) de hasta 15A y una corriente de base ( $I_b$ ) de hasta 7A, haciéndolo adecuado para aplicaciones de control de motores o cargas de alta potencia.

Aunque existen reguladores conmutados (switching regulators) o convertidores DC-DC de tipo step-down, que presentan una eficiencia superior (70-95%) en comparación con los reguladores lineales, la elección del LM7807 junto con el TIP2955 se justifica por su simplicidad, bajo costo y fácil implementación en un entorno académico. Aunque menos eficientes y con mayor disipación térmica, los reguladores lineales ofrecen menor complejidad de diseño, ausencia de ruido electromagnético y una señal de salida más limpia, lo que resulta ideal en sistemas didácticos donde se prioriza estabilidad y facilidad de mantenimiento.

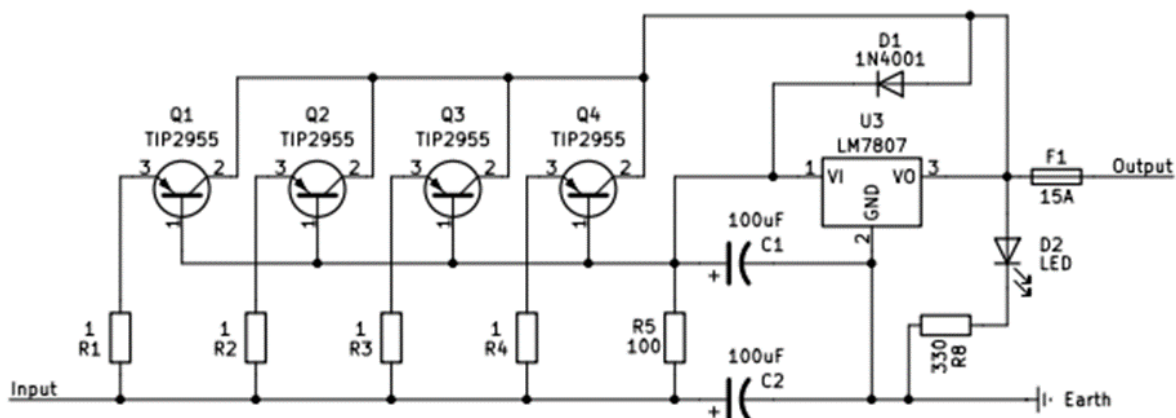


Figura 2.10 Esquema de conexión de módulo de alimentación para servo motores [Autor Propio]

#### 2.4.3.5 SEÑALES DE CONTROL Y RESET EXTERNO

Los pines dedicados a la gestión del motor se configuran exclusivamente como entradas de señal, mientras que el resto de los pines se utilizan como salidas para el control de otros componentes.

Adicionalmente, se implementó un botón de Reset externo, que permite reiniciar la tarjeta de manera rápida y accesible sin necesidad de manipular directamente la electrónica, mejorando la operatividad y la experiencia de uso en el entorno de laboratorio.

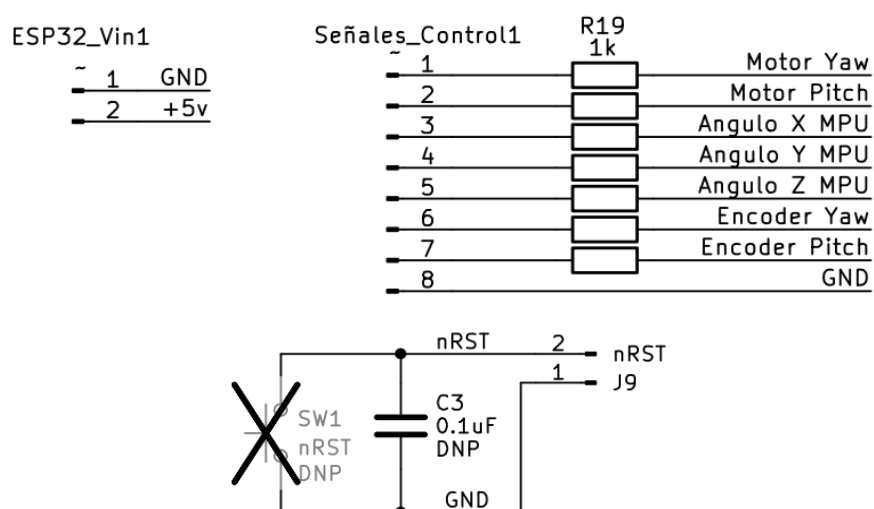


Figura 2.11 Esquema de conexiones de señales adicionales [Autor Propio]

#### 2.4.4 DISEÑO DE PCB PARA LA TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS (ADQ)

Dentro de los parámetros de requerimientos se tiene en cuenta el diseño de la tarjeta de adquisición de datos basada en ESP32 la misma debe contemplar la inclusión estratégica de zócalos o conectores que nos permitan la conexión y desconexión modular de los componentes que integran el sistema.

Adicionalmente, el diseño tendrá en cuenta la habilitación de pines adicionales de expansión mediante borneras de conexión. Esto permitirá al equipo la flexibilidad de poder integrar sensores o actuadores adicionales a futuro, ya sea para agregar un sistema de monitores extendido o nuevas estrategias de control, lo que facilita futuras mejoras y expansiones del sistema.

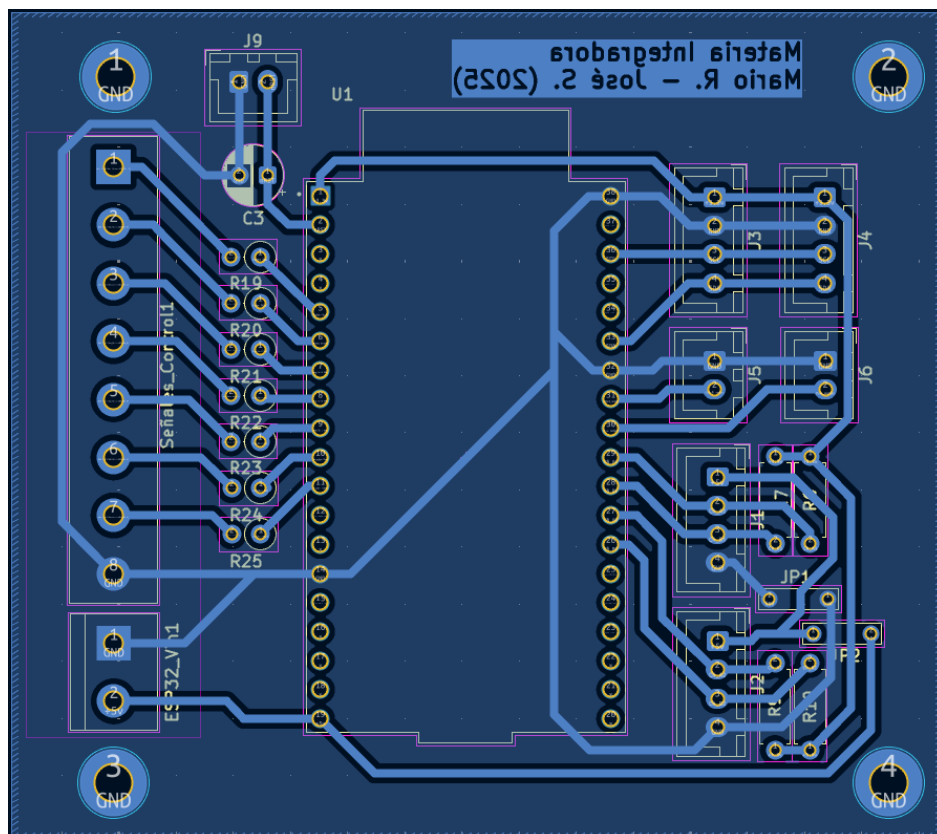


Figura 2.12 Diseño PCB de la tarjeta de adquisición de datos [Autor Propio]

### 2.4.5 DISEÑO DE PCB PARA EL MÓDULO REGULADOR DE VOLTAJE.

El sistema cuenta con una fuente principal de alimentación de 12 VDC; sin embargo, los motores requieren un suministro estable de 7.5 VDC para operar de manera óptima. Para ello, se diseñó un módulo regulador de voltaje específico, implementado en una placa de circuito impreso (PCB).

Si bien el sistema de estabilización ya disponía de una placa de regulación, se determinó que esta no garantizaba un suministro adecuado, especialmente cuando los motores demandaban su máxima potencia. Por esta razón, se rediseñó el módulo regulador incorporando nuevos componentes y mejores criterios de dimensionamiento, con el fin de asegurar un rendimiento confiable y una alimentación estable bajo condiciones de carga dinámica.

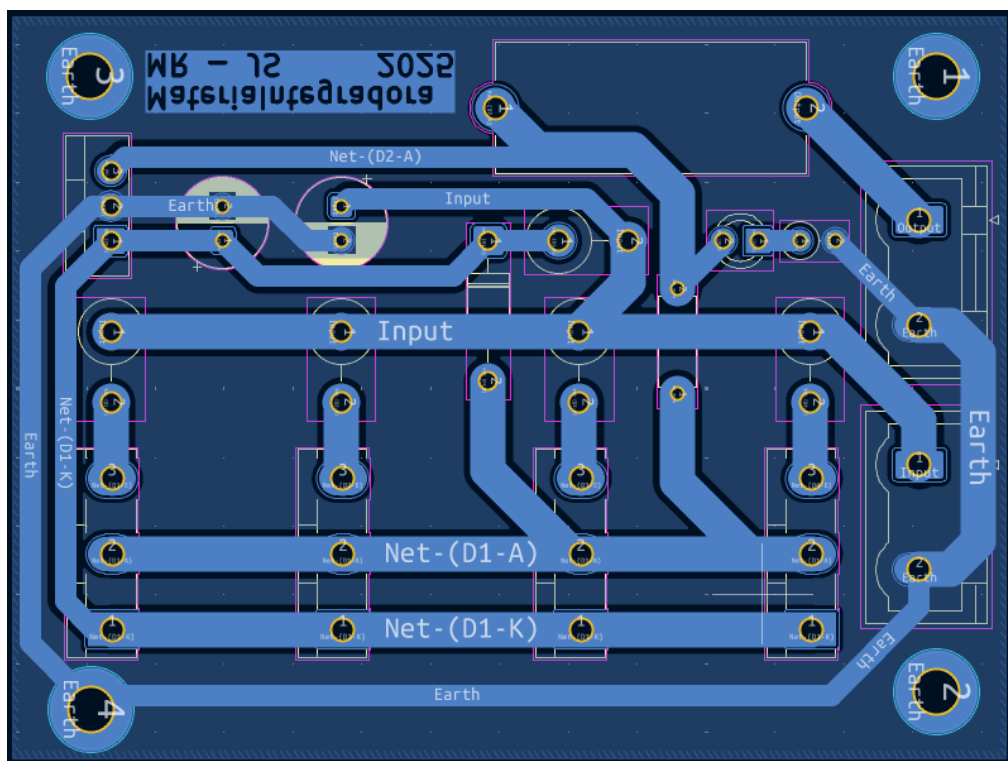


Figura 2.13 Diseño PCB del módulo de alimentación para servo motores [Autor Propio]



## 2.5 COMUNICACIÓN SERIAL.

La comunicación serial constituye el enlace fundamental entre el software de control (Matlab/Simulink) y la planta de estabilización de dos ejes. A través de este canal se transmiten los datos de control hacia los actuadores y se reciben las señales de retroalimentación de los sensores, garantizando un lazo de control en tiempo real.

### 2.5.1 IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOCOLO UART

Se optó por implementar la comunicación serial a través del puerto USB nativo del ESP32, el cual utiliza internamente el protocolo UART (*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*) mediante un chip convertidor USB–Serial. Esta alternativa se seleccionó por su simplicidad, facilidad de integración y amplia gama de velocidades de transmisión configurables mediante software. La Figura 2.14 muestra la configuración general del módulo de recepción serial.

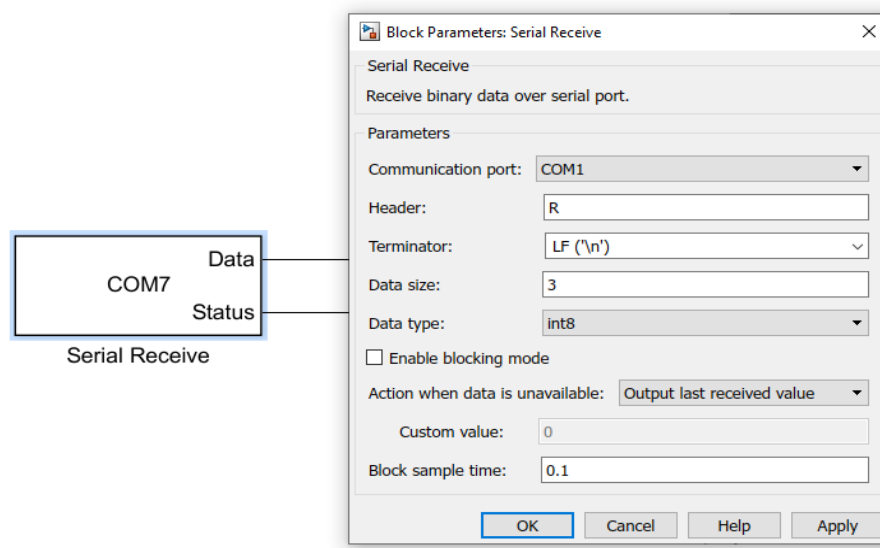


Figura 2.14 Configuración del módulo de recepción serial (visión general) [Autor Propio]

Una ventaja adicional de este enfoque es que evita la dependencia de librerías específicas de Matlab/Simulink diseñadas para plataformas como Arduino, lo que podría limitar el control sobre las tramas de datos. De esta manera, la comunicación directa vía puerto serial ofrece mayor compatibilidad con la versión de Matlab disponible en el laboratorio y un control más preciso de los datos transmitidos.

## 2.5.2 COMUNICACIÓN BIDIRECCIONAL ESP32–MATLAB

La implementación del protocolo serial permite una comunicación bidireccional entre la tarjeta ESP32 (funcionando como módulo de adquisición de datos – ADQ) y Matlab/Simulink.

- La ESP32-ADQ recolecta periódicamente la información de sensores (encoders y giroscopio) y la envía al software de control.
- Matlab procesa los datos y envía de vuelta señales de control para los motores, que generan los movimientos de pitch y yaw.

La particularidad de esta implementación es que sigue una secuencia de comunicación “*esperar – escribir – enviar*”, asegurando sincronización en el intercambio de información.

## 2.5.3 TRAMAS DE DATOS Y SINCRONIZACIÓN

Los datos se transmiten en tramas de bytes de 8 bits. Para los sensores, esta extensión resulta suficiente, ya que un ángulo de 0–200° puede representarse en un solo byte (0–255 en binario), empleando únicamente 2 bytes por trama para el envío completo al *workspace* de Matlab.

En el caso de los motores, los valores de control se encuentran en microsegundos (1000–2000  $\mu$ s). Aquí, el empaquetado en 8 bits es insuficiente y el uso de 16 bits resultaría sobredimensionado. Por ello, cada dato se divide en dos tramas de 8 bits y, una vez recibidos, el ADQ reconstruye el valor íntegro. La Figura 2.15 ilustra el detalle de la trama y la sincronización.

Para delimitar el inicio y fin de cada trama, se utilizan bytes de control. El carácter de inicio y de fin (generalmente un salto de línea) deben ser reconocidos tanto en Matlab como en el firmware del ESP32, sirviendo como banderas para iniciar o concluir la lectura/escritura.

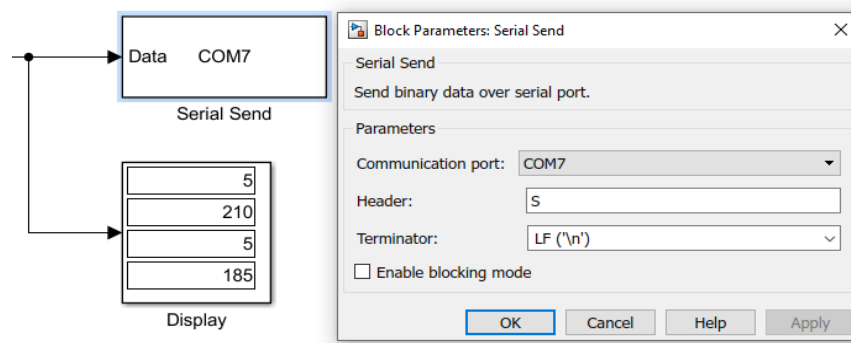


Figura 2.15 Detalle de la trama y sincronización del módulo de recepción serial [Autor Propio]

La Figura 2.16 muestra la arquitectura completa de comunicación entre Matlab/Simulink y la planta. Allí se observa el flujo bidireccional de información y los mecanismos de monitoreo:

- En Matlab, bloques específicos detectan la lectura de datos y habilitan la escritura de nuevas instrucciones.
- En el ESP32, el firmware ejecuta ciclos de lectura de tramas completas y envía los datos únicamente cuando están correctamente empaquetados.

