



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“Identificación de un Sistema amplificador basado en Filtros
activos analógicos”

TESINA DE SEMINARIO

Previo a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Presentada por:

Luis Alejandro Carrión Torres

Wilson Eduardo Tumbaco Loor

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO: 2011

AGRADECIMIENTO

A Dios, por ser nuestro creador, amparo y fortaleza, y por ser palpable su amor a través de cada uno de los que nos rodeó.

A nuestro director, M.S.c César Martín Moreno, por ser el guía y formador de este proceso de aprendizaje.

También a nuestros profesores, autoridades y amigos, que sin esperar nada a cambio han sido parte de este camino y de esta meta.

DEDICATORIA

A Dios que me ha dado la oportunidad de vivir y de regalarme una familia maravillosa. Con mucho cariño especialmente a mis padres, por ser la fuente de mi inspiración y motivación para superarme cada día más, a mis hermanos y demás familiares, que me han apoyado y guiado. Y a todos mis amigos y conocidos que confiaron en mí.

Luis Carrión Torres

A Dios porque me ilumina y guía mi caminar en el día a día. A mis padres, Delia Y Jesús, por haber sido mi primera fuente de conocimiento. A mi esposa María José, pilar fundamental de motivación y confianza, y mi hijo José Eduardo, que está por nacer, mi más grande inspiración.

Wilson Eduardo Tumbaco Loor

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

Ing. César Martín

PROFESOR DEL SEMINARIO

Ing. Efrén Herrera

PROFESOR DELEGADO

DEL DECANO

DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas en esta tesina nos corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL”

(Reglamento de Graduación de la ESPOL).

.....
Luis Alejandro Carrión Torres

.....
Wilson Eduardo Tumbaco Loor

RESUMEN

Las técnicas de control actuales requieren de modelos, que son herramientas que permiten predecir el comportamiento de un sistema sin necesidad de experimentar sobre él. Estos en muchos casos no pueden ser obtenidos en forma sencilla.

Es aquí donde la Identificación de Sistemas juega un papel muy importante, siendo capaz de proporcionar los métodos necesarios para obtener luego de un proceso, los modelos matemáticos buscados con un alto grado de precisión.

A continuación se detalla un breve contenido de cada capítulo:

En el **capítulo 1**, se incluye un análisis del problema, con la finalidad de tener una mejor noción de la situación actual del proceso, y de los factores que intervienen, así como cualquier tipo de perturbación que hubiere.

En el **capítulo 2**, se analizan las herramientas y la base teórica, fundamentales para este proceso, como: *Sistemas de Primer Orden*, *Sistemas de Segundo Orden*, *Transformada de Laplace*, *transformada z*, *Señales de Entrada*, etc., con la finalidad de proponer una solución con fundamentos teóricos de control.

En el **capítulo 3**, se incluye el diseño de la solución del problema:

- Consiste en obtener un modelo matemático.
- Construir un modelo simulado mediante bloques funcionales.
- Diseñar una señal de entrada para el proceso simulado.

En el **capítulo 4**, se enfoca en la técnica de identificación que se aplica al proceso simulado, haciendo un análisis entre cada estructura, para así

escoger el mejor modelo estimado. Incluyendo el análisis de los resultados obtenidos en los capítulos anteriores.

En el Apéndice se encuentran las tablas de la transformada Z, transformada de Laplace y sus respectivos teoremas.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO	ii
DEDICATORIA	iii
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN	iv
DECLARACIÓN EXPRESA	v
RESUMEN	vi
INCIDE DE FIGURAS	xiv
INTRODUCCIÓN	xviii
CAPITULO 1	1
1. DESCRIPCIONES GENERALES	1
1.1 Descripción del proceso a identificar	1
1.2 Modelo de un sistema	3
1.3 Tipos de Modelos	4
1.4 El proceso de identificación	5
1.5 Factores que intervienen en el proceso	7
CAPITULO 2	9
2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS PARA LA SOLUCION DEL PROBLEMA ..	9
2.1 Fundamentos Básicos de Control en un Sistema	9
2.1.2.1 Transformada de Laplace	10
2.1.2.2 Expansión en fracciones parciales	10
2.1.4.1 Polos.	12
2.1.4.2 Ceros	12
2.1.4.3 Sistema de primer orden.....	12
2.1.4.3.1 Constante de tiempo $=1/a$	13
2.1.4.3.2 Tiempo de levantamiento Tr	14

2.1.4.3.3 Tiempo de estabilización T_s	14
2.1.4.4 Sistemas de segundo orden.....	14
2.1.4.4.1 Tipos de respuestas	15
2.1.4.4.1.1 Respuestas sobreamortiguadas	15
2.1.4.4.1.2 Respuestas subamortiguadas:	15
2.1.4.4.1.3 Respuestas no amortiguadas:.....	15
2.1.4.4.1.4 Respuestas críticamente amortiguadas:	15
2.1.4.4.1.5 Frecuencia Natural ω_n	16
2.1.4.4.1.6 Factor de amortiguamiento relativo ζ	16
2.1.4.5 Sistemas subamortiguado de segundo orden.....	16
2.1.4.5.1 Tiempo pico T_p	17
2.1.4.5.2 Sobrenivel porcentual %OS	17
2.1.4.5.3 Tiempo de estabilización T_s	18
2.1.4.5.4 Tiempo de levantamiento T_r	18
2.1.4.6 Respuesta en frecuencia	19
2.1.4.7 Sistemas de control de lazo abierto y lazo cerrado.....	20
2.1.4.8 Sistema de lazo abierto.....	21
2.1.4.9 Sistema de lazo cerrado.	21
2.2 Señales y sistemas.....	22
2.2.1.1 Muestreo	23
2.2.1.2 Control discreto	24
2.2.1.3 Reconstrucción de la señal (Retenedor)	25
2.2.1.4 Aliasing.....	26
2.3 Diseño de la señal de entrada	32
2.3.1 Señal Pseudo Aleatoria Binaria	32
CAPITULO 3	36
3. DISEÑO DE LA SOLUCIÓN.....	36

3.1 Modelación y análisis del proyecto	36
3.1.1.1 Ecuaciones del sistema	36
3.1.2.1 La Tarjeta DAQ.....	40
3.1.2.2 Adquisición de datos del sistema	41
3.1.2.3 Obtención de la Dinámica General del Sistema	45
3.1.2.4 Diseño de la Señal de Entrada	49
3.1.2.4.1 Datos que se necesita para diseñar una PRBS	50
3.1.2.4.2 Selección del tiempo de muestreo	51
3.1.2.4.3 Programa que realiza la señal de entrada.....	54
3.1.2.4.4 Obtención de la mejor señal de entrada	55
3.1.2.5 Análisis de la señal escogida	56
3.1.2.6 Señal de entrada enviada al proceso	59
CAPITULO 4	61
4. IDENTIFICACION DEL SISTEMA Y ANALISIS DE LOS RESULTADOS	61
4.1 Herramientas para la Identificación	62
4.2 Identificación Paramétrica del sistema	63
4.2.1 Cargar archivo de datos	64
4.2.2 Organizar y filtrar los datos	65
4.2.2.1 Adicionalmente se separa datos para identificación y datos para validación	66
4.2.3 Aplicación del método paramétrico, validación y entrega de porcentajes de aciertos	66
4.2.4 Modelo ARX	67
4.2.4.1 Análisis del Modelo arx221	69
4.2.5 Modelo ARMAX	72
4.2.5.1 Análisis del Modelo axm2221	73

4.2.6 Modelo OUTPUT ERROR.....	76
4.2.6.1 Análisis del Modelo oe222.....	78
4.2.7 Modelo BOX JENKINS	81
4.2.7.1 Analisis del Modelo bj22221	82
4.3 Análisis de la Modelo escogido	85
4.3.1 Función de Transferencia del Modelo Identificado	86
4.4 INTERPRETACIÓN DEL CONTROL DE LA PLANTA	88
4.4.1 Sistema de lazo abierto.	89
4.4.2 Sistema de lazo cerrado	89
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	
ANEXO A	
ANEXO B	
ANEXO C	
BIBLIOGRAFIA	

ABREVIATURAS

Tr	Tiempo de Levantamiento
Ts	Tiempo de Estabilización
Tp	Tiempo Pico
ζ	Factor de amortiguamiento
%OS	Sobrenivel Porcentual
V_o	Voltaje de salida
V_i	Voltaje de entrada
ω_o	Frecuencia Central [Rad/seg]
RC	Red Resistiva-Capacitiva
V	Voltios
RBS	Pseudo Random Binary Sequence
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
AR	Auto-Regressive
ARX	Auto-Regressive with eXogenous inputs
ARMAX	Auto-Regressive Moving Average with eXogenous inputs
BJ	Box-Jenkins
OE	Output Error
C	Capacitancia
R	Resistencia
Hz	Hertz

A	Amplitud
f	Frecuencia
Δf	Ancho de Banda
f_c	Frecuencia de Corte Central
f_L	Frecuencia de Corte Inferior
f_H	Frecuencia de Corte Superior
Q	Factor de Calidad de un Filtro
T_{SW}	Tiempo de Conmutación
n_r	Número de Registros
CPE	Customer Premises Equipment
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

