



CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

PROYECTO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL
TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

PROYECTO TÉCNICO:
CONTROL PREDICTIVO APLICADO A UN HELICOPTERO A
ESCALA DE DOBLE ROTOR.

AUTORES:

Luis Alberto Orellana Jumbo
Jean Pierre Rodríguez Correa

TUTOR:

Ing. Mónica Miranda Msc.

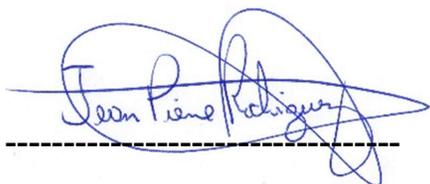
GUAYAQUIL – ECUADOR

2020

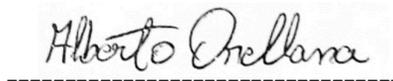
1 CERTIFICADO DE RESPONSABILIDAD Y AUTORÍA

Nosotros, Jean Pierre Rodríguez Correa y Luis Alberto Orellana Jumbo autorizamos a la **Universidad Politécnica Salesiana** la publicación total o parcial de este trabajo de titulación y su reproducción sin fines de lucro.

Además, se declara que los conceptos y análisis desarrollados y conclusiones del presente trabajo son de exclusiva responsabilidad del autor.



Jean Pierre Rodríguez Correa
Cédula:0941064412



Luis Alberto Orellana Jumbo
Cédula: 0950040287


2 CERTIFICADO DE CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR

Nosotros, Jean Pierre Rodríguez Correa., con documento de identificación N°0941064412 y Luis Alberto Orellana Jumbo, con documento de identificación N°0950040287, manifestamos nuestra voluntad y ceder a la UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA la titularidad sobre los derechos patrimoniales en virtud de que somos autores del trabajo de grado titulado: "CONTROL PREDICTIVO APLICADO A UN HELICOPTERO A ESCALA DE DOBLE ROTOR." mismo que ha sido desarrollado para optar por el título de INGENIERO ELECTRÓNICO, en la Universidad Politécnica Salesiana, quedando la Universidad facultada para ejercer plenamente los derechos antes cedidos.

En aplicación a lo determinado en la Ley de Propiedad Intelectual, en condición de autor me reservo los derechos morales de la obra antes citada. En concordancia, suscrito este documento en el momento que se realiza la entrega del trabajo final en formato impreso y digital a la Biblioteca de la Universidad Politécnica Salesiana.



Jean Pierre Rodríguez Correa
Cédula: 0941064412



Luis Alberto Orellana Jumbo
Cédula: 0950040287

3 CERTIFICADO DE DIRECCIÓN DE TRABAJO DE TITULACIÓN

Yo declaro que bajo mi dirección y asesoría fue desarrollado el trabajo de titulación "CONTROL PREDICTIVO APLICADO A UN HELICOPTERO A ESCALA DE DOBLE ROTOR." con resolución de aprobación de Consejo de Carrera N.º RESOLUCION realizado por los estudiantes Jean Pierre Rodríguez Correa., con documento de identificación N°0941064412 y Luis Alberto Orellana Jumbo, con documento de identificación N°0950040287, obteniendo un producto que cumple con los objetivos del diseño de aprobación, informe final y demás requisitos estipulados por la Universidad Politécnica Salesiana, para ser considerados como trabajo final de titulación.

Guayaquil, Fecha

A handwritten signature in blue ink, reading "Mónica Mariela Miranda Ramos", is written over a horizontal blue line.

Ing. Mónica Mariela Miranda Ramos Msc.
Docente

4 DEDICATORIA

Le dedico este trabajo a dios quien ha sido mi guía, fortaleza y su mano de fidelidad y amor han estado conmigo hasta el día de hoy.

A mis padres Manuel Rodríguez y Adriana Correa quienes con su amor, paciencia y esfuerzo me han permitido llegar a cumplir hoy un sueño más, gracias por inculcar en mí el ejemplo de esfuerzo y valentía, de no temer las adversidades porque Dios está conmigo siempre.

A mis hermanos Daniel y George Rodríguez, por su cariño y apoyo incondicional, durante todo este proceso, por estar conmigo en todo momento gracias. A toda mi familia porque con sus oraciones, consejos y palabras de aliento hicieron de mí una mejor persona y de una u otra forma me acompañan en todos mis sueños y metas.

Jean Pierre Rodríguez Correa

5 DEDICATORIA

Le dedico este trabajo a mis padres Luis Orellana y Mariana Jumbo y también a mi hermana Elizabeth Orellana, mis padres que siempre me apoyaron y me enseñaron la importancia de los estudios y esforzarse para ser el mejor, dándome los mejores consejos, guiándome y haciendo una persona de bien.

Luis Alberto Orellana Jumbo

6 AGRADECIMIENTOS

Al finalizar un trabajo tan arduo y lleno de dificultades como el desarrollo de una tesis es inevitable que te asalte un muy humano egocentrismo que te lleva a concentrar la mayor parte del mérito en el aporte que has hecho. Sin embargo, el análisis objetivo te muestra inmediatamente que la magnitud de ese aporte hubiese sido imposible sin la participación de personas e instituciones que han facilitado las cosas para que este trabajo llegue a un feliz término. Por ello, es para mí un verdadero placer utilizar este espacio para ser justo y consecuente con ellas, expresándoles mis agradecimientos.

Debo agradecer de manera especial y sincera a la tutora Ing. Mónica Miranda por aceptarme para realizar esta tesis bajo su dirección. Su apoyo y confianza en mi trabajo y su capacidad para guiar mis ideas ha sido un aporte invaluable, no solamente en el desarrollo de esta tesis, sino también en mi formación como investigador.

Jean Pierre Rodríguez Correa

7 AGRADECIMIENTOS

El presente proyecto de titulación fue concluido gracias a un trabajo tan arduo y lleno de dificultades y también por los conocimientos adquiridos en la Universidad Politécnica Salesiana, Sede Guayaquil. Quisiera agradecer a Dios por todas sus bendiciones, a mis Padres que han sabido darme su ejemplo de trabajo y honradez. También doy gracias de manera especial y sincera a nuestra tutora Ing. Mónica Miranda por aceptar y ayudarnos como realizar este proyecto bajo su dirección. Su apoyo y confianza fue el motivo de culminar este proyecto y por haberme orientado en todos los momentos que necesité sus consejos.

Luis Alberto Orellana Jumbo

8 RESUMEN

AÑO	ALUMNOS	DIRECTOR DE PROYECTO INVESTIGATIVO	TEMA DE PROYECTO INVESTIGATIVO
2021	Jean Pierre Rodríguez Correa Luis Alberto Orellana Jumbo	ING. Mónica Mariela Miranda Ramos	Control Predictivo aplicado a un helicóptero a escala de doble rotor.

Se diseñó e implemento un controlador MPC modelo de control predictivo en un sistema que es conocido como Twin Rotor MIMO System es un dispositivo de la marca FEEDBACK. El mismo que cuenta con sensores y actuadores para su control. Este dispositivo es afín al movimiento de un helicóptero por la posición de sus aspas, el motor principal con movimientos verticales y el motor posterior con movimientos horizontales.

Consiste en un eje de pivoteo en su base de tal manera que puede girar tanto en los planos horizontal y vertical, teniendo restricciones de ángulos dadas por el fabricante. En ambos extremos de la viga contiene rotores (rotor principal y de cola) impulsadas por motores de alto rendimiento en corriente continua.

El propósito de la investigación es analizar y comparar el controlador MPC con un control clásico de PID y demostrar la diferencia en parámetros y metodologías que se pueden analizar los tipos de control.

Este dispositivo es especial porque se trata de una planta MIMO esto quiere decir múltiples entradas – múltiples salidas, esto genera un análisis al tipo de movimientos que tiene la planta en sus puntos de cruce, creando una sumatoria cruzada entre el movimiento horizontal y vertical.

Palabras clave: MIMO; FEEDBACK; MPC; Twin-Rotor; PID

9 ABSTRACT

YEAR	STUDENTS	DIRECTOR OF RESEARCH PROJECT	INVESTIGATIVE PROJECT THEME
2021	Jean Pierre Rodríguez Correa Luis Alberto Orellana Jumbo	ING. Mónica Mariela Miranda Ramos	Predictive control applied to a twin-rotor scale helicopter

A predictive control model MPC controller was designed and implemented in a system that is known as Twin Rotor MIMO System is a FEEDBACK brand device. The same one that has sensors and actuators for its control. This device is related to the movement of a helicopter by the position of its blades, the main motor with vertical movements and the rear motor with horizontal movements.

It consists of a pivot axis at its base in such a way that it can rotate both in the horizontal and vertical planes, taking into account the angle restrictions given by the manufacturer. At both ends of the beam it contains rotors (main and tail rotor) driven by high performance DC motors.

The purpose of the research is to analyze and compare the MPC controller with a classic PID control and to demonstrate the difference in parameters and methodologies that the types of control can be analyzed.

This device is special because it is a MIMO plant, this means multiple inputs - multiple outputs, this generates an analysis of the type of movements that the plant has at its crossing points, creating a cross summation between horizontal and vertical movement.

Keywords: MIMO; FEEDBACK; MPC; Twin-Rotor; PID

10 INDICE GENERAL

Contenido

1	CERTIFICADO DE RESPONSABILIDAD Y AUTORÍA	2
2	CERTIFICADO DE CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR	3
3	CERTIFICADO DE DIRECCIÓN DE TRABAJO DE TITULACIÓN	4
4	DEDICATORIA	5
5	DEDICATORIA	6
6	AGRADECIMIENTOS	7
7	AGRADECIMIENTOS	8
8	RESUMEN	9
9	ABSTRACT	10
10	INDICE GENERAL.....	11
11	INDICE DE FIGURAS.....	14
12	INDICE DE TABLAS	16
1	DESCRIPCION DEL SISTEMA Y MARCO TEORICO	17
1.1	INTRODUCCIÓN.....	17
1.2	Planteamiento del problema.....	18
1.3	Twin Rotor MIMO System.....	18
1.4	Sistemas multivariable.....	26
1.5	Objetivos.....	28
1.5.1	Objetivo General	28
1.5.2	Objetivo Especifico.....	28
2	IDENTIFICACIÓN DE LOS SISTEMAS	29
2.1	Muestreo de señal	31
2.2	Teorema de muestreo	33
2.3	Señal PRBS.....	36
2.4	Toolbox de identificación (IDENT de MATLAB)	39
2.5	Identificación del pitch rotor de la planta Twin Rotor MIMO System	41
2.6	Identificación del Yaw rotor cuando se excita el pitch rotor del Twin Rotor MIMO System.....	45
2.7	Identificación del Yaw rotor de Twin Rotor MIMO System	49
2.8	Identificación del pitch rotor cuando se excita el Yaw rotor del Twin Rotor MIMO System.....	53
3	DISEÑO E IMPLEMENTACION DE CONTOLADORES.....	57

3.1	CONTROLADORES PID	57
3.1.1	Ventas y Desventajas del controlador PID	57
3.1.2	Discretización de Euler (Haugen, 2010)	58
3.1.3	Sintonización de controladores PID en SISOTool de Matlab	59
3.1.4	Sintonización mediante el Lugar Geométrico de Raíces	60
3.1.5	Efectos de la adición de polos	60
3.1.6	Efectos de adición de ceros	60
3.1.7	Diseño e implementación de un controlador PID sobre el Pitch Rotor en el sistema Twin Rotor MIMO System	60
3.1.8	Diseño e implementación de un controlador PID sobre el Yaw Rotor en el sistema Twin Rotor MIMO System	64
3.2	Controladores en Espacio de Estados	66
3.2.1	Control en Espacio de Estados mediante la técnica de asignación de polos	66
3.2.2	Método de asignación de polos	67
3.2.3	Observador de estados	68
3.2.4	Sistema de seguimiento	68
3.2.5	Diseño e implementación de un controlador en Espacio de Estados sobre el Pitch Rotor del Twin Rotor MIMO System	69
4	CONTROLADOR PREDICTIVO BASADO EN MODELO (MPC)	72
4.1	Control Predictivo Basado en Modelo (MPC)	72
4.1.2	Formulación matemática utilizando espacio de estados	74
4.2	Simulación del Control Predictivo Basado en Modelo sobre el Twin Rotor MIMO System	76
5	RESULTADOS	83
5.1	Comparación y simulación de algoritmo PID clásico con el control predictivo para concluir la eficiencia	83
ANEXOS		91
Anexo 1		91
TARJETA PCI -1711U/UL		91
Anexo 2		92
Encoder HEDS-9000/9100		92
Anexo 3		94
Modelo no lineal del Sistema TRMS		94
Anexo 4		95
Identificación de Pitch Rotor del Twin Rotor MIMO System		95

Anexo 5	96
Identificación de Yaw Rotor del Twin Rotor MIMO System	96
Anexo 6	97
Identificación de Yaw Rotor cuando se excita el Pitch Rotor del Twin Rotor MIMO System	97
Anexo 7	98
Identificación de Pitch Rotor cuando se excita el Yaw Rotor del Twin Rotor MIMO System	98
Anexo 8	99
Simulación del Controlador MPC	99
Anexo 9	100
Simulación de controlador PID	100

Figura 1. TRMS Sistema de Control. (Feedback, 2006)	19
Figura 2. Estructura física del TRMS	19
Figura 3. Codificador de cuadratura	20
Figura 4. Sentido de giro según desfase entre canales.....	20
Figura 5. Etapas de lecturas de posición	20
Figura 6. Conexión planta TRMS - PC	21
Figura 7. TRMS Sistema de Control. (Feedback, 2006)	22
Figura 8. Descripción Sistema TRMS	23
Figura 9. Helicóptero como sistema de enseñanza de laboratorio. (FEEDBACK, 1999).....	26
Figura 10. Representación de un sistema MIMO	26
Figura 11. Comparación sistema mono variable y multivariable	27
Figura 12. Diagrama de bloques del equipo TRMS	28
Figura 13. Control en tiempo real	30
Figura 14. Conversión análoga digital y digital análoga	30
Figura 15. Muestreo periódico de una señal analógica	31
Figura 16. Muestreo de la señal.....	33
Figura 17. Conversión de analógico a digital ideal	35
Figura 18. Forma de onda de una señal PRBS.....	38
Figura 19. PN Sequence Generator	38
Figura 20. Ventana principal de IDENT de MATLAB®.....	39
Figura 21. Importación de datos en el dominio del tiempo.	40
Figura 22. Señal PRBS para identificación del Pitch Rotor	41
Figura 23. Respuesta del pitch rotor a señal PRBS	42
Figura 24. Código implementado para identificación del Pitch Rotor	42
Figura 25. Grafica de orden de matrices de estado	43
Figura 26. Representación de la estimación de las matrices de estado	44
Figura 27. Señal PRBS para identificación del Yaw Rotor cuando se excita el Pitch rotor.....	45
Figura 28. Respuesta del yaw rotor cuando se excita el pitch rotor a señal PRBS	46
Figura 29. Código implementado para identificación del Yaw Rotor cuando se excita el Pitch rotor.....	46
Figura 30. Grafica de orden de matrices de estado	47
Figura 31. Representación de la estimación de las matrices de estado	48
Figura 32. Señal PRBS para identificación del Yaw Rotor	49
Figura 33. Respuesta del yaw rotor a señal PRBS	49
Figura 34. Código implementado para identificación del Yaw Rotor	50
Figura 35. Orden del modelo recomendado para el Yaw Rotor	51
Figura 36. Validación del modelo de segundo orden del Yaw Rotor	52
Figura 37. Señal PRBS para identificación del pitch rotor cuando se excita el yaw rotor	53

Figura 38. Respuesta del pitch rotor cuando se excita el yaw rotor a señal PRBS	54
.....	
Figura 39. Código implementado para identificación del Pitch Rotor	54
Figura 40. Grafica de orden de matrices de estado	55
Figura 41. Representación de la estimación de las matrices de estado	56
Figura 42. Diagrama de bloques de un controlador PID. (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015)	57
Figura 43. Método de discretización de Euler con aproximación rectangular hacia atrás. (Idrovo Macancela & Peña Cañizares, 2014)	58
Figura 44. Ventana del Toolbox SISOTOOL de Matlab	59
Figura 45. Importación de matrices en espacio de estados del Pitch Rotor	60
Figura 46. Sintonización gráfica de Raíces del Controlador	61
Figura 47. Respuesta al escalón del controlador PID sintonizado para el Pitch Rotor	61
.....	
Figura 48. Ecuación del compensador PID para el Pitch Rotor	62
Figura 49. Modelo de Simulink para controlador PID del Pitch Rotor	62
Figura 50. Parámetros del Feedback Encoder	63
Figura 51. Parámetros del Feedback DAC	63
Figura 52. Slider de Ganancia	64
Figura 53. Controlador PID para TRMS	64
Figura 54. Sintonización gráfica de Raíces del Controlador para el Yaw Rotor	65
Figura 55. Respuesta al escalón del controlador PID sintonizado para el Yaw Rotor	65
.....	
Figura 56. Ecuación del compensador PID sintonizado para el Yaw Rotor	65
Figura 57. Diagrama de bloques de un sistema controlado por realimentación del estado observado y un sistema de seguimiento. (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015)	69
Figura 58. Simulación de controlador PID	70
Figura 59. Resultados de simulación de PID	71
Figura 60. Idea de Control Predictivo. (Zambrano & Gonzáles, 2013)	72
Figura 61. Estructura general de controladores predictivos. (Rodríguez Ramírez, 2005)	73
Figura 62. Simulación del control predictivo en el TRMS	76
Figura 63. Estructura MPC	77
Figura 64. Método de linealización	78
Figura 65. Trimp Model	78
Figura 66. Tuning Model	79
Figura 67. Sintonización del controlador	81
Figura 68. Simulación del MPC en la planta TRMS	82
Figura 69. Respuesta del controlador MPC	82
Figura 70. Comparación de controles MPC Vs. PID	83
Figura 71. Respuesta del control MPC	84
Figura 72. Respuesta del controlador PID	85

12 INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Parámetros del modelo matemático experimental.....	25
Tabla 2. Coeficientes para generación de señales PBRS de máxima longitud. (Oyarzo, 2018)	36
Tabla 3. Parámetros del controlador PID par el Pitch Rotor.	62
Tabla 4. Parámetros del controlador PID para el Yaw Rotor.....	66

CAPITULO 1

1 DESCRIPCION DEL SISTEMA Y MARCO TEORICO

En este capítulo se presenta una introducción al helicóptero de doble rotor, se expone el enunciado del problema ya que el módulo TRMS, al ser un sistema aerodinámico, está sujeto a varias perturbaciones lo cual lo hacen difícil su control, que es problemático cuando los controladores de implementación no se adaptan al sistema.

Posteriormente se realiza una descripción de la instalación del Twin Rotor System MIMO (TRMS), así como algunos conceptos de control que son la base para la descripción y desarrollo del control predictivo basado en un modelo (MPC) y del control proporcional integral derivativo (PID).

1.1 INTRODUCCIÓN

La Universidad Politécnica Salesiana sede Guayaquil, con el objetivo de capacitar a estudiantes tanto teóricos como prácticos de las carreras de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, dispone de un laboratorio en la rama de control industrial donde se encuentran sistemas como: FESTO Control de Desplazamiento, FEEDBACK Twin Rotor MIMO System 33-220, que cuentan con un conjunto de sensores y actuadores para su control.

En la actualidad este laboratorio es utilizado por los estudiantes para otros fines de la educación puesto que no existe un módulo guía el cual permita al estudiante el desarrollo de prácticas de dichos sistemas.

Estas plantas han sido utilizadas en proyectos e investigación, por lo que la finalidad del presente proyecto para titulación es la creación de módulos guía para un correcto uso de mencionada planta permitiendo así reafirmar los conocimientos adquiridos en el transcurso del estudio.

En el actual proyecto se presenta la aplicación de un método de identificación para cada sistema por medio de la generación de una señal de PRBS que ingresa al sistema, esta plataforma permitirá cambiar los parámetros de identificación requeridos para cada uno de los sistemas y a su vez generará un archivo de Excel que contendrá la señal PBRS ingresada y la respuesta de la planta a este estímulo. Mencionadas plataformas se implementarán en el Software de Matlab según el sistema.

Se implementó tres tipos de controladores (PID, Espacio de Estados y MPC) para cada uno de los sistemas antes mencionados. Para cada sistema este

Instrumentos Virtuales permitirán ingresar la función de transferencia identificada y modificar los parámetros de cada controlador para su correcta configuración, permitiendo al estudiante corroborar lo teórico con lo práctico.

1.2 Planteamiento del problema

El Twin Rotor MIMO System (TRMS) es un sistema de entradas y salidas múltiples por el acrónimo en inglés (MIMO) que tiene las entradas cruzadas, su dinámica es no lineal y no presenta información de sus estados. Además, el sistema presenta un defecto de estimación de variables al trabajar en estado lineal y lo que llama la atención sobre el desarrollo de investigación en el área de control, y la aplicación de técnicas de control óptimas y robustas.

En el desarrollo e implementación de los controles mucho más óptimos y robustos, se busca mejorar la estabilidad sobre una referencia deseada, a su vez se busca mejorar la respuesta del sistema cuando se introduce perturbaciones y cuando se generan cambios en la referencia del proceso.

La solución propuesta comienza con la obtención de un modelo en el que se muestra la dinámica del sistema, para ello se utilizan los parámetros dados por el fabricante y el estado físico de la planta para determinar las ecuaciones relacionadas con el comportamiento del sistema. Posteriormente, se linealiza la planta aplicando series de Taylor para obtener el comportamiento del sistema como un estado lineal en el espacio de estados.

Con la adquisición de la planta en el espacio estados se realizarán estudios de controlabilidad para lograr los objetivos de control, incluyen la conversión del sistema de su estado inicial al estado final deseado, y luego el estudio de controlabilidad. Si el sistema puede comprender las variables de estado de la salida del sistema para analizar su observabilidad. Se diseñó un controlador MPC lineal para controlar el ángulo de rotación y elevación del sistema TRMS.

1.3 Twin Rotor MIMO System

La planta Twin Rotor MIMO System es un sistema de enseñanza en el campo de control, creado por Feedback instruments Limited, en donde es posible simular el sistema dinámico de un helicóptero, este contiene un pivote en donde se produce el giro de los ejes tanto vertical como horizontalmente, además de tener dos motores considerados como Pitch y Yaw, el principal y el otro de cola, en este sistema se genera un efecto cruce como lo muestra el modelo esquemático. Modelo esquemático del TRMS.

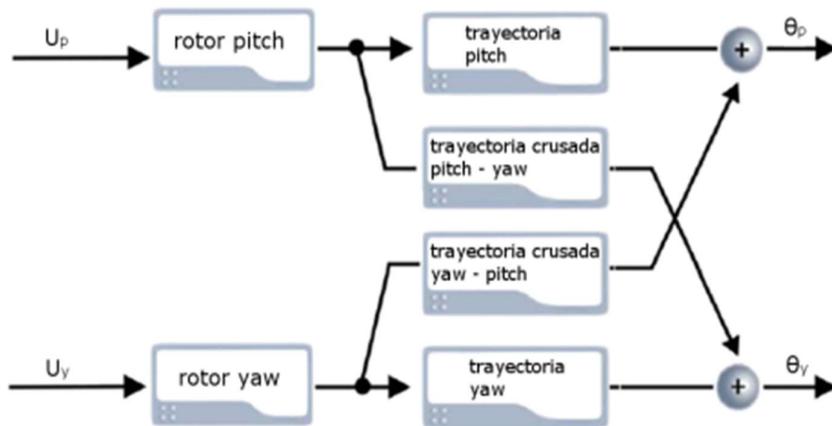


Figura 1. TRMS Sistema de Control. (Feedback, 2006)

El TRMS consta de un eje de pivoteo en su base de tal manera que puede girar libremente tanto en el plano horizontal como en el vertical. En ambos extremos de la viga hay rotores (rotor principal y de cola) impulsadas por motores de CC. Un brazo de contrapeso con un peso en su extremo se fija a la viga en el pivote. El estado de la viga se describe por cuatro variables de procesos de los ángulos horizontales y verticales medidos por sensores de posición montados en el pivote y dos correspondientes a velocidades angulares.

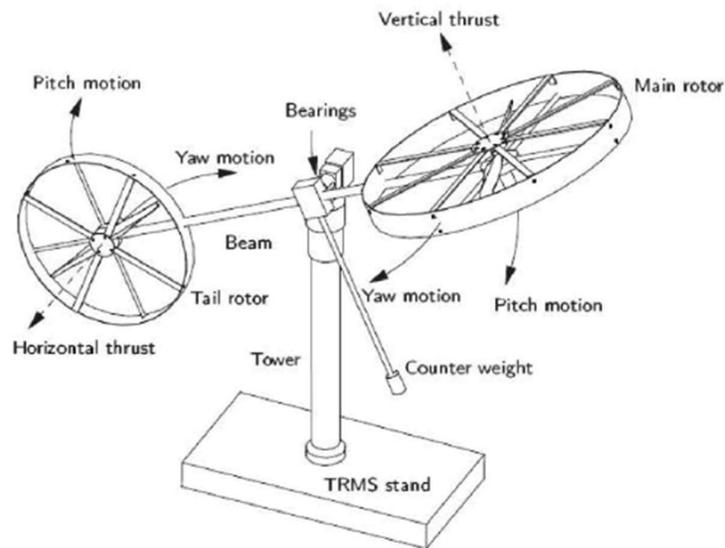


Figura 2. Estructura física del TRMS

Para medir la posición angular vertical u horizontal, existe un sensor codificador de cuadratura, el cual trabaja principalmente con un disco de muchas ranuras en su contorno, estas dejan o impiden el paso de un haz de luz, para dar cabida a la creación de un código digital.

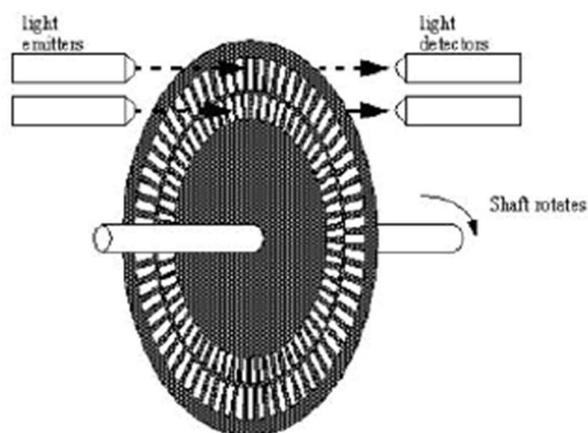


Figura 3. Codificador de cuadratura

El sensor está estructurado por un rayo de luz el cual esta interrumpido por una rueda, haciendo que produzca un tren de pulsos de ancho variable bajo la velocidad de giro con que este se mueva. La posición se podrá determinar solo cuando la señal sube o baja; a su vez el sentido de giro se conseguirá determinar mediante dos señales en cuadraturas desfasadas en 90° . El sentido del giro se conocerá dependiendo cual canal se adelante en fase.

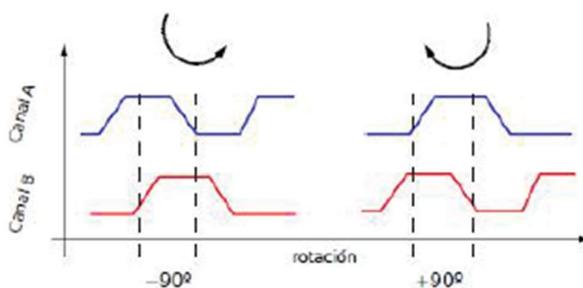


Figura 4. Sentido de giro según desfase entre canales

Para la correspondiente lectura de posición de los datos se procede a realizar lo siguiente:



Figura 5. Etapas de lecturas de posición

En el sistema se tiene la existencia de dos velocidades la cuales pueden ser medibles, estas son velocidad de giro de los ejes y velocidad angular de los rotores. Para la velocidad de giro de los ejes no se tiene en consideración sensores especiales, sin embargo, este parámetro podría ser calculado para una aproximación de la derivada de la posición; mientras que para la velocidad angular de los rotores se tiene en cuenta para cada motor un tacómetro el cual está colocado al eje convirtiendo así la velocidad de giro en una señal de voltaje.

La conexión Planta - Computador del TRMS posee dos módulos de interés: un módulo consistente a Entradas/Salidas Análogas/Digitales y una tarjeta de adquisición de datos PCI-1711, mediante las cuales se permitirá realizar las medidas respectivas y poder efectuar el control deseado.