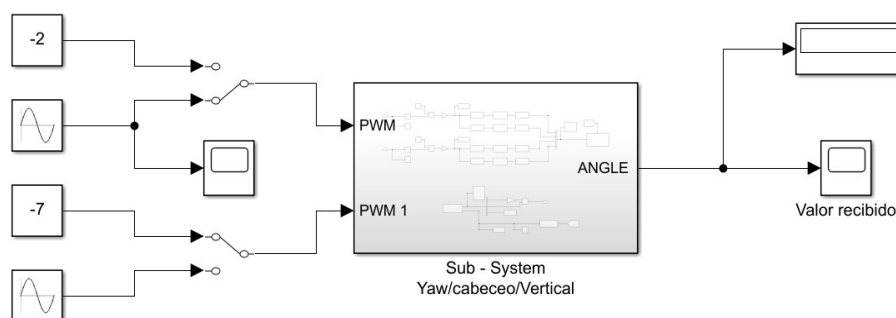


Figura 2.16 Módulo comunicación con planta [Autor Propio]

Este diseño asegura la sincronización de datos y una operación estable, condición indispensable para implementar estrategias de control en tiempo real.

## CAPÍTULO 3

### 3.3 RESULTADOS Y ANÁLISIS

Los resultados mostrados están basados en el funcionamiento real de sistema físico lo cual implica trabajar con datos en tiempo real ajustándonos a parámetros y limitaciones físicas/estructurales encontradas en el sistema. Además de pasar por proceso de identificación de la dinámica del sistema de estabilización que nos ayudó a poder aproximar los resultados de una manera fiable.

#### 3.3.1 MODELO MATEMÁTICO AJUSTADO, PARA EL SISTEMA DE ESTABILIZACIÓN DE DOS EJES.

El análisis combina dos enfoques:

1. Modelo físico (Newton–Euler), que describe la dinámica rotacional con parámetros como momento de inercia y fricción viscosa.
2. Modelo identificado, que aproxima el torque aerodinámico de los motores en función de la señal de entrada (porcentaje de potencia).

De esta manera, se logra un modelo más realista que relaciona directamente las variables de entrada (potencia del motor) con las variables de salida (ángulos de pitch y yaw).

##### 3.3.1.1 EJE DE PITCH

La dinámica básica en el dominio de Laplace se expresa como:

$$G_{\theta, \tau_m}(s) = \frac{\theta(s)}{\tau_m(s)} = \frac{1}{J_\theta s^2 + B_\theta s + mgl_m}$$

donde  $J_\theta$  es el momento de inercia del eje de pitch,  $B_\theta$  la fricción viscosa equivalente, y  $mgl_m$  el torque gravitacional del brazo principal.

El torque aerodinámico generado por el rotor principal se aproxima mediante una regresión cuadrática en función del porcentaje de potencia  $P(s)$ , donde se tiene un comportamiento más uniforme y estable, dominado por leyes cuadráticas de empuje y arrastre.:

$$\tau_m(s) = a_m \cdot P_m(s)^2 + b_m \cdot P_m(s) + c_m$$

Donde:

- $a_m$ : es el coeficiente cuadrático que captura la naturaleza no lineal de la relación potencia–torque,
- $b_m$ : es el coeficiente lineal que describe el efecto proporcional de la señal de potencia sobre el torque,
- $c_m$ : es el término constante que compensa torques residuales y pérdidas internas.

Estos parámetros fueron obtenidos mediante identificación experimental del sistema, ajustando las mediciones de torque frente a variaciones en la potencia del motor.

Dado que las ecuaciones dinámicas se desarrollan en radianes, pero la medición física de la planta y la visualización de resultados en Matlab/Simulink se realizan en grados, se introduce un factor de conversión:

$$\Theta(s) = \frac{180^\circ}{\pi} \cdot \theta(s)$$

Donde  $\theta(s)$  es el ángulo en radianes obtenido del modelo y  $\Theta(s)$  es el mismo ángulo expresado en grados. Esta conversión permite alinear las salidas del modelo matemático con las lecturas de los sensores y con la representación pedagógica del sistema.

Linealizando alrededor del punto de operación  $p_o = 25\%$  y factorizando los coeficientes, se obtiene la función de transferencia final:

$$G_{\theta, P_m}(s) = \frac{\Theta(s)}{P_m(s)} = \left( \frac{180^\circ}{\pi} \right) \cdot \frac{(50a_m + b_m)}{J_\Theta s^2 + B_\Theta s + mgl_m}$$

### 3.3.1.2 EJE DE YAW

De manera análoga realizamos la misma adaptación para el sistema de rotación, tomando en cuenta el torque aerodinámico en términos del porcentaje de la potencia del motor y cambiando la representación del ángulo de salida de radianes a ángulos.

$$G_{\phi, \tau_t}(s) = \frac{\phi(s)}{\tau_t(s)} = \frac{1}{J_\phi s^2 + B_\phi s}$$

donde  $J_\phi$  es el momento de inercia del eje de yaw y  $B_\phi$  el coeficiente de fricción viscosa.

El torque aerodinámico del rotor de cola se aproxima con un polinomio cúbico en función de la potencia, porque experimenta flujos perturbados y efectos no lineales, requiriendo un modelo cúbico para un ajuste más fiel.:

$$\tau_\phi(s) = a_t \cdot P_t(s)^3 + b_t \cdot P_t(s)^2 + c_t \cdot P_t(s) + d_t$$

Donde:

- $a_t$ : corrige la no linealidad fuerte a altas potencias,
- $b_t$ : componente cuadrática, asociada al régimen principal de sustentación.
- $c_t$ : proporcional, válido para baja potencia,
- $d_t$ : es un posible sesgo o torque residual.

La conversión de radianes a grados es:

$$\Phi(s) = \frac{180^\circ}{\pi} \cdot \phi(s)$$

Tomando en cuenta el punto de operación de  $P_o = 10\%$ , obtenemos la siguiente ecuación de transferencia linealizada para el ángulo de rotación respecto al motor secundario:

$$G_{\Phi, P_t}(s) = \frac{\Phi(s)}{P_t(s)} = \left( \frac{180^\circ}{\pi} \right) \cdot \frac{(300a_t + 20b_t + c)}{J_\phi s^2 + B_\phi s}$$

### 3.3.2 IDENTIFICACIÓN DE SISTEMAS UTILIZANDO *SYSTEM IDENTIFICATION*.

Previo a la etapa de identificación es necesario realizar pruebas experimentales sobre el sistema de estabilización con el fin de capturar su dinámica real. Estas pruebas permiten obtener la curva característica, definir los puntos de operación y observar las variaciones de la salida ante diferentes señales de entrada.

#### 3.3.2.1 CURVA CARACTERÍSTICA PARA SUBSISTEMA DE CABECEO:

La curva característica se obtiene mediante un barrido de la señal de entrada aplicada al motor principal y la medición de la respuesta angular de salida. Para ello, se utiliza una señal escalón con intervalos de espera suficientes entre cambios de nivel, asegurando que el ángulo de cabeceo alcance un régimen estable antes del siguiente escalón. Esto permite caracterizar la relación entre la potencia de entrada y el ángulo de salida (Figura 3.1).

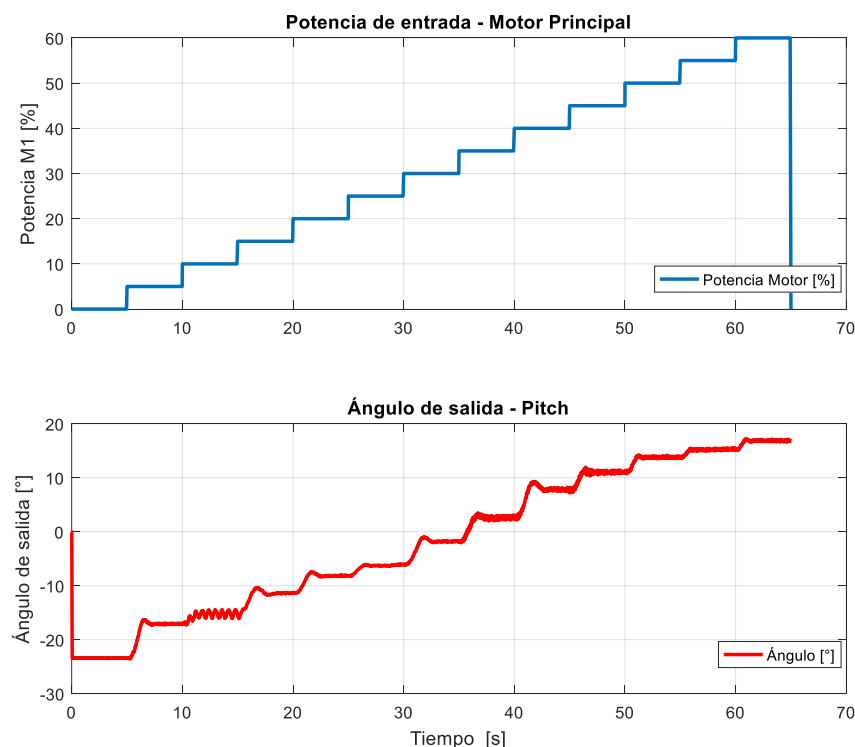


Figura 3.1 Barrido de señales de entrada (potencia del motor principal) y respuesta de salida en ángulo de cabeceo. [Autor Propio]

Con la información obtenida se construye la curva característica (Figura 3.2), que permite evaluar la linealidad del sistema. El subsistema de cabeceo muestra un comportamiento no lineal, con tramos aproximadamente lineales. Estos segmentos son clave para definir un rango de operación estable y confiable para la identificación.

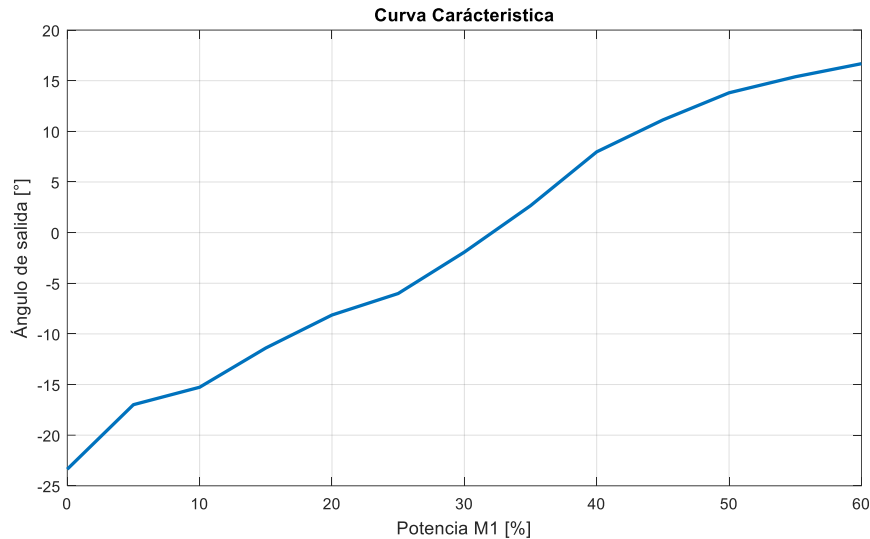


Figura 3.2 Curva característica del subsistema de cabeceo. [Autor Propio]

Para realizar una correcta identificación del sistema de estabilización tomaremos el rango de operación más estable y amplio, este nos permitirá realizar variaciones más grandes alrededor de un punto de operación, este se determinará como punto de operación para la potencia en el motor principal  $P_{m0} = 30$  (Figura 3.3), mientras que el punto de operación de la salida se determinará posteriormente mediante pruebas de pulsos.



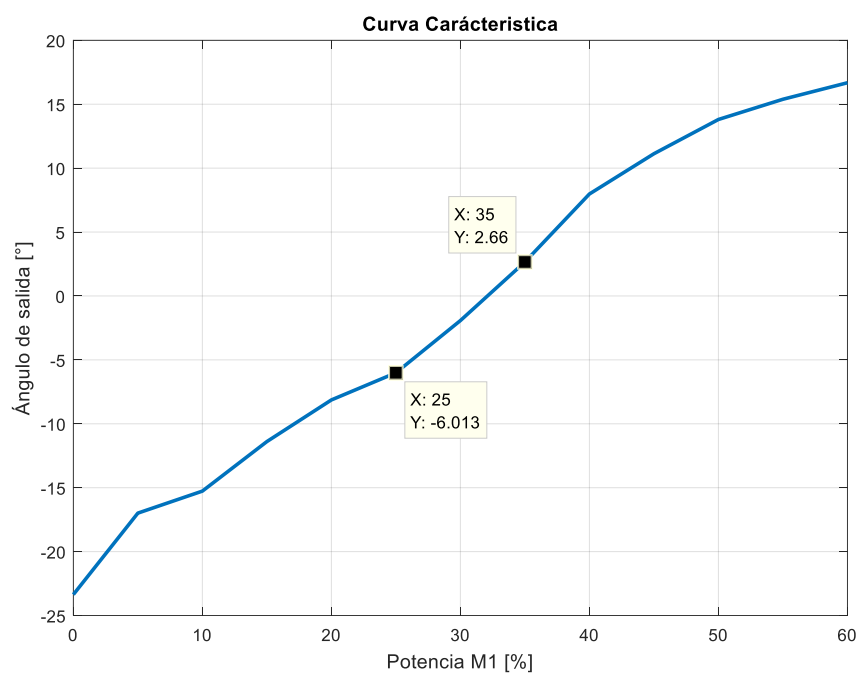


Figura 3.3 Rango de operación en M1 vs Pitch, alrededor del punto de operación [Autor Propio]

### 3.3.2.2 PRUEBA DE PULSOS PARA SUBSISTEMA DE CABECEO.

Determinar el rango de operación nos permite colocar un punto de operación y una variación, las mismas nos sirven para atrapar a la dinámica del sistema, tal como se observa en la Figura 3.4 hemos colocado una señal de pulsos en la entrada de potencia de motor principal a la vez que observamos la dinámica de este en la salida angular correspondiente al ángulo de cabeceo.

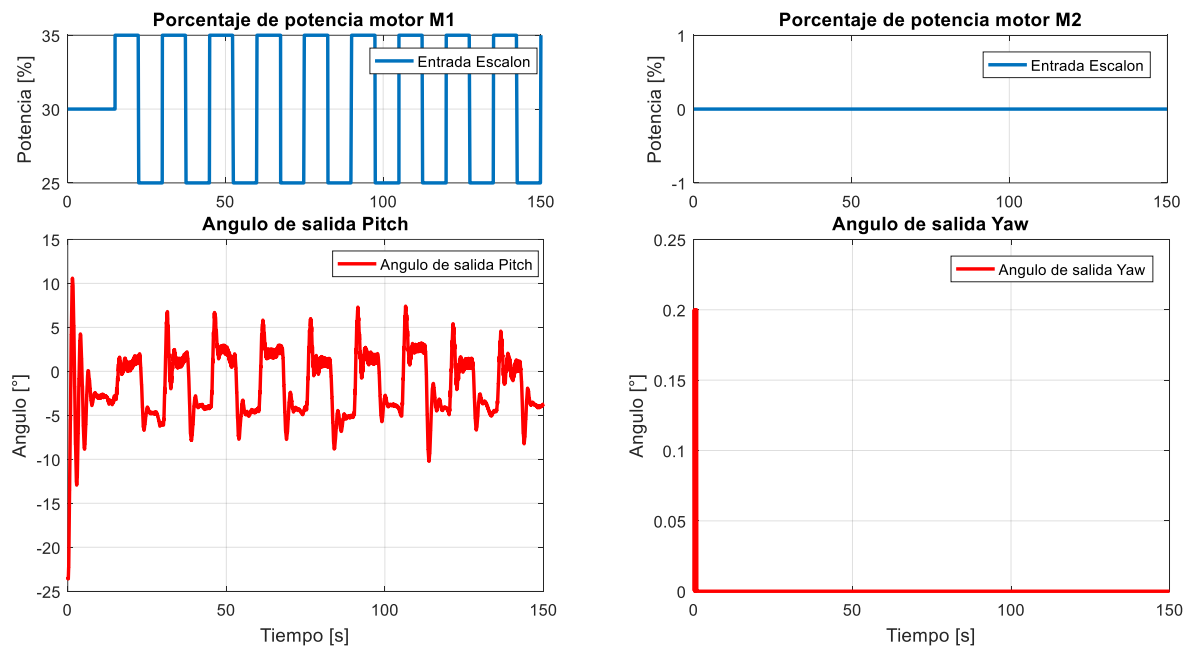


Figura 3.4 Dinámica del sistema de rotor principal ante prueba pulso [Autor Propio]

Según el periodo del tren de pulsos podemos tomar un tramo de periodo y analizar los índices de desempeño iniciales para comprender como reacciona el sistema ante cambios en su entrada.