INCIDE DE FIGURAS

Figura 1.1 Diagrama del circuito Ecuador.....	2
Figura 1.2 Modelo del Sistema.....	3
Figura 1.3 Flujo de identificación de Sistemas.....	7
Figura 2.1 Ejemplo de Función de Transferencia con polos y ceros.....	12
Figura 2.2 Sistema de primer orden en el en el plano s.....	12
Figura 2.3 Respuesta al escalón para un sistema de primer orden... ..	13
Figura 2.4 Sistema de Segundo Orden.....	14
Figura 2.5 Tipos de respuesta un sistema de segundo orden.....	15
Figura 2.6 Parámetros en sistemas de segundo orden.....	17
Figura 2.7 Relación inversa entre Sobrenivel porcentual y relación de amortiguación.....	18
Figura 2.8 Compromiso que hay entre el sobre nivel porcentual y el tiempo de levantamiento.....	19
Figura 2.9 Sistema en Lazo abierto.....	21
Figura 2.10 sistema en Lazo cerrado.....	22
Figura 2.11 Señales continuas muestreadas.....	24
Figura 2.12 Control discreto con Datos muestreados.....	24
Figura 2.13 Muestra la función que realiza el retenedor de primer orden ZOH.....	25
Figura 2.14 Anti transformada de una función.....	28
Figura 2.15 Relación entre Plano S y plano Z.....	30
Figura 2.16 La figura muestra la estabilidad en diferentes puntos.....	30
Figura 2.17 PRBS para $T_{muestreo} = 1$, $T_{sw} = 3$ y magnitud = + - 1.....	32
Figura 2.18 Diseño de PRBS.....	33
Figura 2.19 Diagrama de bloques equivalente para cada métodos paramétricos.....	35

Figura 3.1 Filtro pasa banda en función de variables.....	37
Figura 3.2 Filtro pasa banda en función de variables reales.....	40
Figura 3.3 DAQ PCI-6024E de National Instruments.....	40
Figura 3.4 diagrama de bloques en Matlab Simulink.....	41
Figura 3.5 Lectura señal de entrada ($f_c = 80\text{Hz}$).....	42
Figura 3.6 Lectura en la salida del filtro $f_c=80\text{Hz}$	43
Figura 3.7 Lectura señal de entrada $f=160\text{ Hz}$	44
Figura 3.8 Lectura señal de salida del filtro $f=160\text{ Hz}$	44
Figura 3.9 Lectura señal de entrada $f=20\text{ Hz}$	45
Figura 3.10 Modelo creado para conocer la respuesta al escalón.....	46
Figura 3.11 Respuesta del sistema mediante una entrada paso.....	47
Figura 3.12 Obtención del τ dominante del sistema.....	47
Figura 3.13 Interfaz gráfica del programa Input Design GUI.....	55
Figura 3.14 Datos de la Señal PRBS.....	57
Figura 3.15 Gráfica de la Señal PRBS.....	58
Figura 3.16 Gráfica de la correlación de la señal PRBS.....	58
Figura 3.17 Gráfica de la potencia de señal PRBS.....	59
Figura 3.18 Diagrama de la Señal PRBS diseñada enviada al proceso..	59
Figura 3.19 Gráfica de la Señal PRBS enviada al proceso.....	60
Figura 3.20 Gráfica de Respuesta del sistema con respecto a la señal de entrada PRB.....	60
Figura 4.1 Modelo creado para obtener la respuesta a la señal diseñada...	61
Figura 4.2 Gráfica de Señal de entrada y Respuesta del a planta.....	62
Figura 4.3 interfaz del system Identification.....	63
Figura 4.4 Obtención de Serie de tiempo mediante la Ident.....	64
Figura 4.5 Series de tiempo a identificar.....	65
Figura 4.6 serie de Tiempo con media removida.....	65
Figura 4.7 Gráfica que muestra selección de datos para identificar.....	66
Figura 4.8 Gráfica de Validación de modelo ARX.....	68
Figura 4.9 Modelo arx_{221} ante una entrada escalón.....	69

Figura 4.10 Respuesta de frecuencia de modelo arx221	70
Figura 4.11 Gráfico de auto correlación y el de correlación cruzada de modelo arx221.....	70
Figura 4.12 Gráfica de Validación de modelo ARMAX.....	73
Figura 4.13 Modelo axm2221 ante una entrada escalón.....	73
Figura 4.14 Respuesta de frecuencia de modelo amx2221	74
Figura 4.15 Gráfico de auto correlación y el de correlación cruzada de modelo amx2221.....	75
Figura 4.16 Gráfica de Validación de modelo ARMAX.....	77
Figura 4.17 Modelo oe222 ante una entrada escalón.....	78
Figura 4.18 Respuesta de frecuencia de modelo oe222.....	79
Figura 4.19 Gráfico de auto correlación y el de correlación cruzada de modelo oe222.....	79
Figura 4.20 Gráfica de Validación de modelo BJ22221.....	82
Figura 4.21 Modelo bj22221 ante una entrada escalón.....	82
Figura 4.22 Respuesta de frecuencia de modelo bj22221	83
Figura 4.23 Gráfico de auto correlación y el de correlación cruzada de modelo bj22221.....	84
Figura 4.24 Modelo escogido ante un escalón.....	87
Figura 4.25 Modelo creado mediante el proceso de identificación.....	87
Figura 4.26 Gráfica de modelo identificado y la respuesta al sistema	88
Figura 4.27 Sistema de Lazo abierto.....	89
Figura 4.28 Sistema de Lazo Cerrado.....	90

INDICE DE TABLAS

Tabla 2.1 Señales para variables dependientes continua y discreta.....	23
Tabla 2.2 Métodos Paramétricos.....	35
Tabla 3.1 elección del mejor tao dominante.....	48
Tabla 3.2 Tiempos de muestro obtenidos variando.....	53
Tabla 3.3 Señales PRBS diseñadas.....	56
Tabla 4.1 Aproximaciones de modelo ARX.....	68
Tabla 4.2 Modelo escogido de ARX.....	68
Tabla 4.3 Aproximaciones de modelo ARMAX.....	72
Tabla 4.4 Modelo escogido de ARMAX.....	72
Tabla 4.5 Aproximaciones de modelo OE.....	77
Tabla 4.6 Modelo escogido de OE.....	77
Tabla 4.7 Aproximaciones de modelo BJ.....	81
Tabla 4.8 Modelo escogido de BJ.....	81

INTRODUCCIÓN

En la actualidad, existe un gran número de métodos de diseño de distinto origen que permiten desarrollar sistemas de control con una amplia variedad de características y posibilidades. Pero, una vez que se ha podido implementar el sistema o planta a controlar, a veces no se conoce con certeza sus principales parámetros, o cual es su función de transferencia equivalente, etc. En otras circunstancias, puede conocerse su estructura, pero no los valores de los parámetros que la componen. Esto genera muchas veces dificultades en el momento de tratar de realizar un control efectivo y confiable.

Por lo tanto, poder determinar, aunque sea en forma aproximada los parámetros más importantes de una función de transferencia de un sistema se convierte en una necesidad inevitable. Si bien se puede llegar a desarrollar habilidad para la determinación de modelos mediante el uso de herramientas, no siempre se podrá contar con estas en un intervalo corto de tiempo.

La identificación de sistemas es una técnica que fue desarrollada para la estimación de sistemas dinámicos, la cual proporciona una buena relación entre precisión del modelo y esfuerzo del cálculo. Se trata de un método experimental que permite obtener el modelo de un sistema, a partir de datos reales recogidos del proceso.

Se plantea los siguientes objetivos para el desarrollo de este proceso:

- Demostrar la validez, utilidad y conveniencia de la técnica de identificación de sistemas, aplicada a un proceso real.

- Aplicar técnicas para modelación y simulación de un sistema dinámico mediante MATLAB.

Para cumplir estos objetivos, se utilizará la técnica de identificación de sistemas aplicado a un sistema amplificador basado en filtros activos analógicos, que consiste en la determinación de la función de transferencia del mismo o de sus parámetros. Un modelo matemático a partir de mediciones experimentales, con la finalidad de optimizar la operación y el control del proceso conociendo la dinámica del mismo.

CAPITULO 1

1. DESCRIPCIONES GENERALES

1.1 Descripción del proceso a identificar

El presente proyecto hace uso de la identificación de sistemas como herramienta para obtener un modelo matemático aproximado del sistema a partir de datos (señales) recolectados.

Un sistema amplificador basado en filtros activos analógicos es el proceso elegido para realizar la identificación. En ingeniería, se conocen como filtros a los sistemas selectivos de frecuencias que permiten el paso de una banda específica, mientras bloquean, o por lo menos atenúan, los componentes espectrales que se encuentran por fuera de este intervalo.

Los filtros pueden construirse a partir de la interconexión de resistencias, inductancias y condensadores, a los cuales se les conoce como *pasivos*; o a través de circuitos basados en amplificadores operacionales, en cuyo caso se denominan filtros *activos*.

Una de las principales ventajas que ofrecen los filtros activos consiste en que son ideales para operar a bajas frecuencias ya que no involucran el uso de los incómodos inductores, además de aprovechar el predecible comportamiento que poseen los amplificadores operacionales en las regiones inferiores del espectro. Esto hace que este tipo de sistemas sean sumamente versátiles a la hora de procesar señales cuyo ancho de banda se sitúa dentro de la audio frecuencia, región en la cual los filtros pasivos presentan algunas dificultades, pues los inductores requeridos suelen ser de

alta capacidad y físicamente voluminosos, además de demandar corrientes relativamente altas a las fuentes de tensión que producen la señal a filtrar.

Los filtros analógicos al igual que cualquier otro tipo de filtro, discriminan lo que pasa a su través atendiendo a algunas de sus características. Al tratarse de filtros electrónicos lo que pasa a su través son señales eléctricas que, en el caso de los filtros analógicos, obviamente, son señales analógicas.

Una aplicación real para los filtros es un Ecuador, que es un dispositivo que modifica el contenido en frecuencias de la señal que procesa (por ejemplo una canción). Es decir, cambia las amplitudes de sus coeficientes de Fourier, lo que se traduce en diferentes volúmenes para cada frecuencia.