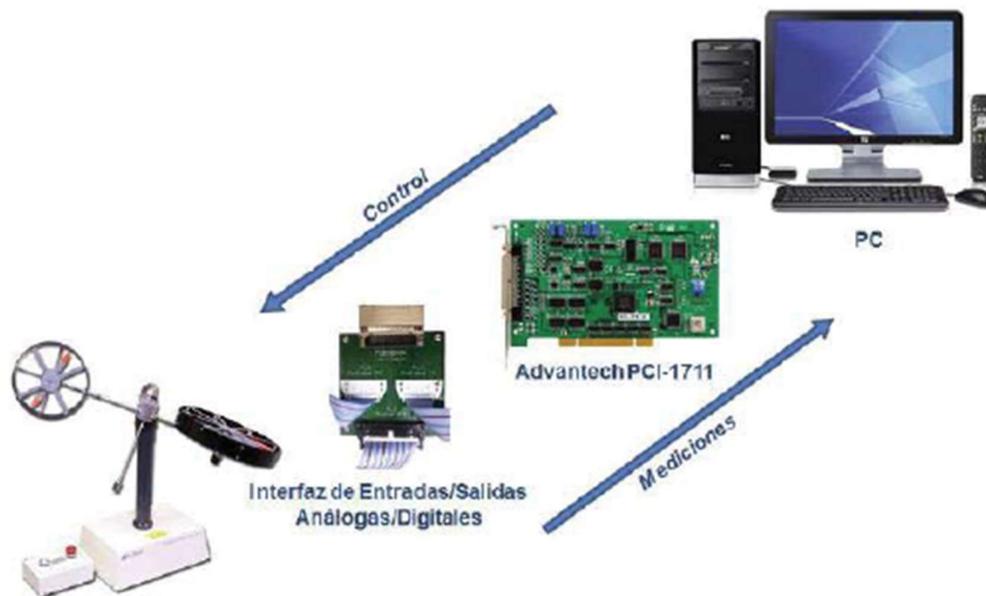


Figura 6. Conexión planta TRMS - PC

Los módulos de entradas y salidas permiten que se realice la conexión de la planta hacia el computador, teniendo a disposición una línea de cable para cada una de las variables necesarias sean estas digitales o análogas.

La tarjeta de adquisición advantech PCI-1711 provee múltiples mediciones y funciones de control; presenta 16 canales digitales y 16 salidas digitales, un convertidor A/D de 12 bits a 100Khz, 16 canales de entradas análogas y 2 de salidas análogas de 12 bits de resolución y temporizador / contador programable de 16 bits a una frecuencia de 10 MHz.

El módulo Feedback en su hardware presenta dos botones una utilizada para inicio y la otra de paro de emergencia; además de la fuente de alimentación

también posee dos Encoder HEDS-9000 con el que facilita obtener los valores de los ángulos de tipo incremental que están ubicados en el eje de pivote; con el primer encoder se permitirá medir la variación del ángulo ψ el cual está asociado al movimiento de elevación y con el segundo encoder permitirá medir la variación en el ángulo ϕ asociado al movimiento de rotación.

Los valores de los ángulos ψ y ϕ se encuentran comprendidos entre $+1.6$ y -0.6 [rad] para el movimiento de elevación y para el movimiento de rotación entre $+2.7$ y -2.9 [rad].

Para la obtención de las señales de ellos sensores, la generación de voltaje como salida para el control de los motores también usa una tarjeta PCI-1711 que presenta una resolución de 12 bits y una tasa máxima de muestreo de 100 KHz, este módulo ejecuta la comunicación del Software con el Hardware, dicho módulo efectúa su función conectada a una computadora donde se realizan las debidas simulaciones.

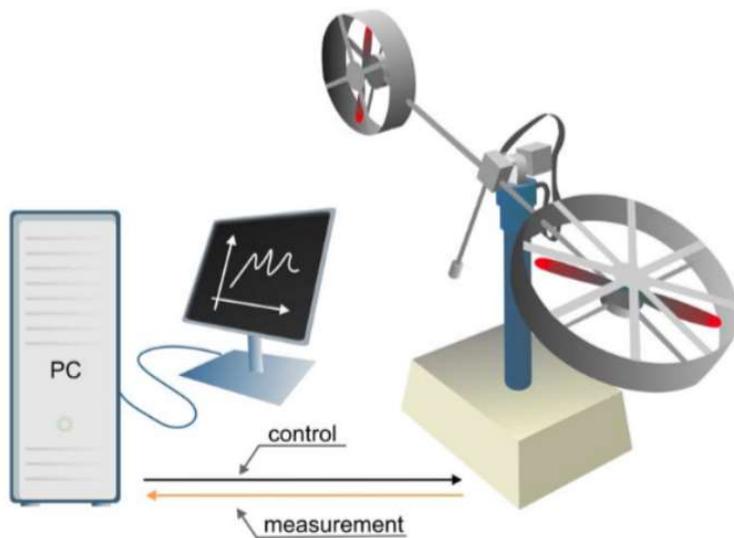


Figura 7. TRMS Sistema de Control. (Feedback, 2006)

Es sencillo observar el desenvolvimiento multivariable del sistema TRMS, tal como se evidencia en la Figura 7, donde existen dos entradas correspondientes al voltaje aplicado en cada uno de los bornes de los motores de corriente continua (u_p, u_y), dos salidas con correspondencia en los ángulos de inclinación para cada eje (α_p, α_y) y las velocidades de cada motor (w_p, w_y). A su vez en dicha figura se presenta la nomenclatura que será empleada en el desarrollo del presente trabajo.

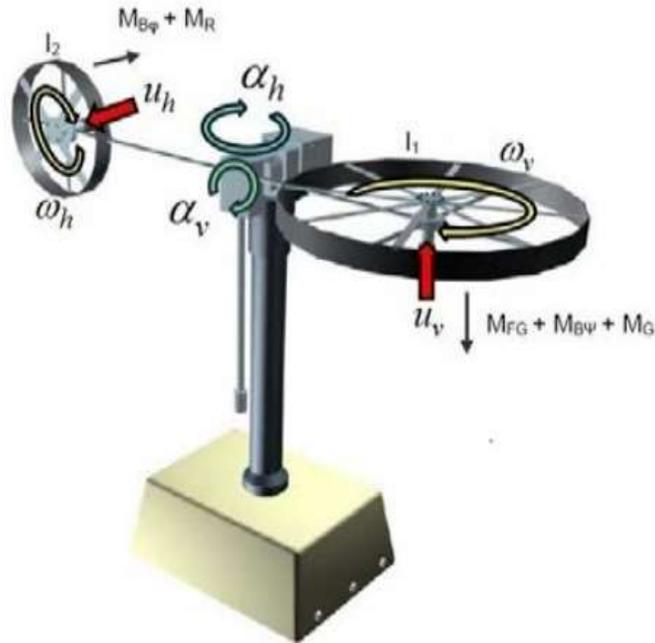


Figura 8. Descripción Sistema TRMS

Por lo general los modelos matemáticos tienden a ser no lineales, dando como significado que al menos uno de los estados (**i – corriente del rotor, θ - posición**) es un argumento de una función no lineal. Con la finalidad de presentar un modelo como una función de transferencia (una forma de representación lineal dinámica de planta utilizada en la ingeniería de control), por lo tanto, dicho modelo debe ser linealizado.

En cuanto a la unidad mecánica se refiere, las siguientes ecuaciones de momento pueden ser derivados para el movimiento vertical.

$$I_p \cdot \ddot{\theta}_p = M_1 - M_{FG} - M_{BP} - M_G$$

Donde

$$M_1 = a_1 \cdot \tau_1^2 + b_1 \cdot \tau_1 \quad \text{Característica estática no lineal}$$

$$M_{FG} = M_G \cdot \sin(\theta_p) \quad \text{Momento de gravedad}$$

$$M_{BP} = B_{1p} \cdot \dot{\theta}_p + \frac{0.0326}{2} \cdot \sin(2\theta_p) \dot{\theta}_p^2 \quad \text{Momento de fuerza de fricción}$$

El motor y el circuito de control eléctrico se aproximan a una función de transferencia de primer orden en el dominio de Laplace. Así, el momento del motor se describe por la siguiente expresión:

$$\tau_1 = \frac{k_1}{T_{11}s + T_{10}} \cdot u_p$$

Para el movimiento horizontal la ecuación es:

$$I_y \cdot \ddot{\theta}_y = M_2 - M_{By} - M_R$$

$$M_2 = a_2 \cdot \tau_2^2 + b_2 \cdot \tau_2 \quad \text{Característica estática no lineal}$$

$$M_2 = a_2 \cdot \tau_2^2 + b_2 \cdot \tau_2 \quad \text{Característica estática no lineal}$$

$$M_{By} = B_{1y} \cdot \dot{\theta}_p \quad \text{Momento de fuerza de fricción}$$

Momento de reacción cruzada se aproxima.

$$M_R = \frac{k_c(T_0s + 1)}{T_p s + T_1} \cdot M_1$$

El momento del motor es:

$$\tau_2 = \frac{k_2}{T_{21}s + T_{20}} \cdot u_y$$

Se utiliza el modelo simplificado en espacios de estados que se describen Pratap y Purwaren con lo cual se partirá para el desarrollo del control adaptativo ya que este necesita de la información del sistema para tener un mejor desempeño.

$$\frac{d}{dt} \theta_p = \dot{\theta}_p$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \dot{\theta}_p = & \frac{a_1}{I_p} \tau_1^2 + \frac{b_1}{I_p} \tau_1 - \frac{M_g}{I_p} \sin(\theta_p) + \frac{0.0326}{2I_p} \sin(2\theta_p) \dot{\theta}_y^2 - \frac{B_{1p}}{I_p} \dot{\theta}_p \\ & - \frac{k_{gy}}{I_p} a_1 \cos(\theta_p) \dot{\theta}_y \tau_1^2 - \frac{k_{gy}}{I_p} b_1 \cos(\theta_p) \dot{\theta}_y \tau_1 \end{aligned}$$

$$\frac{d}{dt} \theta_y = \dot{\theta}_y$$

$$\frac{d}{dt} \dot{\theta}_y = \frac{a_2}{I_y} \tau_2^2 + \frac{b_2}{I_y} \tau_2 - \frac{B_{1y}}{I_y} \dot{\theta}_y - \frac{1.75}{I_y} k_c a_1 \tau_1^2 - \frac{1.75}{I_y} k_c b_1 \tau_1$$

$$\frac{d}{dt} \tau_1 = \frac{T_{10}}{T_{11}} \tau_1 + \frac{k_1}{T_{11}} u_p$$

$$\frac{d}{dt} \tau_2 = \frac{T_{20}}{T_{21}} \tau_2 + \frac{k_2}{T_{21}} u_y$$

$$y = [\theta_p \ \theta_y]^T$$

Los parámetros para el modelo matemático han sido medidos de forma experimental, con lo que se obtiene un modelo no lineal del TRMS semi-matemático. La tabla 1, muestra, los valores aproximados de los parámetros del modelo.

Tabla 1. Parámetros del modelo matemático experimental

PARAMETROS	VALORES
I_1 – momento de inercia del rotor vertical	$6.8 \times 10^{-2} Kg.m^2$
I_2 - momento de inercia del rotor horizontal	$2 \times 10^{-2} Kg.m^2$
a_1 – parámetro de característica estática	0.0135
b_1 – parámetro de característica estática	0.081
a_2 – parámetro de característica estática	0.02
b_2 – parámetro de característica estática	0.09
M_g – momento de gravedad	0.32 N.m
B_{1av} – parámetro de la función momento de fricción	$6 \times 10^{-3} N.m.s/rad$
B_{2av} – parámetro de la función momento de fricción	$1 \times 10^{-3} N.m.s^2/rad$
B_{1ah} – parámetro de la función momento de fricción	$1 \times 10^{-1} N.m.s/rad$
B_{2ah} – parámetro de la función momento de fricción	$1 \times 10^{-2} N.m.s^2/rad$
K_{gy} – parámetro del momento giroscópico	0.05 s/rad
K_1 – ganancia del motor 1	1.1
K_2 – ganancia del motor 2	0.8
T_{11} – parámetro del denominador del motor 1	1.1
T_{10} – parámetro del denominador del motor 1	1
T_{21} – parámetro del denominador del motor 2	1
T_{20} – parámetro del denominador del motor 2	1
T_p – parámetro del momento de reacción cruzada	2
T_0 – parámetro del momento de reacción cruzada	3.5
K_c – ganancia del momento de reacción cruzada	-0.2

Es posible el poder implementar controladores en tiempo real; los modelos de procesos de control, así como los de identificación están diseñados en Simulink. Desde el punto de vista del control se ejemplifica un sistema no lineal de orden superior con acoplamientos cruzados significativos.

En un helicóptero tradicional, la fuerza aerodinámica es controlada cambiando el ángulo de ataque; bajo el sistema de enseñanza de laboratorio este está construido de manera que el ángulo es fijo donde la fuerza aerodinámica es controlada variando la velocidad de los rotores.

Por lo consiguiente, las entradas de control son las tensiones que proporcionan la alimentación de los motores de corriente continua, puesto que si de haber un cambio en los resultados de valor de tensiones provocara un cambio de la velocidad de rotación de la hélice resultando un cambio de posición correspondiente de la viga.

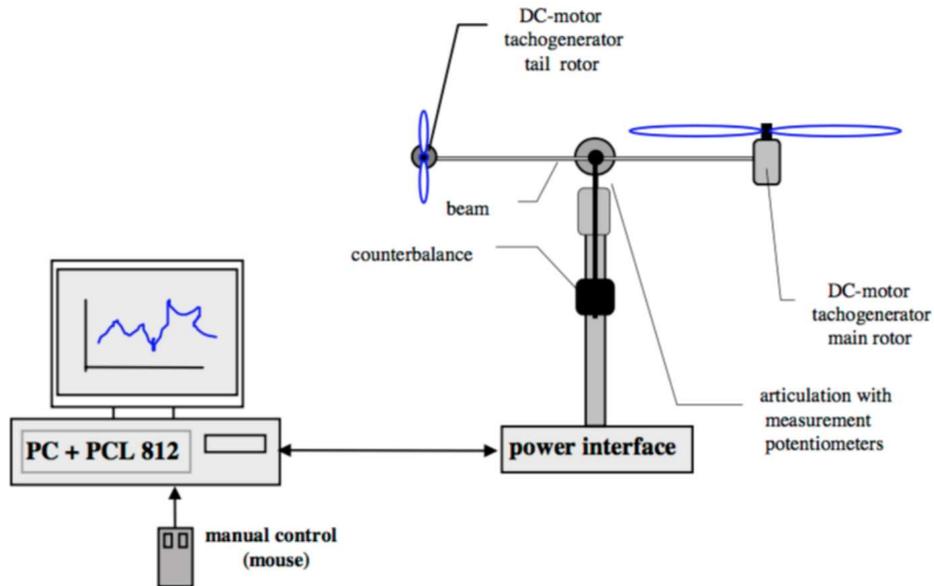


Figura 9. Helicóptero como sistema de enseñanza de laboratorio. (FEEDBACK, 1999)

El TRMS es controlado mediante dos entradas U_1 y U_2 . Una de las características clave del TRMS es la dinámica del cruce de acoplamiento; la posición de la viga (beam) es medida a través de codificadores incrementales dentro de los cuales suministran en tiempo real una señal de posición relativa en el momento en que se ejecuta la simulación.

1.4 Sistemas multivariable

Los sistemas multivariable son sistemas que poseen tanto múltiples entradas como múltiples salidas como se lo puede observar en el diagrama de la Figura 10 en el cual se trata de explicar que en la mayoría de los sistemas multivariable si se realizara una modificación en el valor en una entrada del sistema u_1 , esta acción repercutirá a su respectiva salida y_1 y a su vez puede afectar a las otras salidas del sistema (y_2, \dots, y_r) .

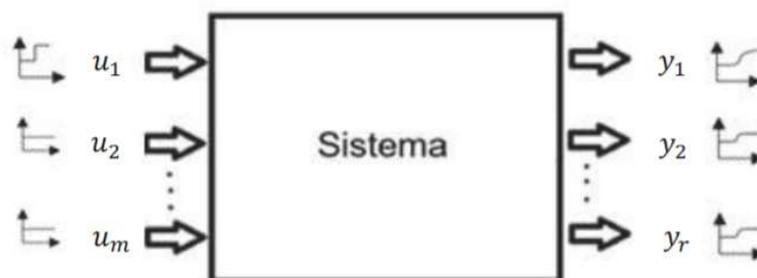


Figura 10. Representación de un sistema MIMO

En los sistemas multivariable la interacción entre variables es un efecto fundamental en el diseño y sintonización de lazos de control y compensadores. Se manifiesta que en un proceso ha interacción cuando una variable de entrada altera a más de una variable de salida, apartando la variable controlada de su valor deseado según vaya cambiando la variable de entrada.

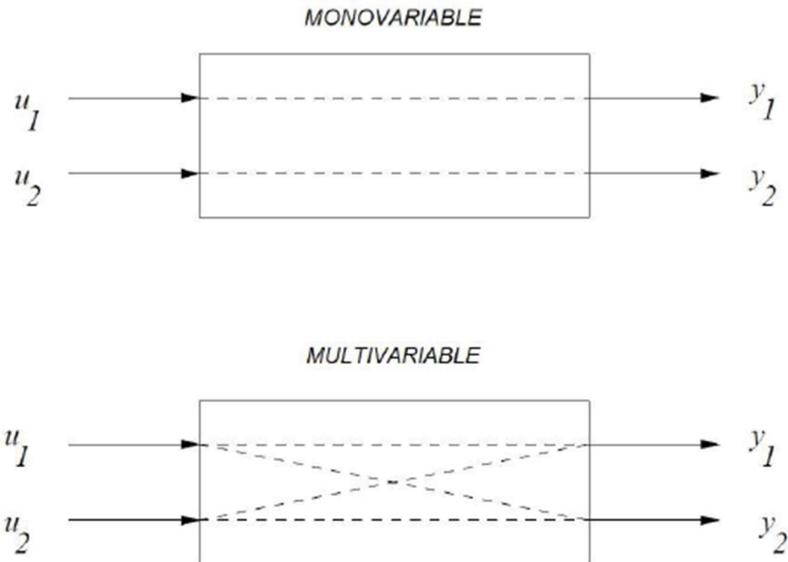


Figura 11. Comparación sistema mono variable y multivariable

En la Figura 11 se expone el diagrama de bloques del sistema TRMS que fue proporcionado por el fabricante como sistema multivariable, en mencionado diagrama se puede observar que la entrada de voltaje para el motor principal que está representado por u_1 , influye de forma directa en la salida del ángulo de elevación ψ mediante la representación de un camino directo de elevación, y a su vez esta salida también se ve afectada por el acoplamiento cruzado existente del movimiento de rotación, así mismo se puede observar que al producir una entrada de voltaje u_2 para el motor Tail la salida del ángulo de rotación ϕ se ve afectada por el camino directo de rotación y al mismo tiempo le influye el camino cruzado existente del movimiento de elevación.

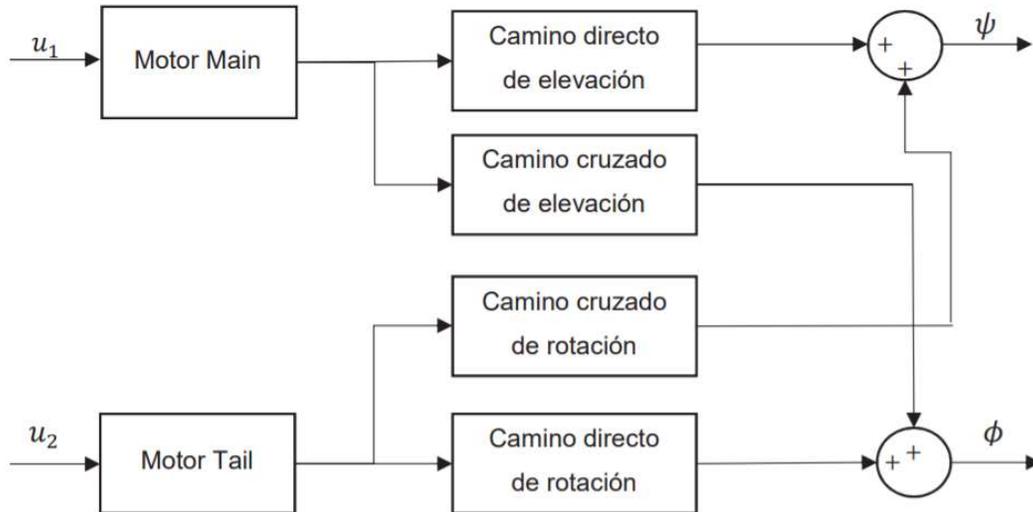


Figura 12. Diagrama de bloques del equipo TRMS

1.5 Objetivos

1.5.1 Objetivo General

Diseñar e implementar de un control predictivo para las hélices de doble rotor 33-220 de marca Feedback.

1.5.2 Objetivo Especifico

- Adquirir información del sistema dinámico de un helicóptero utilizando una tarjeta de adquisición de datos.
- Obtener la función de transferencia del sistema dinámico de un helicóptero.
- Diseñar y simular el control predictivo del sistema dinámico de un helicóptero.
- Comparar y simular el algoritmo PID clásico con control predictivo para concluir la eficiencia

Capítulo 2

2 IDENTIFICACIÓN DE LOS SISTEMAS

Ochoa, 2016 expresa que la identificación de sistema es la teoría y el arte de construir modelos matemáticos de sistemas dinámicos basándose en las entradas y las salidas observadas.

Para llevar a cabo el control de sistemas dinámicos es preciso conocer un modelado matemático el cual sea capaz de describir la dinámica de mencionado sistema, este modelo se consigue con el ajuste de los parámetros de la planta a un conjunto de ecuaciones que serán capaces de detallar el comportamiento de la misma.

La identificación paramétrica se puede ejecutar de manera Off line, entendiéndose al dispositivo de adquisición de datos como una herramienta que sirve para el cálculo de los parámetros obtenidos sin formar parte del lazo de control. Bajo esta técnica se deberá tener en consideración una estructura para el modelo de la planta, donde los parámetros son calculables mediante ciertos criterios que se efectúan en el proceso como tal.

Las técnicas implementadas para la identificación paramétrica son:

En el dominio del tiempo: minimiza el error temporal entre el proceso y el modelo del mismo.

En el dominio de la frecuencia: Minimiza el error ente la respuesta de la frecuencia real del proceso y la respuesta de frecuencia del modelo.

En la identificación paramétrica de sistemas se tienen en consideración principalmente dos técnicas: determinísticas y estocásticas.

Las técnicas determinísticas alcanzan la identificación partiendo de la respuesta de la frecuencia ante señales de entrada sinusoidales y el dominio del tiempo; las señales de entrada son funciones de paso o impulso como una señal PRBS.

Las técnicas estocásticas obtienen su identificación partiendo de la respuesta de la frecuencia y el dominio del tiempo como señales de entrada aleatorias.

La identificación paramétrica se puede efectuar Online, dando a entender que el ordenador está en lazo de control puesto que se denomina control en Tiempo Real debido a que el presente trabajo se trabajara en tiempo real; se puede observar el esquema de control a ejecutar en la Figura 2.1

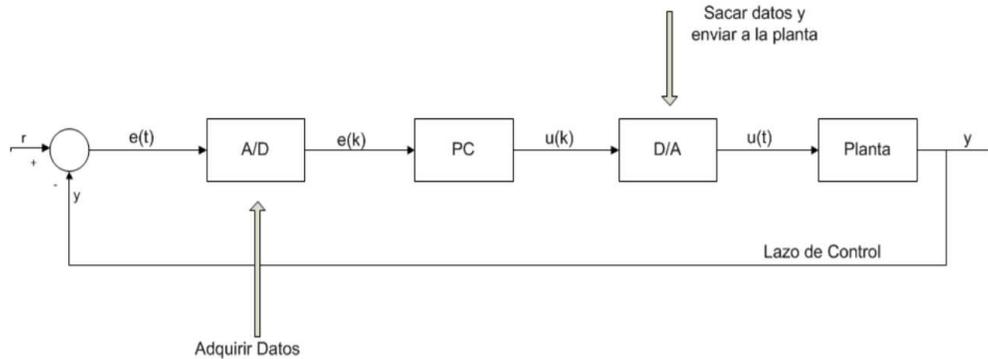


Figura 13. Control en tiempo real

Para la identificación de sistemas se podrá realizar mediante distintos métodos numéricos; dentro de los cuales se hace mención Mínimos Cuadrados Ordinarios (MCO), Mínimos Cuadrados Recursivo (MCR), Mínimos Cuadrados Extendido (MCE).

Bajo el método de mínimos cuadrados ordinarios (MCO) se obtienen parámetros y a su vez procesos de estimación de parámetros. Esta viene dada por:

$$y(k) + a_1 * y(k - 1) + a_2 * y(k - 2) + \dots + a_n * y(k - n) = b_1 * u(k - 1) + b_2 * u(k - 2) + \dots + b_n * u(k - n)$$

El método de mínimos cuadrados recursivos trata de un proceso en donde su nombre mismo hace referencia a una recursión, esto es, que tiene el deber de actualizar los parámetros de la planta en cada iteración donde dicho parámetro al igual que el MCO son a y b; mediante este método indudablemente se utiliza conversión A/D para la obtención de datos y conversión D/A para la salida de datos, puesto que son valores obtenidos desde una planta en proceso de tiempo real, así:



Figura 14. Conversión analógica digital y digital analógica

En el método de mínimos cuadrados extendidos, se realiza el mismo proceso que en el método de mínimos cuadrados recursivos, esto es que se obtiene el modelo de la planta, pero se le añade el modelo de la perturbación puesto que en la mayoría de los sistemas reales existe la presencia de dicha perturbación.

En el presente proyecto de titulación se aplica la técnica de identificación mediante el ingreso de una señal PRBS al sistema. Esta señal PRBS se trata de que los cambios de amplitud que ingresan al sistema se produzcan en un tiempo randómico.

2.1 Muestreo de señal

Existen diversas maneras de muestrear una señal, la más conocida e utilizada es el muestreo periódico o uniforme. Este proceso se especifica mediante la relación

$$x(n) = x_a(nT) \quad -\infty < n < +\infty \quad (2.1.1)$$

donde $x(n)$ es la señal en tiempo discreto obtenida tomando muestras de la señal analógica $x_a(t)$ cada T segundos. Dicho proceso se evidencia en la Figura 15; el intervalo de tiempo T entre dos muestras sucesivas se lo denomina periodo de muestreo o intervalo de muestreo, y su recíproco ($1/T = F_s$) se llama velocidad de muestreo (muestras por segundo) o frecuencia de muestreo (Hertz).

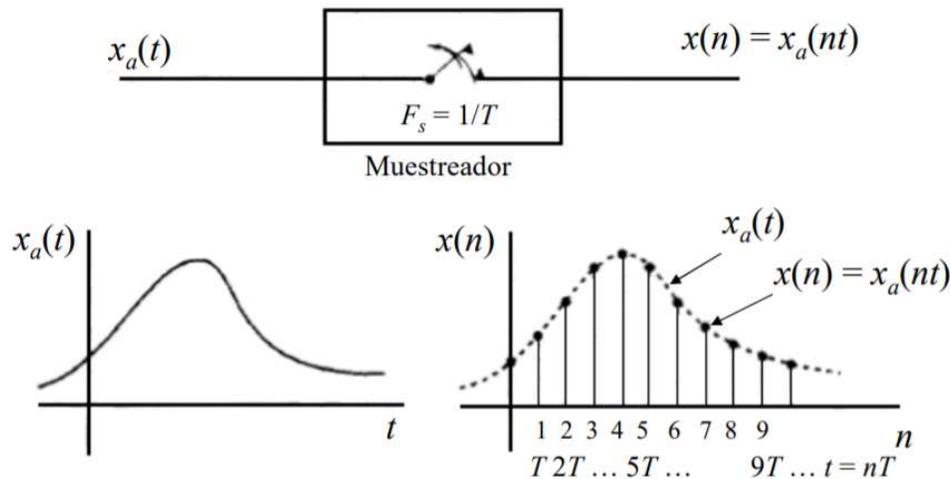


Figura 15. Muestreo periódico de una señal analógica

El muestreo periódico instaura una relación entre las variables t de tiempo continuo y n de tiempo discreto. Cabe mencionar que estas variables tienen una relación lineal a través del periodo de muestreo T o equivalentemente, mediante la velocidad de muestreo como

$$t = nT = \frac{n}{F_s} \quad (2.1.2)$$

Como una conclusión de (2.1.2), hay una existencia de relación entre la variable de las señales analógicas y la variable frecuencia de tiempo discreto.