### 3.3.2.3 ÍNDICES DE DESEMPEÑO INICIAL PARA SUBSISTEMA DE CABECEO

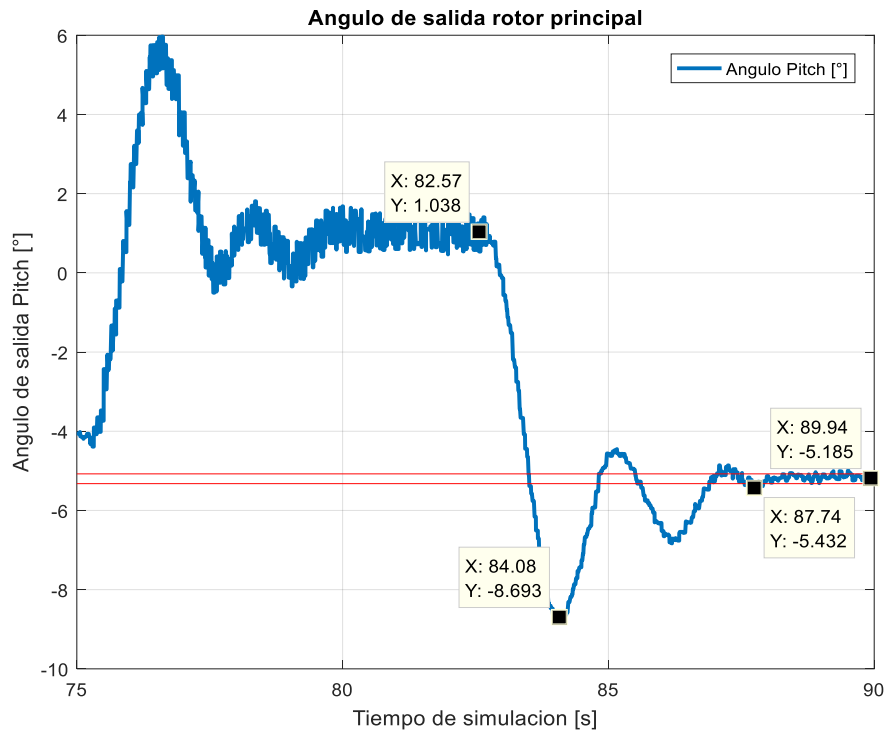


Figura 3.5 Ángulo de salida de rotor principal y sus índices de desempeño [Autor Propio]

Los índices de desempeño iniciales son los siguientes:

- Tiempo de estabilización [s]: 5.29
- Sobre nivel porcentual [%]: 56.37
- Factor de amortiguamiento  $\zeta$ : 0.1795
- Pop M1 [%]: 30
- Pop Pitch [°]: - 4

Estos valores reflejan la condición dinámica inicial del sistema. En particular, el bajo factor de amortiguamiento y el elevado sobreimpulso evidencian la necesidad de implementar estrategias de control que mejoren la estabilidad y reduzcan las oscilaciones.

En la gráfica final, Figura 3.6, se omite el punto de operación estable del sistema, con el propósito de analizar únicamente las variaciones de entrada y salida. Este

procedimiento permite, en la etapa de identificación, expresar la dinámica mediante una función de transferencia que describe el comportamiento del sistema alrededor de las variaciones seleccionadas.

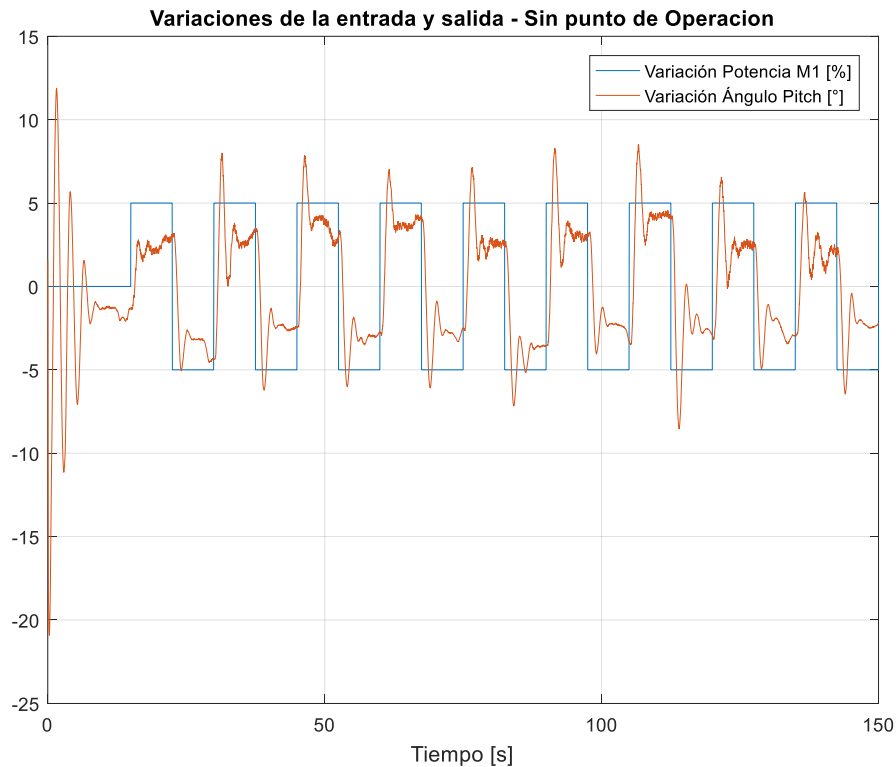


Figura 3.6 Variación final del sistema de rotor principal – sin puntos de operación [Autor Propio]

#### 3.3.2.4 SYSTEM IDENTIFICATION PARA SUBSISTEMA DE CABECEO.

A partir de los datos filtrados obtenidos experimentalmente, se procedió a la identificación del sistema. Como primer paso, se realizó un preprocesamiento de los registros, eliminando la dinámica correspondiente al tiempo de arranque y las tendencias residuales, de manera que la información considerada refleje únicamente el comportamiento real de la planta.

Posteriormente, se tomaron muestras de cada periodo del tren de pulsos con el fin de seleccionar tramos con dinámica representativa y consistente. Estos conjuntos de datos fueron organizados en dos grupos: un conjunto de trabajo (*training data*) para la estimación del modelo y un conjunto de validación (*validation data*) para comprobar su ajuste.

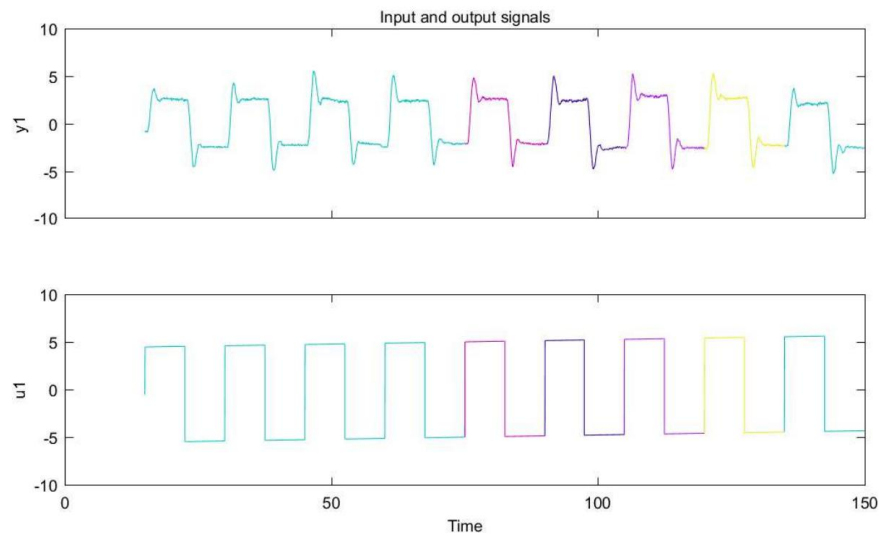


Figura 3.7 Identificación de conjuntos de datos y modelos en gráficos [Autor Propio]

En la Figura 3.7 se presenta el proceso de organización de datos para la identificación del subsistema de cabeceo, mostrando simultáneamente las señales de entrada y salida utilizadas. La señal de entrada corresponde al tren de pulsos aplicado al motor principal, mientras que la señal de salida refleja el ángulo de *pitch* medido en la planta.

La respuesta observada exhibe un comportamiento oscilatorio con bajo nivel de amortiguamiento, lo que confirma la naturaleza subamortiguada del sistema y evidencia la necesidad de implementar estrategias de control que mejoren su estabilidad.

A partir de estas curvas se plantearon distintas estructuras candidatas de funciones de transferencia, las cuales fueron posteriormente evaluadas y contrastadas con los datos de validación. En la Figura 3.7 se muestra la comparación entre la salida experimental y la salida generada por los modelos estimados, lo que permitió determinar el ajuste y la fidelidad de cada estructura frente a la dinámica real del sistema.

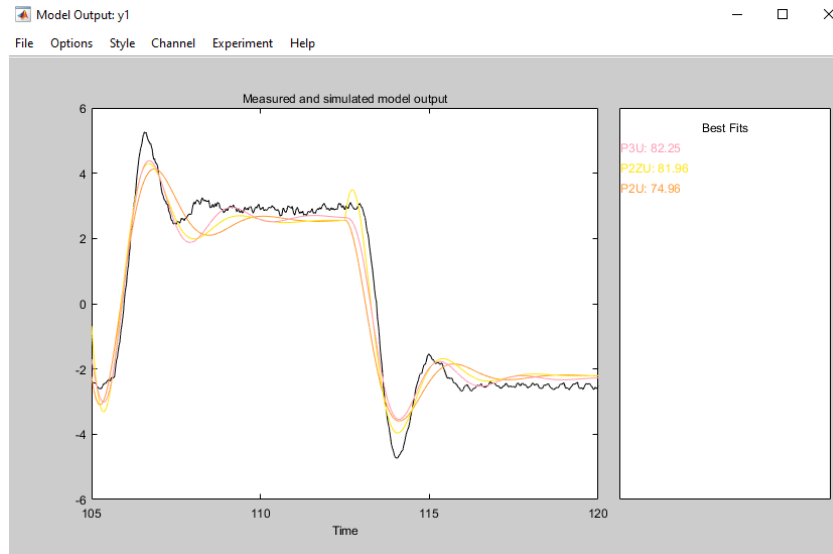


Figura 3.8 Respuesta del modelo a la entrada en los datos de validación [Autor Propio]

Entre las estructuras que mejor se aproximan a la dinámica del movimiento vertical sobresalieron 3 con más porcentaje de estimación:

- P3U: 82% (3 polos con sub-amortiguación).
- P2ZU: 81% (2 polos y 1 cero con sub-amortiguación).
- P2U: 75% (2 polos con sub-amortiguación).

La función de transferencia óptima no se seleccionó únicamente en función del porcentaje de ajuste, sino también considerando la simplicidad del modelo y su coherencia con estudios previos. Si bien la estructura de tres polos ofreció un mayor porcentaje de aproximación, se priorizó el modelo **P2U** por tratarse de un sistema de segundo orden, lo cual facilita tanto el análisis matemático como el diseño del controlador. La función de transferencia seleccionada fue:

$$\frac{\Theta(s)}{P_m(s)} = \frac{0.4808}{0.2258s^2 + 0.3546s + 1}$$

Este modelo captura adecuadamente la dinámica del subsistema de cabeceo, con un nivel de ajuste aceptable frente a los datos experimentales y con una estructura sencilla que permite el cálculo posterior de parámetros físicos y el diseño de estrategias de control.

### 3.3.2.5 PRUEBA DE PULSOS PARA SUBSISTEMA DE ROTACIÓN.

De manera análoga al análisis realizado para el motor principal, se efectuaron pruebas de pulsos sobre el motor secundario con el fin de registrar la dinámica correspondiente al ángulo de rotación (*yaw*).

Para este caso, no se realizó una prueba de mapeo de curva característica, dado que estudios previos reportan que la dinámica en el plano horizontal es mayoritariamente lineal. Por esta razón, se estableció directamente un punto de operación arbitrario y se introdujo una variación en torno a dicho valor. En particular, se fijó como punto de operación una potencia del motor secundario de  $P_{t0} = -0.5$ , con una variación de  $\pm 0.5$ . El signo negativo de  $P_{t0}$  no indica ausencia de potencia, sino el sentido de giro del motor.

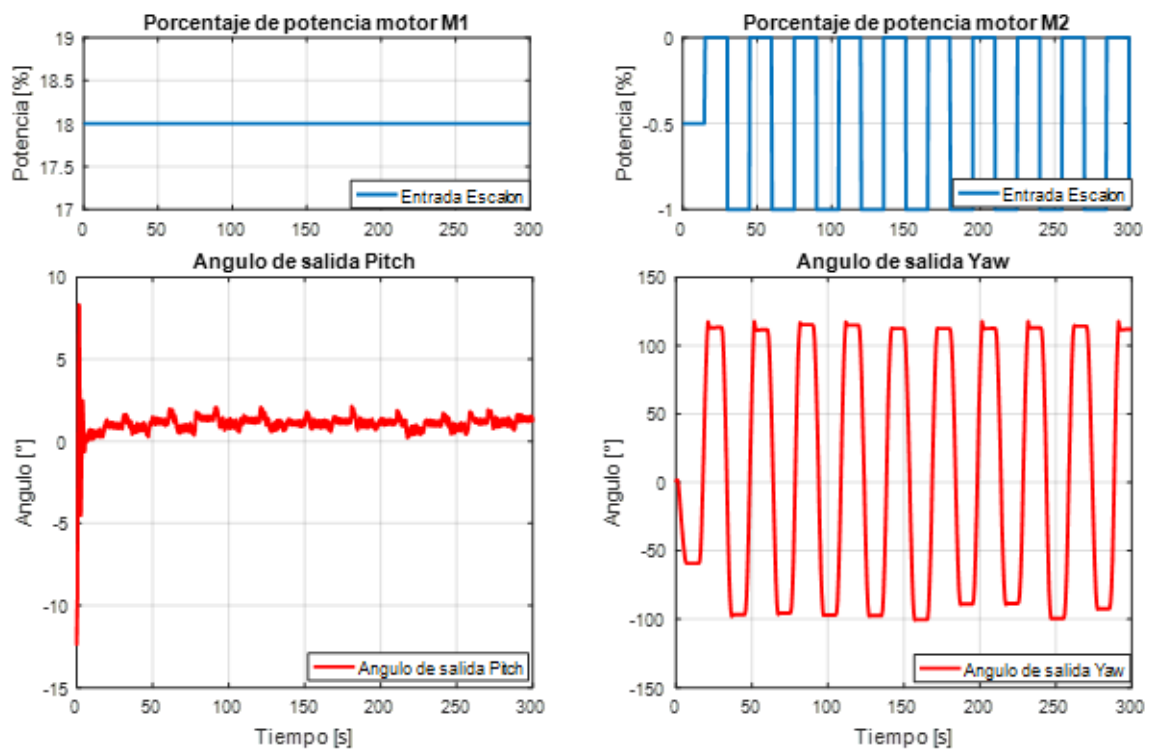


Figura 3.9 Dinámica del sistema de rotor secundario ante prueba pulso [Autor Propio]

En la Figura 3.9 se muestran las señales registradas durante la prueba de pulsos aplicada al subsistema de rotación. En la parte superior se aprecia la señal de entrada correspondiente al porcentaje de potencia aplicado al motor secundario, mientras que en la parte inferior se representa la salida asociada al ángulo de *yaw*.

La respuesta observada evidencia un comportamiento mayoritariamente armónico, con pequeñas oscilaciones superpuestas. Dichas oscilaciones corresponden a picos de error que serán analizados en mayor detalle en etapas posteriores. Este comportamiento confirma que el subsistema de rotación presenta una alta ganancia, ya que pequeñas variaciones en la potencia de entrada se traducen en cambios significativos en el ángulo de salida (alcanzando aproximadamente  $\pm 100^\circ$ ).

### 3.3.2.6 INDICES DE DESEMPEÑO INICIAL PARA SUBSISTEMA DE ROTACIÓN.

En la Figura 3.10 se presenta la respuesta angular del rotor secundario (yaw) obtenida a partir de la prueba de pulsos. La señal de salida evidencia un comportamiento de alta ganancia: pequeñas variaciones en la potencia aplicada al motor secundario producen cambios significativos en el ángulo de rotación, alcanzando amplitudes de aproximadamente  $\pm 100^\circ$ .

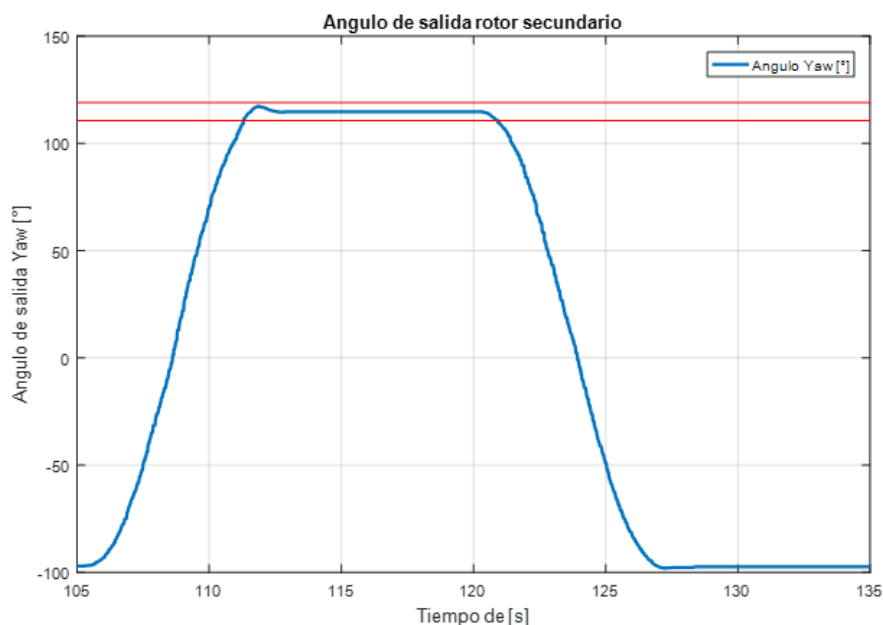


Figura 3.10 Ángulo de salida del rotor secundario [Autor Propio]

Los índices de desempeño iniciales son los siguientes:

- Tiempo de estabilización [s]: 4
- Sobre nivel porcentual [%]: 5%
- Factor de amortiguamiento  $\zeta$ : 0.69



- Pop M1 [%]: -0.5% (El signo negativo indica el sentido de giro del motor)
- Pop Pitch [°]: 100–110° (valor angular alcanzado en la zona estable)

El subsistema de rotación (yaw) presenta una dinámica con alta ganancia y un comportamiento subamortiguado. La gráfica de la Figura 3.11 también permite observar que la planta responde de manera rápida y proporcional a la variación de potencia aplicada, lo cual valida la hipótesis de que la dinámica en el plano horizontal es predominantemente lineal en el rango de operación considerado.