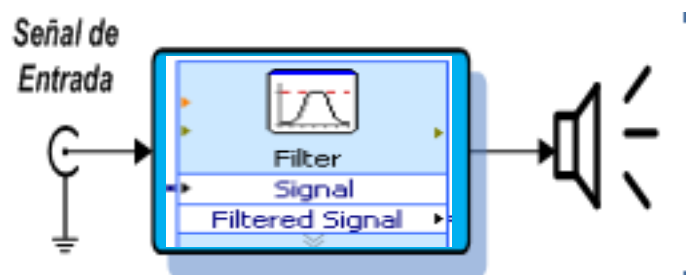


Figura 1.1 Diagrama del circuito Ecuador

De un modo doméstico generalmente se usa para reforzar ciertas bandas de frecuencias, ya sea para compensar la respuesta del equipo de audio (amplificador + parlantes) o para ajustar el resultado a gustos personales.

Para el diseño de este ecualizador decidimos utilizar filtros pasa banda activos, pues son los que mejor se adecuan y nos permiten solucionar de una mejor forma el problema planteado.

El sistema planteado es electrónico y se compone de un amplificador operacional que en conjuntos con elementos activos están dispuestos como un filtro pasa banda, como se conoce electrónicamente un amplificador siempre relaciona la salida con la entrada, de ahí se parte para obtener una función de transferencia que represente al sistema.

1.2 Modelo de un sistema

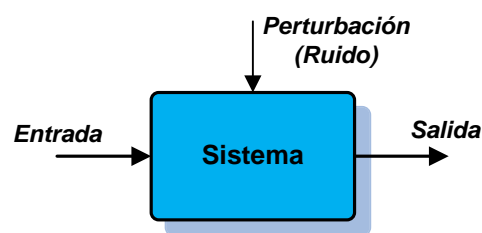


Figura 1.2 Modelo del Sistema

Cuando se hace necesario conocer el comportamiento de un sistema en unas determinadas condiciones y ante unas determinadas entradas, se puede recurrir a la experimentación sobre dicho sistema y a la observación de sus salidas.

Sin embargo, en muchos casos la experimentación puede resultar compleja o incluso imposible de llevar a cabo, lo que hace necesario trabajar con algún tipo de representación que se aproxime a la realidad, y a la que se conoce como modelo.

Un sistema y un modelo son dos cosas completamente diferentes pero relacionables. Desde el punto de vista práctico, utilizamos el término "sistema", cuando en realidad nos estamos refiriendo a su modelo.

1.3 Tipos de Modelos

Existen varios tipos de modelos para sistemas dinámicos, mismos que se pueden clasificar en tres diferentes, los cuales se describirán a continuación:

- **Modelos Empíricos:** Estos son los que se obtiene al caracterizar un sistema o proceso mediante un gráfico o tabla, que describa sus propiedades dinámicas mediante un número finito de parámetros. Por ejemplo, un sistema lineal puede quedar definido mediante respuesta al impulso o al escalón, o bien mediante respuesta en frecuencia. Lo que se podría definir también como un ajuste curvas.
- **Modelos Semi-empíricos:** Este tipo de modelos se valen del uso de leyes físicas (naturales) para describir la dinámica de un sistema, lo que equivaldría a definir la estructura de un modelo; y las partes desconocidas se ajustan (dichas partes desconocidas pueden ser los coeficientes de una función de transferencia). A este tipos de modelos corresponden aquellos obtenidos a través de un proceso de identificación.
- **Modelos Rígidos:** Estos modelos se obtienen al aplicar un método analítico, en el que se recurre a leyes básicas de la física para describir el comportamiento dinámico de un fenómeno o proceso.

1.4 El proceso de identificación

En términos generales, el proceso de identificación comprende los siguientes pasos:

1.4.1 Obtención de datos de entrada - salida.

Para ello se debe excitar el sistema mediante la aplicación de una señal de entrada y registrar la evolución de sus entradas y salidas durante un intervalo de tiempo.

1.4.2 Tratamiento previo de los datos registrados.

Los datos registrados están generalmente acompañados de ruidos indeseados u otro tipo de imperfecciones que puede ser necesario corregir antes de iniciar la identificación del modelo. Se trata, por tanto, de 'preparar' los datos para facilitar y mejorar el proceso de identificación.

1.4.3 Elección de la estructura del modelo.

Si el modelo que se desea obtener es un modelo paramétrico, el primer paso es determinar la estructura deseada para dicho modelo. Esto se facilita en gran medida si se tiene un cierto conocimiento sobre las leyes físicas que rigen el proceso.

1.4.4 Obtención de los parámetros del modelo.

A continuación se procede a la estimación de los parámetros de la estructura que mejor ajustan la respuesta del modelo a los datos de entrada-salida obtenidos experimentalmente.

1.4.5 Validación del modelo.

El último paso consiste en determinar si el modelo obtenido satisface el grado de exactitud requerido para la aplicación en cuestión. Si se llega a la conclusión de que el modelo no es válido, se deben revisar los siguientes aspectos como posibles causas:

1.4.5.1 Información insuficiente

El conjunto de datos de entrada-salida no proporciona suficiente información sobre la dinámica del sistema.

1.4.5.2 Estimación Errónea

La estructura escogida no es capaz de proporcionar una buena descripción del modelo.

1.4.5.3 Parámetros no satisfactorios

El criterio de ajuste de parámetros seleccionado no es el más adecuado.

La identificación de sistemas normalmente se lleva a cabo en lazo abierto y tiene un flujo lógico natural, este se muestra en la Figura 1.3. Es común que el primer modelo que se obtenga como “el mejor”, del conjunto de modelos no pase la validación, es por eso que una buena identificación de un sistema en particular se lleva a cabo mediante un proceso iterativo.

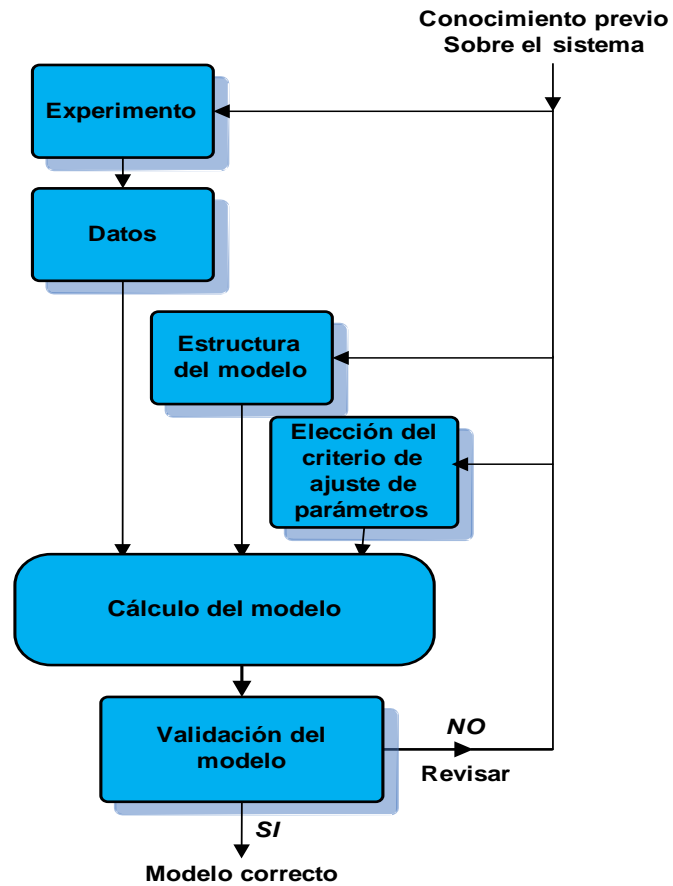


Figura 1.3 Flujo de identificación de Sistemas

Cabe mencionar que el modelo arrojado mediante un proceso de identificación será una aproximación al modelo real, y que tanto se asemeje a éste dependerá de varios factores.

1.5 Factores que intervienen en el proceso

El filtro pasa banda activo analógico del sistema, al igual que cualquier otro tipo de filtro, discriminan lo que pasa a través de él, atendiendo a algunas de sus características.

Al tratarse de un filtro electrónico, lo que pasa a través de ellos son señales eléctricas que, en el caso de los filtros analógicos, señales analógicas. El parámetro por el que suelen discriminar es la frecuencia. Además de la intervención del ruido presente en el circuito debido a los elementos.

CAPITULO 2

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS PARA LA SOLUCION DEL PROBLEMA

Para solucionar el problema se debe de tener claro el fundamento teórico, que servirá para interpretación del proyecto con ecuaciones, funciones y será parte fundamental en la toma de decisiones.

Sin embargo como se conoce que el fundamento teórico para esta clase de proyectos es bastante amplio se va a disponer solo de lo más importante que se necesite conocer para solucionar este problema.

A continuación se presentan los temas a conocer tanto para modelar un sistema como para identificación de sistemas.

- Fundamentos Básicos de Control en un Sistema
- Señales y Sistemas
- Diseño de Señales de Entrada y su Implementación

2.1 Fundamentos Básicos de Control en un Sistema

2.1.1 Control Automático

La difusión de la aplicación del control automático en la industria ha creado la necesidad de elevar el nivel de la educación de un sector de obreros semiespecializados, capacitándolos para desempeñar tareas de mayor responsabilidad: el manejo y mantenimiento de equipos e instrumentos de control.

2.1.2 Ecuaciones Diferenciales

Para cualquier clase de sistemas complejos o no complejos se debe obtener modelos matemáticos cuantitativos, por lo tanto es necesario analizar relaciones entre variables.

Se considera el sistema de naturaleza dinámica por tanto las ecuaciones descriptivas son diferenciales, para simplificar el método de solución, se puede linealizar las ecuaciones con la ayuda de la transformadas de Laplace.

2.1.2.1 Transformada de Laplace

La transformada de Laplace existe para aquellas ecuaciones diferenciales lineales en las que converge la integral de transformación.

La transformada de Laplace es:

$$F(s) = \int_{0^-}^{\infty} f(t)e^{-st} dt = L[f(t)]$$

Donde $s = \sigma + j\omega$ es una variable compleja.