Para establecer dicha relación si se considera una señal analógica de la forma

$$x_a(t) = A \cos(2\pi Ft + \theta) \quad (2.1.3)$$

que, cuando se muestrea periódicamente a una velocidad de muestras por segundo, da lugar a

$$\begin{aligned} x_a(nT) &\equiv x_n = A \cos(2\pi nFt + \theta) \\ x(n) &= A \cos\left(\frac{2\pi nF}{F_s} + \theta\right) \end{aligned} \quad (2.1.4)$$

Si una señal en tiempo discreto es expresada como

$$x(n) = A \cos(2\pi n f + \theta) \quad (2.1.5)$$

entonces, al comparar la relación (2.1.4) con la (2.1.5), se observa que las variables de frecuencia F y f están linealmente relacionadas como

$$f = \frac{F}{F_s} \quad (2.1.6)$$

Si $\omega = 2\pi f$ y $\Omega = 2\pi F$, entonces, la (2.1.6) queda como

$$\omega = \Omega T \quad (2.1.7)$$

La relación dada en (2.1.6) justifica el nombre de frecuencia normalizada o relativa, que se usa a veces para explicar a la variable. Como se ve en (2.1.6), se puede usar a para determinar a la frecuencia solo si la frecuencia de muestreo es conocida.

El rango de la variable de frecuencia ω para senoides en tiempo continuo es

$$-\infty < \Omega < +\infty \quad -\infty < F < +\infty \quad (2.1.8)$$

No obstante, para senoides en tiempo discreto la postura es diferente puesto que establecen que

$$-\frac{1}{2} < F < \frac{1}{2} \quad -\pi < \omega < \pi \quad (2.1.9)$$

Reemplazando (2.1.6) y (2.1.7) en (2.1.9) se detecta que la frecuencia de la senoide en tiempo continuo al realizar el muestreo a una velocidad debe hallarse en el rango

$$-\frac{1}{2T} = -\frac{F_s}{2} \leq F \leq \frac{F_s}{2} = \frac{1}{2T} \quad (2.1.10)$$

O equivalente

$$-\frac{\pi}{T} = -\pi F_s \leq \Omega \leq \pi F_s = \frac{\pi}{T} \quad (2.1.11)$$

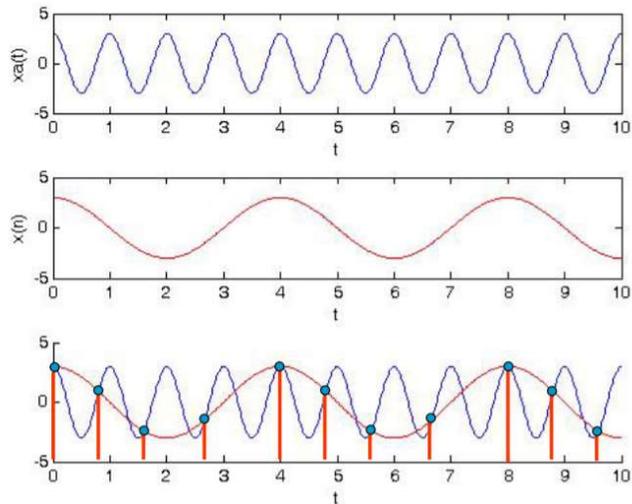


Figura 16. Muestreo de la señal

2.2 Teorema de muestreo

Dada una señal analógica cualquiera que fuera esta, ¿cómo se debe elegir el periodo de muestreo T ? o ¿cuál es velocidad de muestreo F_s ? para responder estas preguntas es indispensable la información sobre las características de la señal que se realizara el muestreo.

Especialmente se debe contar con información general acerca del contenido de la frecuencia de la señal. Por lo regular, mencionada información está disponible, por ejemplo, se conoce que la frecuencia mayor en señales de voz ronda los 3KHz o en las señales de televisión cuenta con componentes de frecuencia importante hasta los 5MHz.

La información que contiene dichas señales se encuentra en la amplitud, frecuencia y fase de los distintos componentes de frecuencia, pero antes de obtenerlas se desconoce las características a detalle.

En realidad, la finalidad del procesador de señal es generalmente la extracción de las características; no obstante, si se tiene conocimiento de la frecuencia máxima determinada clase de señal, se puede detallar la velocidad de muestreo indispensable para convertir las señales analógicas en señales digitales. Si se presume que cualquier señal analógica se puede mostrar como una suma de senoides de diferentes amplitudes, frecuencias y fases, es decir

$$x_a(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos(2\pi F_i t + \theta_i) \quad (2.2.1)$$

donde N señala el número de componentes de frecuencia. Todas las señales, como las de voz o video se prestan a dicha representación en cualquier intervalo de tiempo pequeño.

Generalmente, las amplitudes, fases y frecuencias cambian lentamente de un intervalo de tiempo al subsecuente; suponiendo que la frecuencia de una determinada señal no supera una frecuencia máxima conocida F_{max} .

Dando como ejemplo, si $F_{max} = 3KHz$, para señales de voz y $F_{max} = 5MHz$ para señales de video, se observaría que la frecuencia más alta puede cambiar levemente y para garantizar que F_{max} no exceda determinado valor se deberá pasar la señal analógica a través de un filtro que mitigue fuertemente los componentes de frecuencia por encima de F_{max} . En la práctica, este filtrado se realiza antes del muestreo.

Se tiene conocimiento que la frecuencia más alta de una señal analógica puede ser reconstruida sin ambigüedad cuando la señal es muestreada a una velocidad de $F_s = 1/T$ es $F_s/2$. Cualquier frecuencia superior de $F_s/2$ o inferior de $-F_s/2$ genera muestras las cuales son idénticas que responden a la frecuencia dentro del intervalo $-F_s/2 \leq -F \leq F_s/2$.

Para prevenir las ambigüedades resultantes del aliasing, se deberá elegir una velocidad de muestreo suficientemente alta, seleccionando a $F_s/2$ mayor que F_{max} . Por consiguiente, para poder evitar la incertidumbre de aliasing se escogerá a F_s como

$$F_s > 2F_{max} \quad (2.2.2)$$

Teorema: Tomando como referencia a Cortes, Cano, Chaves (2008), los cuales parten de un teorema dando a entender que si la frecuencia más alta inmersa en una señal analógica $x_a(t)$ es $F_{max} = B$ y la señal se muestrea a una velocidad $F_s > 2F_{max}$, por lo tanto $x_a(t)$ se puede reconstruir totalmente de sus muestras por medio de la siguiente función de interpolación:

$$g(t) = \frac{\sin(2\pi Bt)}{2\pi Bt} \quad (2.2.3)$$

Llegando a expresarse de la siguiente forma:

$$x_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a\left(\frac{n}{F_s}\right) g\left(t - \frac{n}{F_s}\right) \quad (2.2.4)$$

Donde $x_a\left(\frac{n}{F_s}\right) = x_a(nT) = x(n)$.

García (2018), Cuando el muestreo de $x_a(t)$ se ejecuta a la tasa mínima de muestreo $F_s = 2B$, la fórmula de reconstrucción (2.2.4) se transforma en

$$x_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a \left(\frac{n}{2B} \right) \frac{\sin 2\pi B(t - n/2B)}{2\pi B(t - n/2B)} \quad (2.2.5)$$

La tasa de muestreo dada por $FN = 2B = 2F_{\max}$ es denominada tasa de Nyquist-Shannon. La Figura 17 ilustra el proceso de un DAC ideal que usa esta función de interpolación.

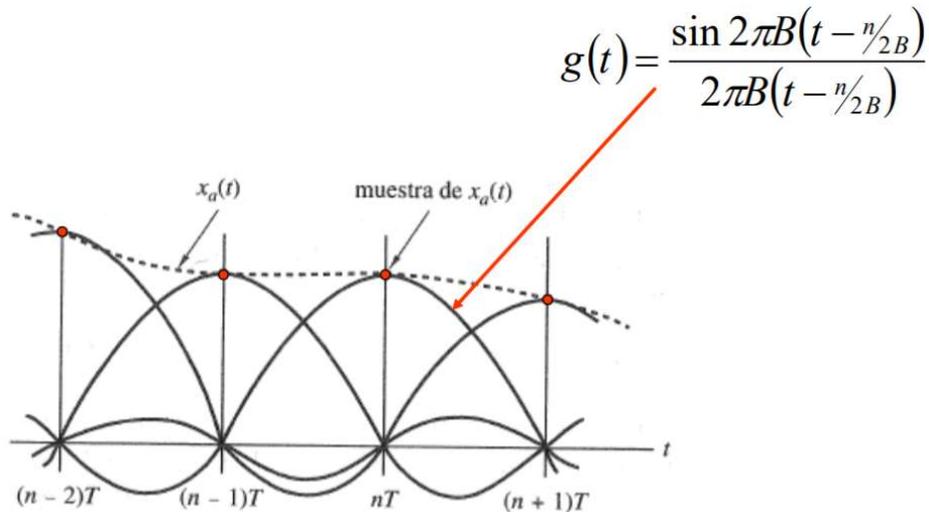


Figura 17. Conversión de analógico a digital ideal

Como se aprecia en la resolución de la fórmula sección (2.2.4) y en la sección (2.2.5), la reconstrucción de $x_a(t)$ partiendo de la secuencia $x(n)$ es un desarrollo complejo que envuelve la suma ponderada de la función de interpolación $g(t)$ con sus versiones debidamente desplazadas en el tiempo $g(t - nT)$ con $-\infty < n < \infty$, donde los coeficientes de ponderación son las muestras de $x(n)$.

Dada la dificultad y el infinito número de muestras que se necesitan en la sección (2.2.4) y (2.2.5), dichas fórmulas de reconstrucción son simplemente para un bagaje teórico.

2.3 Señal PRBS

Oyarzo, 2018 expresa son señales que toman solo dos valores, puesto que es una señal periódica determinística que posee propiedades similares al ruido blanco; puede originarse partiendo de la ecuación

$$u(n) = \text{rem}(a_1 u(n-1) + \dots + a_k u(n-k), 2) \quad (2.3.1)$$

donde $\text{rem}(x,2)$ es el resto de la división de x por 2. La señal $u(n)$ sólo puede tomar los valores 0 y 1. El vector de entradas pasadas

$$[u(n-1), \dots, u(n-k)] \quad (2.3.2)$$

puede asumir sólo 2^k valores diferentes, puesto que la secuencia será periódica dentro de un periodo máximo de 2^k . Teniendo en cuenta una secuencia de solo ceros causaría que todos los valores siguientes fueran ceros; el periodo máximo que podría alcanzarse es $M = 2^k - 1$.

El periodo real de la señal está planteado por los valores del coeficiente a_i .

Se puede sostener que para cada valor de k existen valores de los a_i mostrando sucesión de periodos más altos; donde dichas secuencias son llamadas Maximum Length PRBS.

La tabla 2 que se presenta a continuación muestra los valores de k para los cuales es $a_k = 1$ (los coeficientes que restan son nulos) y que generan PRBS de máxima longitud.

Tabla 2. Coeficientes para generación de señales PRBS de máxima longitud. (Oyarzo, 2018)

Orden	$M = 2^k - 1$	$a_k = 1$ para k
2	3	1,2
3	7	2,3
4	15	1,4
5	31	2,5
6	63	1,6
7	127	3,7
8	255	1,2,7,8
9	511	4,9
10	1023	7,10
11	2047	9,11

Se puede validar que cualquier señal PRBS de máxima longitud y las cuales conmuta entre los valores $\pm \bar{u}$, presenta propiedades estadísticas de primer y segundo orden las cuales se presentan a continuación:

$$\left| \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M u(n) \right| = \frac{\bar{u}}{M} \quad (2.3.3)$$

$$R_u(\ell) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M u(n)u(n+\ell) = \begin{cases} \bar{u}^2 & \ell = 0, \pm M, \pm 2M, \dots \\ -\frac{\bar{u}^2}{M} & c. o. c \end{cases} \quad (2.3.4)$$

Donde $M = 2^k - 1$ representa el periodo máximo de la señal y las sumas se realizan en forma periódica. Observar que la señal no presenta con exactitud una media cero puesto que su función de covarianza difiere de la función de autocorrelación en la sección (2.3.4).

El espectro de la señal resulta

$$\begin{aligned} \Phi_u(\omega) &= \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} R_u(\ell) e^{-j\omega\ell} \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{\ell=0}^{M-1} R_u(\ell + kM) e^{-j\omega\ell} e^{-j\omega kM} \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j\omega kM} \sum_{\ell=0}^{M-1} R_u(\ell + kM) e^{-j\omega\ell} \end{aligned}$$

Que puede aproximarse por

$$\Phi_u(\omega) = \frac{2\pi\bar{u}^2}{M} \sum_{k=1}^{M-1} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{M}\right), \quad 0 \leq \omega < 2\pi \quad (2.3.5)$$

El espectro posee $M - 1$ picos (exceptuando el pico en $(\omega = 0)$) en la región $-\pi \leq \omega < \pi$.

Con esto se puede demostrar que las señales PRBS de máxima longitud tienen comportamiento como ruido blanco y tienden a presentar una persistencia de excitación de orden $M - 1$.

Es sustancial utilizar periodos completos de la señal para que presenten las características espectrales mencionadas. Esto a diferencia de las señales aleatorias donde se deberá fiar en la Ley de Grandes Números para poseer “buenas” propiedades de segundo orden con número finito de muestras.

Las señales PRBS tienen un factor de cresta óptimo (igual a 1).

Diversos valores iniciales cuando se origina la señal correspondiente a la sección (2.2.2) estas responden a un desplazamiento de la secuencia, puesto que no es claro cómo crear secuencias PRBS mutuamente no correlacionadas.

Una señal PRBS (véase la Figura 18) o secuencia binaria pseudo-aleatoria es una señal periódica la cual está representada por pulsos rectangulares, los mismos que oscilan entre 0 y 1. Jara Ortiz & Maldonado Archig, 2015, expresan que para los sistemas considerados en esta planta dichos valores son muy altos puesto que se realiza un escalamiento hacia valores apropiados conforme a la necesidad presentada para cada sistema.

Uno de los factores primordiales para la generación de una señal PRBS es el tiempo de muestreo; puesto que está en función del tiempo de estabilización de la respuesta al escalón.

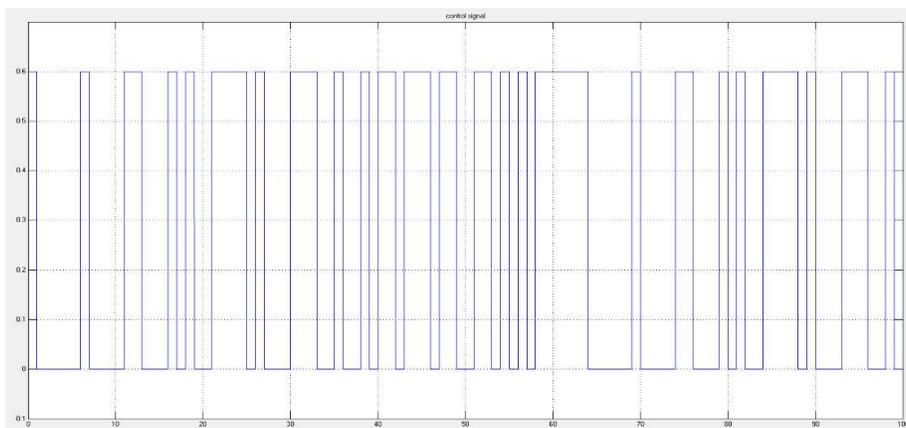


Figura 18. Forma de onda de una señal PRBS

Es probable el poder generar una señal PRBS por medio del registro de desplazamiento en retroalimentación. El entorno de programación Simulink cuenta con un bloque “PN Sequence Generator” como se puede observar en la Figura 19 en donde se origina una secuencia de números binarios pseudoaleatorios emplean un registro de desplazamiento de realimentación lineal (LSFR). Este bloque pone en funcionamiento el LFSR a través de registro de desplazamiento (SSR G, o Fibonacci) de configuración.

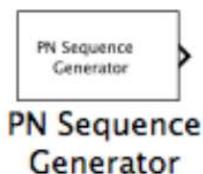


Figura 19. PN Sequence Generator

2.4 Toolbox de identificación (IDENT de MATLAB)

Ljung. 2001, expone que el toolbox IDENT es una herramienta utilizable en el software MATLAB diseñado para la identificación de sistemas, mediante esta herramienta se posibilita construir un modelado matemático de un sistema dinámico a partir de la medición de las señales de entrada y salida del sistema.

Para poder ingresar a esta herramienta se ejecuta la digitación de la instrucción `>> ident` en la ventana de comandos de MATLAB, una vez dentro del toolbox se mostrará una interfaz como se muestra en la Figura 20.; dicha interfaz se encuentra dividida en dos secciones: la primera hace referencia al conjunto de datos importados para el análisis mientras que en la segunda sección se irán creando los modelos en función de las operaciones ejecutadas sobre los datos ya importados.

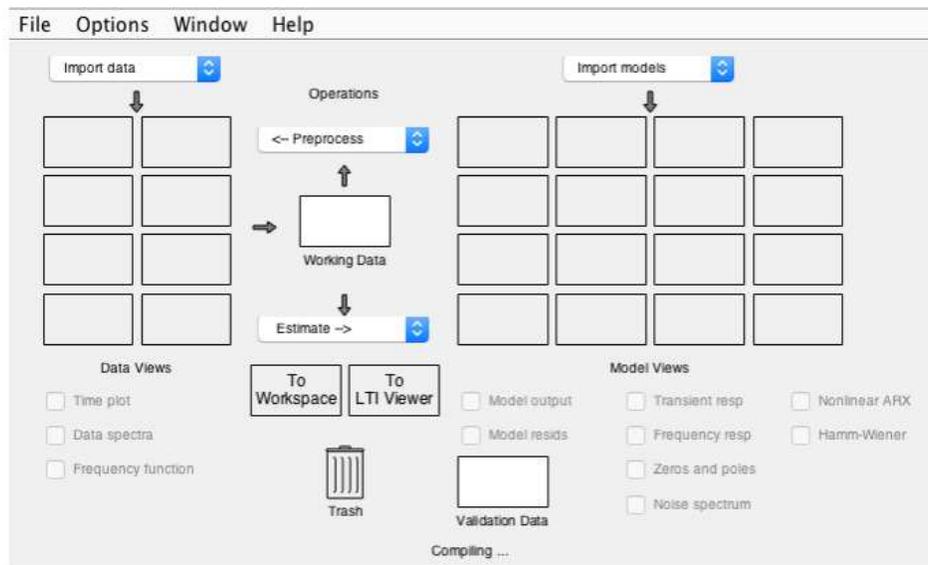


Figura 20. Ventana principal de IDENT de MATLAB®.

El uso de mencionada herramienta se ejecuta de forma secuencial, donde es primordial la importación de datos mediante el menú "import data", con el que se generará un conjunto de datos, posterior a eso se podrá aplicar distintas operaciones a través del menú "Preproces" y "Estimate"; logrando así obtener el modelo matemático del sistema dinámico.

La importación de datos se la puede realizar en tres diferentes formas: importación de datos en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia e importación de objetos. Para el presente trabajo de titulación en cada sistema

analizado se trabajará en el dominio del tiempo del tiempo como se puede observar en la Figura 21, donde se deberá seleccionar “Time domain data” para cargar los vectores de entrada (input) y salida (output) dentro de los cuales deberán en formato de n filas y una columna, en la sección de “data information” el data name hace referencia al nombre del conjunto de datos, el control “Starting name” corresponde al tiempo de inicio en el cual fueron obtenidos los vectores de entrada y salida y finalmente en el control “Sample time” corresponde al tiempo de muestreo de donde se obtuvieron dichos vectores de entrada-salida.

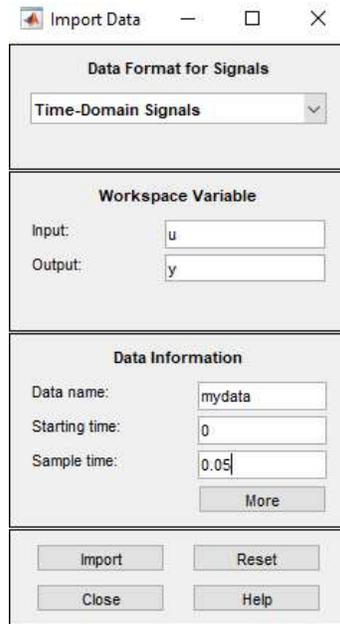


Figura 21. Importación de datos en el dominio del tiempo.

2.5 Identificación del pitch rotor de la planta Twin Rotor MIMO System

Para la identificación del Pitch Rotor del Twin Rotor MIMO System se escogió por realizarla dentro de un rango determinado desde 0 radianes hasta 0.7 radianes del ángulo de posición, con el fin de conseguir una aproximación más precisa en el proceso de identificación, puesto que más amplio sea el rango de trabajo menor es la coincidencia en la estimación del modelo, puesto que esto ocurre por las características no lineales presentes del sistema.

El proceso de identificación se realizó dentro de un periodo de 100 segundos, con tiempo de muestreo de 100 milisegundos dentro de lo cual se generará dos vectores de 1000 muestras por parte de la señal PRBS observándose así la Figura 22 y para la respuesta obtenida a este estímulo se presenta en la Figura 23

Una vez ya generados estos se guardarán en un archivo “.mat”, dentro del proceso de identificación se empleará la herramienta “N4SID” de Matlab donde se estima el modelo en Espacio de Estados.

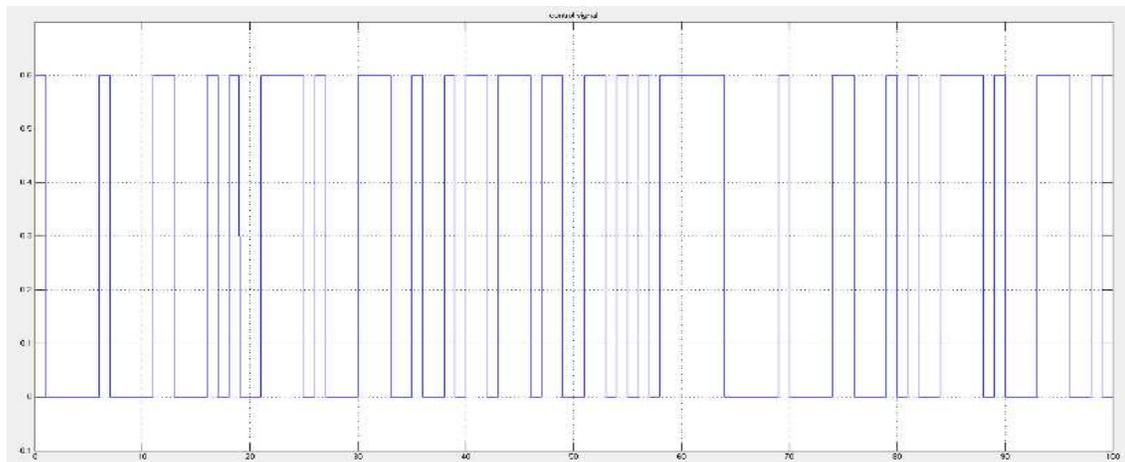


Figura 22. Señal PRBS para identificación del Pitch Rotor

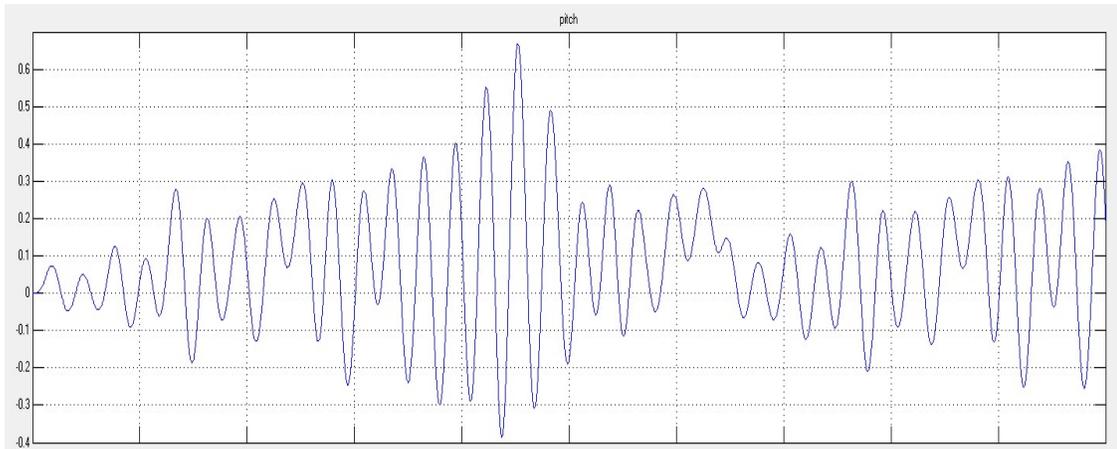


Figura 23. Respuesta del pitch rotor a señal PRBS

Una vez que los vectores de datos están cargados en el Workspace de Matlab® se lleva a cabo el proceso de identificación por medio de los comandos señalados en la Figura 24.

En el momento de ejecutar este script en el Command Window de Matlab se requerirá que ingresen el porcentaje de datos a tomar del número total de muestras con el que se llevará a cabo la identificación, adicional se abrirá una ventana emergente donde se mostrara marcado de color rojo el orden del sistema con más aproximado lo cual se puede visualizar en la Figura 25; ingresando este orden en el Command Window.

Acorde al rango de trabajo expuesto y los vectores de datos ya obtenidos se tiene estimado un modelo de tercer orden.

```

Editor - Untitled*
Untitled* x +
This file can be opened as a Live Script. For more information, see Creating Live Scripts.
1 %% IDENTIFICACION DE ESPACIOS DE ESTADOS
2 close all; clc;
3 L = Length(y);
4 por=input('Ingrese porcentaje de datos para proceso de identificacion: ');
5 coefic=(por*L)/100;
6 yy=[y(1:coefic)];
7 uu=[u(1:coefic)];
8 data=iddata(yy,uu,0.1)
9 datav=iddata(y,u,0.1)
10 m=n4sid(data,[1:10])
11 compare(datav,m)

```

Figura 24. Código implementado para identificación del Pitch Rotor

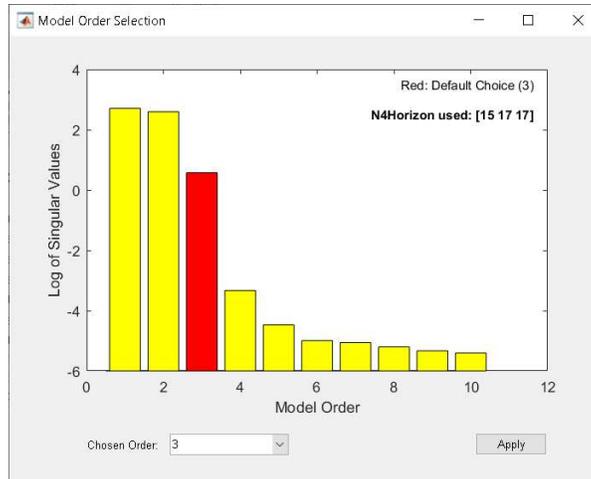


Figura 25. Grafica de orden de matrices de estado

Las matrices en Espacio de Estados del sistema se obtienen mediante la herramienta N4SID los cuales se muestran a continuación:

$$A = \begin{bmatrix} 0.9741 & -0.195 & -0.003396 \\ 0.2094 & 0.9737 & 0.0689 \\ 0.03151 & -0.1011 & 0.9116 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -0.0001541 \\ -0.0002582 \\ -0.01548 \end{bmatrix}$$

$$C = [5.69 \quad -0.5569 \quad -0.09547]$$

$$D = [0]$$

Adicionalmente, mediante el comando “compare” implementado en el script de la Figura 25 se realiza la validación de la estimación como se observa en la Figura 26

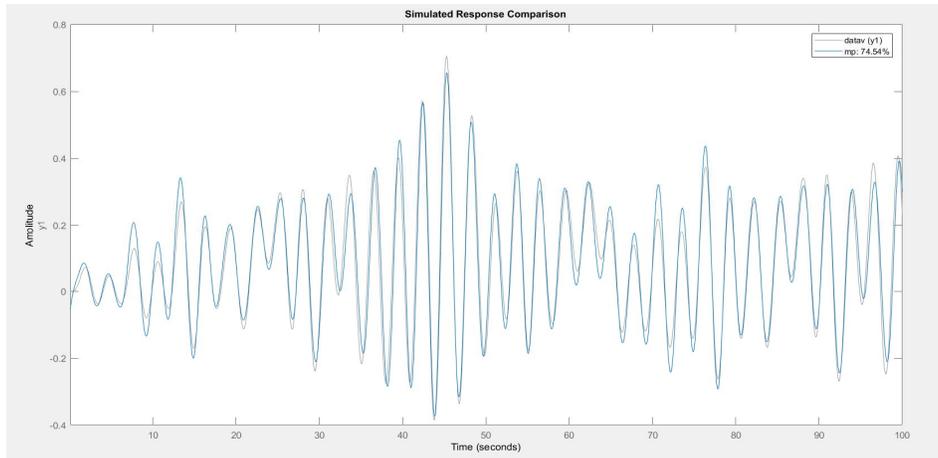


Figura 26. Representación de la estimación de las matrices de estado

2.6 Identificación del Yaw rotor cuando se excita el pitch rotor del Twin Rotor MIMO System

Para el caso de identificación del Yaw rotor cuando se excita el pitch rotor del Twin Rotor MIMO System se optó por realizarla en un rango determinado de trabajo el cual es 0 radianes hasta 0.7 radianes del ángulo de posición, con la finalidad de obtener una aproximación mayor en el proceso de identificación, puesto que más amplio es el rango de trabajo menor será la coincidencia en la estimación del modelo.