Finalmente filtramos los datos obtenidos de la prueba de pulsos, para quitar puntos de operación, tendencias y valores que puedan afectar la dinámica del sistema. Para luego ser cargados a la herramienta de identificación de sistemas.

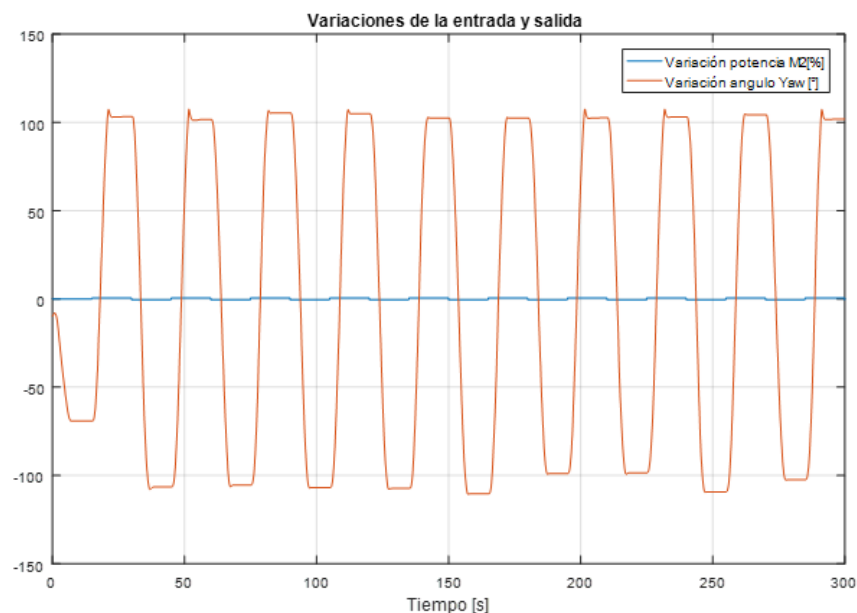


Figura 3.11 Variación final del sistema de rotor secundario – sin puntos de operación [Autor Propio]

En la Figura 3.11 se presentan de forma conjunta la variación de la señal de entrada y la señal de salida del subsistema de rotación. La curva azul corresponde a la variación de potencia aplicada al motor secundario (M2) expresada en porcentaje [%], mientras que la curva naranja representa la variación del ángulo de yaw en grados [°].

Dado que ambas señales poseen unidades y escalas muy distintas, la amplitud de la entrada ( $\pm 0.5$  %) resulta poco perceptible en comparación con la salida ( $\pm 100^\circ$ ). Esta diferencia no implica ausencia de efecto, sino que refleja la alta ganancia del subsistema de rotación: variaciones pequeñas en la potencia de entrada producen cambios muy grandes en el ángulo de salida.

### 3.3.2.7 SYSTEM IDENTIFICATION PARA SUBSISTEMA DE ROTACION.

De manera análoga al procedimiento aplicado en el subsistema de cabeceo, se realizó la identificación del subsistema de rotación (*yaw*). Para ello, se emplearon registros experimentales obtenidos mediante la aplicación de un tren de pulsos al motor secundario. A partir de estos datos se seleccionaron tramos representativos con el fin de dividirlos en dos conjuntos: uno destinado al entrenamiento del modelo (*training data*) y otro a su validación (*validation data*).

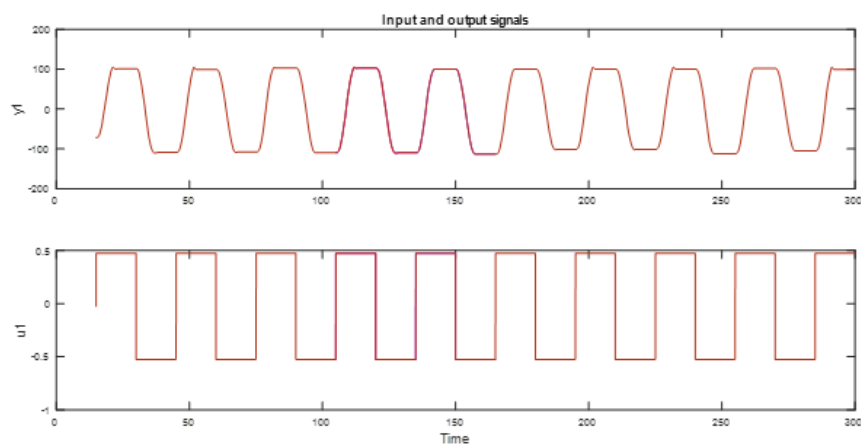


Figura 3.12 Identificación de conjuntos de datos y modelos en gráficos [Autor Propio]

En la Figura 3.12 se muestra este proceso de identificación. La gráfica superior presenta la señal de entrada correspondiente a la potencia aplicada al motor secundario y la respuesta de salida en el ángulo de *yaw*. Se observa que la dinámica del sistema presenta una alta sensibilidad de salida ante pequeñas variaciones de entrada, coherente con el comportamiento previamente descrito.

La Figura 3.13 compara los datos experimentales con las respuestas obtenidas mediante diferentes estructuras de modelos candidatos, lo que permite analizar visualmente el nivel de ajuste de cada estimación respecto a la señal real.

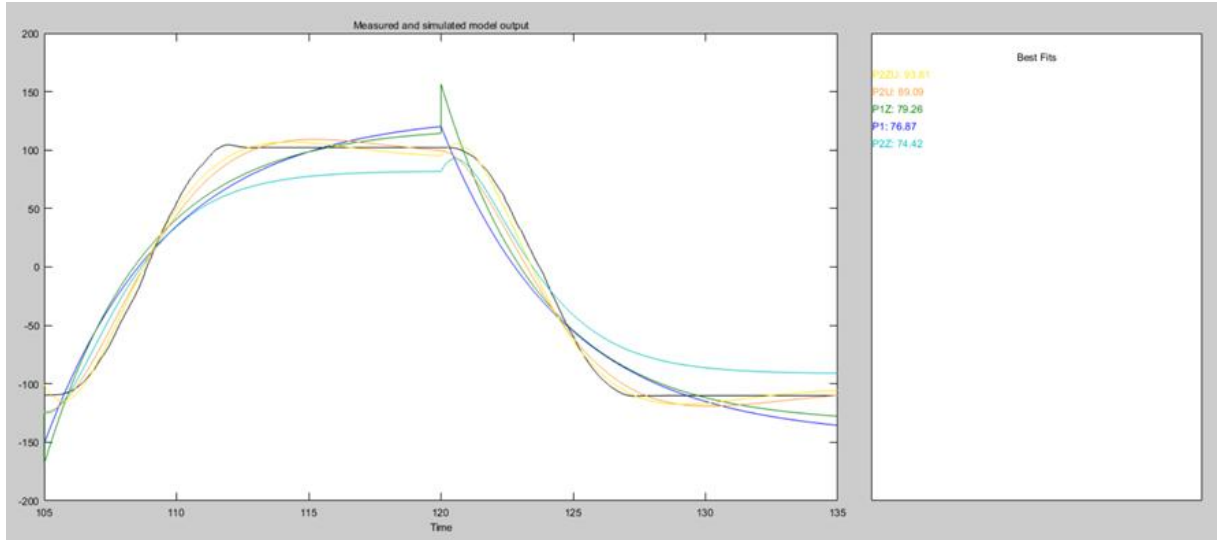


Figura 3.13 Respuesta del modelo a la entrada en los datos de validación. [Autor Propio]

A partir de esta evaluación inicial se identificaron las estructuras de funciones de transferencia que presentaron un mayor porcentaje de similitud con los datos experimentales, las cuales se detallan a continuación.

- P2ZU: 93% (2 Polos, 1 Cero y sub-amortiguación)
- P2U: 89% (2 Polos y sub-amortiguación)
- P1Z: 79% (1 Polo y 1 Cero)

De estas estimaciones, los modelos P2ZU y P2U presentaron los porcentajes de ajuste más altos, logrando capturar con mayor fidelidad la dinámica del subsistema de rotación. Aunque el modelo P2ZU ofreció el mejor ajuste (93%), se optó por seleccionar el modelo P2U, ya que su estructura de segundo orden resulta más sencilla para el análisis y el diseño de controladores. Además, al tener menos parámetros, el modelo P2U reduce el riesgo de sobreajuste al ruido presente en los datos experimentales, garantizando una representación más robusta y estable de la dinámica real.

La función de transferencia seleccionada para el subsistema de rotación es la siguiente:

$$\frac{\Phi(s)}{P_t(s)} = \frac{203.1}{5.807s^2 + 3.227s + 1}$$

Cabe destacar que tanto la función de transferencia obtenida para el subsistema de cabeceo (M1–Pitch) como la correspondiente al subsistema de rotación (M2–Yaw) representan adecuadamente la dinámica dominante del equipo. Estas expresiones permiten capturar el comportamiento esencial de la planta sin introducir una complejidad excesiva que obligue al uso de técnicas de modelado más sofisticadas. De este modo, constituyen modelos suficientemente precisos y, al mismo tiempo, prácticos para el diseño y la implementación de controladores en un entorno didáctico.

### **3.3.3 MODELAMIENTO DE CAJA GRIS BASADO EN LA ESTRUCTURA MATEMÁTICA (CAJA BLANCA) Y LOS RESULTADOS OBTENIDOS EN IDENTIFICACIÓN (CAJA NEGRA).**

El modelamiento de caja gris constituye una estrategia intermedia entre los enfoques de caja blanca y caja negra. Por un lado, se dispone de la formulación matemática obtenida a partir de los principios físicos del sistema (modelo de Newton–Euler), la cual describe adecuadamente la estructura dinámica de la planta. Por otro, se cuenta con los resultados de identificación experimental que aportan información confiable sobre los parámetros y respuestas reales del equipo.

La integración de ambos enfoques permite ajustar los parámetros del modelo físico mediante los datos obtenidos en la etapa de identificación, alcanzando así un compromiso entre precisión teórica y fidelidad experimental. En este sentido, el modelo de caja gris conserva la interpretación física de sus variables y parámetros, pero al mismo tiempo refleja con mayor exactitud la dinámica observada en las pruebas del helicóptero didáctico.

Este procedimiento resulta especialmente adecuado para un sistema de laboratorio de carácter didáctico, ya que ofrece un modelo matemático comprensible y directamente utilizable en el diseño de controladores, evitando la necesidad de recurrir a modelos excesivamente complejos que dificulten su aplicación práctica.

Para determinar los parámetros correspondientes a las ecuaciones matemáticas del sistema, se realizó una comparación entre las funciones de transferencia obtenidas a partir del modelo físico (caja blanca) y aquellas derivadas de la identificación

experimental (caja negra). Esta comparación permitió asociar cada coeficiente experimental con los parámetros físicos de la planta. Tenemos las siguientes estructuras.

**Funciones de transferencia obtenidas mediante modelamiento matemático:**

$$G_{\theta, P_m}(s) = \frac{\Theta(s)}{P_m(s)} = \frac{K_{1m}}{J_{\theta}s^2 + B_{\theta}s + mgl_m}; \quad K_{1m} = \frac{180^\circ}{\pi} \cdot (50a_m + b_m)$$

$$G_{\Phi, P_t}(s) = \frac{\Phi(s)}{P_t(s)} = \frac{K_{1t}}{J_{\Phi}s^2 + B_{\Phi}s}; \quad K_{1t} = \frac{180^\circ}{\pi} \cdot (300a_t + 20b_t + c_t)$$

**Funciones de transferencia obtenidas mediante identificación de sistema:**

$$\frac{\Theta_m(s)}{P_m(s)} = \frac{0.4808}{0.2258s^2 + 0.3546s + 1}$$

$$\frac{\Phi(s)}{P_t(s)} = \frac{203.1}{5.807s^2 + 3.227s + 1}$$

Parámetros para ecuación de transferencia del subsistema de cabeceo. Se compara cada polinomio o ceros existentes en la planta.

$$K_{1m} = \frac{180^\circ}{\pi} \cdot (50a_m + b_m) = 0.4808$$

$$J_{\theta} = 0.2258 [kg \cdot m^2]$$

$$B_{\theta} = 0.3546 [N \cdot m \cdot s]$$

$$m \cdot g \cdot l_m = 1$$

Despejando de la última ecuación, y considerando el valor conocido de la gravedad  $g$  junto con la longitud efectiva del brazo medida en la planta  $l_m = 0.33[m]$ , se obtiene la masa equivalente:

$$g = 9.8 \left[ \frac{m}{s^2} \right]$$

$$l_m = 0.33[m]$$

$$m = 0.3092[kg]$$

Parámetros para ecuación de transferencia del eje horizontal. Se compara cada polinomio o ceros para ecuación resultante y concluimos con una tabla de resultados.

$$K_{1t} = \frac{180^\circ}{\pi} \cdot (300a_t + 20b_t + c_t) = 203.1$$

$$J_\phi = 5.807[kg \cdot m^2]$$

$$B_\phi = 3.227[N \cdot m \cdot s]$$

Como podemos observar tuvimos la ventaja de que las estructuras de las funciones de transferencia obtenidas de ecuaciones matemáticas eran similares a la estructura de las obtenidas mediante estimación experimental. Y el despeje de cada valor físico tal como inercia, fricción, incluso de la masa de cada eje son relativamente cercanos a parámetros reales, no podemos concluir con exactitud qué parámetros como la fricción y la masa de cada eje es exactamente los que los resultados arrojan ya que no se obtuvo documentación sobre la estructura y componente de construcción del sistema de estabilización, pero podemos compararlos con sistemas de estabilización similares [2]

### 3.3.4 CONTROLADORES PID POR PLANO DE ACCIÓN.

Con las ecuaciones de transferencia descritas en la parte anterior nos quedaremos con las obtenidas por parte de la identificación, las que tengan mayor porcentaje de similitud, con datos experimentales ya que estas son las más cercanas a pruebas y restricciones mecánicas del sistema para poder realizar controladores de este tipo.

Para este control tomaremos la función de transferencia P3U para el plano vertical y P2U para el plano horizontal, siendo las de mayor porcentaje de similitud obtuvieron mediante la herramienta de identificación.

Se utiliza la herramienta de sisotool para evaluar la función de transferencia. La misma nos muestra la ubicación de los polos y ceros de la función mediante el LGR

(Ubicación Geométrica de las raíces) para analizar a estabilidad del sistema además de la respuesta step en lazo cerrado. Mediante esto tenemos con la opción de modificar las variables del compensador y obtener la respuesta en índices de desempeño deseada, en base a los ceros y polos.

### 3.3.4.1 CONTROLADOR PID SOBRE EL PLANO VERTICAL

Analizaremos la respuesta inicial del sistema mediante una prueba de paso ante una variación en la entrada en lazo cerrado. Esto lo podemos realizar en Simulink mediante diagrama de bloques o directamente en sisotool. Obteniendo lo siguiente.

La respuesta escalón inicial del sistema y su LGR será:

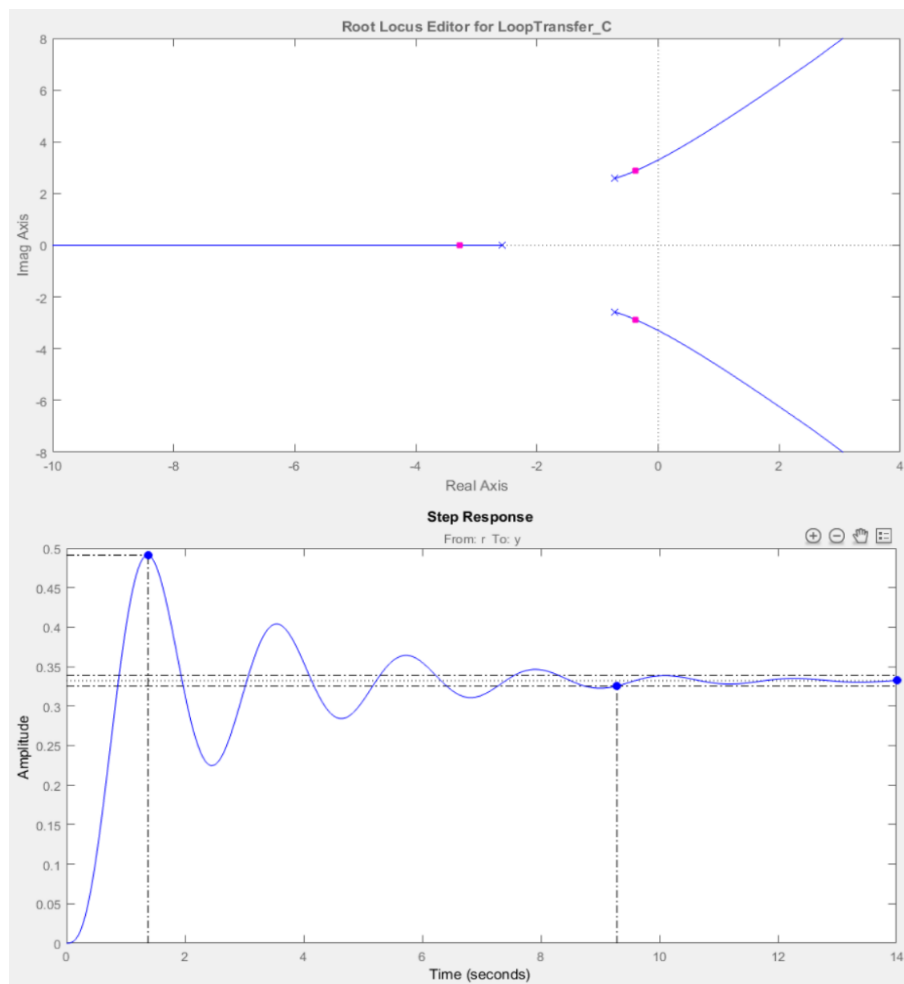


Figura 3.14 LGR del sistema de rotor primario y su respuesta escalón.