La transformada inversa es:

$$L^{-1}[F(s)] = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\omega}^{\sigma+j\omega} F(s)e^{st} ds = f(t) \cdot \mu(t)$$

2.1.2.2 Expansión en fracciones parciales

Método utilizado para obtener la anti transformada de Laplace de una función con varios factores en el denominador (polos).

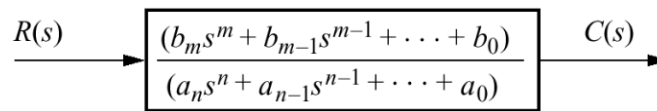
Existen tres casos:

- Raíces reales y diferentes
- Raíces reales y repetidas
- Raíces complejas conjugadas

Esto es importante que el usuario revise para tener claro cómo obtener respuestas en el tiempo.

2.1.3 Funciones de transferencia.

Se basa en la descripción del sistema mediante ecuaciones diferenciales y su representación con la transformada de Laplace.



Una metodología a seguir para la determinación de la función de transferencia de un sistema es la siguiente:

- Identificar las ecuaciones de equilibrio o leyes físicas involucradas en el sistema.
- Siguiendo las ecuaciones de equilibrio plantear las ecuaciones integro-diferenciales correspondientes a cada variable de interés.
- Obtener la transformada de Laplace de cada ecuación considerando condiciones iniciales cero.
- Relacionar la variable de salida con las variables de entrada.

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

2.1.4 Polos, Ceros y respuesta de un sistema:

2.1.4.1 Polos.

Los Polos de una función de transferencia son los valores de “s” que hacen que la función de transferencia se vuelva infinita. De forma general en una función de transferencia factorizada, son los factores del denominador.

2.1.4.2 Ceros.

Los Ceros de una función de transferencia son los valores de “s” que hacen que la función de transferencia sea igual a cero. De forma general en una función de transferencia factorizada, son los factores del numerador.

$$G(s) = \frac{(s + 2)}{s(s + 5)}$$

Cero en $s = -2$

Polo en $s = -5$

Polo en $s = 0$

Figura 2.1 Ejemplo de Función de Transferencia con polos y ceros

2.1.4.3 Sistema de primer orden

La Figura 2.2 muestra un sistema de primer orden sin ceros.

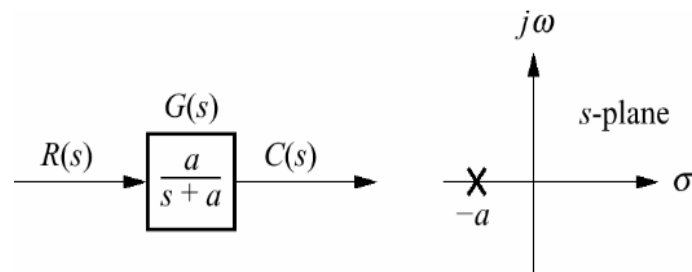


Figura 2.2 Sistema de primer orden en el en el plano s

Si la entrada es escalón unitario $R(s) = 1/s$, la salida está dada por:

$$C(s) = R(s)G(s) = \frac{a}{s(s+a)}$$

$$c(t) = c_f(t) + c_n(t) = 1 - e^{-at}$$

Evaluando la ecuación en el tiempo:

$$e^{-at} \Big|_{t=1/a} = e^{-1} = 0.37$$

$$c(t) \Big|_{t=1/a} = 1 - e^{-at} \Big|_{t=1/a} = 1 - 0.37 = 0.63$$

2.1.4.3.1 Constante de tiempo =1/a

Se puede definir como el tiempo para que e^{-at} decaiga al 37% de su valor inicial, o el tiempo que toma la respuesta de escalón para alcanzar el 63% de su valor final.

La Figura 2.3 muestra las constantes de tiempo que se dan en un escalón.

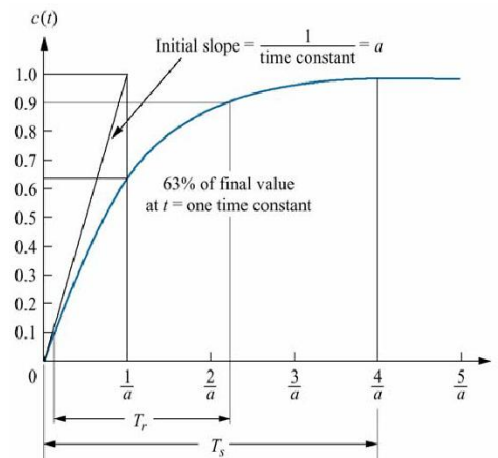


Figura 2.3 Respuesta al escalón para un sistema de primer orden

2.1.4.3.2 Tiempo de levantamiento T_r

Es el tiempo necesario para que la forma de onda pase de 0.1 a 0.9 de su valor final:

$$T_r = \frac{2.31}{a} - \frac{0.11}{a} = \frac{2.2}{a}$$

2.1.4.3.3 Tiempo de estabilización T_s

Es el tiempo necesario para que la respuesta alcance el 2% alrededor de su valor final:

$$T_s = \frac{4}{a}$$

En ocasiones no se conoce analíticamente la función de transferencia del sistema, la respuesta escalón del sistema nos puede ayudar a encontrar la representación.

Si el sistema es de la forma:

$$G(s) = \frac{K}{s + a}$$

Al someterlo a una entrada escalón unitario:

$$C(s) = \frac{K}{s(s + a)} = \frac{K/a}{s} - \frac{K/a}{s + a}$$

2.1.4.4 Sistemas de segundo orden

Su forma general se muestra en la Figura 2.4

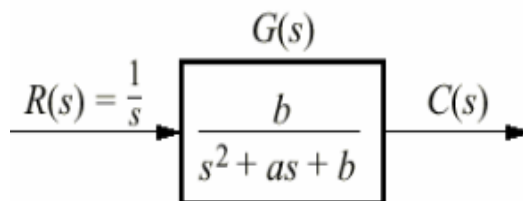


Figura 2.4 Sistema de Segundo Orden

2.1.4.4.1 Tipos de respuestas

2.1.4.4.1.1 Respuestas sobreamortiguadas

Polos: dos complejos en $-\sigma_1, -\sigma_2$

$$c(t) = K_1 e^{-\sigma_1 t} + K_2 e^{-\sigma_2 t}$$

2.1.4.4.1.2 Respuestas subamortiguadas:

Polos: dos complejos en $-\sigma_d \pm j\omega_d$

$$c(t) = A e^{-\sigma_d t} \cos(\omega_d t - \phi)$$

2.1.4.4.1.3 Respuestas no amortiguadas:

Polos: dos imaginarios en $\pm j\omega_1$

$$c(t) = A \cos(\omega_1 t - \phi)$$

2.1.4.4.1.4 Respuestas críticamente amortiguadas:

Polos: dos reales en $-\sigma_1$

$$c(t) = K_1 e^{-\sigma_1 t} + K_2 t e^{-\sigma_1 t}$$

La Figura 2.5 muestra tipos de respuesta en un sistema de segundo orden.

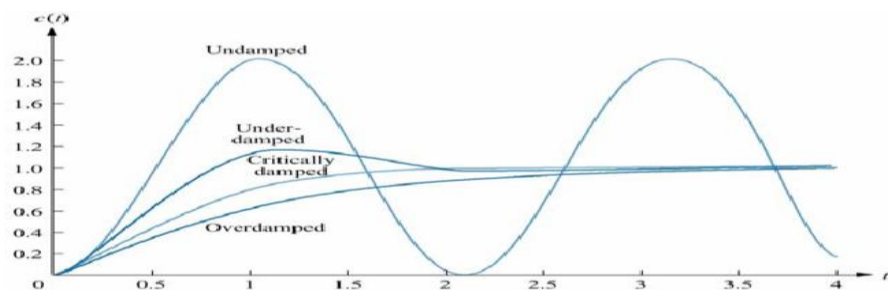


Figura 2.5 Tipos de respuesta un sistema de segundo orden

Función de transferencia general:

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

2.1.4.4.1.5 Frecuencia Natural ω_n

Es la frecuencia de oscilación del sistema sin amortiguamiento.

2.1.4.4.1.6 Factor de amortiguamiento relativo ζ

Es la relación entre el decaimiento exponencial y la frecuencia de oscilación.

$$\zeta = \frac{\text{frecuencia de decaimiento exponencial}}{\text{Frecuencia natural (rad/segundo)}}$$

Comparando con la forma polinómica general es:

$$G(s) = \frac{b}{s^2 + as + b}$$

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

$$b = \omega_n^2 \qquad \omega_n = \sqrt{b}$$

$$a = 2 \zeta \omega_n \qquad \zeta = \frac{a/2}{\omega_n}$$

2.1.4.5 Sistemas subamortiguado de segundo orden

La Figura 2.6 muestra especificaciones sobre el funcionamiento

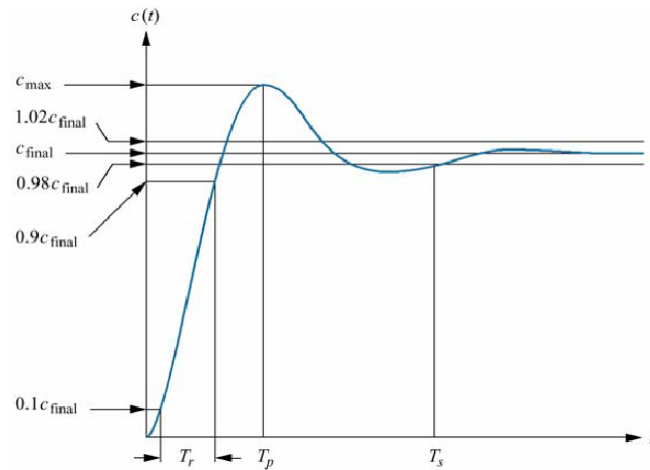


Figura 2.6 Parámetros en sistemas de segundo orden

2.1.4.5.1 Tiempo pico T_p

Tiempo necesario para alcanzar el primer pico o máximo.

$$T_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

2.1.4.5.2 Sobrenivel porcentual %OS

Cantidad que la forma de onda sobrepasa el valor en estado estable o final en el tiempo pico, expresada como porcentaje del valor en estado estable.

$$\%OS = e^{-(\zeta\pi / \sqrt{1 - \zeta^2})} \times 100$$

$$\zeta = \frac{-\ln(\%OS/100)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(\%OS/100)}}$$

En la Figura 2.7 se muestra una relación inversa entre el Sobrenivel porcentual y la relación de amortiguación.