Para el proceso de generación de la señal PRBS y el procedimiento a seguir sobre la plataforma utilizada, dirigirse al anexo “Identificación de Yaw Rotor cuando se excita el pitch rotor del Twin Rotor MIMO System” en donde se detalla los pasos que se deben seguir para poner en marcha el modelo de identificación creado en Simulink.

El proceso de identificación se realizó dentro de un periodo de 100 segundos, con tiempo de muestreo de 100 milisegundos dentro de lo cual se generará dos vectores de 1000 muestras por parte de la señal PRBS observándose así la Figura 27 y para la respuesta obtenida a este estímulo se presenta en la Figura 28.

Una vez ya generados estos se guardarán en un archivo “.mat”, dentro del proceso de identificación se empleará la herramienta “N4SID” de Matlab donde se estima el modelo en Espacio de Estados.

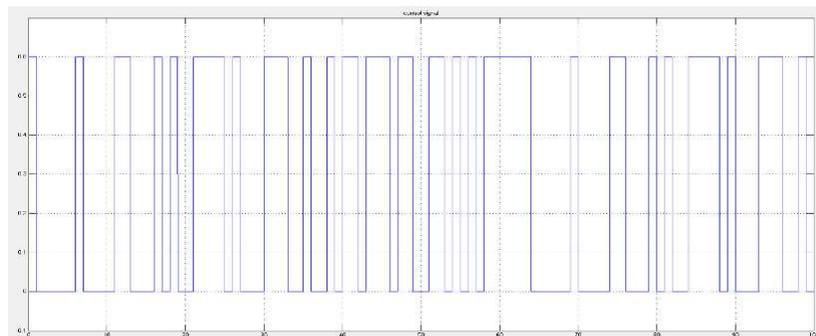


Figura 27. Señal PRBS para identificación del Yaw Rotor cuando se excita el Pitch rotor

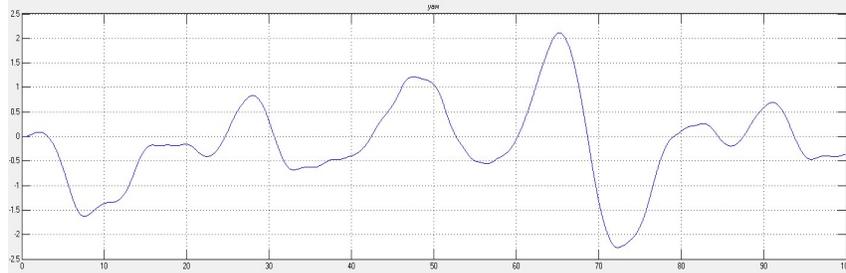


Figura 28. Respuesta del Yaw rotor cuando se excita el pitch rotor a señal PRBS

Una vez que los vectores de datos están cargados en el Workspace de Matlab® se lleva a cabo el proceso de identificación por medio de los comandos señalados en la Figura 29.

En el momento de ejecutar este script en el Command Window de Matlab se requerirá que ingresen el porcentaje de datos a tomar del número total de muestras con el que se llevará a cabo la identificación, adicional se abrirá una ventana emergente donde se mostrara marcado de color rojo el orden del sistema con más aproximado lo cual se puede visualizar en la Figura 2.6.4; ingresando este orden en el Command Window.

Acorde al rango de trabajo expuesto y los vectores de datos ya obtenidos se tiene estimado un modelo de tercer orden.

```

Editor - Untitled*
Untitled* x +
This file can be opened as a Live Script. For more information, see Creating Live Scripts.
1 %% IDENTIFICACION DE ESPACIOS DE ESTADOS
2 close all; clc;
3 L = Length(y);
4 por=input('Ingrese porcentaje de datos para proceso de identificacion: ');
5 coefic=(por*L)/100;
6 yy=[y(1:coefic)];
7 uu=[u(1:coefic)];
8 data=iddata(yy,uu,0.1)
9 datav=iddata(y,u,0.1)
10 m=n4sid(data,[1:10])
11 compare(datav,m)

```

Figura 29. Código implementado para identificación del Yaw Rotor cuando se excita el Pitch rotor

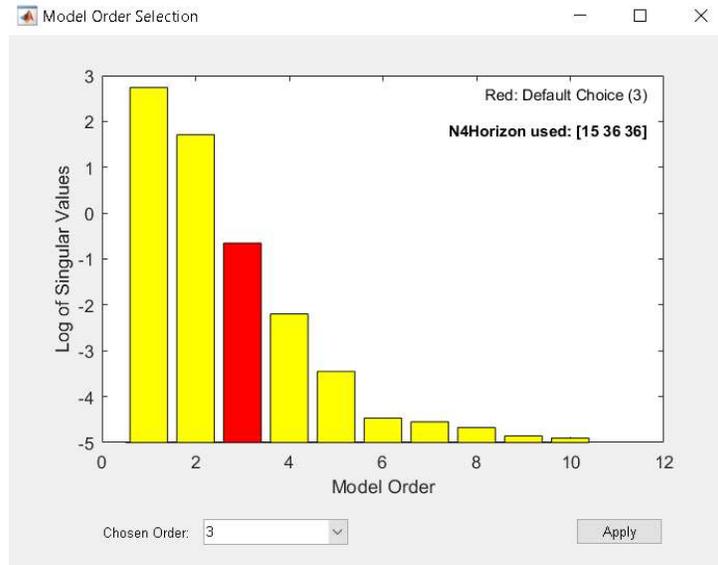


Figura 30. Grafica de orden de matrices de estado

Las matrices en Espacio de Estados del sistema se obtienen mediante la herramienta N4SID los cuales se muestran a continuación:

$$A = \begin{bmatrix} 0.971 & -0.22 & 0.002334 \\ 0.2205 & 0.9739 & -0.04432 \\ 0.02644 & 0.0256 & 0.9573 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.0009688 \\ -0.003502 \\ -0.004939 \end{bmatrix}$$

$$C = [1.904 \quad -0.2064 \quad 0.0481]$$

$$D = [0]$$

Además, mediante el comando “compare” implementado en el script de la Figura 29 se realiza la validación de la estimación como se muestra en la Figura 31.

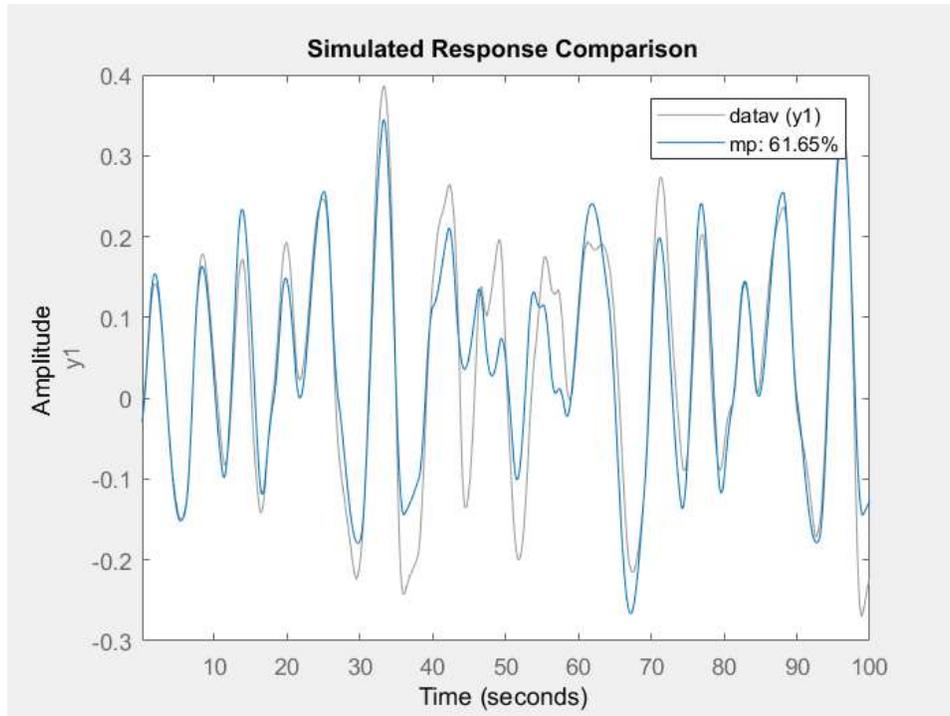


Figura 31. Representación de la estimación de las matrices de estado

2.7 Identificación del Yaw rotor de Twin Rotor MIMO System

Para el caso de identificación del Yaw Rotor del Twin Rotor MIMO System se ha implementado una señal PRBS que abarca los valores entre -0.6 radianes hasta 0.6 radianes del ángulo de posición permitiendo así una identificación en todo el rango del trabajo. Esto es de ayuda para que la coincidencia del modelo sea menor en el modelo estimado, puesto que esto sucede por las características dinámicas no lineales presentes en el modelo.

Para el proceso de generación de la señal PRBS y el procedimiento a seguir sobre la plataforma utilizada, referirse al anexo “Identificación de Yaw Rotor del Twin Rotor MIMO System” en el cual se detalla los pasos a seguir para la puesta en marcha del modelo de identificación creado en Simulink.

El proceso de identificación se realizó dentro de un periodo de 100 segundos, con tiempo de muestreo de 100 milisegundos dentro de lo cual se generará dos vectores de 1000 muestras por parte de la señal PRBS observándose así la Figura 32 y para la respuesta obtenida a este estímulo se presenta en la Figura 33.

Una vez ya generados estos se guardarán en un archivo “.mat” el cual esta detallado en la guía, dentro del proceso de identificación se empleará la herramienta “N4SID” de Matlab donde se estima el modelo en Espacio de Estados.

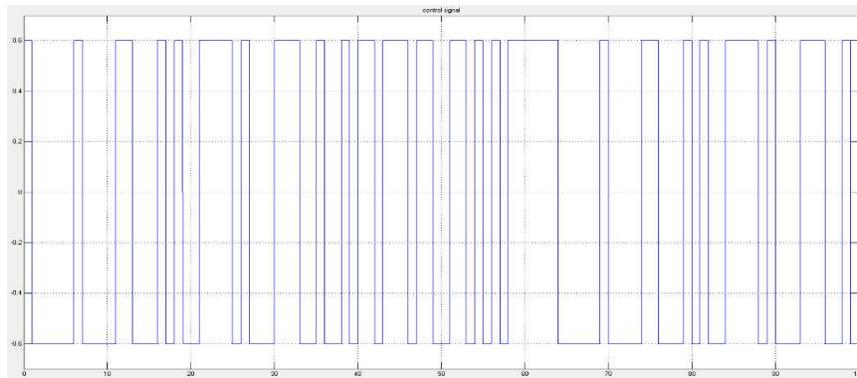


Figura 32. Señal PRBS para identificación del Yaw Rotor

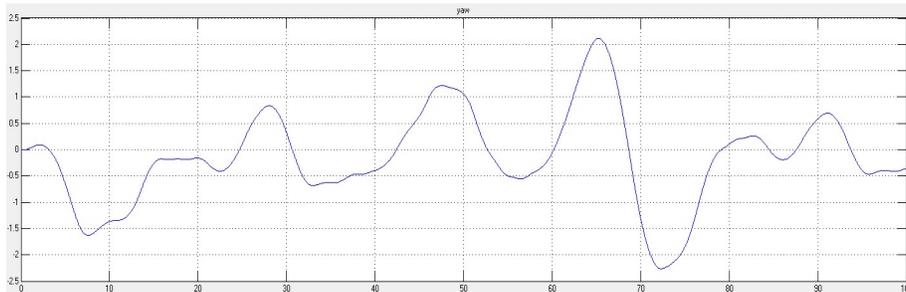
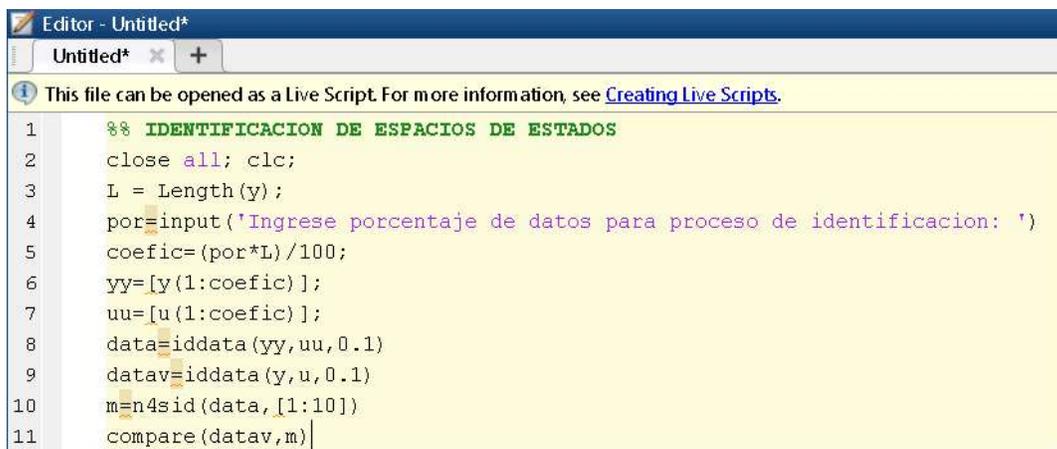


Figura 33. Respuesta del Yaw rotor a señal PRBS

Una vez que los vectores de datos están cargados en el Workspace de Matlab® se lleva a cabo el proceso de identificación por medio de los comandos señalados en la Figura 34.

En el momento de ejecutar este script en el Command Window de Matlab se requerirá que ingresen el porcentaje de datos a tomar del número total de muestras con el que se llevará a cabo la identificación, adicional se abrirá una ventana emergente donde se mostrara marcado de color rojo el orden del sistema con más aproximado lo cual se puede visualizar en la Figura 35; ingresando este orden en el Command Window.

Acorde al rango de trabajo expuesto y los vectores de datos ya obtenidos se tiene estimado un modelo de segundo orden.



```
1 %% IDENTIFICACION DE ESPACIOS DE ESTADOS
2 close all; clc;
3 L = Length(y);
4 por=input('Ingrese porcentaje de datos para proceso de identificacion: ');
5 coefic=(por*L)/100;
6 yy=[y(1:coefic)];
7 uu=[u(1:coefic)];
8 data=iddata(yy,uu,0.1)
9 datav=iddata(y,u,0.1)
10 m=n4sid(data,[1:10])
11 compare(datav,m)
```

Figura 34. Código implementado para identificación del Yaw Rotor

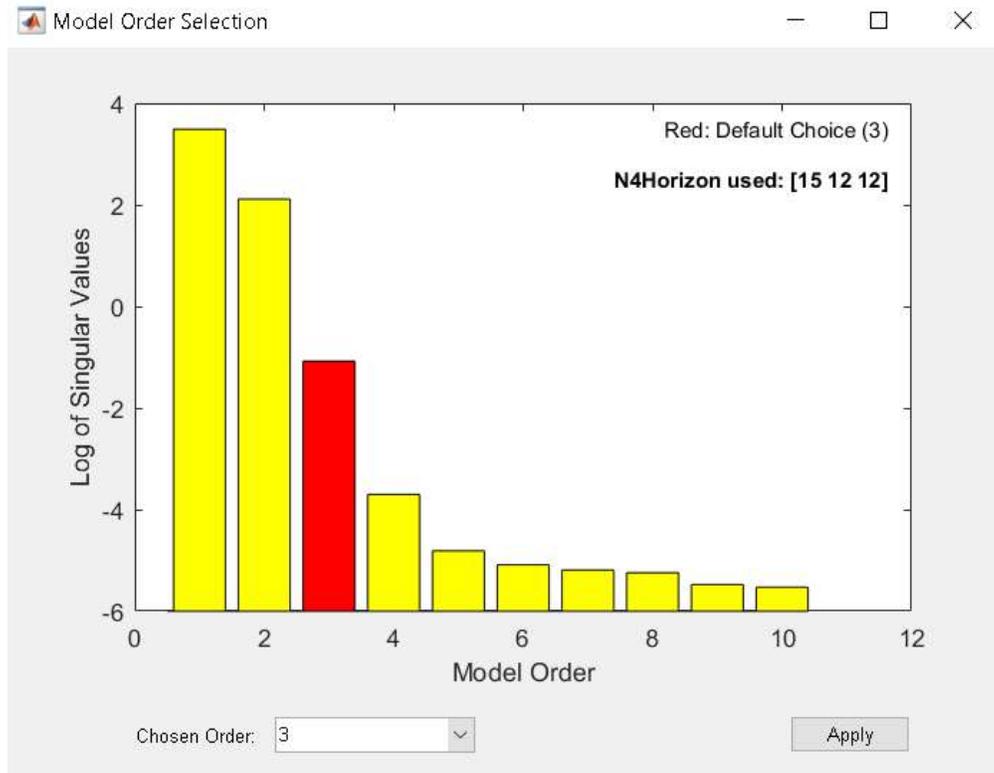


Figura 35. Orden del modelo recomendado para el Yaw Rotor

Las matrices en Espacio de Estados del sistema se obtienen mediante la herramienta N4SID los cuales se muestran a continuación:

$$A = \begin{bmatrix} 0.9979 & -0.06414 & -0.0001567 \\ 0.06885 & 0.987 & 0.05143 \\ 0.008442 & -0.08513 & 0.8563 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -5.05e - 05 \\ -0.00172 \\ -0.009991 \end{bmatrix}$$

$$C = [8.988 \quad -0.2833 \quad -0.03511]$$

$$D = [0]$$

Adicionalmente, mediante el comando “compare” implementado en el script de la Figura 34 se realiza la validación de la estimación como se observa en la Figura 36.

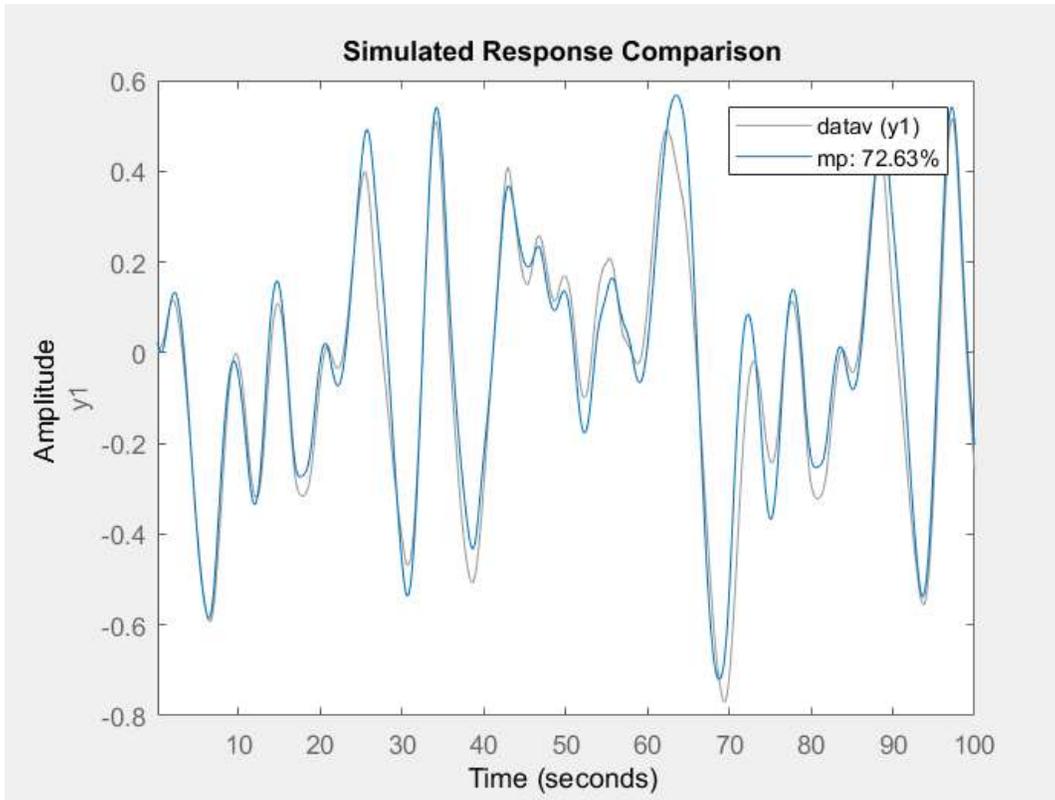


Figura 36. Validación del modelo de segundo orden del Yaw Rotor

2.8 Identificación del pitch rotor cuando se excita el Yaw rotor del Twin Rotor MIMO System

Para el caso de identificación del Yaw Rotor del Twin Rotor MIMO System se ha implementado una señal PRBS que abarca los valores entre -0.6 radianes hasta 0.6 radianes del ángulo de posición permitiendo así una identificación en todo el rango del trabajo. Esto es de ayuda para que la coincidencia del modelo sea menor en el modelo estimado, puesto que esto sucede por las características dinámicas no lineales presentes en el modelo.

Para el proceso de generación de la señal PRBS y el procedimiento a seguir sobre la plataforma utilizada, referirse al anexo “Identificación de pitch Rotor cuando se excita el Yaw rotor del Twin Rotor MIMO System” en el cual se detalla los pasos a seguir para la puesta en marcha del modelo de identificación creado en Simulink.

El proceso de identificación se realizó dentro de un periodo de 100 segundos, con tiempo de muestreo de 100 milisegundos dentro de lo cual se generará dos vectores de 1000 muestras por parte de la señal PRBS observándose así la Figura 36 y para la respuesta obtenida a este estímulo se presenta en la Figura 37

Una vez ya generados estos se guardarán en un archivo “.mat” el cual esta detallado en la guía, dentro del proceso de identificación se empleará la herramienta “N4SID” de Matlab donde se estima el modelo en Espacio de Estados.

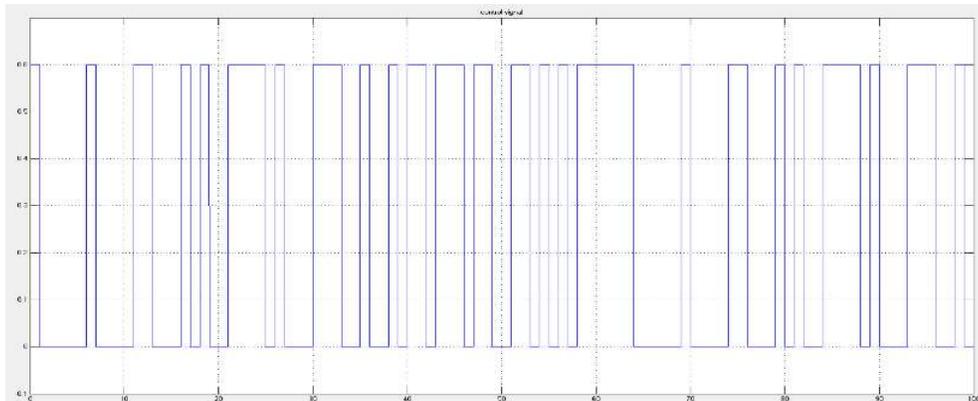


Figura 37. Señal PRBS para identificación del pitch rotor cuando se excita el Yaw rotor

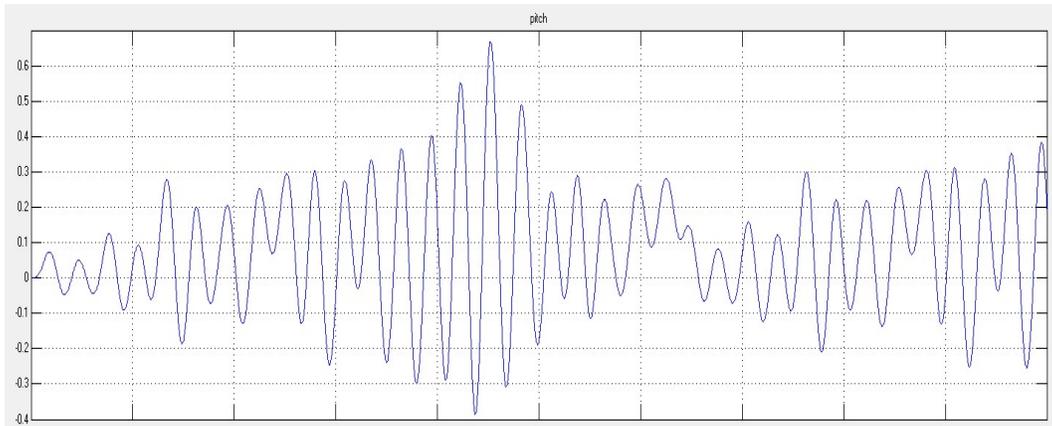


Figura 38. Respuesta del pitch rotor cuando se excita el Yaw rotor a señal PRBS

Una vez que los vectores de datos están cargados en el Workspace de Matlab® se lleva a cabo el proceso de identificación por medio de los comandos señalados en la Figura 39.

En el momento de ejecutar este script en el Command Window de Matlab se requerirá que ingresen el porcentaje de datos a tomar del número total de muestras con el que se llevará a cabo la identificación, adicional se abrirá una ventana emergente donde se mostrara marcado de color rojo el orden del sistema con más aproximado lo cual se puede visualizar en la Figura 40; ingresando este orden en el Command Window.

Acorde al rango de trabajo expuesto y los vectores de datos ya obtenidos se tiene estimado un modelo de tercer orden.

```

Editor - Untitled*
Untitled* x +
This file can be opened as a Live Script. For more information, see Creating Live Scripts.
1 %% IDENTIFICACION DE ESPACIOS DE ESTADOS
2 close all; clc;
3 L = Length(y);
4 por=input('Ingrese porcentaje de datos para proceso de identificacion: ')
5 coefic=(por*L)/100;
6 yy=[y(1:coefic)];
7 uu=[u(1:coefic)];
8 data=iddata(yy,uu,0.1)
9 datav=iddata(y,u,0.1)
10 m=n4sid(data,[1:10])
11 compare(datav,m)

```

Figura 39. Código implementado para identificación del Pitch Rotor

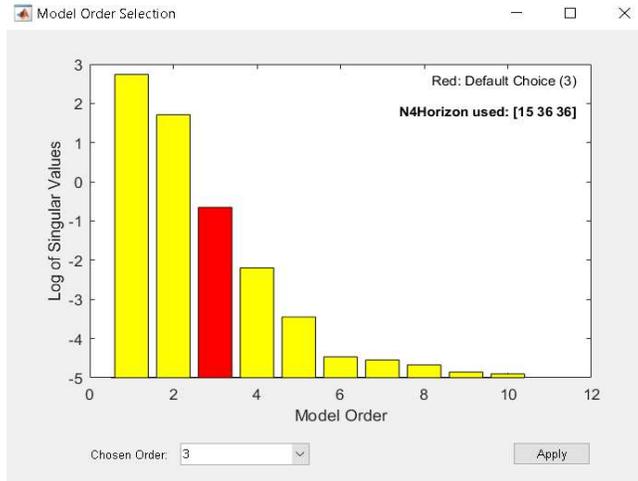


Figura 40. Grafica de orden de matrices de estado

Del proceso de identificación mediante la herramienta N4SID se obtiene las matrices en Espacio de Estados del sistema mostradas a continuación:

$$A = \begin{bmatrix} 0.9933 & -0.08425 & -0.003127 \\ 0.102 & 0.961 & -0.0592 \\ 0.01308 & -0.03263 & 0.9681 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 9.336e - 06 \\ -0.009791 \\ -0.003907 \end{bmatrix}$$

$$C = [4.587 \quad -0.1849 \quad 0.009694]$$

$$D = [0]$$

Adicionalmente, mediante el comando “compare” implementado en el script de la Figura 39 se realiza la validación de la estimación como se observa en la Figura 41.