Con los siguientes índices de desempeño:

- Sobre nivel porcentual: 47.8%
- Tiempo de estabilización: 9.29 segundos
- Error de estado estacionario: 66.8%

Tras realizar pruebas con diferentes índices de desempeño deseados, se optó por escoger los más estables ya que debido a la limitación física de este plano solo era de +20 a - 20 grados de inclinación lo implica que, si se realiza un control con una respuesta subamortiguada, dependiendo de la velocidad el sistema chocaría en los límites físicos de inclinación.

Se priorizo reducir el tiempo de estabilización los más posible por debajo del inicial, y eliminar por completo el porcentaje de sub-amortiguamiento.

Por ello la respuesta de control será la siguiente

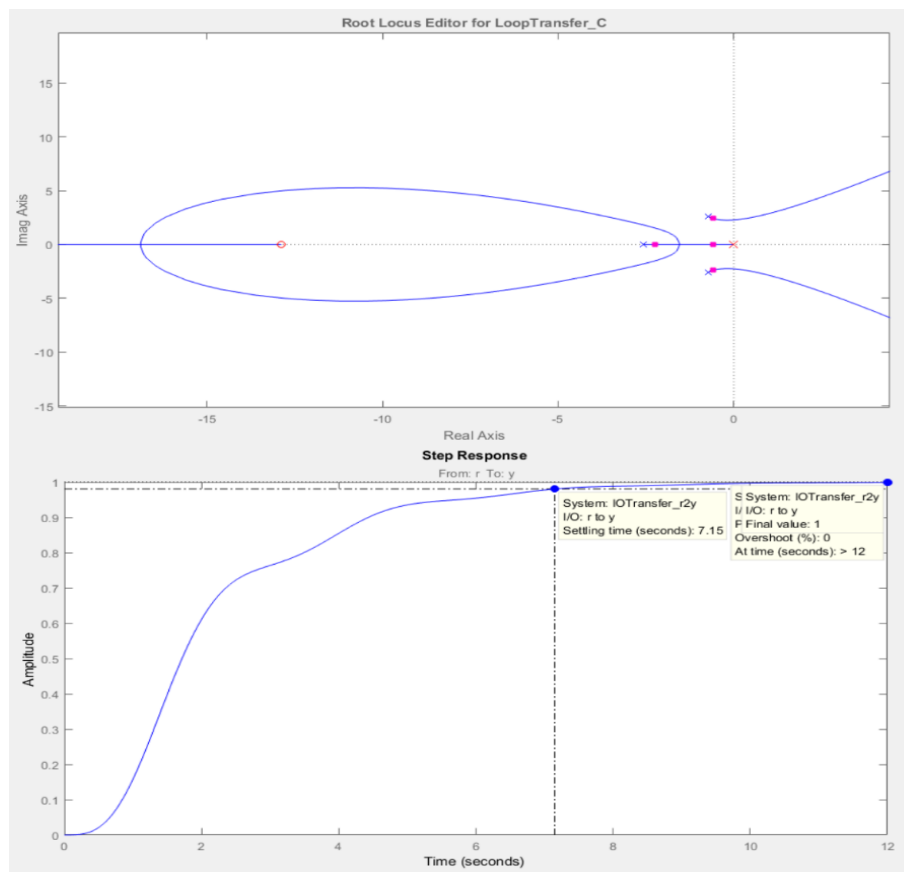


Figura 3.15 Respuesta de control obtenida con editor del lugar geométrico de raíces.



De aquí se logra exportar las constantes del controlador obtenidas mediante el LGR, para posteriormente elaborar el diagrama de bloques para realizar pruebas de respuesta antes de enviar al bloque de comunicación de la planta.

Se arma el sistema de lazo cerrado incluyen la función de transferencia del plano y el respectivo bloque de control PID donde podremos agregar las variables de control, para probar la respuesta ante cambios dentro del sistema.

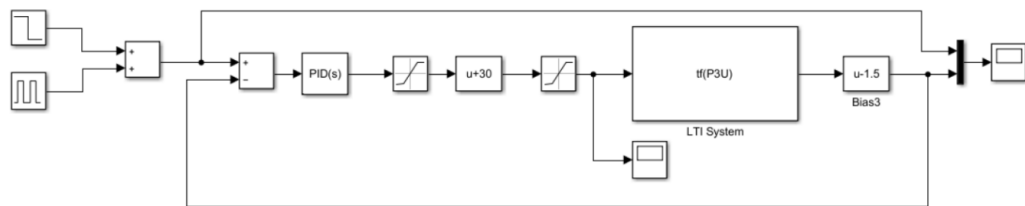


Figura 3.16 Bloques del sistema de lazo cerrado de prueba [Autor Propio]

El mismo sistema se lo implementa mediante la discretización del controlador con el fin de poder ajustar la señal a la dinámica de la planta. Teniendo en cuenta la estructura de la función de transferencia del controlador discreto.

$$G_c(z) = \frac{(K_{pp} + K_{dp} + K_{ip})z^2 - (K_{pp} + 2K_{dp})z + K_{dp}}{z(z - 1)}$$

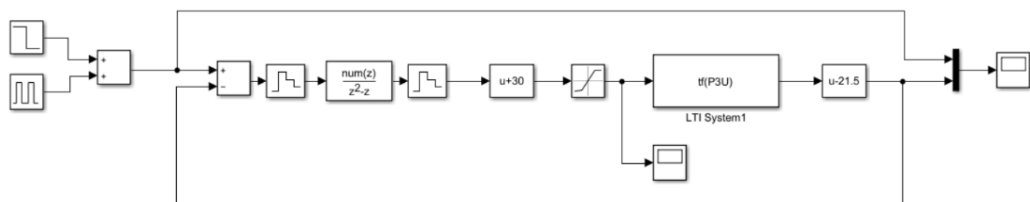


Figura 3.17 Bloques del sistema de control discretizado. [Autor Propio]

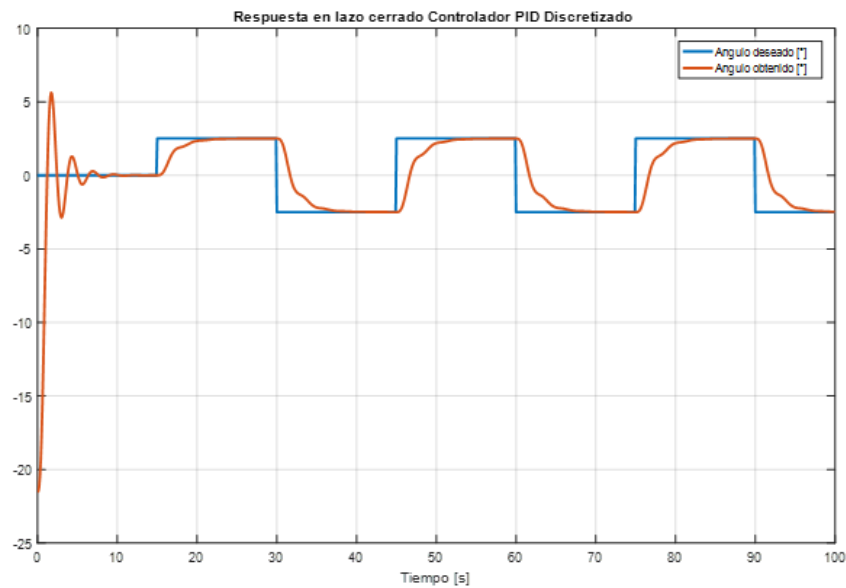


Figura 3.18 Respuesta del sistema en lazo cerrado discretizado [Autor Propio]

En esta etapa se revisa un parámetro de mucha importancia el cual es el tiempo de muestreo debido a que las señales de control en sensores y actuadores físicos tienden a ser digitales, estas no siguen una tendencia continua o analógica, las señales de un sistema se tienen que discretizar ya sea por un tema de rendimiento del sistema o requerimientos de hardware.

Se determinó un tiempo de muestreo de 0.1 segundos debido a que un tiempo de muestreo mayor (menos tiempo) tiende a sobre cargar el sistema de control con una sobre saturación de datos y un tiempo de muestreo menor (más tiempo) hace que perdamos información del sistema ya que al ser un sistema de respuesta rápida puede ocurrir daños en la estructura de la planta debido a cambios bruscos en la posición angular.

Con esto definido obtuvimos la siguiente respuesta como estable y dentro de los rangos de rendimiento en las pruebas realizadas sobre el sistema físico.

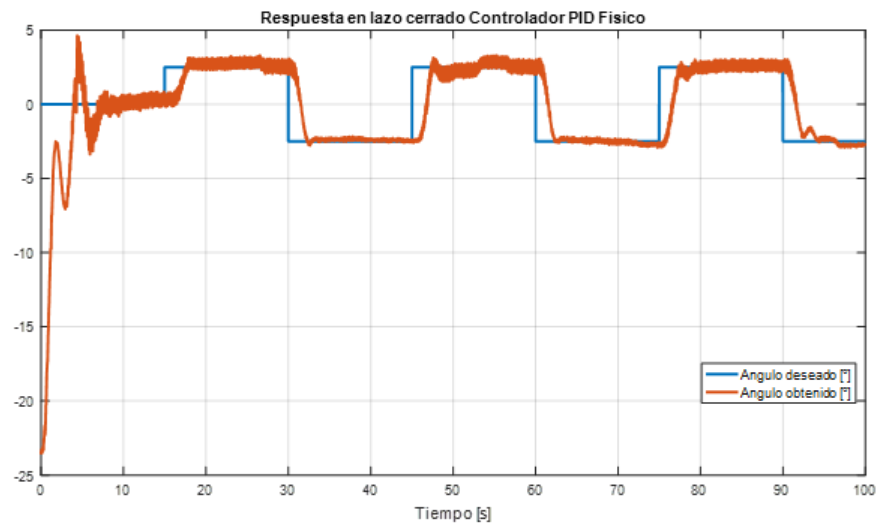


Figura 3.19 Respuesta del sistema del rotor primario en lazo cerrado [Autor Propio]

Como se mencionó en el análisis el sistema del plano vertical es afectado por una dinámica no lineal que es la gravedad, ésta la hace muy sensible a perturbaciones externas y provocando que en ciertos puntos parezca desestabilizarse, no obstante, si realizamos variaciones dentro de los rangos de operación estable la gráfica de salida seguirá lo índices de desempeño se aproximaran a los deseados por el controlador diseñado.

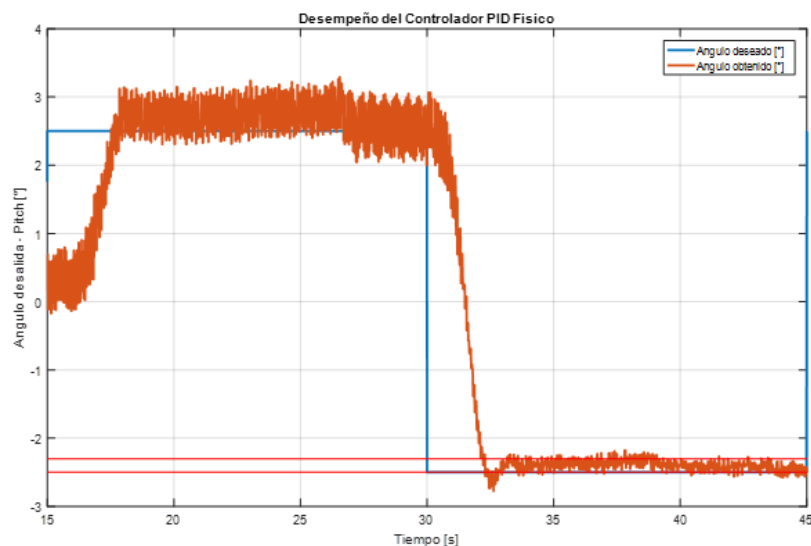


Figura 3.20 Índices de desempeño del sistema de rotor principal utilizando el controlador PID [Autor Propio]

Índices de desempeño resultantes son los siguientes:

- Sobre nivel porcentual: 5 %
- Tiempo de estabilización: 3.5 segundos

- Error de estado estacionario: 4 %

### 3.3.4.2 CONTROLADOR PID SOBRE EL PLANO HORIZONTAL

De la misma manera obtendremos los índices de desempeño inicial del subsistema horizontal.

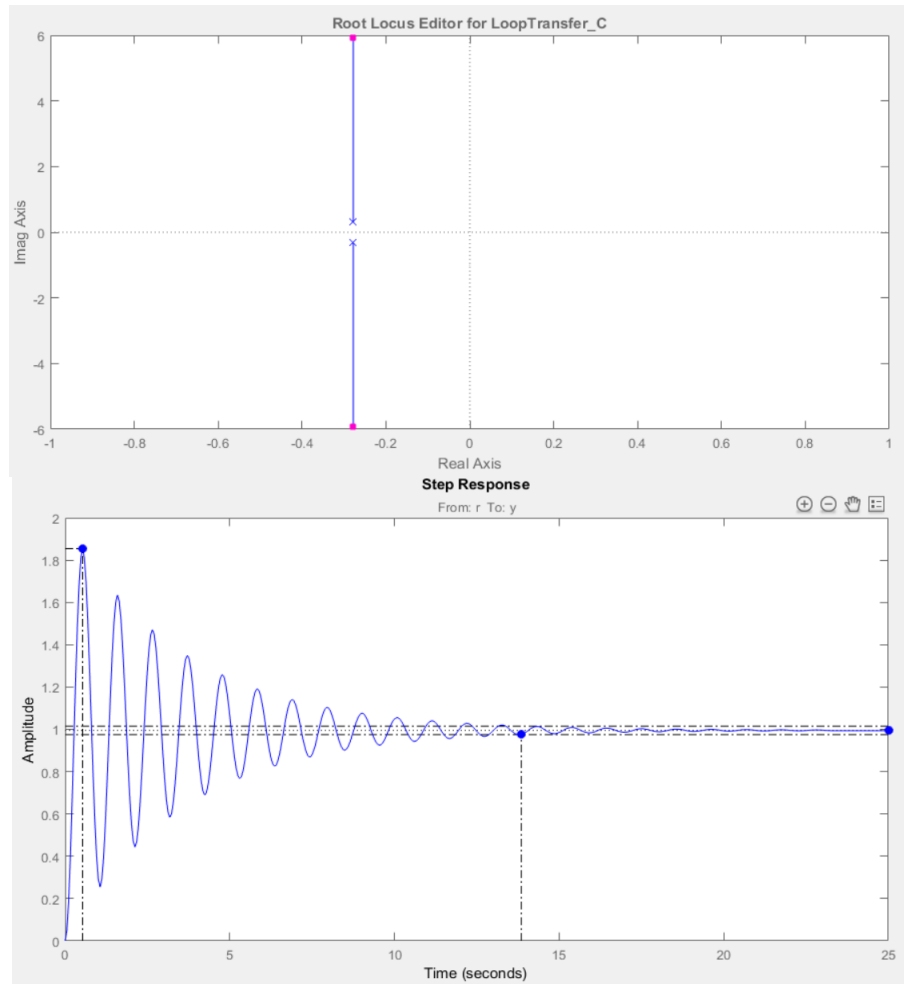


Figura 3.21 Respuesta escalón inicial del sistema de rotor secundario [Autor Propio]

Con los siguientes índices de desempeño:

- Sobre nivel porcentual: 86 %
- Tiempo de estabilización: 13.9 segundos
- Error de estado estacionario: 1 %

En este tipo de controlador se priorizará reducir el sobre nivel porcentual, a pesar de eso se estudió que este plano tiene una ganancia grande con respecto a cambios de

posición respecto a la potencia del motor por lo que se prevé que no se elimine el mismo al cien por ciento.

La respuesta obtenida al pasar por la herramienta de sisotool obtenemos lo siguiente.