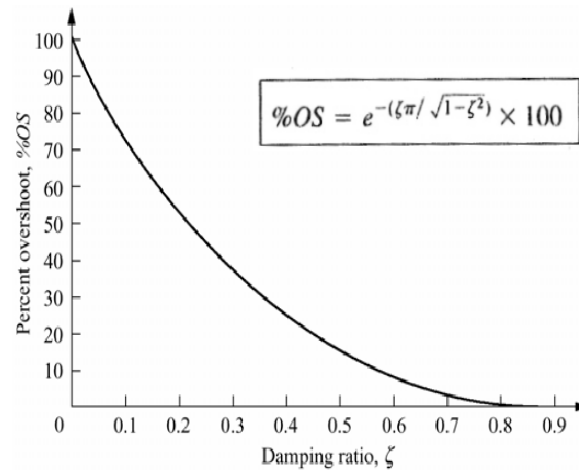


Figura 2.7 Relación inversa entre Sobrenivel porcentual y relación de amortiguación

2.1.4.5.3 Tiempo de estabilización T_s

Tiempo necesario para que las oscilaciones amortiguadas de la respuesta transitoria alcancen y permanezcan alrededor de $\pm 2\%$ del valor en estado estable.

$$T_s = \frac{4}{\zeta\omega_n}$$

2.1.4.5.4 Tiempo de levantamiento T_r

Tiempo necesario para que la forma de onda pasa de 0.1 del valor final a 0.9 del valor final.

En la Figura 2.8 se muestra el compromiso que hay entre el sobre nivel porcentual y el tiempo de levantamiento.

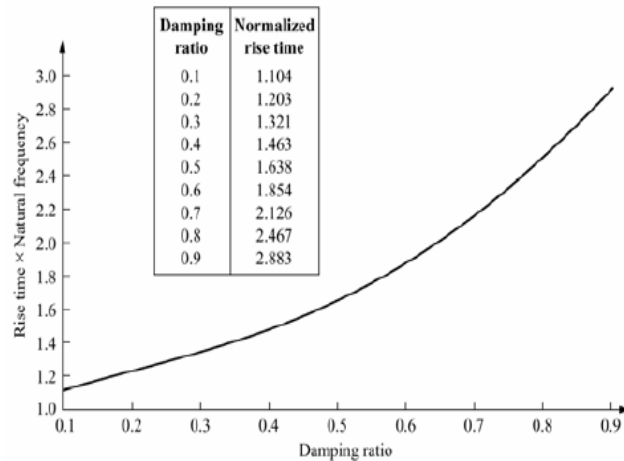


Figura 2.8 Compromiso que hay entre el sobre nivel porcentual y el tiempo de levantamiento.

2.1.4.6 Respuesta en frecuencia

Para determinar las respuestas de frecuencia se utilizan los siguientes criterios:

- Criterio de estabilidad por Bode (gráfico y diagramas de Bode).
- Criterio de estabilidad por Nyquist (gráfico polar).
- Criterio de estabilidad por la carta de Nichols.

2.1.4.7 Sistemas de control de lazo abierto y lazo cerrado.

Para uniformizar criterios respecto a las denominaciones que reciben los elementos que conforman un sistema de control es necesario tener en mente las siguientes definiciones:

- **Planta** Cualquier objeto físico que ha de ser controlado.
- **Proceso**, Operación o secuencia de operaciones, caracterizada por un conjunto de cambios graduales que llevan a un resultado o estado final a partir de un estado inicial.
- **Sistema**, Combinación de componentes que actúan conjuntamente y cumplen un objetivo determinado.
- **Perturbación**, Es una señal que tiende a afectar adversamente el valor de la salida de un sistema.
- **Señal de salida**, es la variable que se desea controlar (posición, velocidad, presión, temperatura, etc.). También se denomina variable controlada.
- **Señal de referencia**, es el valor que se desea que alcance la señal de salida.
- **Error**, es la diferencia entre la señal de referencia y la señal de salida real.
- **Señal de control**, es la señal que produce el controlador para modificar la variable controlada de tal forma que se disminuya, o elimine, el error.
- **Señal análoga**, es una señal continua en el tiempo.
- **Señal digital**, es una señal que solo toma valores de 1 y 0. El PC solo envía y/o recibe señales digitales.
- **Convertidor análogo/digital**, es un dispositivo que convierte una señal analógica en una señal digital (1 y 0).

- **Convertidor digital/análogo**, es un dispositivo que convierte una señal digital en una señal analógica (corriente o voltaje).

2.1.4.8 Sistema de lazo abierto.

Un sistema de lazo abierto es aquél donde la salida no tiene efecto sobre la acción de control. La exactitud de un sistema de lazo abierto depende de dos factores:

- La calibración del elemento de control.
- La repetitividad de eventos de entrada sobre un extenso período de tiempo en ausencia de perturbaciones externas.

La Figura 2.9 muestra una interpretación de un sistema en lazo abierto.

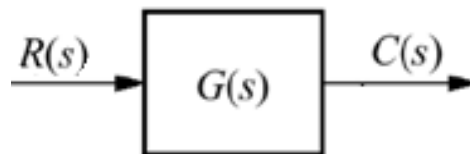


Figura 2.9 Sistema en Lazo abierto

2.1.4.9 Sistema de lazo cerrado.

Un sistema de control de lazo cerrado es aquél donde la señal de salida tiene efecto sobre la acción de control.

La Figura 2.10 se interpreta como un sistema de control de lazo cerrado.

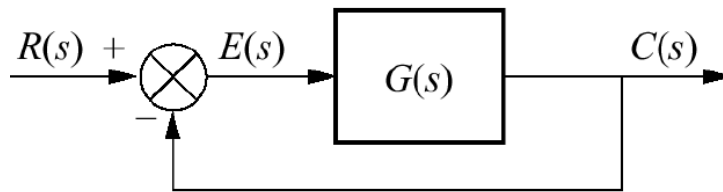


Figura 2.10 sistema en Lazo cerrado

2.2 Señales y sistemas

Una señal se define como una cantidad física que varía con el tiempo, el espacio o cualquier otra variable o variables independientes. Matemáticamente, describimos una señal como una función de una o más variables independientes.

Un sistema se puede definir también como un dispositivo físico que realiza una operación sobre una señal.

Existen diferentes señales para un análisis de la respuesta de un sistema pero una señal depende fuertemente de las características de la señal en particular.

Las señales en tiempo continuo o señales analógicas están definidas para todos los valores del tiempo y pueden tomar cualquier valor en el intervalo continuo (a,b) , donde a puede ser $-\infty$ y b puede ser ∞ .

Las señales en tiempo discreto están definidas solo para ciertos valores del tiempo. Estos instantes del tiempo no necesitan ser equidistantes, aunque en la práctica se toman normalmente instantes equiespaciados conforme a intereses computacionales y matemáticos.

La Tabla 2.1 muestra algunas señales para variables dependiente continua y discreta.

	Tiempo continuo	Tiempo discreto
V. dependiente continua	Señal analógica	Señal continua en tiempo discreto
V. dependiente discreta	Señal discreta en tiempo continuo	Señal digital

Tabla 2.1 Señales para variables dependientes continua y discreta

2.2.1 Sistemas Discretos

Si en una señal se toman valores de un conjunto finito de valores se dice que es discreta. Normalmente, estos valores son equidistantes y por tanto pueden expresarse como un múltiplo de la distancia entre dos valores sucesivos.

Una señal en tiempo discreto, que toma valores en un conjunto discreto se denomina señal digital.

En sistemas discretos en control usando una computadora digital, requerirá que consideremos los siguientes fenómenos:

- Muestreo.
- Leyes del control discreto.
- Retenedor (reconstrucción de señales).
- Aliasing.

2.2.1.1 Muestreo

Esta es la conversión de una señal en tiempo continuo a una señal en tiempo discreto obtenida tomando “*muestras*” de la

señal en tiempo continuo en instantes de tiempo discreto. Así, si $x_a(t)$ es la entrada al muestreador, la salida es $x_a(nT) = x(n)$, donde T se denomina el intervalo de muestreo.

- Se convierte una señal continua en un juego de impulsos espaciados un intervalo T en tiempo.
- Esta serie de impulsos es lo que el algoritmo de control digital observa sin importar la planta.

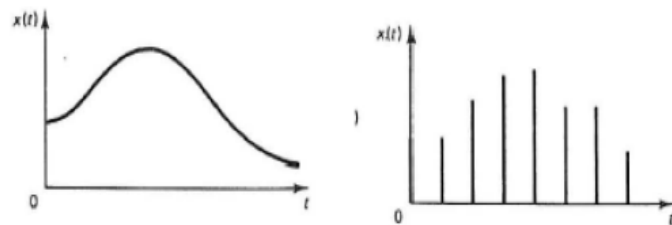


Figura 2.11 Señales continuas muestreadas

2.2.1.2 Control discreto

- El controlador retorna una salida de un juego de impulsos.
- Una forma muy común de representar controladores digitales es en forma de velocidad

La Figura 2.12 muestra lo que realiza un control discreto con los datos muestreados.