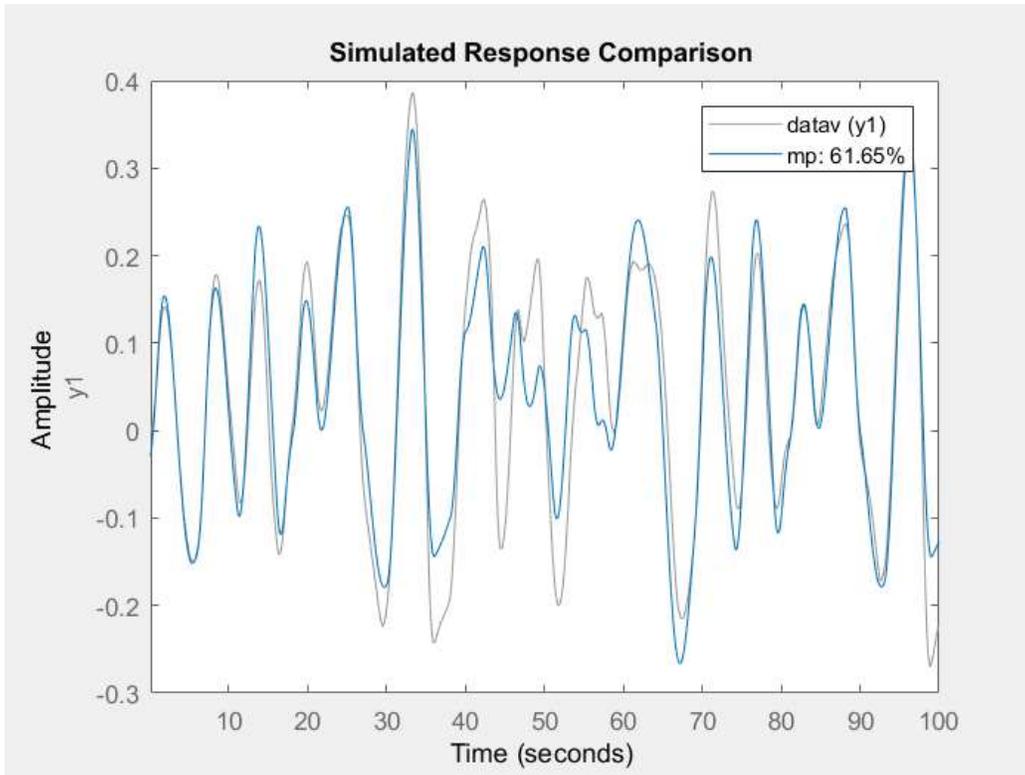


Figura 41. Representación de la estimación de las matrices de estado

Capítulo 3

3 DISEÑO E IMPLEMENTACION DE CONTROLADORES

3.1 CONTROLADORES PID

Un controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo) mide el error entre el valor deseado y el valor medido, de acuerdo con el error que se presente se aplicara una acción correctiva para ajustar el proceso. En el diagrama de la Figura 42 se puede observar la estructura de un controlador PID donde la nomenclatura e representa la señal de error y la u es la acción de control.

Un controlador PID en tiempo continuo esta descrito en la ecuación 3.1 (Kuo.B.C., 1996).

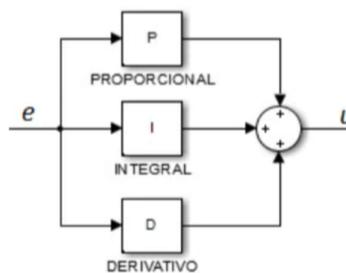


Figura 42. Diagrama de bloques de un controlador PID. (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015)

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.1)$$

3.1.1 Ventas y Desventajas del controlador PID

Las ventajas que tiene el control PID ante otros controladores son:

- Permite un mejor control de tiempo de respuesta.
- Puede ayudar a mejorar errores previos y propios de los sistemas.
- Aumenta la precisión de la respuesta.

Como desventajas principales se tiene:

- Es un controlador básico, por lo que el controlador PID es limitado en sus capacidades.
- No predice una salida futura, por lo que solo se rectifica errores que ya ocurrieron.

3.1.2 Discretización de Euler (Haugen, 2010)

Carpio 2013, expone que para la implementación de un controlador PIB por medio de un computador es preciso convertir la ecuación 3.1 antes mencionada a su equivalente en tiempo discreto, para poder llevar a cabo este fin se emplea el método de discretización de Euler con aproximación rectangular hacia atrás (Idrovo Macancela & Peña Cañizares, 2014).

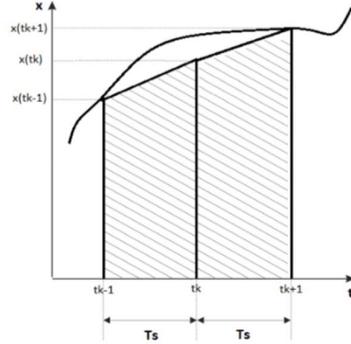


Figura 43. Método de discretización de Euler con aproximación rectangular hacia atrás. (Idrovo Macancela & Peña Cañizares, 2014)

Tomando en cuenta la Figura 43 la cual tiene una función continua variante en el tiempo, el método de Euler con aproximación rectangular hacia atrás estima el área bajo la curva mediante la siguiente fórmula:

$$\dot{x}(t) = \frac{x(t_{k+1}) - x(t_k)}{T_s} \quad (3.2)$$

Para la representación discreta de la ecuación 3.1, se procede a derivar ambos lados de la ecuación:

$$u(t) = K_p \dot{e}(t) + \frac{K_p}{T_i} e(t) + K_p T_d \ddot{e}(t) \quad (3.3)$$

Aplicando la aproximación rectangular hacia atrás en la ecuación anterior, se obtiene lo siguiente:

$$\frac{u(t_k) - u(t_{k-1})}{T_s} = K_p \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{T_s} + \frac{K_p}{T_i} e(t_k) + K_p T_d \frac{\dot{e}(t_k) - \dot{e}(t_{k-1})}{T_s}$$

$$\begin{aligned} \frac{u(t_k) - u(t_{k-1})}{T_s} &= K_p \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{T_s} + \frac{K_p}{T_i} e(t_k) \\ &+ K_p T_d \frac{\frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{T_s} - \frac{e(t_{k-1}) - e(t_{k-2})}{T_s}}{T_s} \\ u(t_k) - u(t_{k-1}) &= K_p [e(t_k) - e(t_{k-1})] + \frac{K_p T_s}{T_i} e(t_k) \\ &+ \frac{K_p T_d}{T_s} [e(t_k) - 2e(t_{k-1}) + e(t_{k-2})] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u(t_k)u = (t_{k-1}) &+ K_p \left\{ e(t_k) - e(t_{k-1}) + \frac{T_s}{T_i} e(t_k) + \frac{T_d}{T_s} [e(t_k) - 2e(t_{k-1}) + e(t_{k-2})] \right\} \end{aligned} \quad (3.4)$$

La ecuación 3.4 representa el controlador PID digital, la misma que se implementara en Matlab para el control de cada uno de los sistemas planteados en el presente proyecto de titulación.

3.1.3 Sintonización de controladores PID en SISOTool de Matlab

La herramienta SISOTool de Matlab® se esboza para la sintonización de controladores PID ya sea de manera automática o gráfica mediante la variación del lugar geométrico de raíces (Xue, Chen, & Atherton, 2007). A continuación, en la Figura 44 se observa la ventana principal de Toolbox SISOTool.

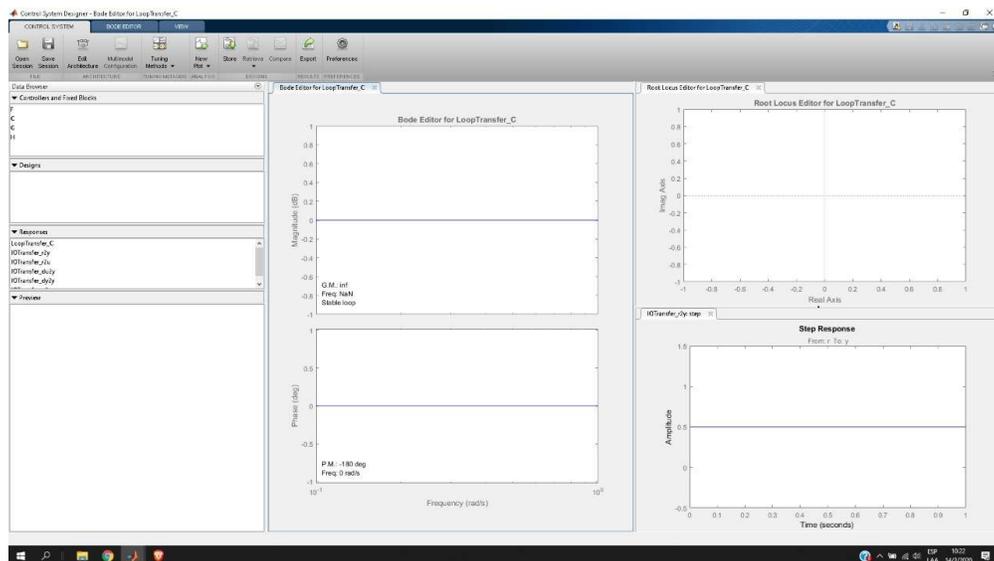


Figura 44. Ventana del Toolbox SISOTOOL de Matlab

3.1.4 Sintonización mediante el Lugar Geométrico de Raíces

El lugar geométrico de las raíces es un método de sintonización grafica la cual consiste en ubicar las raíces de la ecuación característica en el plano s para alcanzar la estabilidad de un sistema, dichas raíces deben estar ubicadas a la izquierda del plano complejo (Idrovo Macancela & Peña Cañizares, 2014), (Bober, Tsai, & Masory, 2009).

Si las raíces se ubican en el eje central el sistema no presentara sobresalto, mientras que, si las raíces son complejas conjugadas el sistema ante esta entrada de escalón presentara oscilaciones (Idrovo Macancela & Peña Cañizares, 2014), (Bober, Tsai, & Masory, 2009).

3.1.5 Efectos de la adición de polos

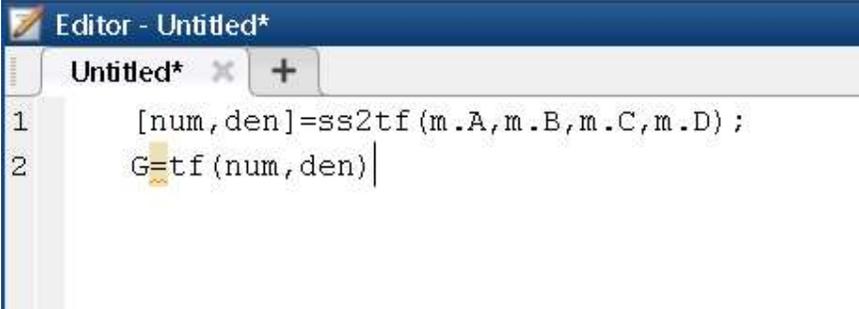
La adición de un polo a la función de transferencia en lazo abierto incita el desplazamiento de las raíces hacia la derecha, de modo que tiende a disminuir la estabilidad relativa del sistema y el tiempo de asentamiento de la respuesta (Ogata, 2003).

3.1.6 Efectos de adición de ceros

La añadidura de un cero a la función de transferencia en lazo abierto incita el desplazamiento de las raíces hacia la izquierda, de modo que tiende a hacer el sistema más estable y se acelera el tiempo de asentamiento de la respuesta (Ogata, 2003).

3.1.7 Diseño e implementación de un controlador PID sobre el Pitch Rotor en el sistema Twin Rotor MIMO System

La sintonización del controlador PID para el Pitch Rotor se realiza a través de la herramienta SISOTool de Matlab®, donde se procede a importar la representación del sistema en espacio de estados como se lo menciono en el capítulo anterior; a su vez en la Figura 45 se puede observar el código implementado para crear la función de transferencia a partir de su representación en espacios de estados.



```
Editor - Untitled*
Untitled* x +
1 [num, den]=ss2tf(m.A,m.B,m.C,m.D);
2 G=tf(num,den)
```

Figura 45. Importación de matrices en espacio de estados del Pitch Rotor

Posteriormente, se procede a sintonizar el controlador PID de forma automática a través de la función “PID Tuning” la cual está ubicada en la pestaña “Automated Tuning”. Una vez que el compensador ya está sintonizado de modo automático se procede a manipular las raíces según el comportamiento que se desea que adopte el sistema; refiriéndose a parámetros como el tiempo de establecimiento, sobrepaso máximo y error en estado estacionario.

En la Figura 46 se puede apreciar la configuración de las raíces posterior del proceso de sintonización gráfica, adicional en la Figura 47 se presenta la respuesta al escalón de la función de transferencia sintonizada dando como resultado la ecuación del compensador como se muestra en la Figura 48.

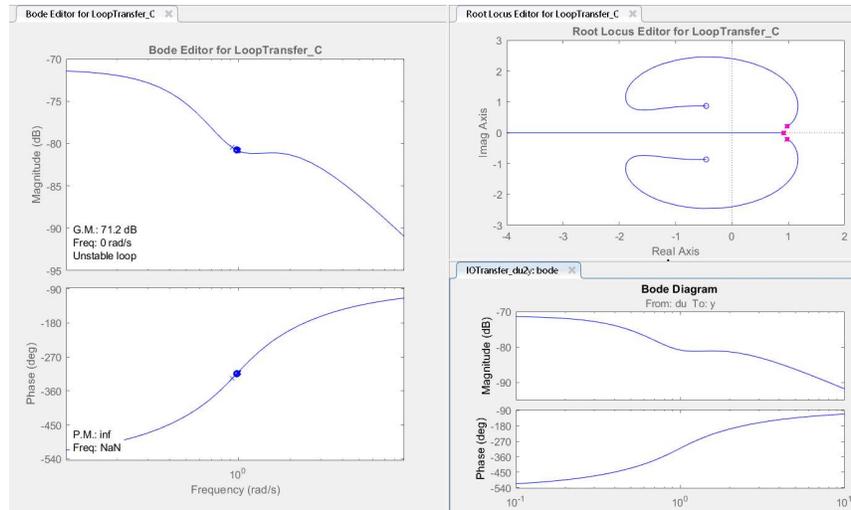


Figura 46. Sintonización gráfica de Raíces del Controlador

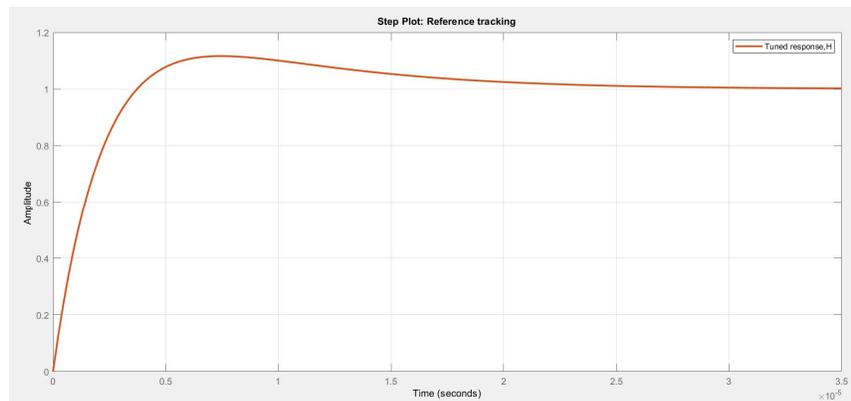


Figura 47. Respuesta al escalón del controlador PID sintonizado para el Pitch Rotor

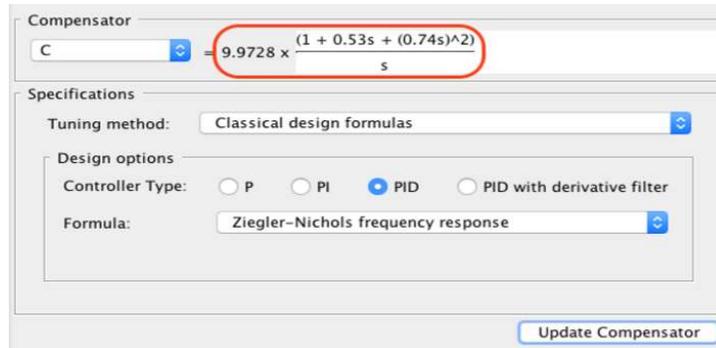


Figura 48. Ecuación del compensador PID para el Pitch Rotor

La ecuación del compensador para el pitch rotor del Twin Rotor MIMO System se presenta en la ecuación 3.10, de donde se obtiene las constantes del controlador presentes en la Tabla 3.

(3.5)

Tabla 3. Parámetros del controlador PID par el Pitch Rotor.

PARAMETROS DEL CONTROLADOR	
Parámetros	Valor
Proporcional (P)	5.28558
Integral (I)	9.9728
Derivativo (D)	5.46111

Implementación del controlador PID para el Pitch Rotor

Para integrar un controlador PID discretizado se diseña un modelo con apoyo del Software “TRMS Simulink Models”. El modelo que se utilizara para el controlador se muestra en la Figura 49.

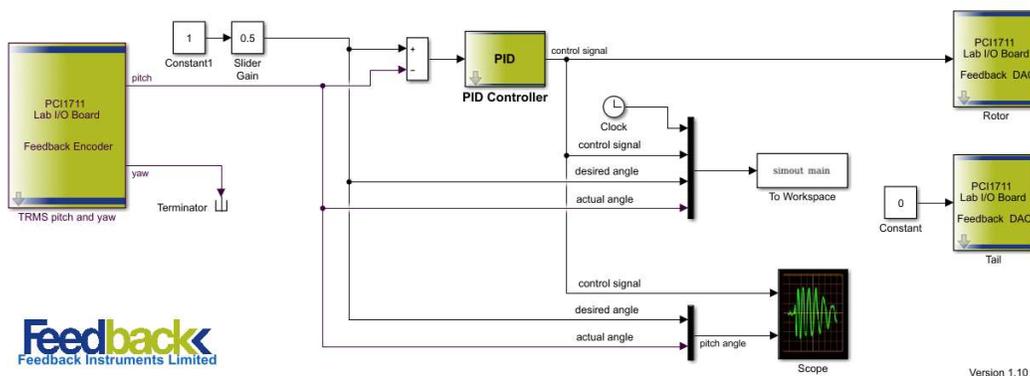


Figura 49. Modelo de Simulink para controlador PID del Pitch Rotor

Este modelo está compuesto por los elementos:

- PCI 1711 Lab I/O Block Feedback Encoder (véase la Figura 50): es un bloque universal de Feedback el cual lee dos valores de 16 bits, para el caso de estudio es usado para la lectura de los sensores tanto del Pitch como del Yaw. Este bloque presenta tres parámetros de configuración: el tiempo de muestreo, offset del canal 1 y offset del canal 2 (FEEDBACK, 1999).

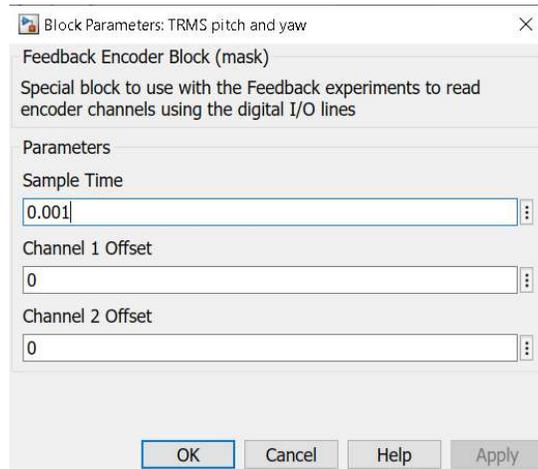


Figura 50. Parámetros del Feedback Encoder

- PCI 1711 Lab I/O Block Feedback DAC (véase la Figura 51): este bloque se encarga de enviar las señales analógicas de voltaje hacia los actuadores del sistema; a su vez cuenta con dos parámetros: el primero es el tiempo de muestreo y el segundo el canal de salida que puede ser 1 o 2 según sea el actuador que se requiera enviar de la señal sea esta el Pitch o el Yaw (FEEDBACK, 1999).

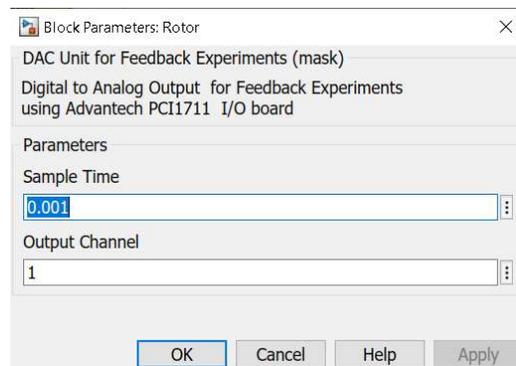


Figura 51. Parámetros del Feedback DAC

- Adicional cuenta con un Slider de ganancia (véase la Figura 52) donde se permite modificar la referencia del sistema.

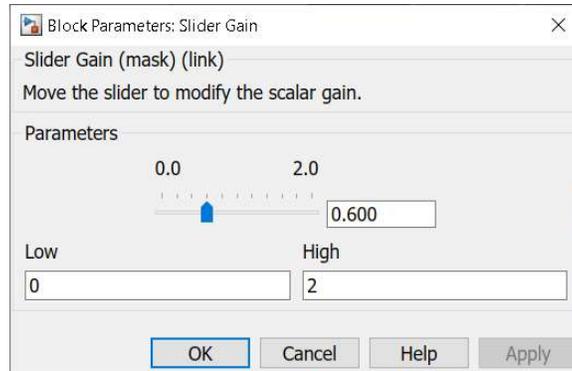


Figura 52. Slider de Ganancia

- El controlador se encuentra implementado mediante el bloque PID Controller (véase la Figura 53) donde se requiere ingresar los valores de las ganancias del controlador.



Figura 53. Controlador PID para TRMS

3.1.8 Diseño e implementación de un controlador PID sobre el Yaw Rotor en el sistema Twin Rotor MIMO System

La sintonización del controlador PID para el Yaw Rotor se ejecuta siguiendo los mismos pasos que se efectuaron sobre el Pitch Rotor. En la Figura 54 se puede visualizar la configuración de las raíces posterior del proceso de sintonización grafica; seguido en la Figura 55 se presenta la respuesta al escalón de la función de transferencia sintonizada y como resultado la ecuación del compensador presentado en la Figura 56.

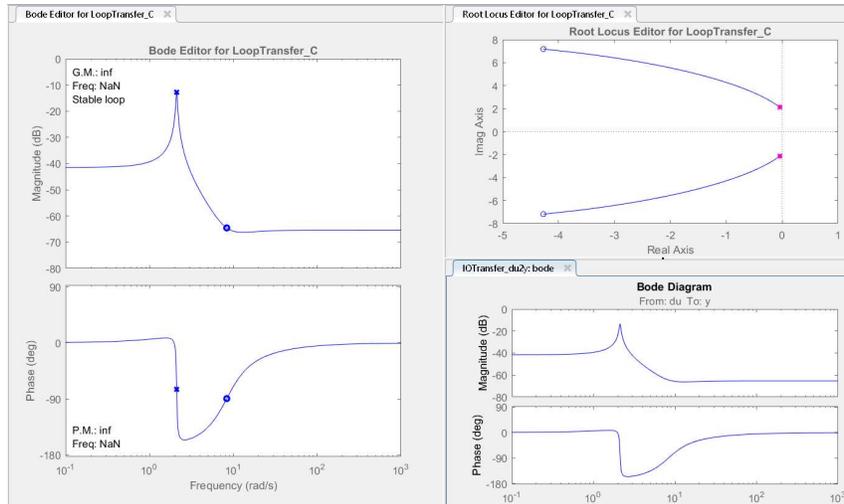


Figura 54. Sintonización gráfica de Raíces del Controlador para el Yaw Rotor

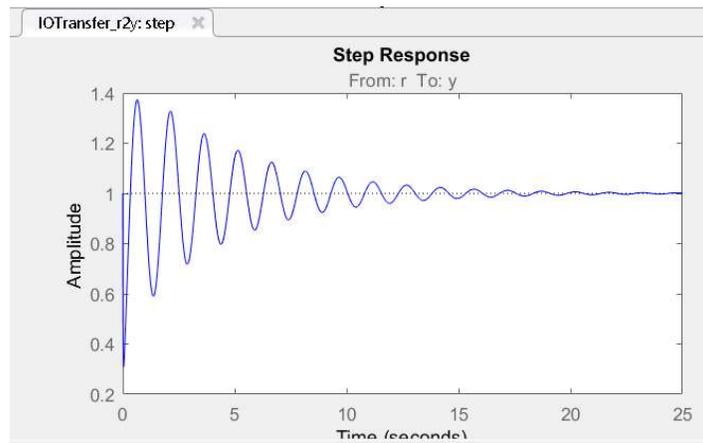


Figura 55. Respuesta al escalón del controlador PID sintonizado para el Yaw Rotor

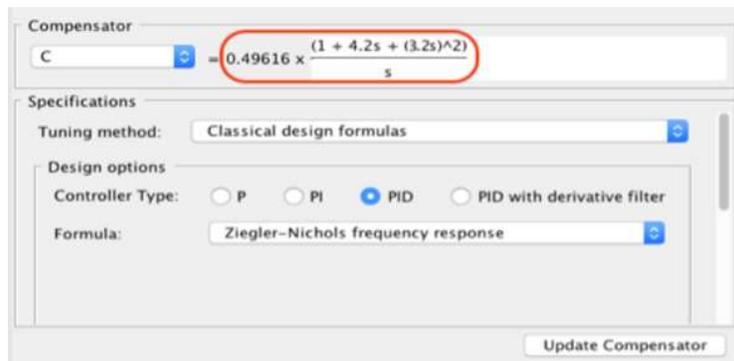


Figura 56. Ecuación del compensador PID sintonizado para el Yaw Rotor

La ecuación del compensador para el Yaw Rotor del Twin Rotor MIMO System se muestra en la ecuación 3.6, de la cual se obtienen las constantes del controlador mostradas en la Tabla 4.

(3.6)

Tabla 4. Parámetros del controlador PID para el Yaw Rotor.

PARAMETROS DE CONTROLADOR	
Parámetros	Valor
Proporcional (P)	2.08387
Integral (I)	0.49616
Derivativo (D)	5.08068

3.2 Controladores en Espacio de Estados

3.2.1 Control en Espacio de Estados mediante la técnica de asignación de polos

Los conceptos que se utilizan en espacio de estados son de las variables de entrada, de salida y de estado. Un procedimiento de control en tiempo discreto puede estar descrito mediante la ecuación 3.7 que se presenta a continuación (Domínguez, Campoy, Sebastián, & Jiménez, 2006).

$$x((k + 1)T) = Gx(kT) + Hu(kT) \quad (3.7)$$

en donde G y H son las llamadas matrices de estado y de entrada en tiempo discreto, mientras que $x(kT)$ indica el vector de estado, $u(kT)$ es la señal de control y T representa el período de muestreo (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015).

De la misma manera la ecuación de salida puede expresarse como:

$$y(kT) = Cx(kT) + Du(kT) \quad (3.8)$$

en donde C es la matriz de salida y D es la matriz de transmisión directa, donde las dimensiones dependen del orden del sistema; mencionada representación se la puede observar en el diagrama de bloques de la Figura 3.2.1.

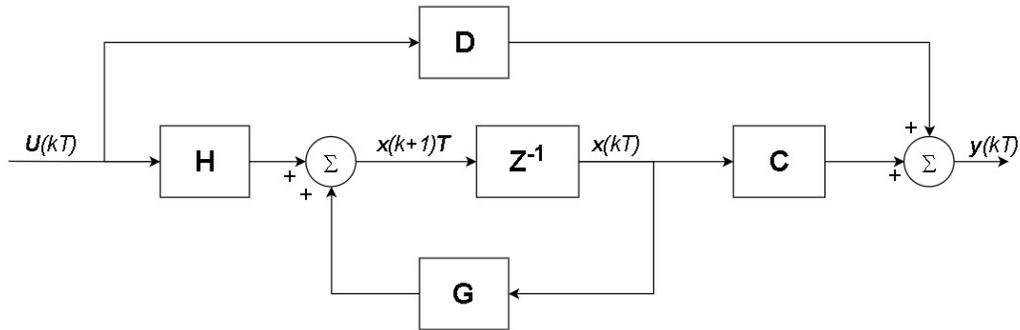


Figura 3.2.1 Diagrama de bloques representado en espacio de estados.
(Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015)

3.2.2 Método de asignación de polos

Los controladores en espacio de estados se pueden diseñar aplicando el método de realimentación del estado por medio de la técnica de asignación de polos; posteriormente se desarrollará este planteamiento considerando como referencia a los autores (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015) (Ogata, Sistemas de Control en Tiempo Discreto, 1996)

Para el diseño del observador en espacio de estados se requiere conseguir la ley de control $u(k)$, la cual se obtiene partiendo de las ecuaciones 3.12 y 3.13; mediante la técnica de realimentación de estados se puede expresar la ley de control utilizando la función de la ecuación 3.14 que se describe a continuación (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015)

$$\mathbf{u}(kT) = -\mathbf{K}\mathbf{x}(kT) \quad (3.14)$$

En donde la nomenclatura \mathbf{K} se denomina vector de ganancias de realimentación de estados. De la ecuación antes descrita haciendo referencia al autor Rodríguez & Bordóns, 2005 la ley de control que predominará en el sistema podrá obtenerse de la realimentación negativa del vector de estados multiplicado por el vector \mathbf{K} .