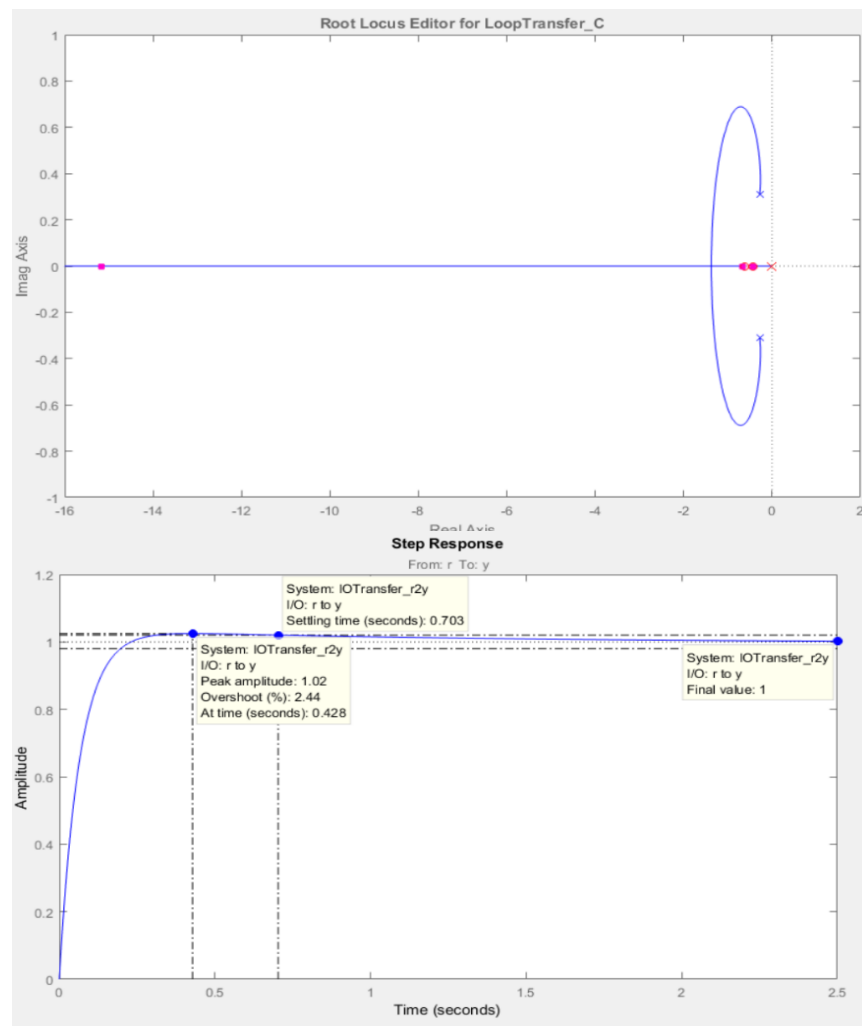


Figura 3.22 Editor de ubicación de raíces e índices de desempeño. [Autor Propio]

Con los siguientes índices de desempeño:

- Sobre nivel porcentual: 2 %
- Tiempo de estabilización: 1 segundos
- Error de estado estacionario: 0 %

Se extraen la estructura del controlador diseñado juntos con sus constantes para realizar pruebas en la función de transferencia discretizada y posterior a eso realizar pruebas sobre el sistema físico.

```
>> pid(C)

ans =

      1
Kp + Ki * ---- + Kd * s
      s

with Kp = 0.44, Ki = 0.114, Kd = 0.41

Name: C
Continuous-time PID controller in parallel form.
```

Figura 3.23 Constantes del controlador obtenido. [Autor Propio]

El respectivo diagrama de bloques discretizado es el siguiente, teniendo en cuenta que los puntos de operación en este subsistema fueron escogidos en sus puntos de inicio.

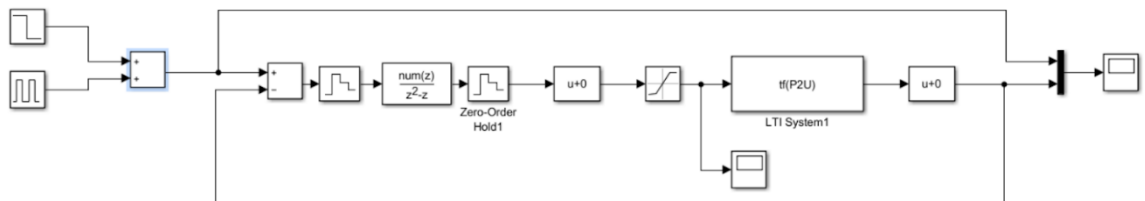


Figura 3.24 Bloques del sistema de pruebas discretizado. [Autor Propio]

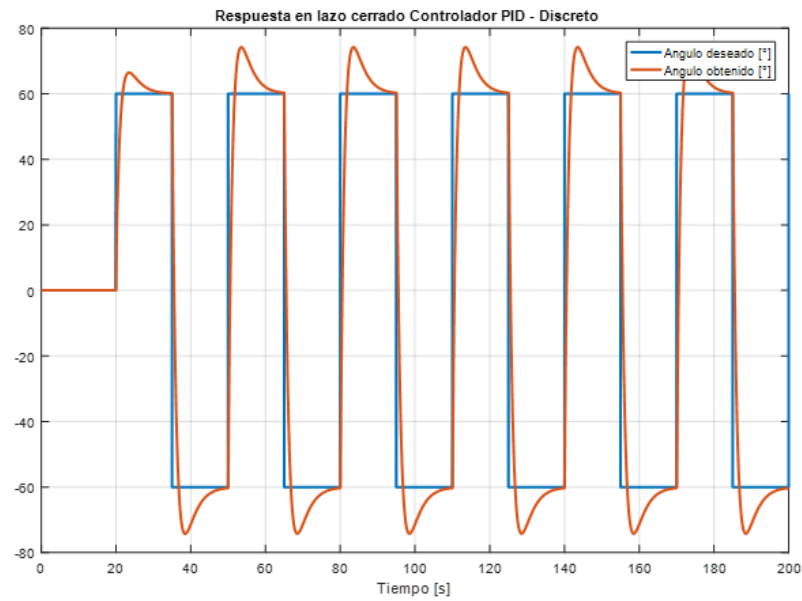


Figura 3.25 Respuesta del sistema de rotor secundario utilizando el controlador PID [Autor Propio]

Para realizar las pruebas sobre el sistema físico se tienen establecer conexión con los bloques de comunicación obteniendo la siguiente simulación.

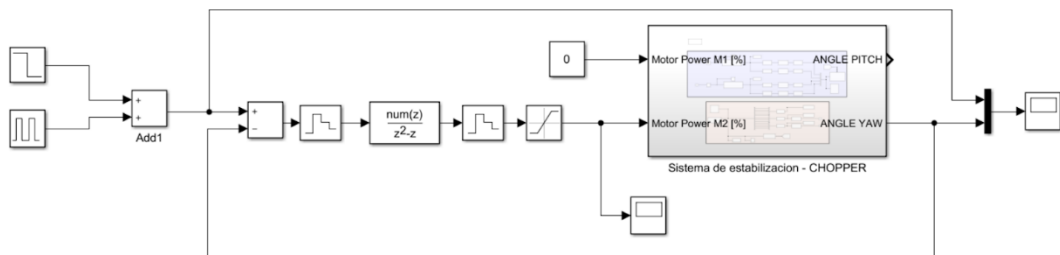


Figura 3.26 Bloques del sistema real con control en lazo cerrado discretizado. [Autor Propio]

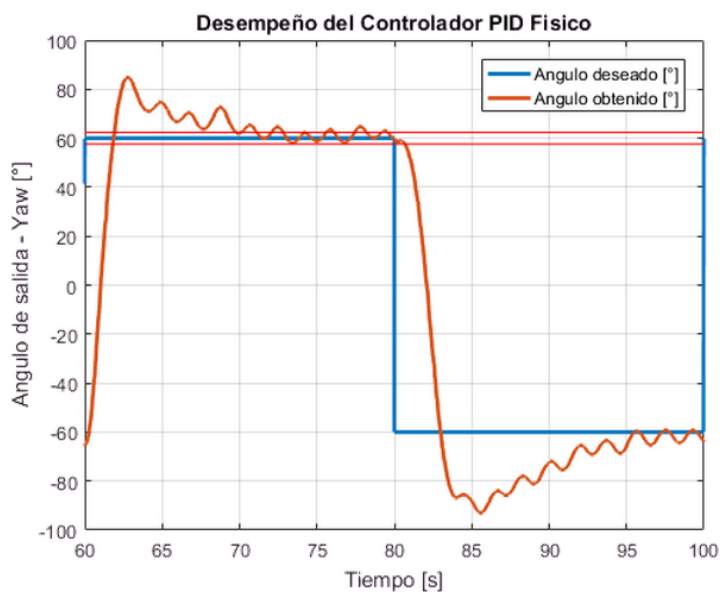


Figura 3.27 Respuesta en lazo cerrado del sistema de rotor secundario utilizando el controlador PID obtenido [Autor Propio]

El sistema horizontal más estable y se ve menos afectado funciones no lineales sus índices de desempeño son los siguientes:

- Sobre nivel porcentual: 18 %
- Tiempo de estabilización: 11.5 segundos
- Error de estado estacionario: 0 %



# CAPÍTULO 4

## 4.1 CONCLUSIONES

El desarrollo del proyecto permitió integrar la combinación de teoría y práctica resultó clave para afianzar la comprensión de los contenidos, permitiendo que lo aprendido en la carrera se materialice en soluciones concretas.

De este modo, se evidenció que la formación académica no solo debe limitarse a la adquisición de conceptos, sino que alcanza su máxima efectividad cuando se articula con experiencias prácticas. Esto garantiza un aprendizaje significativo y duradero, contribuyendo al fortalecimiento del perfil profesional de los estudiantes.

La metodología implementada facilitó la identificación de problemas y la generación de soluciones viables, lo que evidencia la pertinencia del enfoque adoptado. El empleo de un proceso estructurado y sistemático permitió establecer un orden claro en el desarrollo del proyecto, minimizando errores y maximizando la eficiencia.

- La identificación experimental de los subsistemas de cabeceo (pitch) y guiñada (yaw) confirmó comportamientos dinámicos no lineales y acoplados, lo que justificó el uso de modelos de caja gris que integran principios físicos y datos empíricos para un diseño de control más preciso.
- La implementación de controladores PID basados en modelos identificados demostró una mejora significativa en los índices de desempeño, reduciendo el tiempo de estabilización, el sobreimpulso y el error en estado estacionario en ambos ejes.
- La comunicación serial bidireccional entre el ESP32 y MATLAB/Simulink mediante protocolo UART resultó ser robusta y eficiente, permitiendo un monitoreo y control en tiempo real con sincronización adecuada y bajo costo de implementación.
- El rediseño de las placas PCB para adquisición de datos y regulación de voltaje mejoró la confiabilidad y compatibilidad del sistema, asegurando un suministro estable de energía y una interfaz modular para futuras expansiones.

- La integración de sensores como encoders y el MPU6050, junto con actuadores brushless controlados por señales PWM, permitió una medición precisa y un control efectivo de los movimientos angulares, esencial para aplicaciones en robótica y aeronáutica.

La experiencia adquirida constituye un aporte significativo para el perfil profesional, al fomentar la capacidad crítica, la autonomía y el compromiso con la calidad en el desarrollo de proyectos. La aplicación de esta práctica permitirá a los estudiantes enfrentar situaciones reales de análisis y resolución de problemas, además de fortalecer su confianza en la toma de decisiones.

Gracias a esta organización, fue posible avanzar con coherencia hacia los objetivos propuestos. La metodología, por tanto, no solo sirvió como guía para la ejecución, sino que se convirtió en un recurso fundamental para garantizar la calidad de los resultados alcanzados.

## 4.2 RECOMENDACIONES

Ampliar el uso de herramientas tecnológicas que optimicen el análisis y la gestión de proyectos, favoreciendo procesos más precisos y ágiles. El acceso a programas y plataformas especializadas representa una ventaja competitiva que facilita la resolución de tareas complejas en menor tiempo. Además, la incorporación de nuevas tecnologías permitirá estar a la vanguardia de los avances en la disciplina, fortaleciendo el perfil profesional de quienes participan en estos proyectos. Con ello, se asegura una formación actualizada y pertinente para el contexto laboral.

Considerar la implementación de pruebas adicionales en escenarios más variados, con el propósito de incrementar la robustez y aplicabilidad de los resultados. La validación en diferentes contextos permitirá identificar limitaciones y potencialidades que no se evidencian en entornos controlados. Con ello se favorece la generación de conclusiones más sólidas y se amplía la confiabilidad del trabajo realizado. Así, los resultados obtenidos podrán aplicarse con mayor seguridad a situaciones reales de mayor complejidad.

Fomentar la continuidad de proyectos similares en futuras propuestas, de manera que se consolide un proceso de mejora continua y se generen aportes sostenibles. La repetición de experiencias permite detectar patrones, perfeccionar metodologías y elevar progresivamente el nivel de los productos obtenidos. Al mismo tiempo, se crea un legado académico que beneficia tanto a estudiantes como a la institución, fortaleciendo la cultura de investigación y desarrollo. Esto asegura que el impacto del proyecto trascienda a lo largo del tiempo y contribuya a la formación de nuevas generaciones.

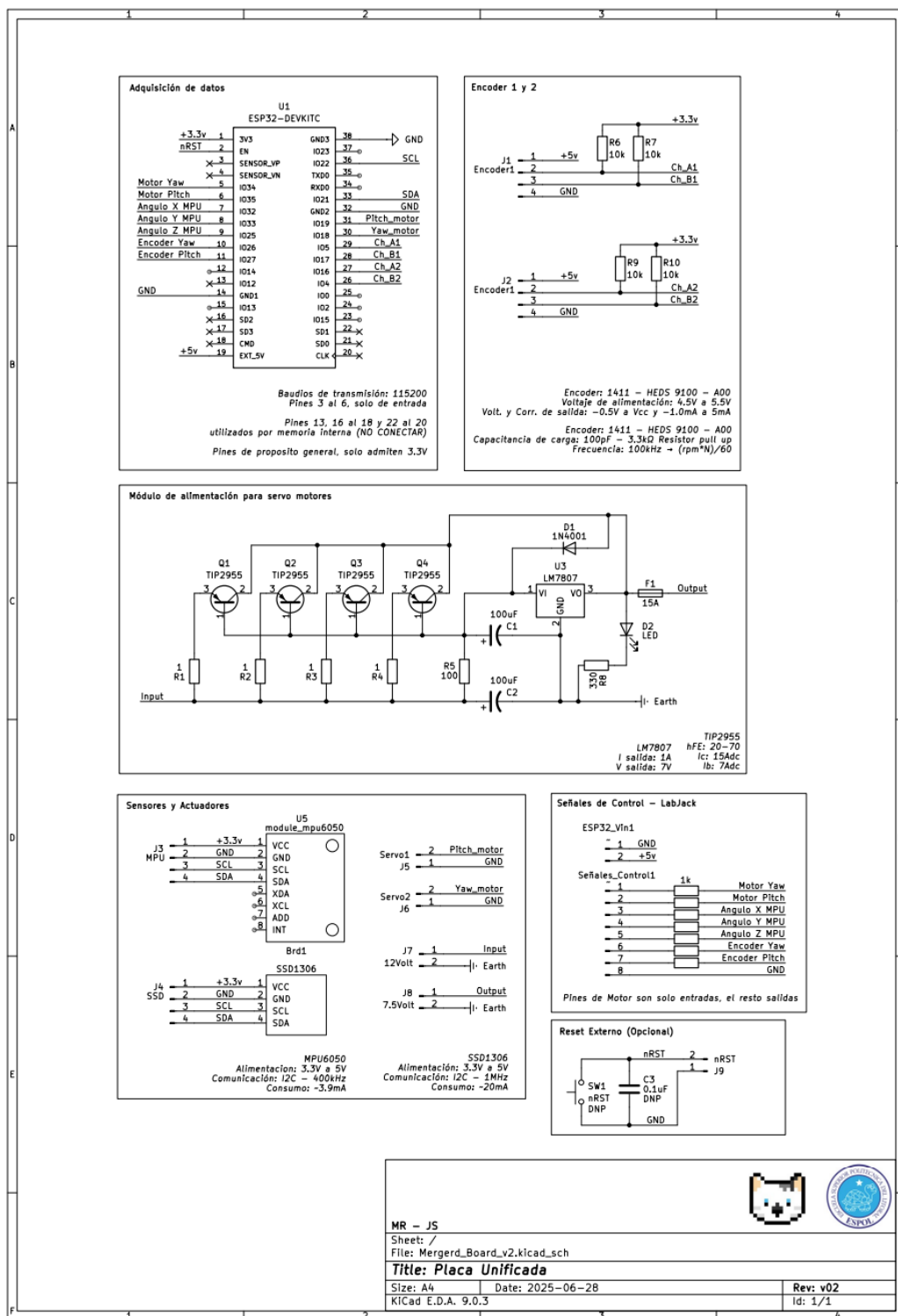
## BIBLIOGRAFÍA

- [1] T. S. Jadhav y S. Y. Gadgune, «Controller and observer techniques for twin rotor MIMO system,» *International Journal of Engineering and Advanced Technology*, vol. 9, pp. 585-590, Enero 2019.
  
- [2] C. J. Aguilera S. y J. B. Fariño C., «Diseño e implementación de un sistema de elevación en coordenadas esféricas de dos grados de libertad con hélices impulsoras, controlado por variables de estado y lógica difusa,» Guayaquil, 2016.
  
- [3] A. Rahideh y M. H. Shaheed, «Mathematical dynamic modelling of a twin-rotor multiple input-multiple output system,» *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 221, nº 1, pp. 89-101, 2007.
  
- [4] P. Chalupa, J. Přikryl y J. Novák, «Modelling of twin rotor MIMO system,» Elsevier Ltd, 2015.
  
- [5] O. I. Higuera Martínez y J. M. Salamanca, «CONTROLADOR ROBUSTO LMI PARA UN HELICÓPTERO DE DOS GRADOS DE LIBERTAD (Robust Controller LMI for helicopter with two degrees of freedom),» *Revista Ingeniería, Investigación y Desarrollo*, vol. 15, nº 2, pp. 47-57, Diciembre 2015.
  
- [6] Graunpner GmbH & Co. KG, Manual Genius Race, vol. 1, Kirchheim unter Teck, Baden-Wurtemberg, 2011, pp. 94-96.