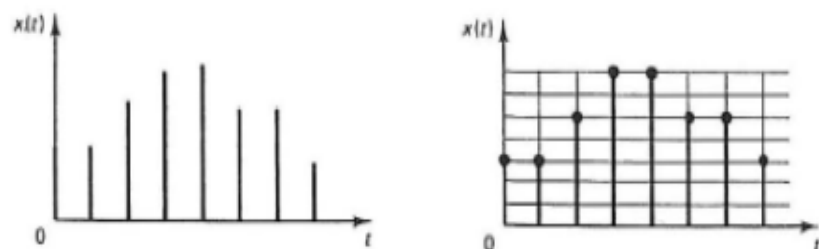


Figura 2.12 Control discreto con Datos muestreados

2.2.1.3 Reconstrucción de la señal (Retenedor)

- El retenedor de primer orden (ZOH) mantiene la salida constante por un período de muestreo hasta que la siguiente muestra se reciba.
- Se usan rara vez en el control de procesos.
- La función de transferencia del ZOH es $\frac{1-e^{-Ts}}{s}$ y se incluye normalmente en la planta.

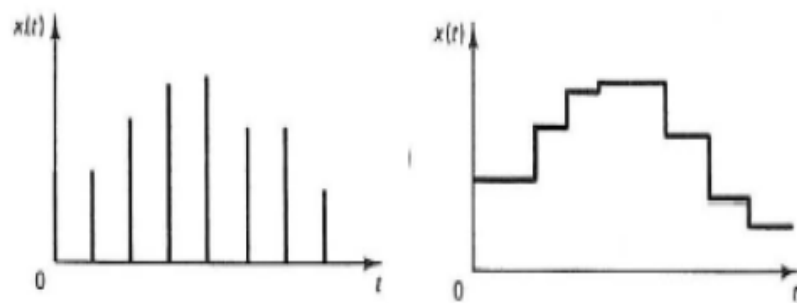


Figura 2.13 Muestra la función que realiza el retenedor de primer orden ZOH.

La función de transferencia regular para el ZOH es:

$$h(t) = S(t) - S(t - \Delta t)$$

$$H(s) = \frac{1}{s} - \frac{e^{-s\Delta t}}{s} = \frac{1 - e^{-s\Delta t}}{s}$$

Lo cual da:

$$HG(z) = Z(H(s)G(s)) = (1 - z^{-1})Z\left(\frac{G(s)}{s}\right)$$

2.2.1.4 Aliasing

- Ocurre cuando una señal no es muestreada lo suficientemente a menudo.
- La señal reconstruida aparece como sinusoidal con un período mucho mayor que la de la original.
- Teorema del muestreo de Shannon: una señal debe ser muestreada a más del doble de su período para ser recuperada.
- Se puede evitar agregando un Filtro a la variable controlada antes del muestreo.

2.2.2 Transformada Z

En un sistema de control en tiempo discreto, una ecuación en diferencias lineal caracteriza la dinámica del sistema. Para determinar la respuesta del sistema a una entrada dada, se debe resolver dicha ecuación en diferencias.

Con el método de la transformada Z, las soluciones a las ecuaciones en diferencias se convierten en un problema de naturaleza algebraica. (De la misma forma en que la transformada de Laplace transforma las ecuaciones diferenciales lineales invariantes en el tiempo en ecuaciones algebraicas en s , la transformada z transforma las ecuaciones en diferencias lineales e invariantes en el tiempo en ecuaciones algebraicas en z .)

- Permitirá definir funciones de transferencia para sistemas discretos en el tiempo.

- Se podrá generar respuestas de frecuencia desde sistemas discretos de forma similar a lo que se hace con los continuos.

Las señales en tiempo discreto surgen si el sistema involucra la operación de muestreo de señales en tiempo continuo. La señal muestreada es $x(0), x(T), x(2T), \dots$, donde T es el período de muestreo.

La secuencia de números normalmente se escribe como $x(k)$, donde el argumento k indica el orden en el que se presentan los números en la secuencia, por ejemplo $x(0), x(1), x(2), \dots$

$$X(z) = Z[x(t)] = Z[x(kT)] = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) z^{-k}$$

Para una secuencia de números $x(k)$, la transformada z se define como:

$$X(z) = Z[x(k)] = \sum_{k=0}^{\infty} x(k) z^{-k}$$

La transformada z definida mediante las ecuaciones anteriores se conoce como transformada z unilateral.

El símbolo Z denota la "transformada z de". En la transformada z unilateral se supone que $x(t) = 0$ para $t < 0$ o $x(k) = 0$ para $k < 0$. Observe que z es una variable compleja.

2.2.3 Transformada Z inversa

La notación para la transformada z inversa es Z^{-1} . La transformada z inversa de $X(z)$ da como resultado la correspondiente secuencia de tiempo $x(k)$.

La transformada z inversa de $X(z)$ da como resultado una única $x(k)$, pero no da una única $x(t)$.

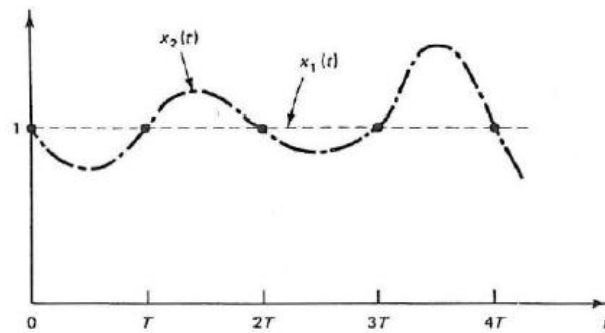


Figura 2.14 Anti transformada de una función

Al igual que la transformada de Laplace, la transformada Z inversa, se puede obtener por directa aplicación de tablas.

Existen otros cuatro métodos para obtener la transformada z inversa que no implican el uso de tablas:

1. Método de la división directa
2. Método computacional
3. Método de expansión en fracciones parciales
4. Método de la integral de inversión

2.2.4 Polos y ceros en el plano z

En aplicaciones de ingeniería del método de la transformada z, $X(z)$ puede tener la forma:

$$X(z) = \frac{b_0 z^m + b_1 z^{m-1} + \dots + b_m}{z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n} \quad (m \leq n)$$

$$X(z) = \frac{b_0 (z - z_1) \dots (z - z_m)}{(z - p_1)(z - p_2) \dots (z - p_n)}$$

La ubicación de los polos y los ceros de $X(z)$ determina las características de $x(k)$, la secuencia de valores o números. Como en el caso del análisis de sistemas de control lineales en tiempo continuo en el plano s, también se utiliza una representación gráfica de las localizaciones de los polos y ceros de $X(z)$ en el plano z.

2.2.5 Estabilidad

Cuando en el proceso se incorpora un muestreo por impulsos, las variables complejas z y S quedan relacionadas mediante la ecuación.

$$z = e^{Ts}$$

$$s = \sigma + j\omega$$

$$z = e^{T(\sigma + j\omega)} = e^{T\sigma} e^{jT\omega} = e^{T\sigma} e^{j(T\omega + 2\pi k)}$$

De esta última ecuación vemos que los polos y los ceros en el plano s, donde las frecuencias difieran en múltiplos enteros de la frecuencia de muestreo $2\pi/T$, corresponden a las mismas localizaciones en el plano z. Esto significa que por cada valor de z existirá un número infinito de valores de s. Dado que σ es negativo en el semiplano izquierdo del plano s, el semiplano izquierdo del plano s corresponde a:

$$|z| = e^{T\sigma} < 1$$

La Figura 2.15 muestra en el eje $j\omega$ en el plano s corresponde a $|z| = 1$. Esto es, el eje imaginario en el plano s (la línea $\sigma = 0$) corresponde al círculo unitario en el plano z , y el interior del círculo unitario corresponde al semiplano izquierdo del plano s .

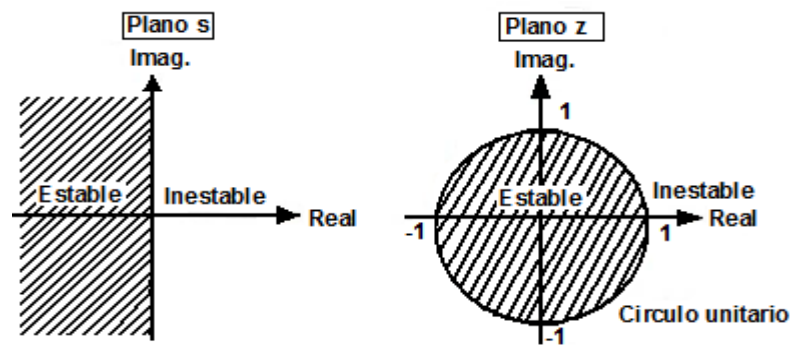


Figura 2.15 Relación entre Plano S y plano Z

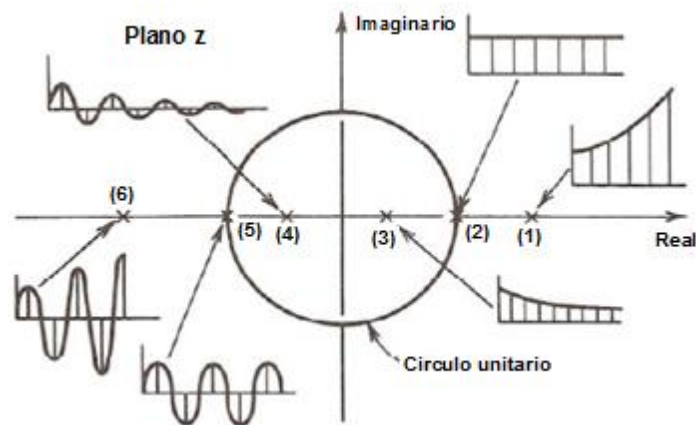


Figura 2.16 La figura muestra la estabilidad en diferentes puntos.

2.2.6 Selección del período de muestreo

Para seleccionar un período de muestreo, se deben considerar varios aspectos. Muchas veces se piensa que lo ideal es un muestreo rápido, sin embargo el muestreo rápido de un gran número de puntos de medida podría innecesariamente recargar al procesador y restringir su habilidad para desarrollar otras tareas.