La metodología implementada para el cálculo de la ganancia \mathbf{K} se sustenta en la asignación de polos del sistema; la condición para implementar este método es que el sistema sea completamente controlable. Esta técnica está basada en la obtención de la ecuación del polinomio característico del sistema y del planteamiento de un polinomio deseado (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015).

El polinomio característico de un sistema realimentado de orden n se establece mediante la ecuación expresada en la sección 3.15 donde genera un polinomio de grado n .

$$|z * \mathbf{I} - \mathbf{G} + \mathbf{H} * \mathbf{K}| = 0 \quad (3.15)$$

Para el polinomio que se obtiene se deberá escoger adecuadamente los polos para que el sistema responda de manera correcta, quedando como resultado el polinomio característico el cual se puede observar en la ecuación 3.16 (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015).

$$P(z) = (z - p_1) * (z - p_2) * \dots * (z - p_n) \quad (3.16)$$

3.2.3 Observador de estados

Una vez que se obtuvo la ley de control, el paso subsiguiente consiste en establecer las ecuaciones y el modelo del observador de estados.

La expresión matemática de un observador de estados se la puede observar en la ecuación 3.17 (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015).

$$\tilde{x}(k + 1) = G\tilde{x}(k) + Hu(k) + K_e[y(k) - \tilde{y}(k)] \quad (3.17)$$

en donde $\tilde{x}(k)$ es el valor estimado del estado, $u(k)$ es la señal de control y $y(k)$ indica la salida estimada. Es el llamado vector de ganancias del observador y su ecuación característica es:

$$|z * I - G + K_e * C| = 0 \quad (3.18)$$

3.2.4 Sistema de seguimiento

El sistema de seguimiento tiene la función de insertar una variable de referencia al sistema mediante un integrador KI; citando a Ogata, 1996 "El integrador añadido afecta el modelo matemático del sistema en lazo cerrado de forma que se incluye un nuevo vector de estado que integra la diferencia entre el vector de comando r y el vector de salida y ".

De esta nueva configuración la ecuación de la acción de control es modificada como se muestra en la ecuación 3.19. (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015)

$$u(kT) = -K_1x(k) + K_1v(k) \quad (3.19)$$

En donde el estado del integrador $v(k)$ es descrito en la ecuación 3.20.

$$v(k) = -v(k - 1) + r(k) - y(k) \quad (3.20)$$

Posteriormente, la Figura 57 se presenta un controlador con realimentación de estados utilizando un observador en el proceso de estimación de los estados

del sistema; el observador forma parte de la sección inferior del diagrama mientras que la realimentación de estados al bloque K y el bloque KI representa el integrador para el sistema de seguimiento.

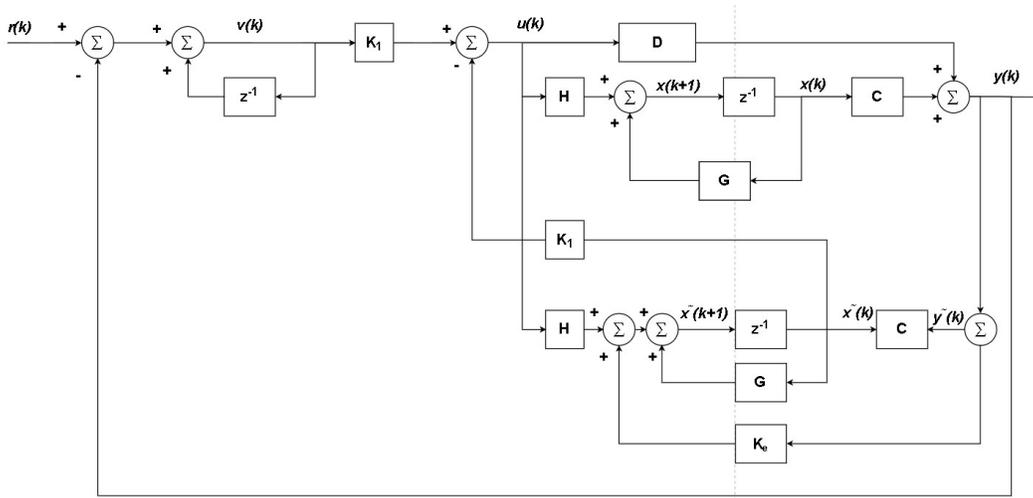


Figura 57. Diagrama de bloques de un sistema controlado por realimentación del estado observado y un sistema de seguimiento. (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015)

3.2.5 Diseño e implementación de un controlador en Espacio de Estados sobre el Pitch Rotor del Twin Rotor MIMO System.

Para el diseño de uno controlador en espacio de estados sobre el Pitch Rotor del Twin Rotor MIMO System es indispensable obtener el modelo aumentado del sistema con integrador, asimismo se debe obtener las ganancias de los vectores K_1 y K_e del observador de estados.

Todos los procesos ya mencionados se llevan a cabo gracias al Software Matlab. Determinando la controlabilidad y observabilidad del sistema los polos vana acorde al funcionamiento requerido del controlador.

Para el sistema de control del PID se realizó la configuración en Simulink mostrando así en la Figura 58 el diagrama simulado en la planta requerida.

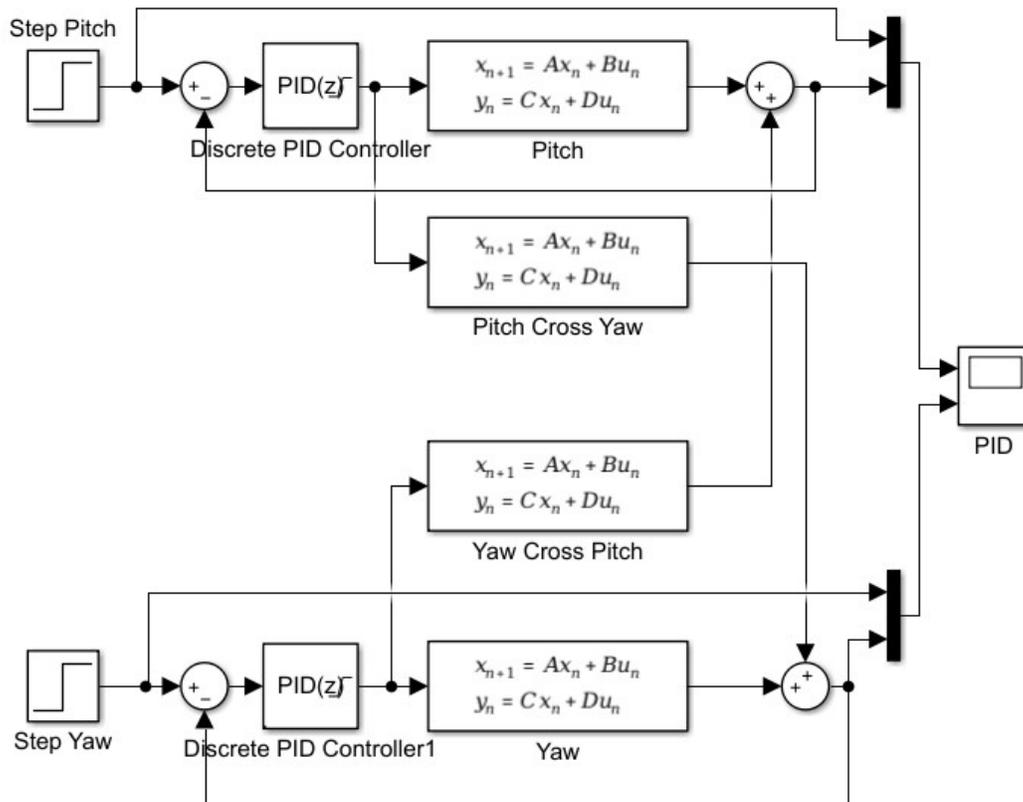


Figura 58. Simulación de controlador PID

Al momento de colocarlo en marcha nos proporciona muy poca estabilidad en el motor que realiza la elevación (Pitch Rotor) puesto que es un movimiento cruzado provoca que el otro motor el cual es de rotación (Yaw Rotor) también presente problemas al empezar a estabilizarse tal como se muestra en la Figura 59.

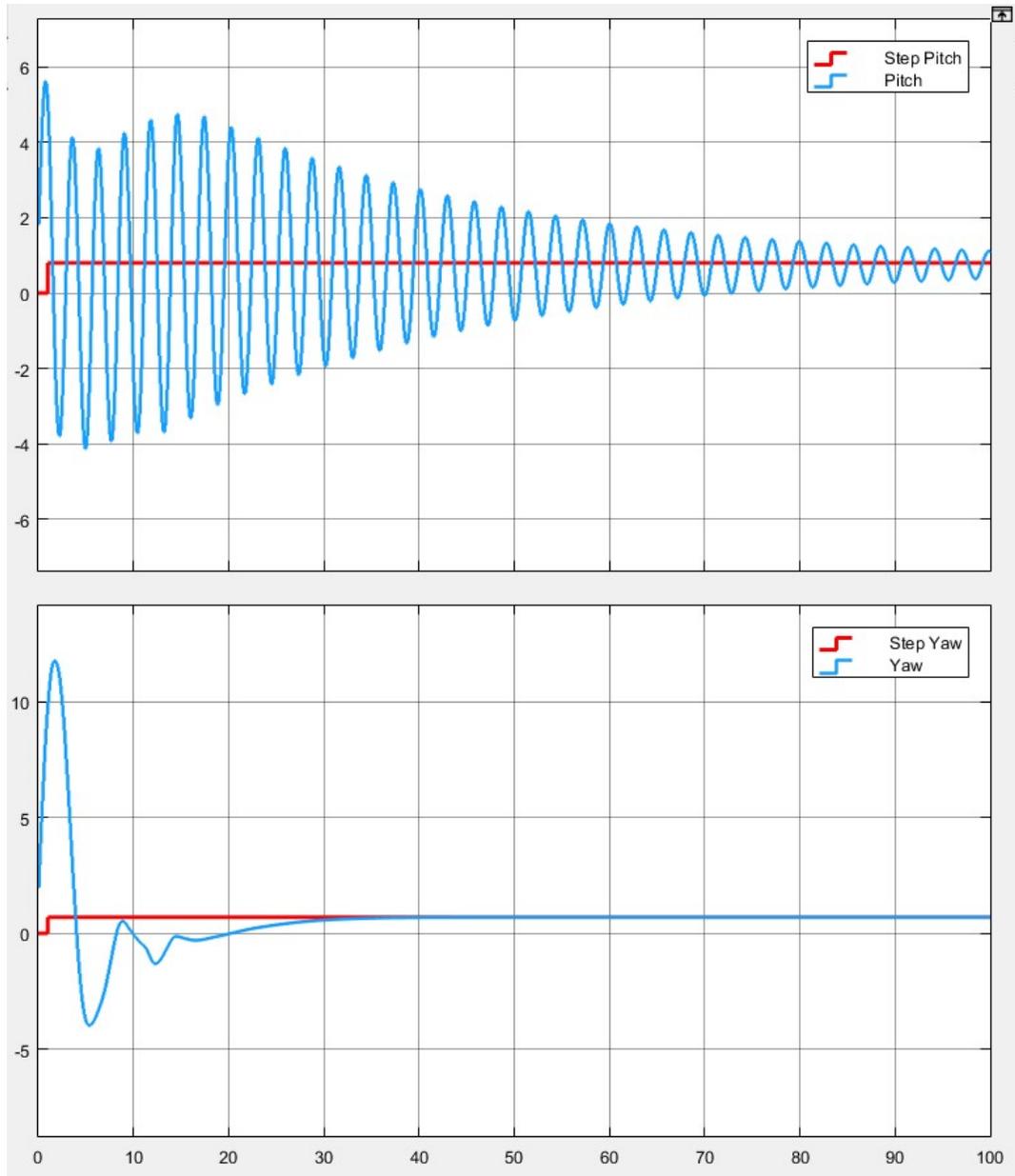


Figura 59. Resultados de simulación de PID

Capítulo 4

4 CONTROLADOR PREDICTIVO BASADO EN MODELO (MPC)

4.1 Control Predictivo Basado en Modelo (MPC)

Para Rodríguez Ramírez, 2005 el control Predictivo basado en el Modelo que se puede observar en la Figura 61 es considerado una técnica de control avanzado de optimización de la acción de control, dicha acción está estrechamente relacionada con el comportamiento futuro del sistema a lo largo de un horizonte de tiempo presentado en la Figura 60.

El diseño del MPC se basa en tres parámetros: el modelo de predicción, la función de coste y la optimización (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015).

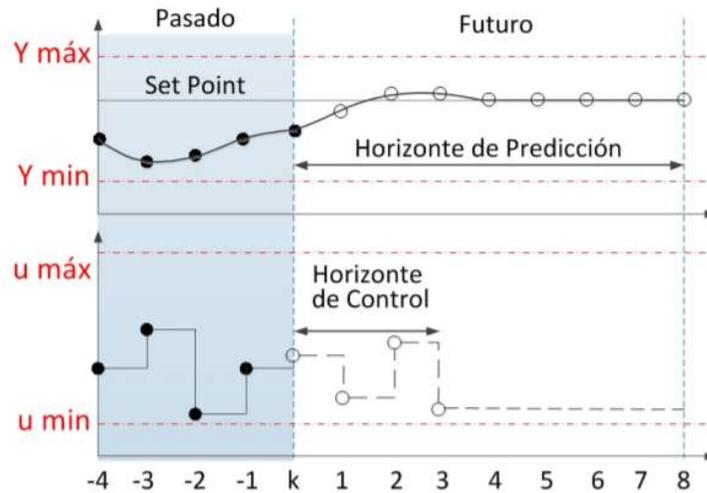


Figura 60. Idea de Control Predictivo. (Zambrano & Gonzáles, 2013)

El comportamiento futuro del sistema tendrá dependencia de las actuaciones que se aplican a lo largo del horizonte de predicción (Domínguez Frejo, 2011).

Modelo de predicción: modelo matemático que explica el comportamiento esperado del sistema (Domínguez Frejo, 2011).

Función de coste: La función de coste indica el criterio a optimizar, manifiesta el coste asociado a una determinada evolución del sistema a lo largo del horizonte de predicción N_p . (Domínguez Frejo, 2011)

Optimización: se trata de aproximar lo más cercano posible la salida predicha a una señal de referencia r dentro de un horizonte de predicción. La

optimización se debe realizar a cada instante, considerando las actuaciones a lo largo del horizonte de control. Una vez que se obtiene la solución, basado en la estrategia del horizonte deslizante se pone en marcha la actuación obtenida al momento siguiente y a su vez se vuelve a resolver en el posterior periodo de muestreo (Jara Ortiz & Maldonado Achig, 2015) (Domínguez Frejo, 2011).

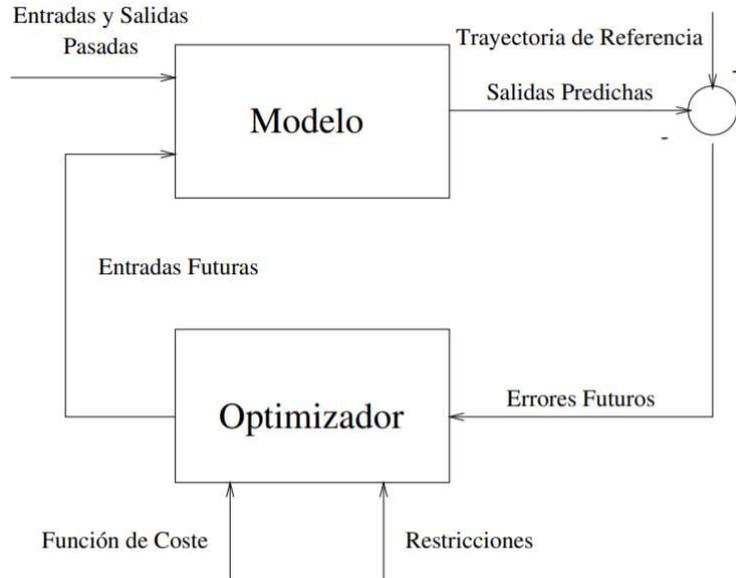


Figura 61. Estructura general de controladores predictivos. (Rodríguez Ramírez, 2005)

4.1.1 Ventajas y Desventajas del controlador MPC

Las ventajas que presenta el control predictivo ante otros controladores son:

- El control MPC, es un controlador avanzado lo cual accede a ser aplicado en gran variedad de sistemas, puesto que es un control intuitivo, lo que posibilita una fácil comprensión de sus conceptos y aplicaciones.
- Es empleado para sistemas lineales y no lineales, se utiliza también para sistemas SISO y MIMO.
- Es un control avanzado y óptimo puesto que se emplea la función de costo para minimizar el error.

Entre las desventajas se tiene:

- Requiere un alto coste computacional, haciendo compleja su implementación en sistemas rápidos.
- El control MPC emplea la información del modelo matemático lineal o no lineal del sistema que expone el comportamiento del proceso, en el MPC es indispensable que el modelo matemático se asemeje más a la realidad para así poder ejecutar el cálculo de las salidas predichas.

- Se requiere contar con el conocimiento de un modelo dinámico del sistema que sea completamente competente y preciso.

4.1.2 Formulación matemática utilizando espacio de estados

La formulación matemática de un controlador predictivo basado en modelo (MPC) como lo expresa Zambrano & Gonzáles, 2013 se detalla a continuación: El planteamiento del MPC en espacio de estados presentados en las ecuaciones 4.1 y 4.2 del cual debe partir de un modelo con integrador embebido para asegurar un error en estado estacionario nulo.

Mencionado modelo está representado por medio de las ecuaciones 4.3 y 4.4

Este modelo se ve representado a través de las ecuaciones 4.3 y 4.4; las ecuaciones A_e , B_e y C_e como se presentan en la formulación son las matrices del modelo aumentado, mientras que O_m representa a la matriz de ceros con longitud igual al orden del sistema.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (4.1)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix} \overbrace{\Delta x(k+1)}^{x(k+1)} \\ y(k) \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} A & O_m^T \\ CA & 1 \end{bmatrix}}^{A_e} \begin{bmatrix} \overbrace{\Delta x(k)}^{x(k)} \\ y(k) \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} B \\ CB \end{bmatrix}}^{B_e} \Delta u(k) \quad (4.3)$$

$$y(k) = \overbrace{\begin{bmatrix} O_m & 1 \end{bmatrix}}^{C_e} \begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ \Delta y(k) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Partiendo del modelo aumentado se pueden calcular las predicciones de estado y de salida; en las ecuaciones 4.5, 4.6 y 4.7 que se presentan a continuación muestran el conjunto de predicciones de estado.

$$x(k_i + 1|k_i) = A_e x(k_i) + B_e \Delta u(k_i) \quad (4.5)$$

$$x(k_i + 2|k_i) = A_e^2 x(k_i) + A_e B_e \Delta u(k_i) + B_e \Delta u(k_i + 1) \quad (4.6)$$

$$x(k_i + N|k_i) = A_e^N x(k_i) + A_e^{N-1} B_e \Delta u(k_i) + A_e^{N-M} B_e \Delta u(k_i + M - 1) \quad (4.7)$$

La nomenclatura M y N son los horizontes de control y predicción respectivamente; se pueden emplear los mismos criterios para poder obtener las predicciones de salida.

$$x(k_i + 1|k_i) = C_e A_e x(k_i) + C_e B_e \Delta u(k_i) \quad (4.8)$$

$$x(k_i + 2|k_i) = C_e A_e^2 x(k_i) + C_e A_e B_e \Delta u(k_i) + B_e \Delta u(k_i + 1) \quad (4.9)$$

$$x(k_i + N|k_i) = C_e A_e^N x(k_i) + C_e A_e^{N-1} B_e \Delta u(k_i) + C_e A_e^{N-2} B_e \Delta u(k_i + 1) + C_e A_e^{N-M} B_e \Delta u(k_i + M - 1) \quad (4.10)$$

En la ecuación 4.11 se describe el conjunto de predicciones de salida; mientras que la ecuación 4.12 y 4.13 F y Φ son matrices constantes que se formulan en base a las matrices del modelo aumentado.

$$Y = Fx(k_i) + \Phi \Delta U \quad (4.11)$$

$$F = \begin{bmatrix} C_e A_e \\ C_e A_e^2 \\ C_e A_e^3 \\ \vdots \\ C_e A_e^N \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} C_e B_e & 0 & \dots & 0 \\ C_e A_e B_e & C_e A_e B_e & \dots & 0 \\ C_e A_e^2 B_e & C_e A_e B_e & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ C_e A_e^{N-1} B_e & C_e A_e^{N-2} B_e & \dots & C_e A_e^{N-M} B_e \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Optimización

Con las matrices F y Φ se puede plantear el problema de optimización utilizando una función de costo J como se muestra en la ecuación 4.14

$$J(y, u) = (Rs - Y)^T (Rs - Y) + \Delta U^T R \Delta U \quad (4.14)$$

La función antes presentada minimiza el error entre la entrada y el punto de ajuste Rs tomando atención los incrementos de la señal ΔU .

R representa al parámetro de sintonía que brinda atención a los incrementos de control ΔU . Al no presentar restricciones la función de coste puede ser derivada e igualada a cero para despejar ΔU ; este resultado se puede observar en la ecuación 4.15.

$$\Delta U = H \Phi^T [Rs.r(k_i) - Fx(k_i)] \quad (4.15)$$

Donde $H = (\Phi^T \Phi + R)^{-1}$ se la conoce como matriz hessiana. La dimensión de ΔU tiene dependencia del horizonte de control y solamente el primer término del vector debe ser enviado a la planta.

4.2 Simulación del Control Predictivo Basado en Modelo sobre el Twin Rotor MIMO System.

Para la ejecución de un controlador MPC se diseñó un Modelo sobre el software de Simulink donde por medio de una función de Matlab se determina la formulación matemática del controlador en base a la representación del sistema en espacio de estados discretos y de los parámetros sintonizados del controlador.

Como se puede observar en la Figura 62 es la implementación del controlador de nuestra planta.

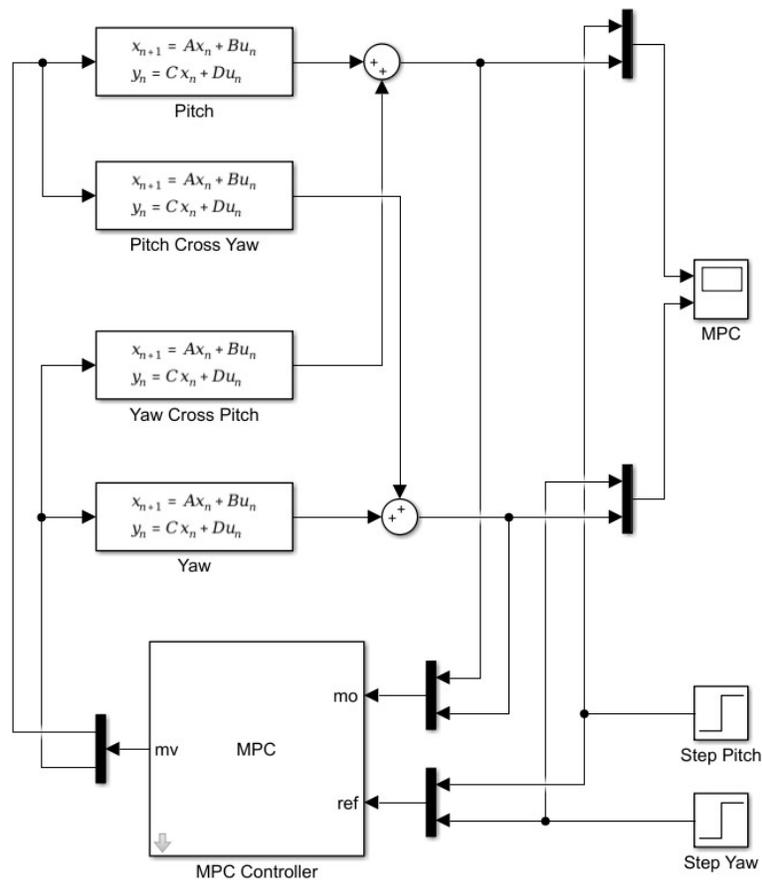


Figura 62. Simulación del control predictivo en el TRMS

Para el lineamiento del controlador MPC se usó la herramienta de Matlab MPC Toolbox puesto que sirve en la linealización de la planta de trabajo. Con

mencionada herramienta se deberá establecer los parámetros que se usan para poner en marcha la planta señalando cuantas entradas y salidas tiene la misma explicando el estudio de factibilidad, uso y manejo de este modelo de control para las plantas de múltiples entradas y múltiples salidas.

Se determina el tiempo de muestreo y ejecuta un cambio en las entradas y salidas del controlador, para el presente caso de estudio es de dos entradas y dos salidas.

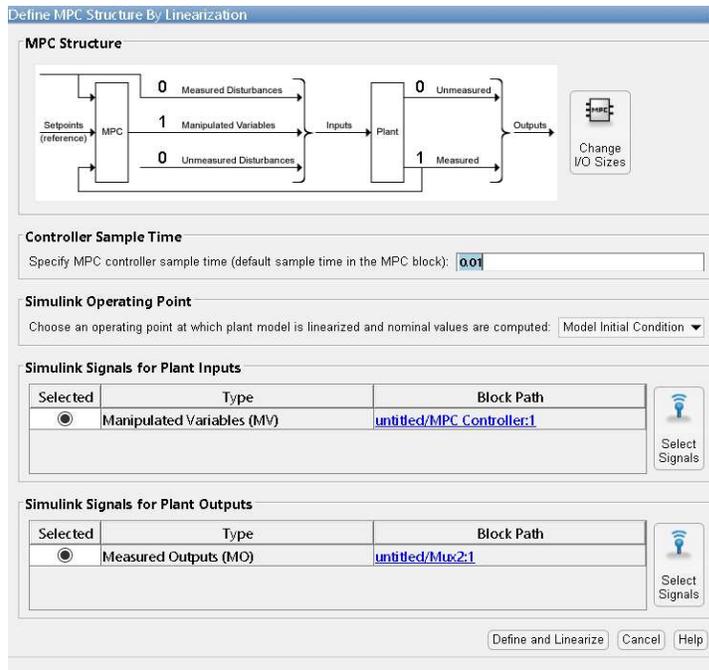


Figura 63. Estructura MPC

Se utiliza el trim the model el cual es un algoritmo de optimización para linealizar las matrices de estado que conforman la planta, se comprueban las posiciones iniciales y se procede a realizar la estimación para llegar a una optimización de las matrices de estados, de forma continua se exporta en el Workspace y se guarda en nuestro controlador MPC procediendo a definir la linealización de la planta.

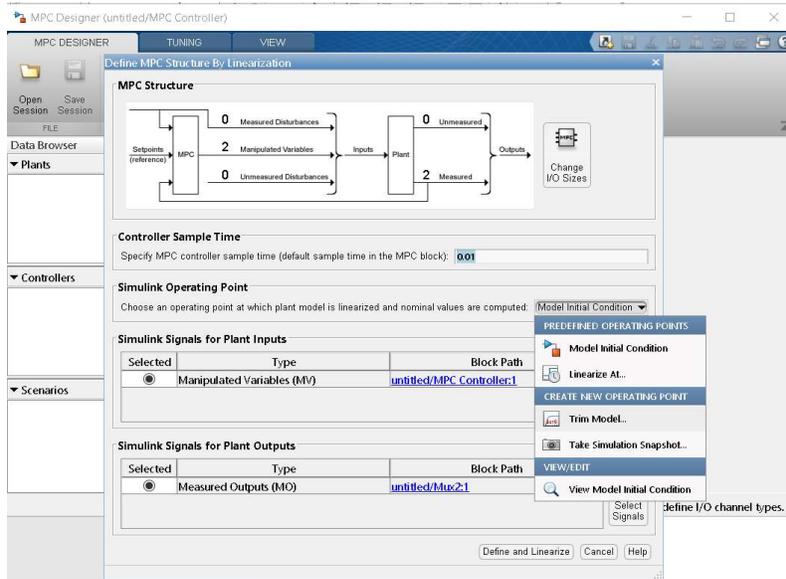


Figura 64. Método de linealización

Se inserta las condiciones iniciales de la planta y se procede a marcar las casillas asegurando que las conozco comenzando así a generar nuestras condiciones iniciales.