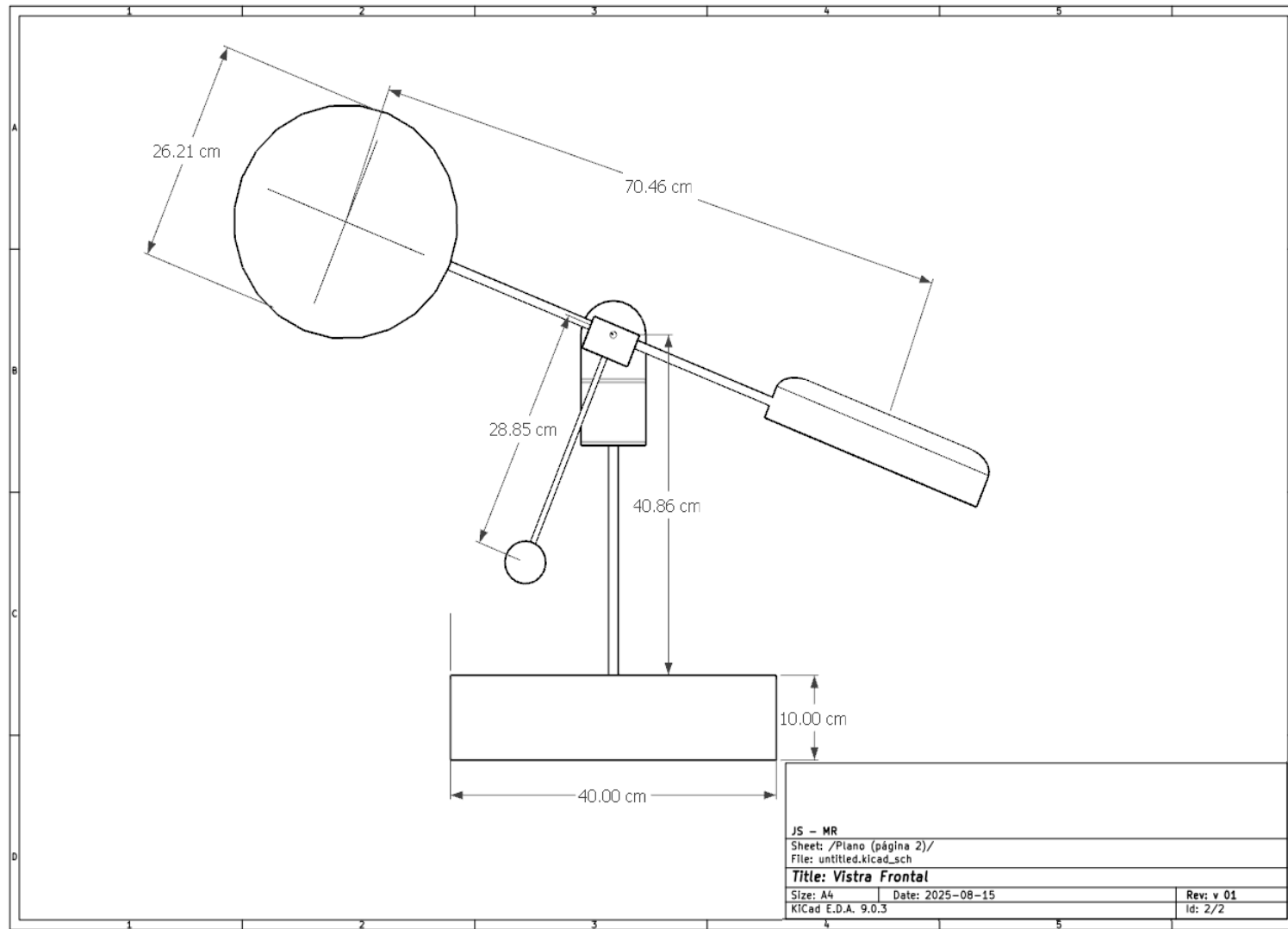
- [7] P. Vinay Kumar, K. Indrani y M. Chitrlekha, «Control of twin-rotor MIMO system using multiple models with second level adaptation,» vol. 49, nº 1, pp. 676-681, 2016.
  
- [8] K. Ogata, Ingeniería de control moderna, Madrid: Pearson Educación S.A., 2010.
  
- [9] A. Aguirre, «Control Avanzado - Repositorio de la Materia,» 16 Mayo 2021. [En línea]. Available: <https://blog.espol.edu.ec/controlavanzado>. [Último acceso: 2025].
  
- [10] A. Aguirre, «Sistemas de Control - Repositorio de la Materia,» 8 Mayo 2025. [En línea]. Available: <https://blog.espol.edu.ec/sistemasdecontrol>. [Último acceso: 2025].
  
- [11] Matlab - MathWorks, «Serial communication using simulink blocks,» Matlab, [En línea]. Available: <https://la.mathworks.com/help/instrument/communicate-with-arduino-server-using-serial-blocks.html>. [Último acceso: 2025].

# APÉNDICES

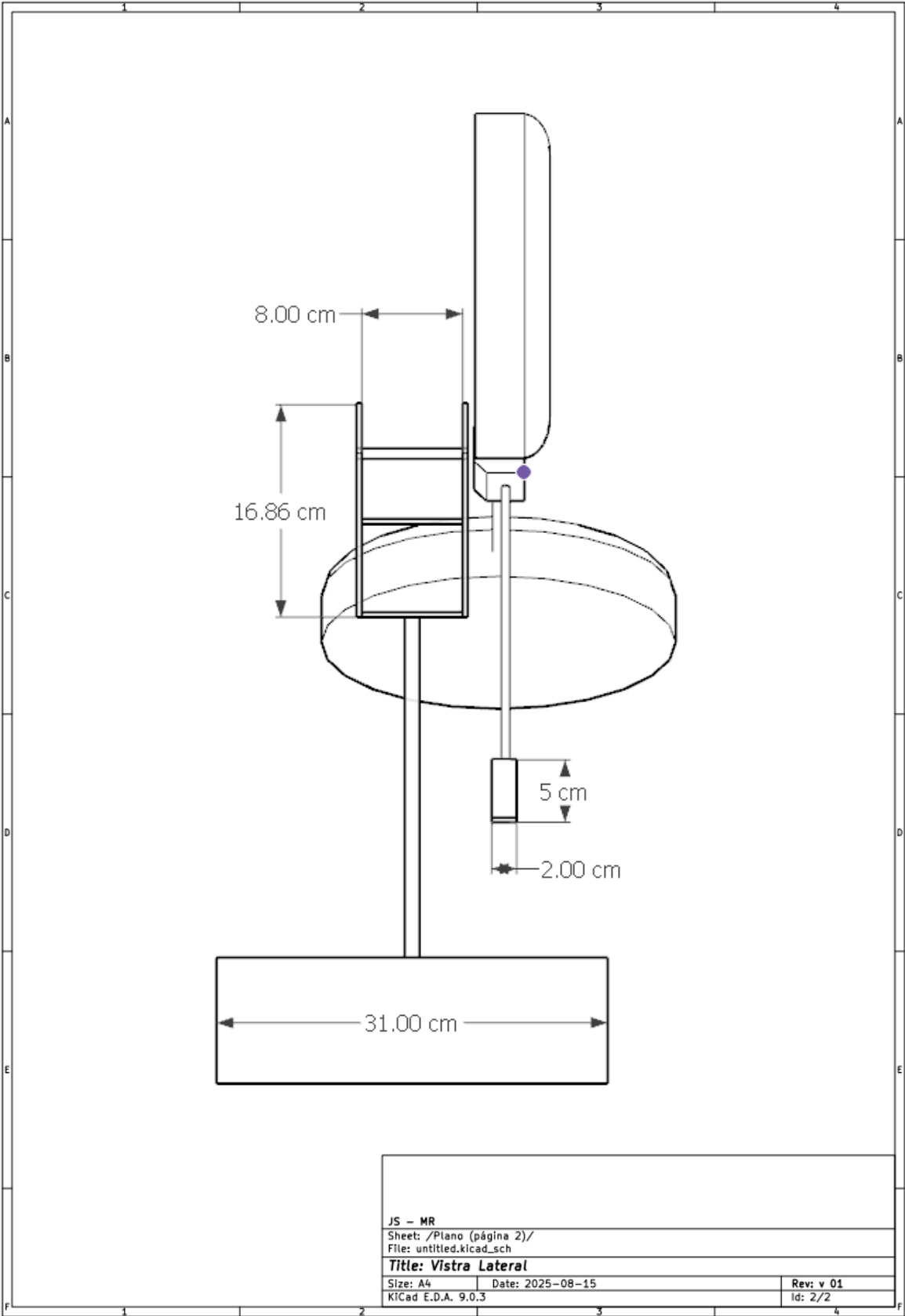
Plano 1 Diagrama esquemático de tarjeta de adquisición de datos y módulo de alimentación de servomotores



Plano 2 Vista Frontal Sistema de nivelación

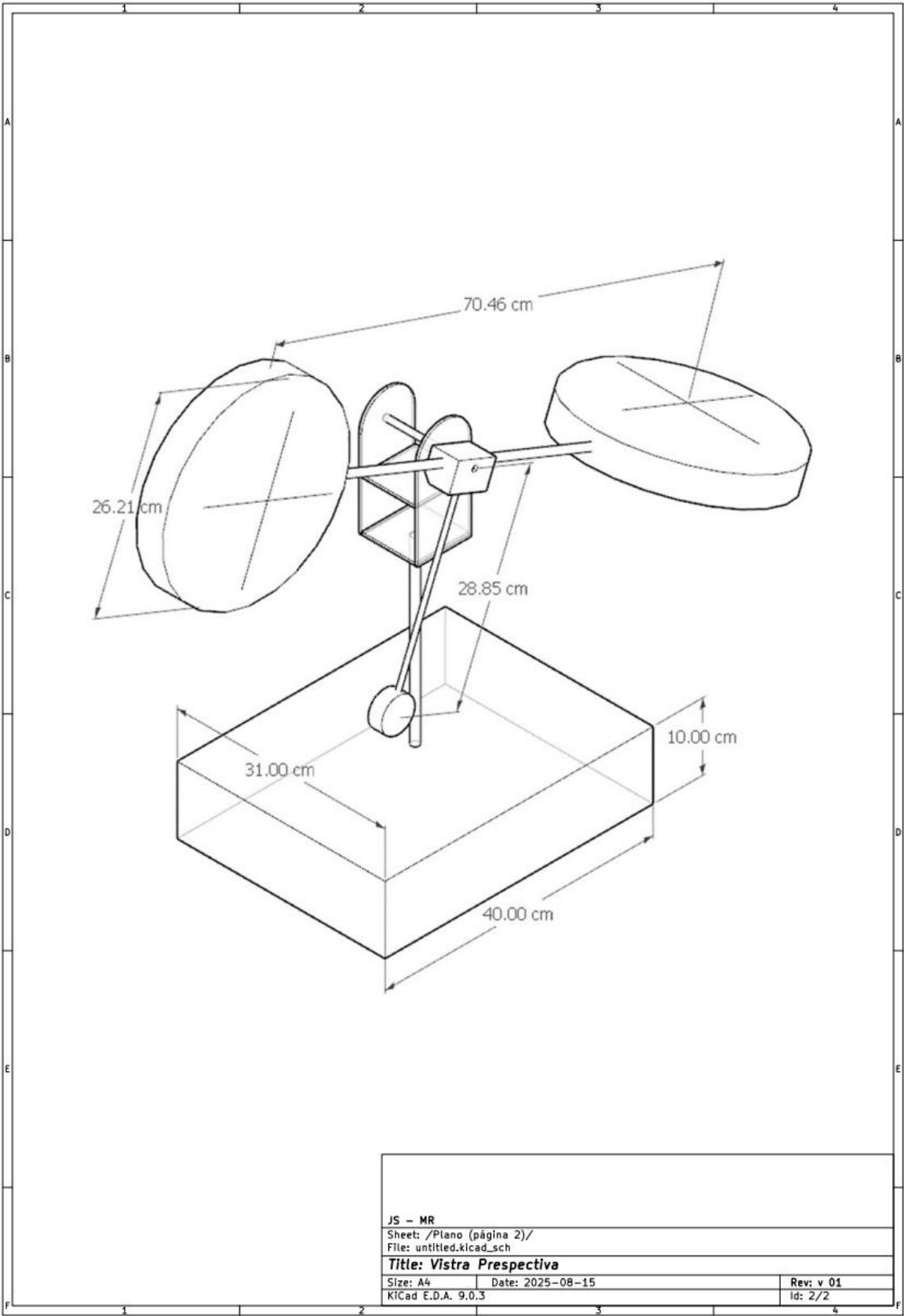


Plano 3 Vista Lateral

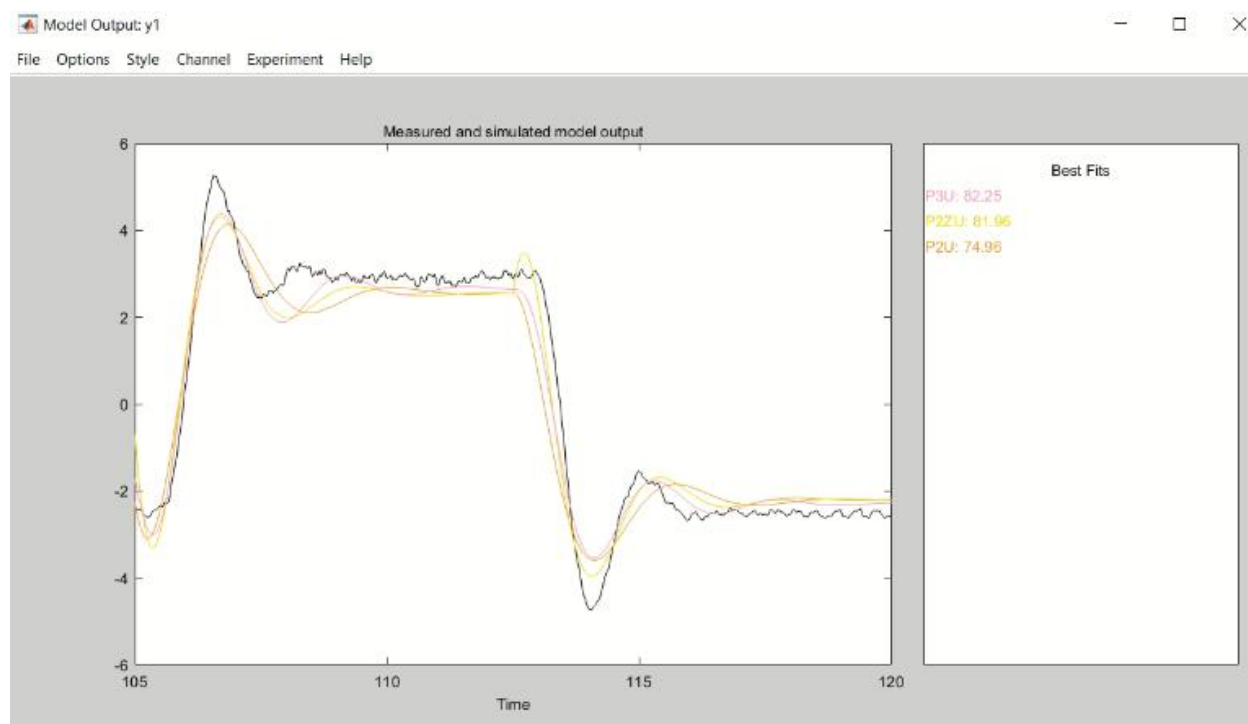
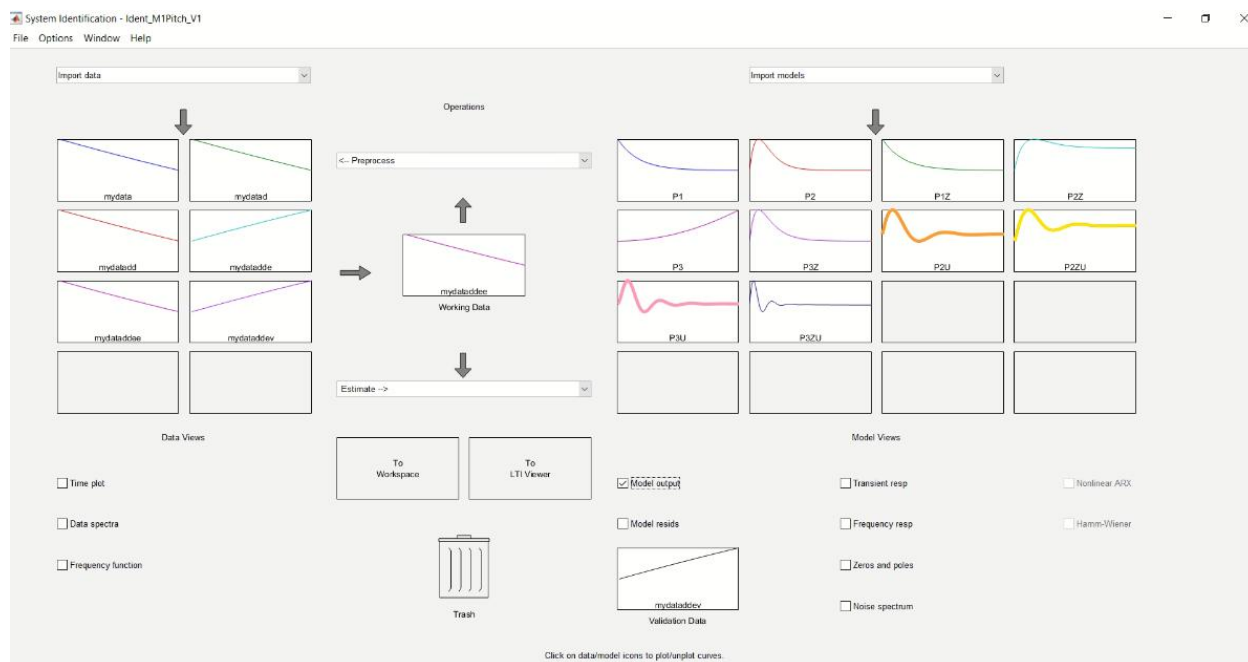