Por el otro lado, un muestreo muy lento reducirá la efectividad de los sistemas de control y en especial su capacidad para reaccionar ante perturbaciones.

Seleccionar el período de muestreo se ha convertido más en un arte que una ciencia.

Según el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, para poder replicar con exactitud la forma de una onda es necesario que la frecuencia de muestreo sea superior al doble de la máxima frecuencia a muestrear.

En radianes/seg la frecuencia de Nyquist es:

$$\omega_n = \frac{\pi}{T}$$

El ancho de banda del sistema se determina del gráfico de Bode y se relaciona con τdom .

$$\omega_B = \frac{\pi}{\tau dom}$$

Un criterio que se puede utilizar es que:

$$\omega_n > \alpha \omega_B$$

Donde α es un entero múltiplo del ancho de banda, que lleva a:

$$T = \left(\frac{\pi}{\alpha}\right) \tau_{dom}$$

2.3 Diseño de la señal de entrada

Una señal de entrada debe ser amigable con la planta. Esto es originado de la comunidad de control de procesos, motivado por el deseo de experimentos de identificación que cumplan con lo requerido en la práctica.

Una prueba amigable busca datos orientados a un modelo adecuado dentro de un aceptable periodo de tiempo, manteniendo las variaciones de la entrada y la salida dentro de restricciones definidas por el usuario.

2.3.1 Señal Pseudo Aleatoria Binaria

Es una entrada determinística periódica que puede ser generada usando registros de desplazamiento y algebra booleana.

Las variables principales de diseño son el tiempo de conmutación (t_{sw}), numero de registros a desplazar (n_r), y la amplitud de la señal. Sus propiedades de auto-correlación y correlación cruzada, se asemejan a las del ruido blanco.

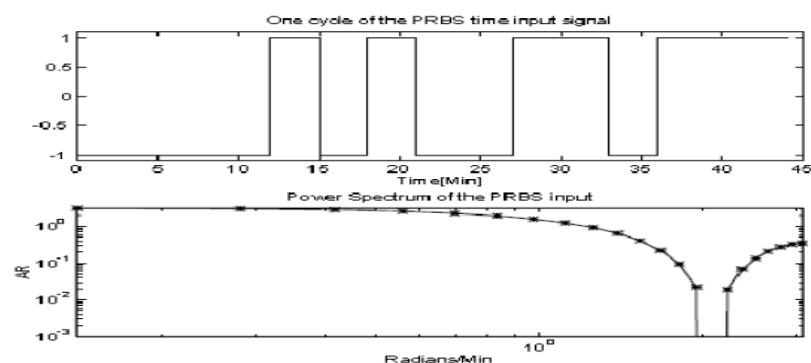


Figura 2.17 PRBS para $T_{muestreo} = 1$, $T_{sw} = 3$ y magnitud = + - 1.

Variables de diseño PRBS

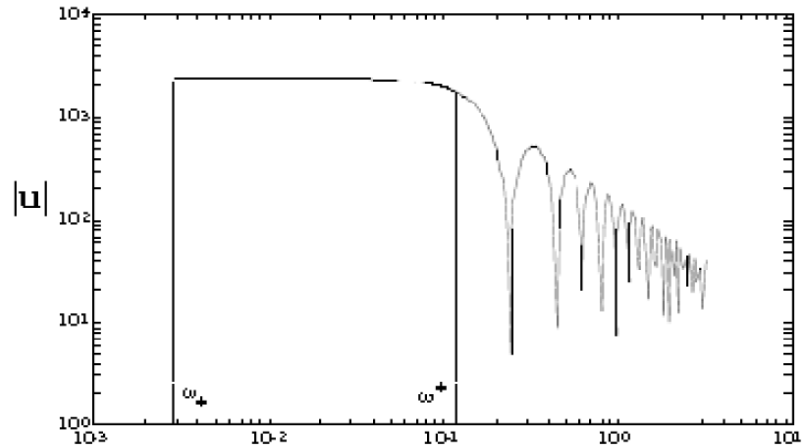


Figura 2.18 Diseño de PRBS

El espectro de potencia de una señal PRBS está dado por:

$$\phi_u(\omega) = \frac{a^2(N+1)T_{sw}}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{\omega T_{sw}}{2}\right)}{\frac{\omega T_{sw}}{2}} \right]^2$$

Donde a es la amplitud de la señal PRBS, T_{sw} es el tiempo de conmutación y $N = 2^{nr} - 1$.

El rango de frecuencias útil para excitación de la PRBS es:

$$\omega_+ = \frac{2\pi}{NT_{sw}} \leq \omega \leq 2 \cdot \frac{\pi}{T_{sw}} = \omega^+$$

Para propósitos de control y si se tiene conocimiento a priori de las constantes de tiempo dominantes en lazo abierto, se puede usar:

$$\omega_+ \leq \frac{1}{\beta_s \tau_{dom}^H} \leq \omega \leq \frac{\alpha_s}{\tau_{dom}^L} \leq \omega^+$$

$\tau_{dom}^L \equiv$ estimación baja de constante de tiempo dominante

$\tau_{dom}^H \equiv$ estimación alta de constante de tiempo dominante

$\beta_S \equiv$ factor que representa tiempo de estabilización del proceso

$\alpha_S \equiv$ factor que representa velocidad de lazo cerrado

Como múltiplo del tiempo de respuesta en lazo cerrado

$$T_{sw} \leq \frac{2.8 \tau_{dom}^L}{\alpha_S} \quad N_s = 2^{rn} - 1 \geq \frac{2\pi\beta_S \tau_{dom}^H}{T_{sw}}$$

Nr y Ns ser enteros

Tsw debe ser un entero múltiplo de T.

2.3.2 Tipos de Identificación Lineal

A continuación se nombrará algunos de los Métodos Paramétricos aplicados en la identificación de nuestra planta:

- ARX (*Auto-Regressive with eXogenous inputs*)
- ARMAX (*Auto-Regressive Moving Average with eXogenous inputs*)
- Box-Jenkins
- Error de salida

Tipo de modelo	Condición	Estructura resultante
Modelo ARX	$F(q^{-1})=D(q^{-1})=C(q^{-1})=1$	$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1}) \cdot u(t) + e(t)$
Modelo Output Error (OE)	$C(q^{-1})=D(q^{-1})=A(q^{-1})=1$	$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})} \cdot u(t) + e(t)$
Modelo ARMAX	$F(q^{-1})=D(q^{-1})=1$	$A(q^{-1}) \cdot y(t) = B(q^{-1}) \cdot u(t) + C(q^{-1}) \cdot e(t)$
Modelo Box Jenkins (BJ)	$A(q^{-1})=1$	$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})} \cdot u(t) + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} \cdot e(t)$

Tabla 2.2 Métodos Paramétricos

A continuación la Figura 2.18 muestra un diagrama de bloques equivalente para cada uno de los modelos anteriormente mencionados.

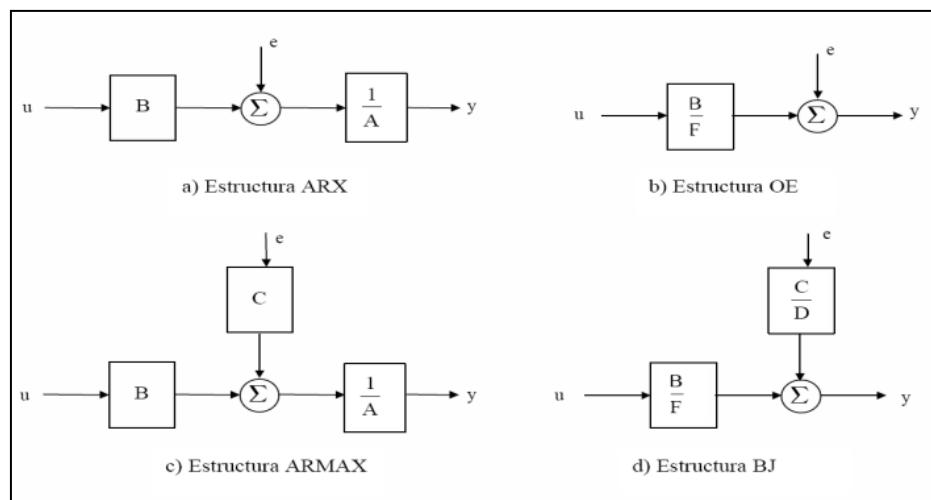


Figura 2.19 Diagrama de bloques equivalente para cada método paramétricos

Cada una de las estructuras ARX, ARMAX, OE o BJ, tienen sus propias características y debe ser elegida fundamentalmente en función del punto en el que se prevé que se añade el ruido en el sistema. En cualquier caso, puede ser necesario ensayar con varias estructuras y con varios órdenes dentro de una misma estructura hasta encontrar un modelo satisfactorio.

CAPITULO 3

3. DISEÑO DE LA SOLUCIÓN

3.1 Modelación y análisis del proyecto

En esta sección se representa el modelo teórico del sistema, con el fin de que más adelante se encuentren con la técnica de identificación el modelo real y hacer la respectiva comparación.

A continuación se presentan las siguientes formas para representar el sistema: modelación teórica y el proceso real.

3.1.1 Modelación Teórica o Modelo Matemático

La modelación teórica consiste en expresar el sistema electrónico en un conjunto de ecuaciones, Estas ecuaciones son normalmente no lineales debido a la saturación y límites en los elementos electrónicos.

3.1.1.1 Ecuaciones del sistema

Se observa en la Figura 3.1, que el sistema es electrónico y se compone de un amplificador operacional configurado como un filtro pasa banda, como se conoce electrónicamente un amplificador siempre relaciona la salida con la entrada, de ahí se parte para obtener una función de transferencia que represente al sistema, para conseguir esto se necesita dejar expresado los elementos pasivos del circuito en la transformada de Laplace .