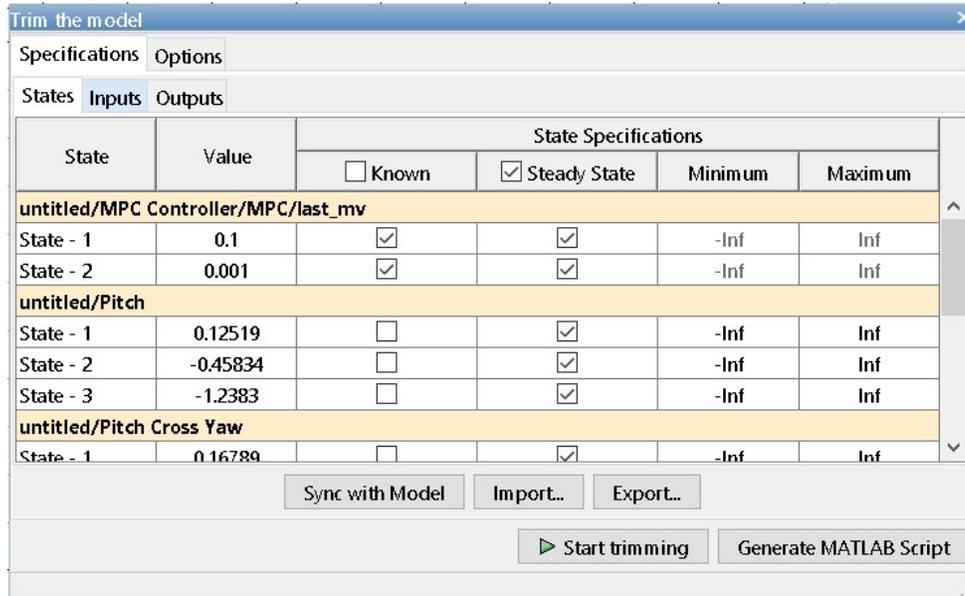


Figura 65. Trim Model

En la pestaña de Tuning se empieza modificando el controlador, en conrtaints o limitaciones, weights o pesos, se establecen los límites de entradas y salidas.

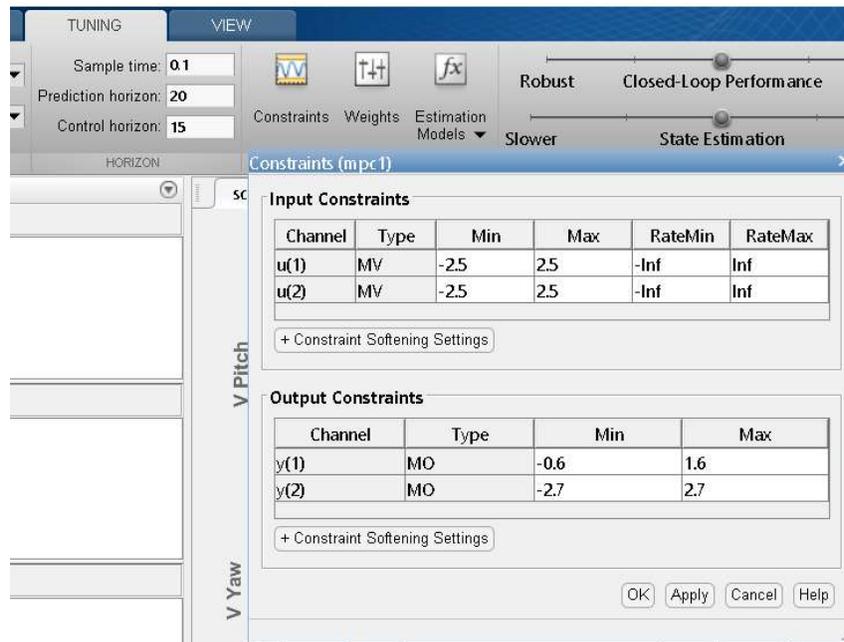


Figura 66. Tuning Model

Los pesos detallan compensaciones en el diseño del controlador; se toma en consideración inicialmente los pesos de salida. El controlador tratara de minimizar las desviaciones de cada salida de su punto de ajuste o valor de referencia; en cada momento de muestreo en el horizonte de predicción el controlador multiplicara las desviaciones predichas para cada una de las salidas por el peso de la salida elevando al cuadrado el resultado y para terminar se procede a sumar todos los instantes de muestreo con todas las salidas.

Una de las finalidades que tiene el controlador es de minimizar dicha suma, brindando un buen seguimiento del punto de ajuste.

De forma semejante, es admisible que el voltaje aplicado se desvíe del nominal (debe lo realizar para cambiar la posición angular); su peso debe ser cero (valor establecido para las variables manipuladas). Por el contrario, seguramente no sea requerido que el controlador realice cambios bruscos en el voltaje ya aplicado puesto que el peso de la tasa penaliza dichos cambios; se deberá utilizar el valor predeterminado 0.1.

Al momento de definir las tasas las magnitudes relativas son esenciales más que los valores absolutos y se deberá tener en cuenta las diferencias en las escalas de medición para cada variable. Considerando como ejemplo, si una desviación de 0.1 unidades en la variable A es fundamental como una desviación de 100 unidades en la variable B, el peso de la variable A debe ser 1000 veces mayor que el de la variable B.

Input Weights

La columna de Peso dispone una penalización sobre las desviaciones de las variables manipuladas (MV) de su valor nominal; su peso debe ser cero o un número real positivo. El valor establecido es cero puesto que el MV correspondiente puede cambiar sin restricciones siempre y cuando cumpla sus restricciones.

Un peso alto disuade al MV respectivo de apartarse de su valor nominal; pudiendo causar un error de estado estable (compensación) en las variables de salida a menos que cuente con MV adicionales para su disposición.

El valor de **Rate Weight** determina una penalización en los cambios de MV, lo que quiere decir en la magnitud de los movimientos de MV. El incremento de la penalización en un MV particular causa que el controlador lo cambie de forma más lenta. Las entradas para la tabla deberán constar entre ceros o números reales positivos, dichos valores no cuentan con efecto en estado estacionario.

Output Weights

La columna de peso establece una penalización en las desviaciones de cada variable de salida de su valor de punto de ajuste (o referencia). El peso debe ser cero o un número real positivo. Un peso grande impide que la salida correspondiente se aleje de su punto de ajuste.

Si no requiere conservar una salida en particular en un punto de ajuste podrá establecer su peso en cero. Teniendo como ejemplo cuando una salida no presenta un valor objetivo y se usara solamente como variable indicadora.

El **Weight Tuning** admite ajustar los valores de ponderación de la función; una elección atrayente es ajustar un coeficiente de compromiso entre sistemas de respuesta más rápida y controladores más robustos. El ajustar este parámetro es clave para calcular controladores para sistemas no lineales con sistemas linealizados; en realidad los valores más bajos de dicho valor (que en base al bagaje teórico perfecciona la robustez penalizando la respuesta del sistema), suministran respuestas más rápidas puesto que al detectar incertidumbre el sistema tiene la capacidad de resolver eficientemente.



Figura 67. Sintonización del controlador

La colocación de los pesos dependerá si el ingeniero desea controlar el Yaw de forma conservadora, lenta o controlar el pitch de forma rápida y como se requiere mayor concentración se colocará un peso pequeño y en caso del Yaw se aumentará el peso.

Parámetros de Sintonización

En la figura 4.2.2 se presenta un resumen de los resultados ya obtenidos para los distintos valores de N_p y N_c .

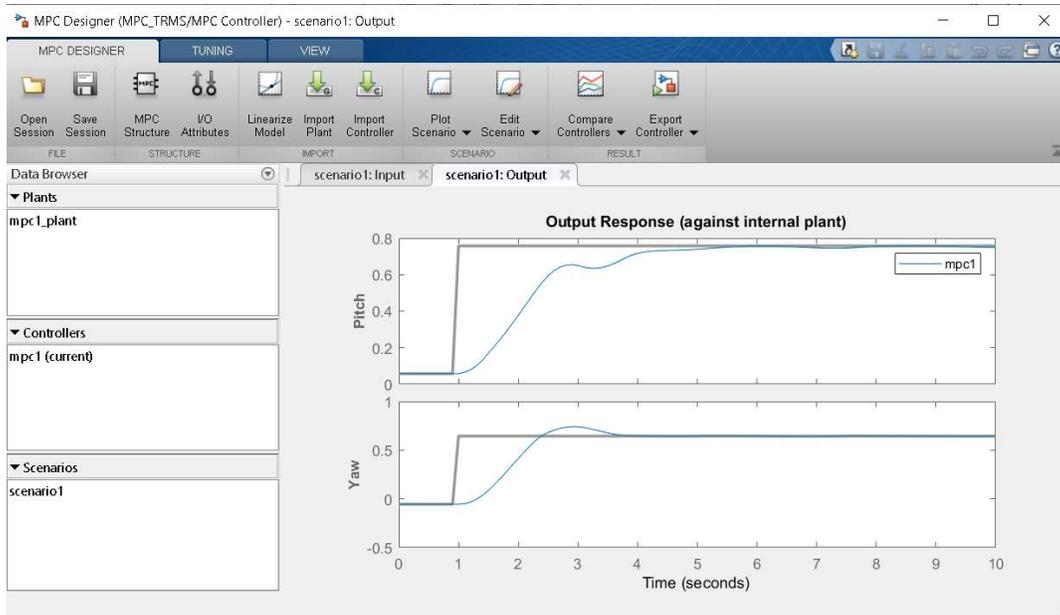


Figura 68. Simulación del MPC en la planta TRMS

De los resultados extraídos se puede determinar que los parámetros más óptimos del controlador MPC para la planta TRMS es:

$$N_p = 15$$

$$N_c = 10$$

Se establecen los parámetros de control del MPC y se ejecuta la prueba de control para estabilizar los dos motores que se desean controlar pudiendo así observar a continuación la estabilidad del sistema.

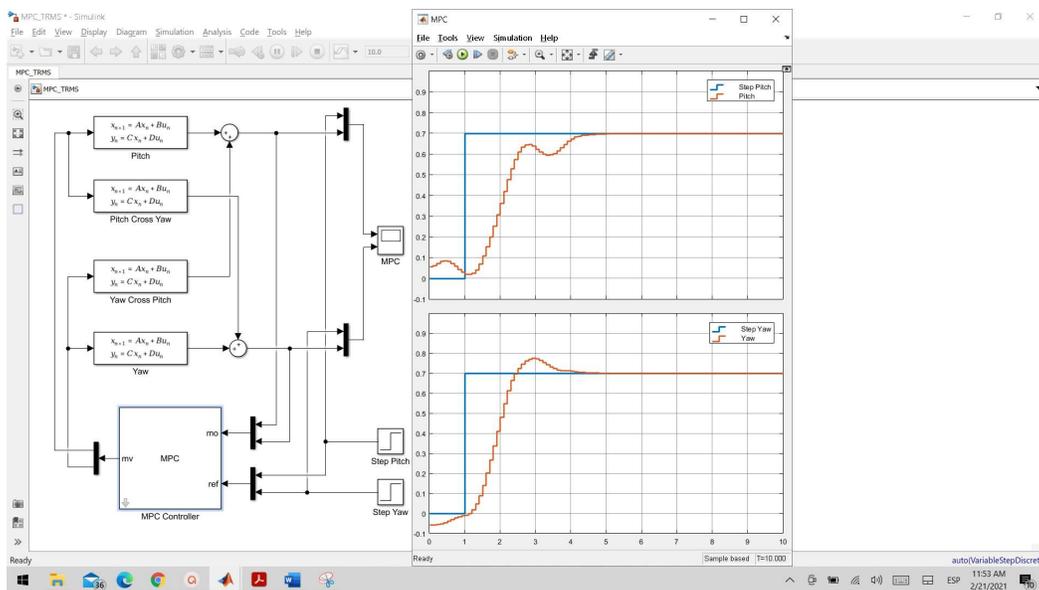


Figura 69. Repuesta del controlador MPC

5 RESULTADOS

5.1 Comparación y simulación de algoritmo PID clásico con el control predictivo para concluir la eficiencia

Se realizó un estudio comparativo entre el control predictivo basado en el MPC y el control PID centrado en la planta Twin Rotor MIMO System. En la Figura 5.1 se puede visualizar la comparación entre el control MPC y el control PID.

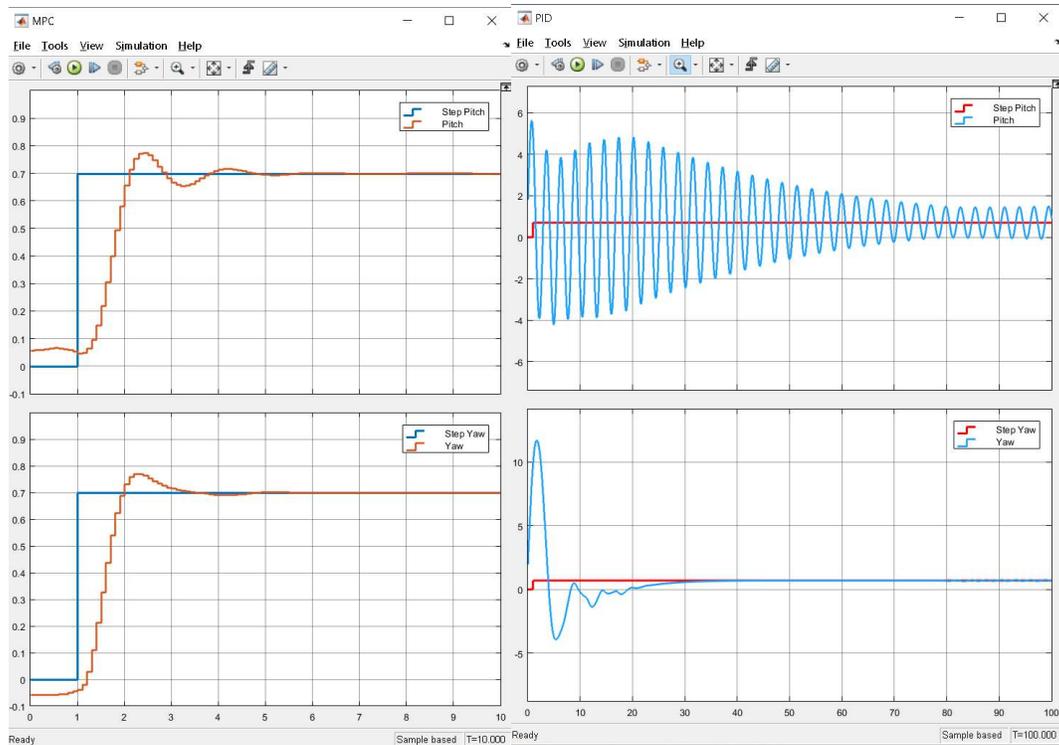


Figura 70. Comparación de controles MPC Vs. PID

En el sistema MIMO se analiza que el controlador MPC presenta un overshoot mínimo idóneo para el control de posición de la planta y consigue estabilizarse en un tiempo óptimo para ambas posiciones tanto para el movimiento horizontal como para el vertical proporcionando un buen concepto del tipo de control MPC con planta no lineales. 71.

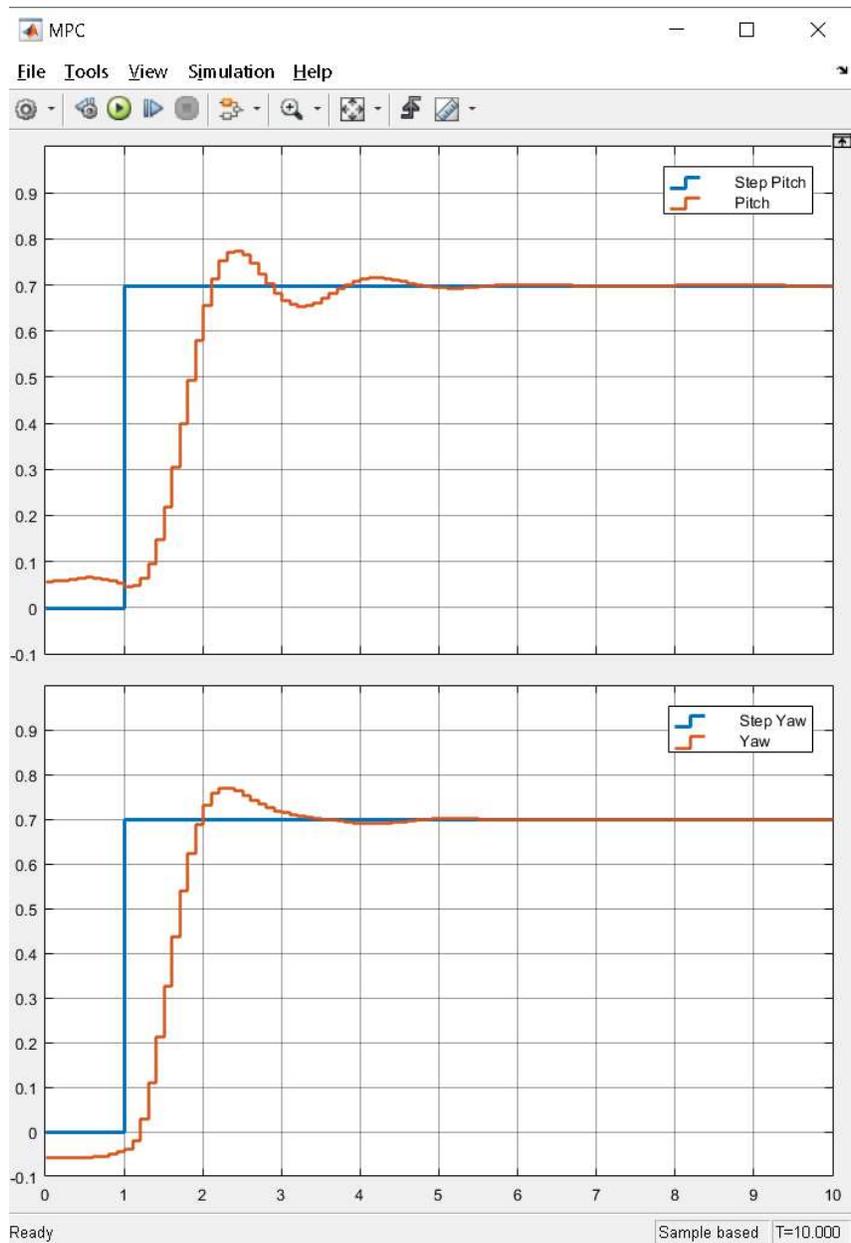


Figura 71. Respuesta del control MPC

En el análisis del control PID al poner en marcha los dos motores de la planta, el que ejecuta la acción horizontal tiende a desplazarse un poco más arriba de la señal de referencia logrando así estabilizarse; el overshoot es muy alto lo que provoca que al momento de probar en la planta este puede llegar a no estabilizarse en una práctica de laboratorio porque se podría golpear de forma constante con los extremos del recorrido; para el movimiento vertical se observa que el overshoot de igual manera es muy alto provocando los mismos resultados en prácticas de laboratorio este tendera a golpear sin lograr que se mantenga estable. Figura 72.

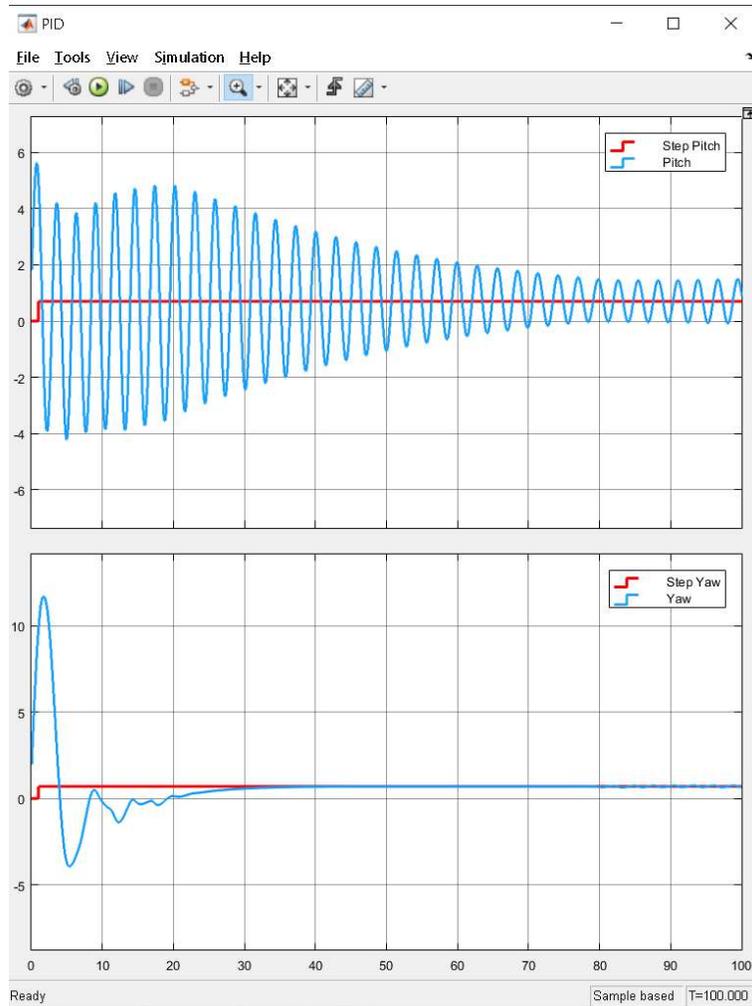


Figura 72. Respuesta del controlador PID

La solución para estos problemas presentados es crear un desacoplador el cual es un tipo de filtro que desconecta las articulaciones para que logren moverse de manera independiente, dando a entender que no presentarían movimientos cruzados, sino que uno por controlador.

Conclusiones

- El estudio para el funcionamiento del TRMS en el reconocimiento de las entradas y salidas se utilizó señales PRBS (Pseudorandom binary signal) para la identificación del sistema.
- Se obtuvo los datos y se aplica esta señal a la planta para proceder a la identificación del sistema mediante la herramienta ident de Matlab® la cual simplifica este proceso y permite obtener el modelo aproximado de la planta de una manera sencilla.
- En la señal identificada se ha logrado encontrar una ecuación que modela al pitch con una validación del 78% y del Yaw en un 72%, se obtuvo el modelo matricial discreto de la planta, misma que luego sería linealizada utilizando el algoritmo denominado Trim the model.
- Se utilizó la herramienta SISOTool de Matlab® para la sintonización del controlador PID de acuerdo con la función de transferencia obtenida en el proceso de identificación llegando a determinar la ecuación del compensador y obtener las ganancias de los controladores PID de manera rápida y eficiente, esta herramienta permite observar la acción de control necesaria para llegar a estabilizar la variable en el set point ingresado. Esto es importante ya que debemos tener en cuenta que la señal de control no debe exceder a los límites aceptados por el sistema.
- El diseño e implementación de un controlador predictivo basado en el modelo (MPC), mejora la respuesta del sistema en lazo cerrado.
- El control predictivo tiene internamente un mecanismo de optimización el cual trata de encontrar la acción de control óptima siempre respetando las restricciones establecidas, dentro de una ventana de predicción.
- Las pruebas de funcionamiento de los controladores MPC y PID, en sus acciones de rotación y elevación del sistema, se pudo observar que el controlador MPC presenta bajos índices de rendimiento y tiempos de asentamiento menores al controlador PID.
- Mediante las pruebas realizadas, se comprobó que el control MPC aplicado al sistema TRMS en rotación y elevación, es más robusto ante perturbaciones, reduce tiempos de estabilización y de asentamiento, así como minimiza los índices de rendimiento a comparación del controlador PID.

Recomendaciones

- En la identificación del sistema se recomienda realizar varias pruebas que este variando tanto el tiempo de muestro, amplitud de la señal y el número de muestras, esto con la finalidad de llevar el mejor modelo, más aproximado y que tenga la mayor cantidad de características dinámicas del sistema.
- Se debe establecer parámetros de señales de entrada adecuadas para que la trayectoria de salida no se interrumpa de forma brusca.
- Se debe realizar el diseño de controladores no lineales para profundizar y mejorar el rendimiento del Twin Rotor System Mimo.
- Se debe realizar un análisis profundo en el modelado matemático al implementar un controlador, esto permitirá que el controlador se adapte mejor a la planta.
- Se recomienda realizar un adecuado tiempo de muestreo basado en el conocimiento sobre control en tiempo discreto para no alterar la estabilidad del sistema.
- Se debe tener en cuenta que la frecuencia de la señal PRBS sea pertinente para el tipo de sensor y actuador que se vaya a utilizar.
- Para la implementación del control MPC se debe establecer la estructura de la planta y colocar de forma correcta el numero de entradas y salidas.
- Estudiar los métodos de linealización pertinentes para plantas tipo MIMO.

REFERENCIA BIBLIOGRAFIA

Alberto Bemporad, Manfred Morari, N. (2005). Lawrence Ricker. Model Predictive Control Toolbox, www.mathworks.com.

Cajo R. (2015). Evaluación de los algoritmos de control pid lineal y no lineal, aplicados al sistema mimo de doble rotor tipo helicóptero. Escuela superior politécnica del litoral. Ecuador: Guayaquil.

Castelwhite Paola, elementos finales de control, http://www.academia.edu/6546431/capitulo_5._elementos_finales_de_control, fecha de consulta diciembre 2014.

Cortes Jimmy, Cano Hugo, Chaves José. 2008. Fundamentos y aplicación del muestreo en señales ubicadas en las bandas altas del espectro. Revista Scientia et Technica, Año XIV, No 39, Universidad Tecnológica de Pereira. ISSN 0122-170.

Chiang, Y. and Safonov, R. (1998). "Robust Control Toolbox for use with MatLab", The MathWorks, Inc.

E. F. Camacho, C. Bordons, E. F. Camacho, and C. Bordons, Model predictive control. Springer London, 2004, vol. 2.

Feedback Instruments Ltd, Twin Rotor MIMO System Control Experiments, 33-949S, Laboratory Manual.

Garzón - Wladimir X, Carriel – Carlos J. Diseño, implementación y control predictivo de un prototipo de planta para el tratamiento de aguas terciarias mediante el empleo de nano membrane. Universidad Politécnica Salesiana – Ingeniería Electrónica, Ecuador (2019).

García J. 2018. El teorema de muestreo y sus aplicaciones. Universidad de Sevilla.

Gutierrez, j.a; Duarte, e; arcos, j, "control systems for a helicopter with two degrees of freedom," engineering mechatronics and automation (ciima), 2014 iii international congress of, vol., no., pp.1,6, 22-24 oct. 2014.

Héctor Vargar Oyarzún, Cristian Castro Lagos, Sebastián FingerhuthMassmann (2018). Aplicación de estrategias de control sobre un sistema de doble rotor para propósitos docentes. Tesis. Valparaíso: Pontificia Universidad Católica de Valparaíso.

Jih-Gau Juang, Ming-Te Huan, Wen-Kai Liu, "PID control using pre searched genetic algorithms for a MIMO System", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, vol.38, no.5, pp.716-727, Sept.2008.

Ljung, L. (2001). System Identification Toolbox. For Use with MATLAB. MATHWORKS.

Liuping Wang. (2009) model predictive control system design and implementation using Matlab. Springer, Londres

M. Lundh and S. Gauchoer, "Model predictive control for flotations plants," 2008.

Maiti R., Das sharma K., Sarkar G., (2014). Optimal state Feedback controller and observer design for twin rotor mimo System, doi:[10.1109/CIEC.2014.6959049](https://doi.org/10.1109/CIEC.2014.6959049), University of Calcutta.

Miranda Enrique M, Solis Edison J, Dlseño, implementacion de algoritmos de control difuso y PID adaptativo str para el Sistema Mimo de doble rotor 33-220 de feedback para el laboratorio de control automatico, Universidad Politecnica Salesiana, Sede Guayaquil – Ingenieria Electronica, Ecuador (2018)

Mr. Rahul G. Tiwalkar, Mr. Shankar S. Vanamane, Mr. Sushil S. Karvekar, Mr. Shreedhar B. Velhal. (2017) Model Predictive Controller for Position Control of Twin Rotor MIMO System. Electrical Engineering Dept. WCE, Sangli, India.

Ogata, K. (2003). Ingeniería de control moderno. (P. Educación, Ed.)

Oyarzo Pérez M. 2018, Modelado, simulación y control de la velocidad de transferencia de oxígeno en un biorreactor para la producción de alginato. Pontifica Universidad Católica de Valparaíso.

Prasad D., Manoharan P.S., Ramalakshmi A.P, PID control scheme for twin rotor mimo system using a real valued genetic algorithm with a predetermined search range, doi:[10.1109/ICPEC.2013.6527697](https://doi.org/10.1109/ICPEC.2013.6527697), ICPEC,443-448 (2013).

Pratap, B.; Purwar, S., "Sliding mode state observer for 2-DOF twin rotor MIMO system," Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2010 International Conference on, vol., no., pp.1,6, Nov. 29, 2010-Dec. 1 2010.