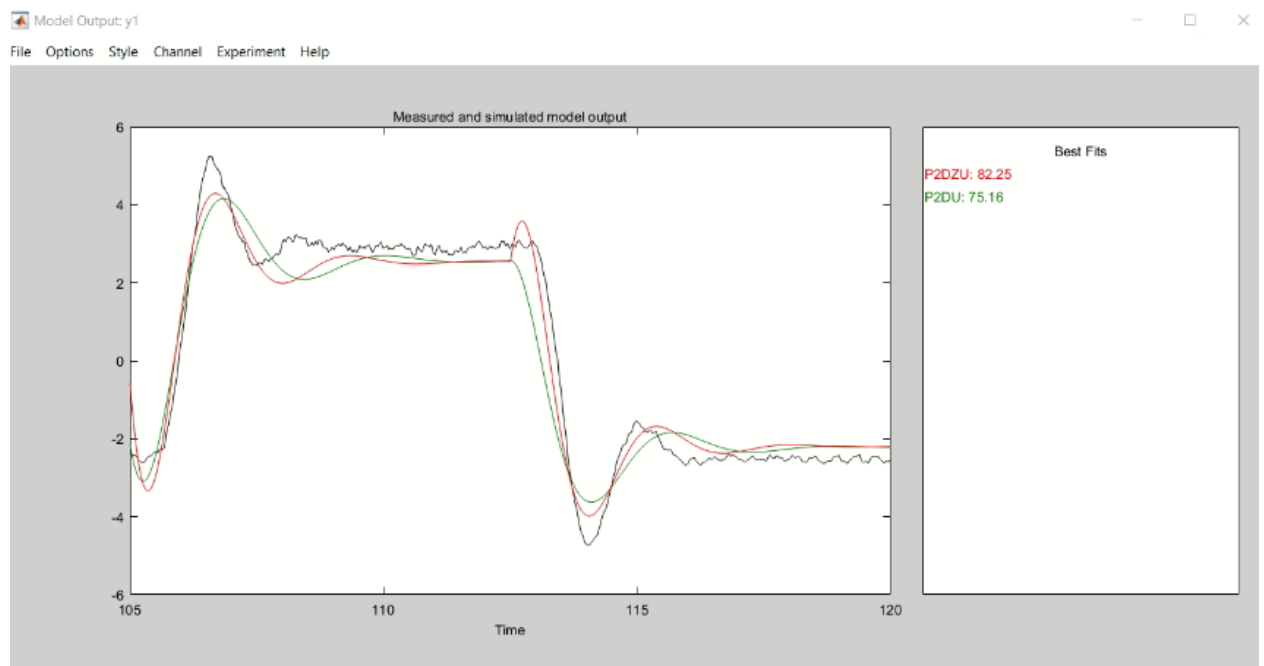


Plano 4 Vista Perspectiva



## IDENTIFICACIÓN DE SISTEMA DE M1 PITCH





```
>> tf(P2U)

ans =

    From input "u1" to output "y1":
        0.4808
    -----
        0.2258 s^2 + 0.3546 s + 1

Name: P2U
Continuous-time transfer function.
```

```
>> tf(P2ZU)

ans =

    From input "u1" to output "y1":
      -0.1441 s + 0.4773
    -----
      0.1597 s^2 + 0.2828 s + 1

Name: P2ZU
Continuous-time transfer function.


>> tf(P3U)

ans =

    From input "u1" to output "y1":
      0.4975
    -----
      0.05419 s^3 + 0.2178 s^2 + 0.5881 s + 1

Name: P3U
Continuous-time transfer function.


>> tf(P2DU)

ans =

    From input "u1" to output "y1":
      0.4823
    exp(-0.006*s) * -----
      0.2213 s^2 + 0.3473 s + 1

Name: P2DU
Continuous-time transfer function.

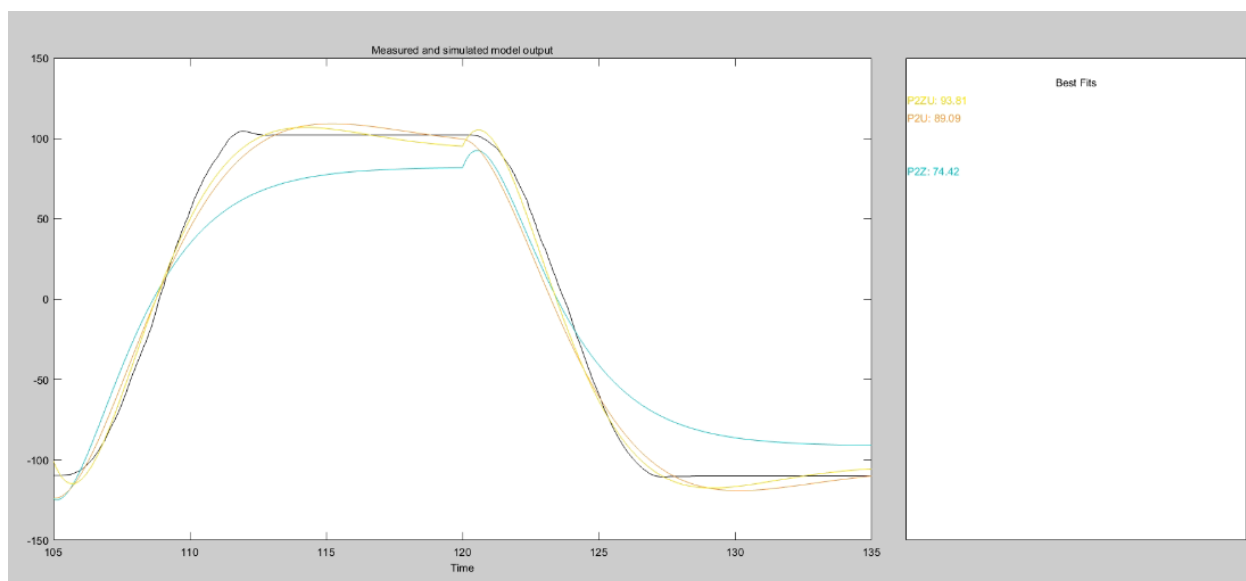
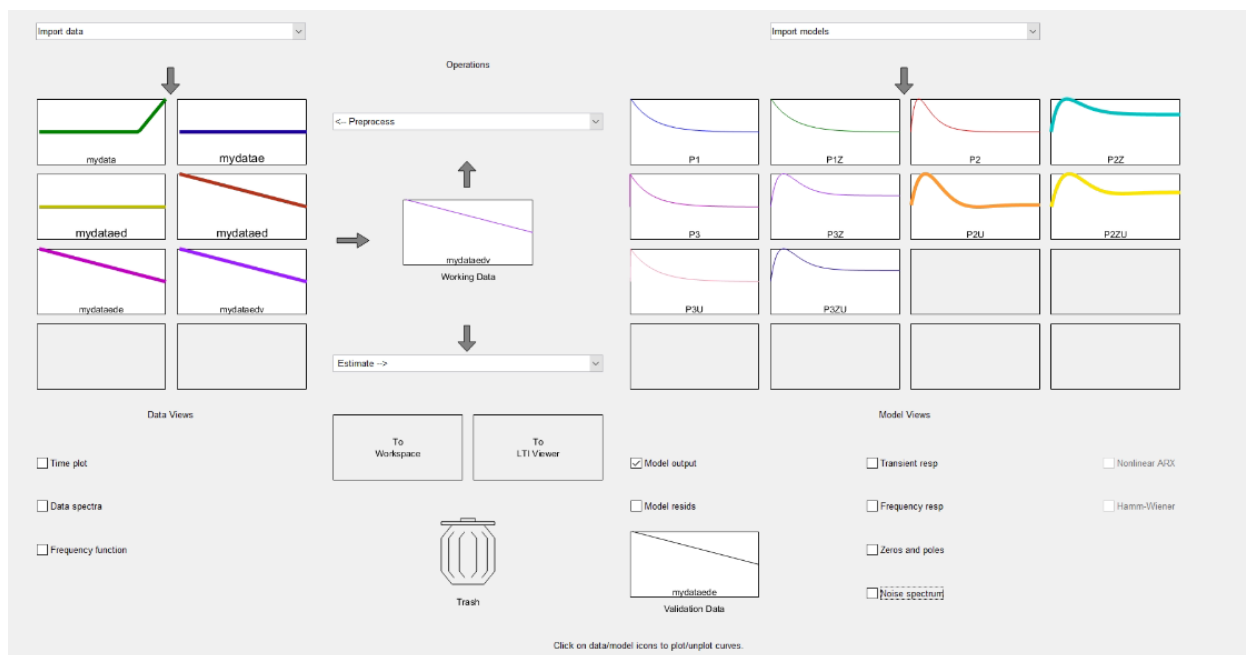

>> tf(P2DZU)

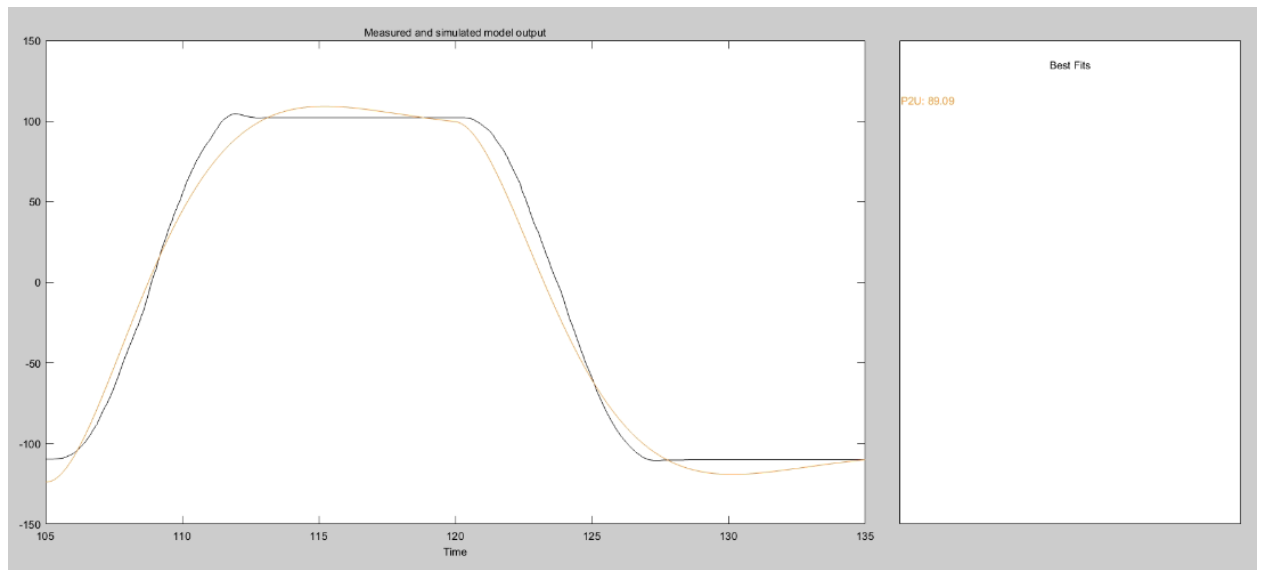
ans =

    From input "u1" to output "y1":
      -0.1514 s + 0.4774
    exp(-0.006*s) * -----
      0.1556 s^2 + 0.2803 s + 1

Name: P2DZU
Continuous-time transfer function.
```

## IDENTIFICACIÓN DE SISTEMA DE M2 YAW

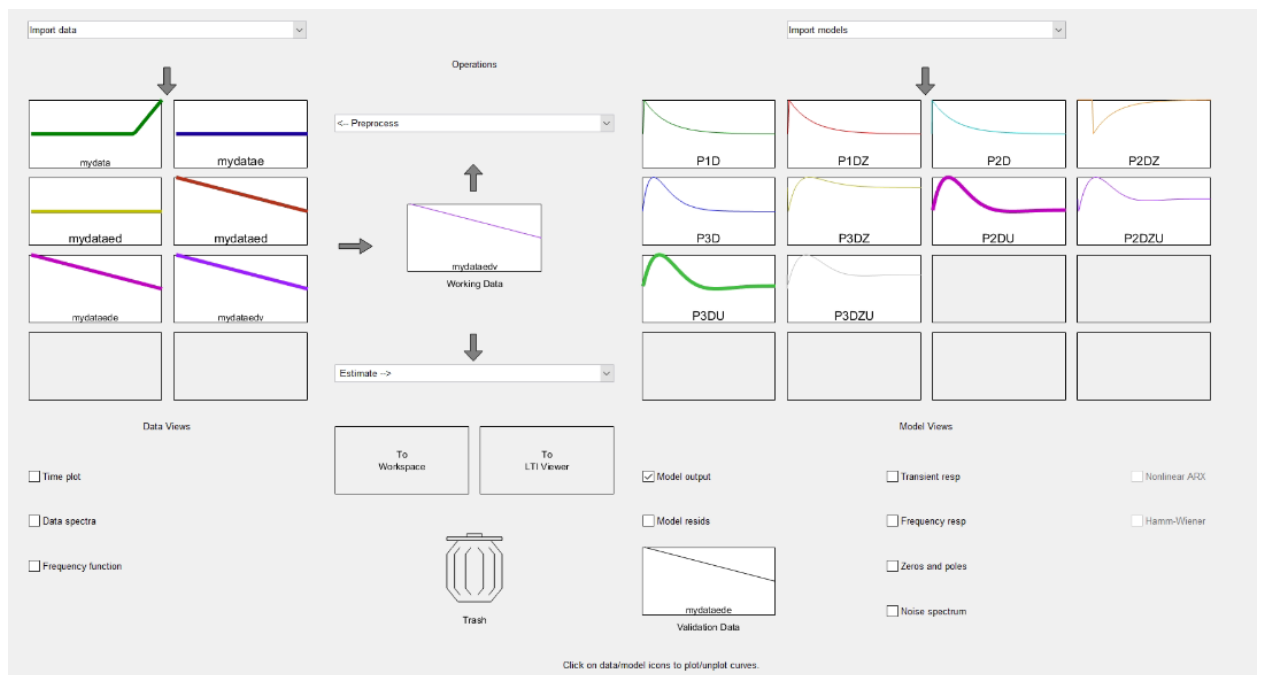


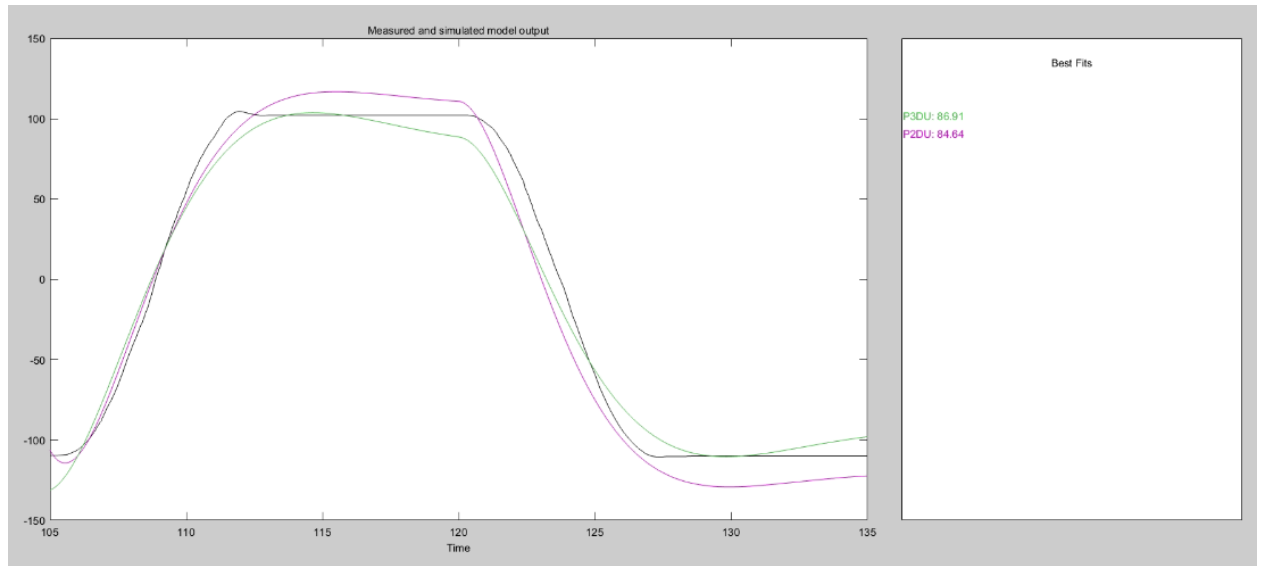


```
>> tf(P2U)

ans =

    From input "u1" to output "y1":
    203.1
    -----
    5.807 s^2 + 3.227 s + 1
    |
    Name: P2U
    Continuous-time transfer function.
```





```
>> tf(P2DU)
```

```
ans =
```

```
From input "u1" to output "y1":
```

$$\exp(-0.008s) * \frac{229.2}{4.778 s^2 + 3.165 s + 1}$$

```
Name: P2DU
```

```
Continuous-time transfer function.
```

```
>> tf(P3DU)
```

```
ans =
```

```
From input "u1" to output "y1":
```

$$\exp(-0.00799s) * \frac{180.7}{0.0002314 s^3 + 6.079 s^2 + 3.06 s + 1}$$

```
Name: P3DU
```

```
Continuous-time transfer function.
```