Rafiq, A.A., Yusuf, M. y Pujono, Implementation of Digital Image Processing Using NI myRIO and Arduino Mega 2560 as Controller On Rover Bogie Robot, doi: [10.1109/iCAST1.2018.8751506](https://doi.org/10.1109/iCAST1.2018.8751506), 2018 International Conference on Applied Science and Technology (iCAST), 210-215 (2018).

R. Raghavan, S. T homas, "MIMO Model Predictive Controller Design for T win Rotor Aerodynamic System", 978-1-4673-8075-1/16/ ©2016 IEEE.

Satapathy A, Nayak R. Modelling of twin rotor mimo system (TRMS), Department of electrical engineering national institute of technology, Rourkela (2010)

Te-wei lu; peng wen, "time optimal and robust control of twin rotor system," control and automation, 2007. icca 2007. iee international conference on, vol., no., pp.862, 866, May 30, 2007-june 1 2007.

Tastemirov A., Lecchini-Visintini A., Morales R., Complete dynamic model of the Twin Rotor MIMO System (TRMS) with experimental validation, Recuperado en http://C:/Users/user/Downloads/TRMS_3.pdf.

Wang L., Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB®. Springer Verlag, 2009.

Zamora D., Rodas P., Samaniego DA., Identificación de las 2 plantas para cada eje de libertad del sistema mimo con 2 rotores, diseño e implementación de un controlador para el ángulo de elevación. Universidad Politécnica Salesiana, Ecuador: Guayaquil.

Zapata B. (2019). Desarrollo e implementación de un control de orientación y elevación mediante control en modo deslizante y control mpc lineal, aplicado a un sistema aerodinámico trms (twin rotor mimo system). Escuela Politécnica Nacional. Ecuador: Quito.

Zambrano Julio, Gonzalez Ana. (2013). Implementacion de un algoritmo de control predictivo en espacio de estado sobre una plataforma de simulación desarrollada en Matlab. Revista de Ciencias y tecnologías,9(1), 1-10.

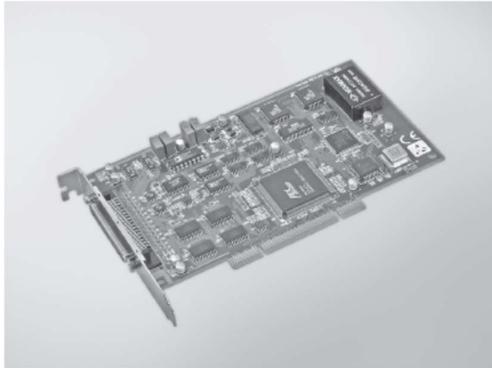
ANEXOS

Anexo 1

TARJETA PCI -1711U/UL

PCI-1711U/UL

100 kS/s, 12-bit, 16-ch Universal PCI Multifunction DAQ Card



FCC CE RoHS

Features

- 16-ch single-ended analog input
- 12-bit A/D converter, with up to 100 kHz sampling rate
- Programmable gain
- Automatic channel/gain scanning
- Onboard FIFO memory (1,024 samples)
- Two 12-bit analog output channels (PCI-1711U only)
- 16-ch digital input and 16-ch digital output
- Onboard programmable counter

Specifications

Analog Input

- **Channels** 16 single-ended
- **Resolution** 12 bits
- **Max. Sampling Rate** 100 kS/s

Note: The sampling rate for each channels will be affected by used channel number. For example, if 4 channels are used, the sampling rate is $100k/4 = 25$ kS/s per channel.

- **FIFO Size** 1,024 samples
- **Overvoltage Protection** 30 Vp-p
- **Input Impedance** 2 M Ω /5 pF
- **Sampling Modes** Software, onboard programmable pacer, or external
- **Input Range (V, software programmable) & Absolute Accuracy**

Bipolar	± 10	± 5	± 2.5	± 1.25	± 0.625
Absolute Accuracy (% of FSR)*	0.1	0.1	0.2	0.2	0.4

* ± 1 LSB is added as the derivative for absolute accuracy

Analog Output (PCI-1711U only)

- **Channels** 2
- **Resolution** 12 bits
- **Output Rate** Static update
- **Output Range** (Software programmable)

Internal Reference	Unipolar	0 ~ 5 V, 0 ~ 10 V
External Reference		0 ~ +x V @ -x V (-10 \leq x \leq 10)

- **Slew Rate** 11 V/ μ s
- **Driving Capability** 3 mA
- **Output Impedance** 0.81 Ω
- **Operation Mode** Static update
- **Accuracy** INLE: ± 0.5 LSB
DNLE: ± 0.5 LSB

Digital Input

- **Channels** 16
- **Compatibility** 5 V/TTL
- **Input Voltage** Logic 0: 0.8 V max.
Logic 1: 2.0 V min.

Digital Output

- **Channels** 16
- **Compatibility** 5 V/TTL
- **Output Voltage** Logic 0: 0.8 V
Logic 1: 2.0 V
- **Output Capability** Sink: 8.0 mA @ 0.8 V
Source: 0.4 mA @ 2.0 V

Pacer/Counter

- **Channels** 1
- **Resolution** 16 bits
- **Compatibility** 5 V/TTL
- **Max. Input Frequency** 10 MHz
- **Reference Clock** Internal: 10 MHz

General

- **Bus Type** Universal PCI V2.2
- **I/O Connector** 1 x 68-pin SCSI female connector
- **Dimensions (L x H)** 175 x 100 mm (6.9" x 3.9")
- **Power Consumption** PCI-1711U
Typical: 5 V @ 850 mA
Max.: 5 V @ 1.0 A
PCI-1711UL
Typical: 5 V @ 700 mA
Max.: 5 V @ 1.0 A
- **Operating Temperature** 0 ~ 60°C (32 ~ 140°F)
- **Storage Temperature** -20 ~ 70°C (-4 ~ 158°F)
- **Storage Humidity** 5 ~ 95% RH non-condensing

Ordering Information

- **PCI-1711U** Entry-level 100 kS/s, 12-bit Multifunction Card
- **PCI-1711UL** Entry-level 100 kS/s, 12-bit Multi. Card w/o AO

Accessories

- **PCLD-8710** DIN-rail Wiring Board w/ CJC
- **PCL-10168-1E** 68-pin SCSI Shielded Cable, 1 m
- **PCL-10168-2E** 68-pin SCSI Shielded Cable, 2 m
- **ADAM-3968** 68-pin DIN-rail SCSI Wiring Board

Anexo 2

Encoder HEDS-9000/9100

HEDS-9000/9100

Two Channel Optical Incremental Encoder Modules



Data Sheet



Description

The HEDS-9000 and the HEDS-9100 series are high performance, low cost, optical incremental encoder modules. When used with a codewheel, these modules detect rotary position. The modules consist of a lensed (LED) source and a detector IC enclosed in a small C-shaped plastic package. Due to a highly collimated light source and unique photodetector array, these modules are extremely tolerant to mounting misalignment.

The two channel digital outputs and the single 5 V supply input are accessed through five 0.025 inch square pins located on 0.1 inch centers.

Standard resolutions for the HEDS-9000 are 500 CPR and 1000 CPR for use with a HEDS-6100 codewheel or equivalent.

For the HEDS-9100, standard resolutions between 96 CPR and 512 CPR are available for use with a HEDS-5120 codewheel or equivalent.

Features

- High performance
- High resolution
- Low cost
- Easy to mount
- No signal adjustment required
- Small size
- -40°C to 100 °C operating temperature
- Two channel quadrature output
- TTL compatible
- Single 5 V supply

Applications

The HEDS-9000 and 9100 provide sophisticated motion detection at a low cost, making them ideal for high volume applications. Typical applications include printers, plotters, tape drives, and factory automation equipment.

Note: Avago Technologies encoders are not recommended for use in safety critical applications. Eg. ABS braking systems, power steering, life support systems and critical care medical equipment. Please contact sales representative if more clarification is needed.

Theory of Operation

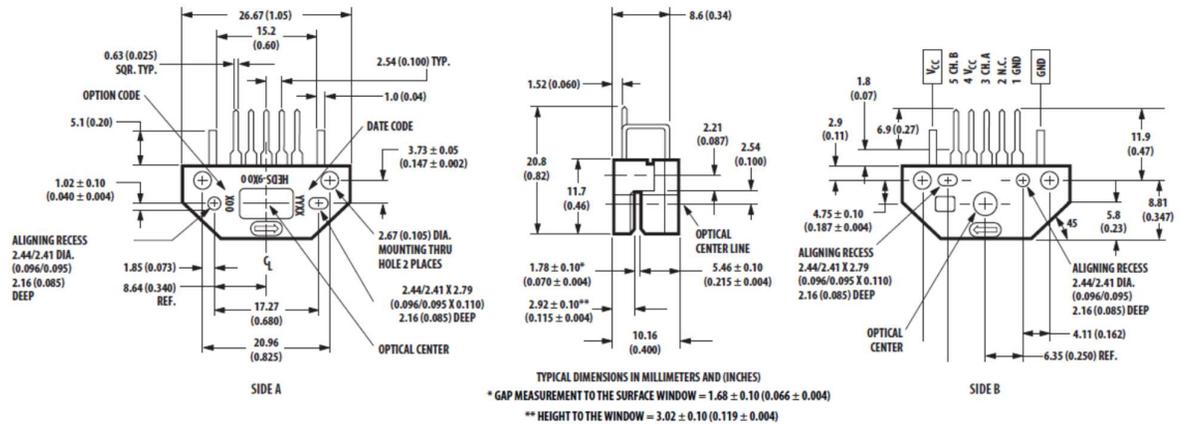
The HEDS-9000 and 9100 are C-shaped emitter/detector modules. Coupled with a codewheel, they translate the rotary motion of a shaft into a two-channel digital output.

As seen in the block diagram, each module contains a single Light Emitting Diode (LED) as its light source. The light is collimated into a parallel beam by means of a single polycarbonate lens located directly over the LED. Opposite the emitter is the integrated detector circuit. This IC consists of multiple sets of photodetectors and the signal processing circuitry necessary to product the digital waveforms.

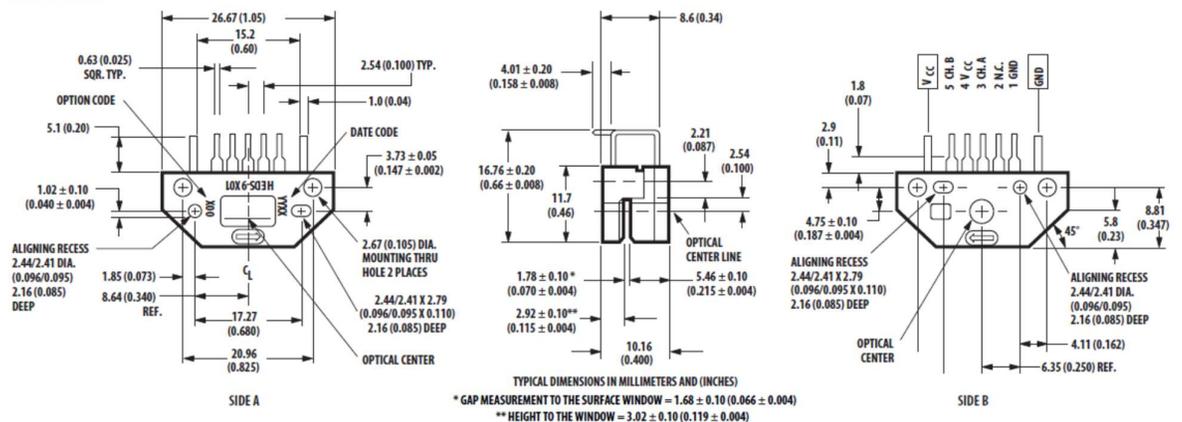
The codewheel rotates between the emitter and detector, causing the light beam to be interrupted by the pattern of spaces and bars on the codewheel. The photodiodes which detect these interruptions are arranged in a pattern that corresponds to the radius and design of the odewheel. These detectors are also spaced such that a light period on one pair of detectors corresponds to a dark period on the adjacent pair of detectors. The photodiode outputs are then fed through the signal processing circuitry resulting in A, \bar{A} , B, and \bar{B} . Two comparators receive these signals and produce the final outputs for channels \bar{A} and \bar{B} . Due to this integrated phasing technique, the digital output of channel A is in quadrature with that of channel B (90 degrees out of phase).

Package Dimensions

HEDS-9x00

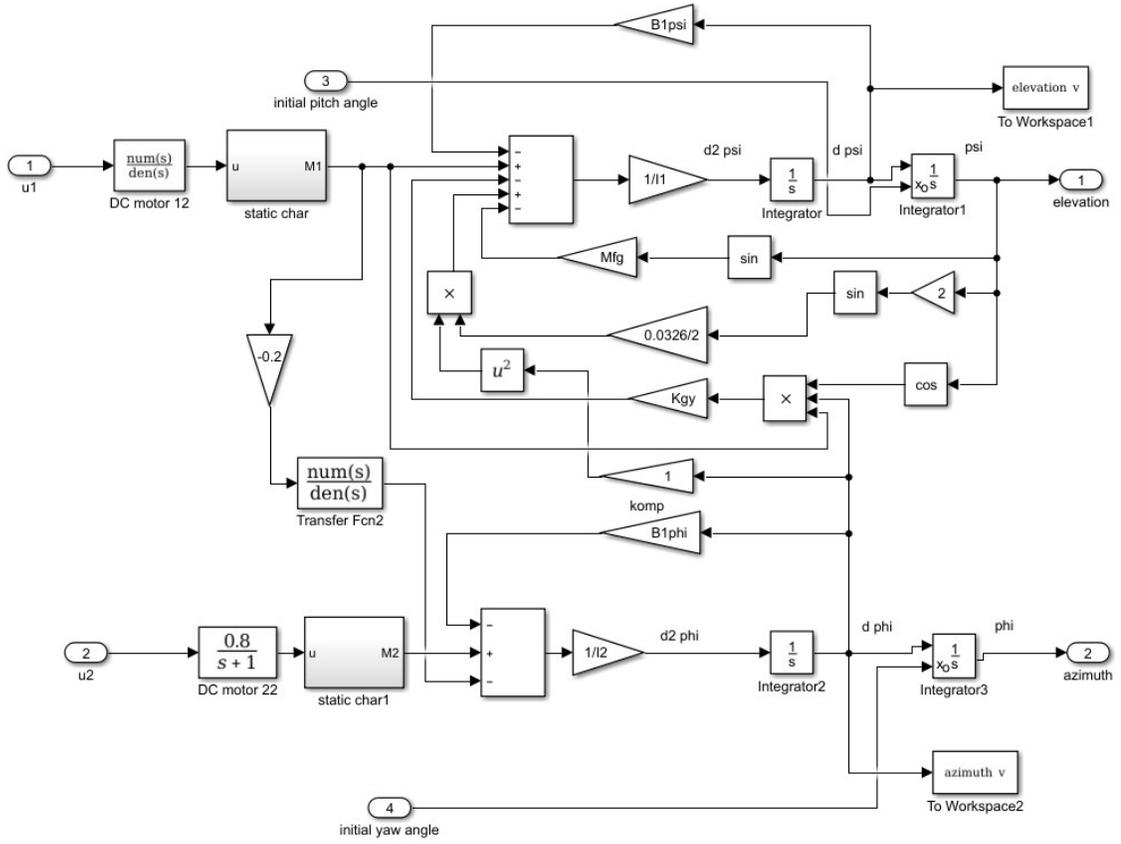


HEDS-9x01



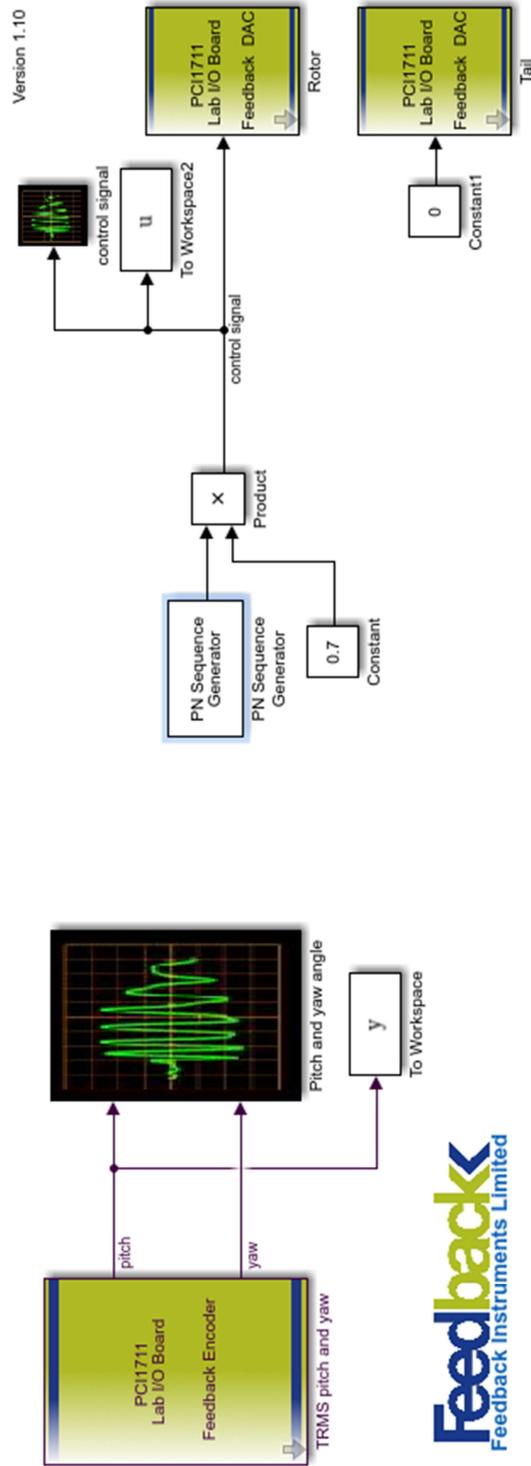
Anexo 3

Modelo no lineal del Sistema TRMS



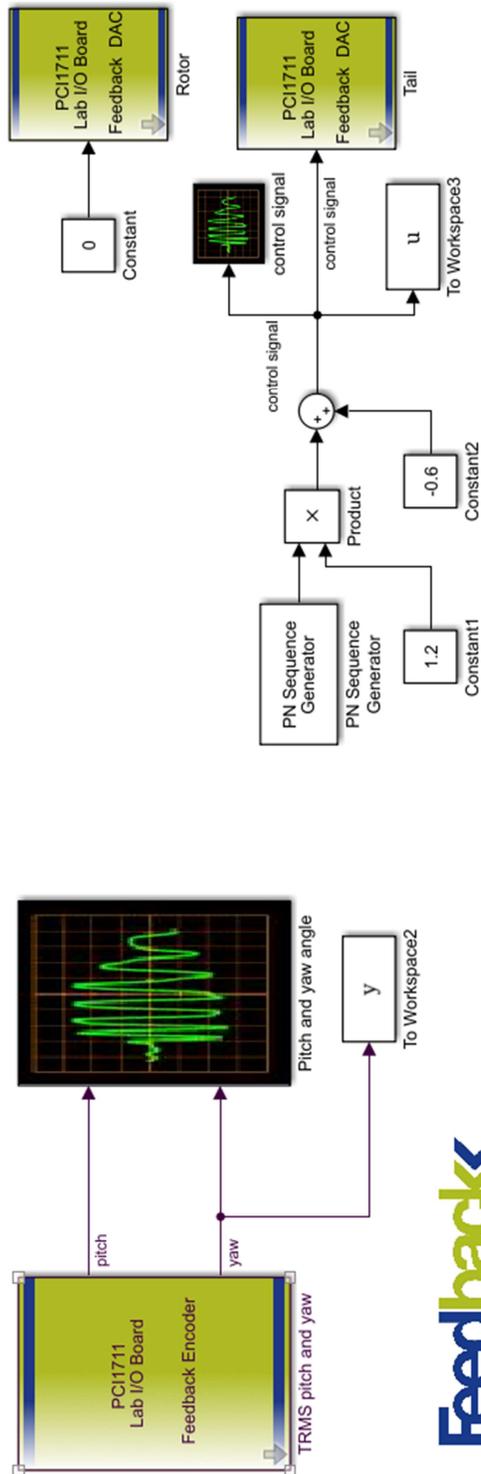
Anexo 4

Identificación de Pitch Rotor del Twin Rotor MIMO System



Anexo 5

Identificación de Yaw Rotor del Twin Rotor MIMO System

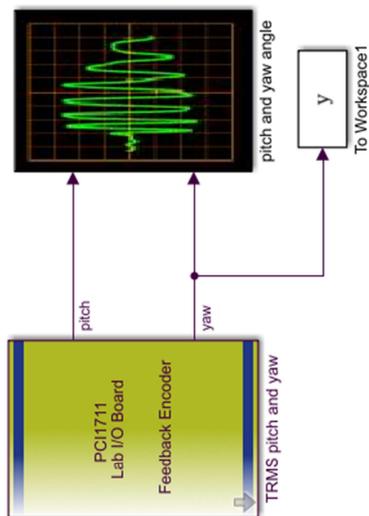
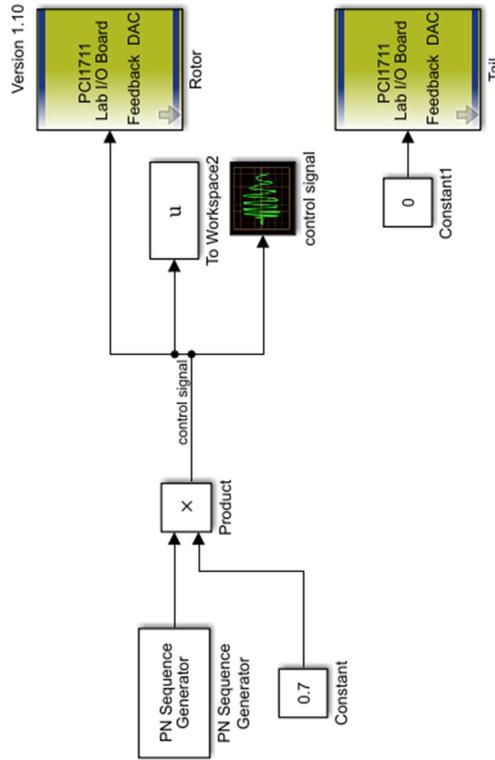


Version 1.10



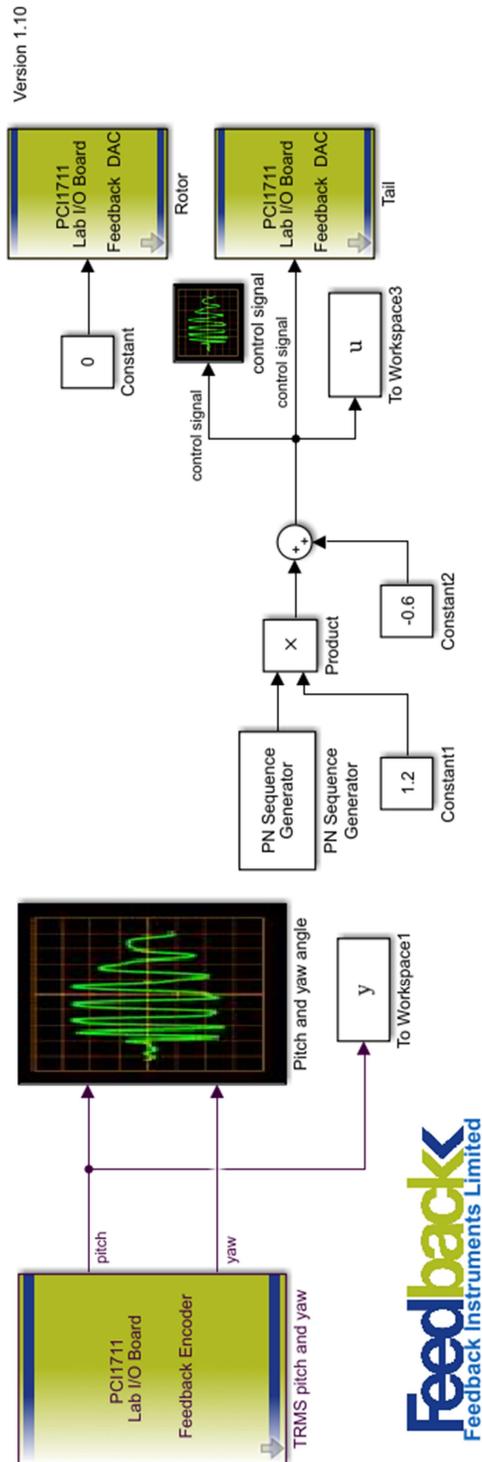
Anexo 6

Identificación de Yaw Rotor cuando se excita el Pitch Rotor del Twin Rotor MIMO System



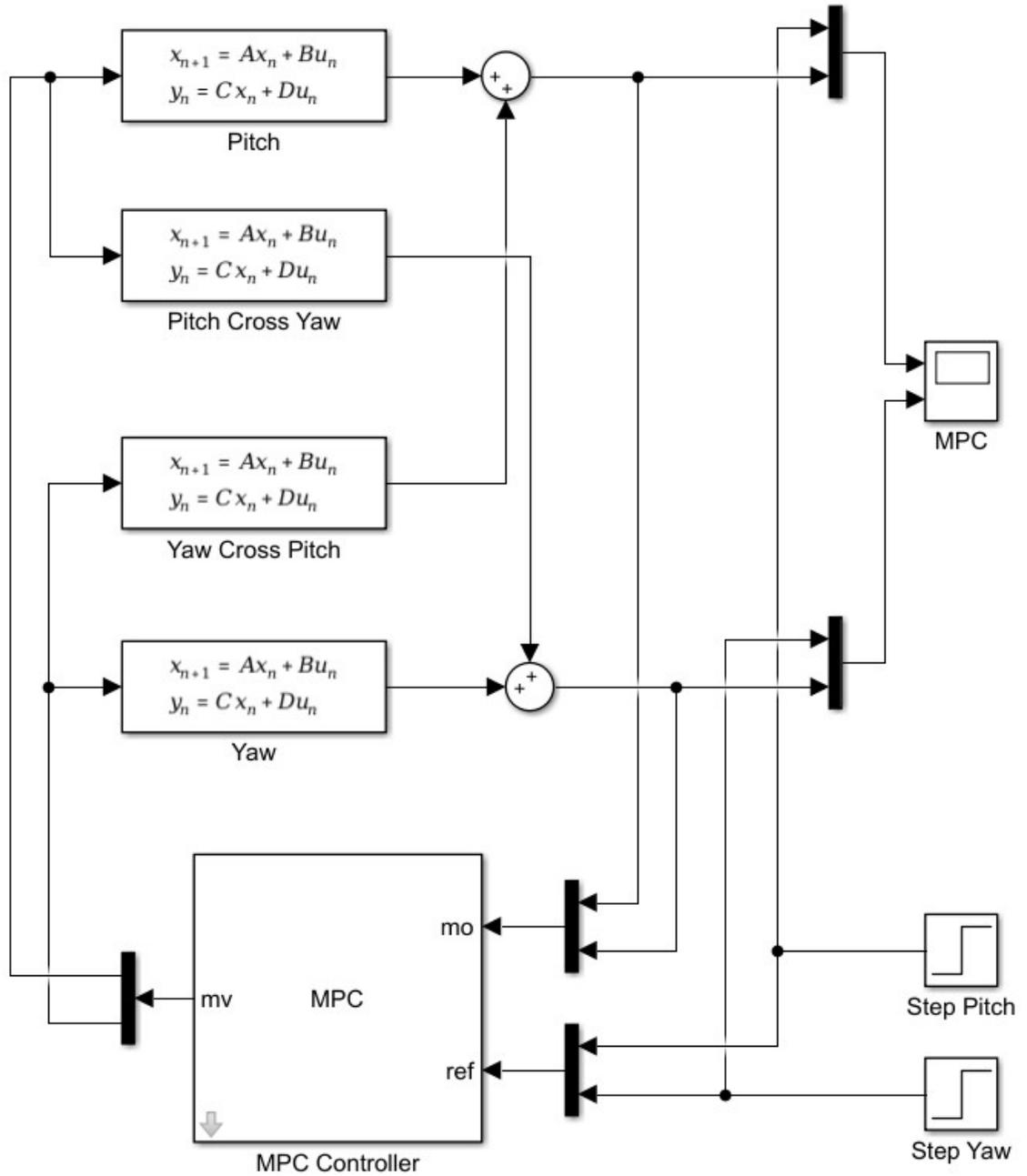
Anexo 7

Identificación de Pitch Rotor cuando se excita el Yaw Rotor del Twin Rotor MIMO System



Anexo 8

Simulación del Controlador MPC



Anexo 9

Simulación de controlador PID