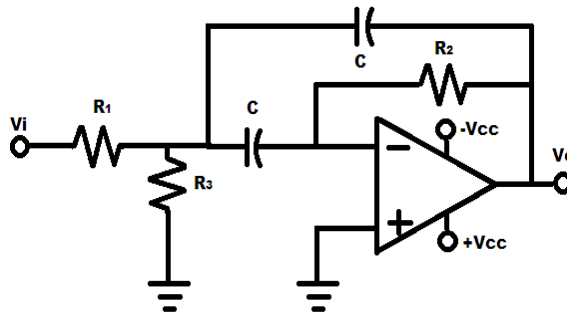


Figura 3.1 Filtro pasa banda en función de variables

Entonces la función de transferencia para el circuito es:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-S \frac{1}{[R_1 * C]}}{S^2 + S \left[\frac{C + C}{R_2 * C * C} \right] + \frac{R_1 + R_2}{R_1 * R_2 * R_3 * C * C}}$$

Como se trata de un filtro pasa banda lo más importante que hay que tomar en cuenta es el ancho de banda a la cual va a trabajar el filtro, la frecuencia central y el factor de calidad.

Las formulas a utilizar son las siguientes:

La diferencia de frecuencia en hz o ancho de banda

$$\Delta f = f_H - f_L$$

La diferencia de la frecuencia en rad por segundos o ancho de banda

$$B = W_H - W_L$$

La frecuencia central en hz del filtro

$$f_o = f_c = \sqrt{f_H * f_L}$$

La frecuencia central en rad por segundos del filtro

$$W_o = W_c = \sqrt{W_H * W_L}$$

La ganancia del filtro es:

$$A_o = -\frac{R_2}{2R_1}$$

Factor de calidad Q que se encuentre en $1 < Q < 10$ y α es un coeficiente de damping

$$Q = \frac{1}{\alpha}$$

$$Q = \frac{f_c}{\Delta f}$$

$$Q = \frac{W_o}{B}$$

Frecuencia del filtro en baja

$$f_L = f_c \sqrt{\frac{1}{4Q^2} + 1} - \frac{1}{2Q}$$

Frecuencia del filtro en altas

$$f_H = f_c \sqrt{\frac{1}{4Q^2} + 1} + \frac{1}{2Q}$$

Estos datos son muy importantes en la hora de diseñar un filtro, para saber la frecuencia en la cual trabaja el circuito.

Y reemplazando en la función de transferencia estas formulas, queda:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A_o * \alpha * W_o * S}{S^2 + \alpha * W_o * S + W_o^2}$$

El filtro debe tener una frecuencia de corte de 97.427 Hz con los siguientes datos para los elementos pasivos:

$$R_1 = 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 40 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C = 100 \text{ nf}$$

Entonces la función de transferencia es:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-500S}{S^2 + 500S + 375000}$$

Por tanto la frecuencia de corte es:

$$f_c = 97.46 \text{ hz}$$

El factor de calidad es:

$$Q = \frac{R_2 * W_o * C}{2} = 1.22$$

Y el ancho de banda es:

$$B = \frac{W_o}{Q} = 501.94 \text{ rad/seg.}$$

$$\Delta f = 79.89 \text{ hz}$$

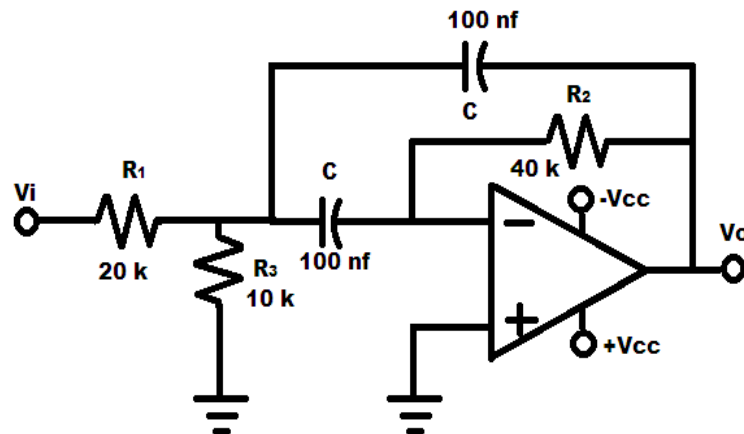


Figura 3.2 Filtro pasa banda en función de variables reales

3.1.2 Modelo Real

Una vez armado el modelo real se necesita obtener datos o hacer una recolección de datos que ayuden a identificar el proceso, por tanto se va a utilizar una tarjeta de adquisición de datos, la cual se puede adaptar al programa en donde se efectuara la identificación.

3.1.2.1 La Tarjeta DAQ



Figura 3.3 DAQ PCI-6024E de National Instruments

La Figura 3.3 muestra la tarjeta elegida para la adquisición de datos fue la PCI-6024E de National Instruments. La descripción de pines, características técnicas y programación se detallan a continuación.

Esta tarjeta tiene 68 pines de los cuales 16 son canales de entrada analógicos, 2 son salidas analógicas y 8 son canales digitales I/O. En la Figura 3.3, se aprecia la apariencia de la tarjeta. Los canales analógicos trabajan con voltajes desde -10V a +10V, los canales digitales con voltajes de -5V a +5V; la corriente de salida de la tarjeta es de 65mA como máximo. Mayores detalles acerca de la tarjeta en Anexo A.

3.1.2.2 Adquisición de datos del sistema

Como se presenta en los temas anteriores para obtener o adquirir datos del sistema se va a utilizar la tarjeta DAQ por lo que se necesita construir un diagrama de bloques en Matlab Simulink, en donde se bosqueje la toma de datos.

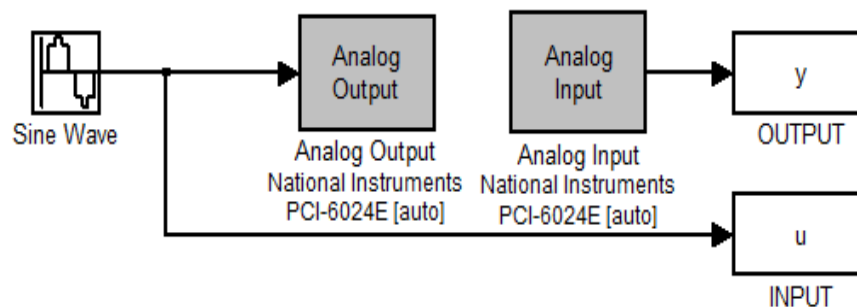


Figura 3.4 Diagrama de bloques en Matlab Simulink.

Sin embargo se va a comprobar que la tarjeta esté tomando los datos correctamente, esto se lo va a realizar poniendo en la

entrada una señal sinusoidal que se encuentre dentro del rango del filtro y otra que no se encuentre.

Si el ancho de banda del sistema es $W = 502 \text{ rad/seg}$, entonces $W = 2 * \pi * f$, por lo tanto si despeja f , se tiene una frecuencia de $f = 80 \text{ Hz}$, que es la frecuencia de corte del sistema aproximado.

La figura 3.5 muestra la señal sinusoidal enviada al sistema con una frecuencia de 80 Hz ó $w = 502 \text{ rad/seg}$ y amplitud de 2 voltios, la cual se encuentra dentro del rango de frecuencia del sistema.

Si la frecuencia es inversamente proporcional al periodo entonces se tiene $T = (1 / f)$, por tanto reemplazando el periodo es $T = 12.5 \text{ ms}$. Que es el que se observa en la Figura 3.5.

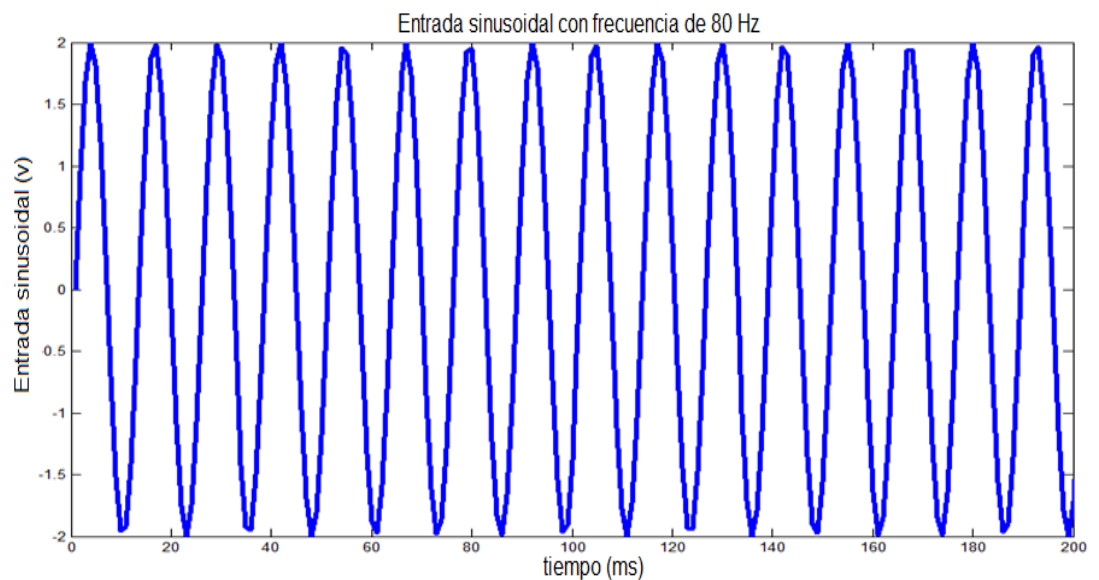


Figura 3.5 Lectura señal de entrada ($f_c = 80 \text{ Hz}$)

La Figura 3.6 muestra la respuesta del sistema mediante la entrada sinusoidal la cual tenía una frecuencia de 80 Hz ó $\omega = 502$ rad/seg y amplitud 2 voltios.

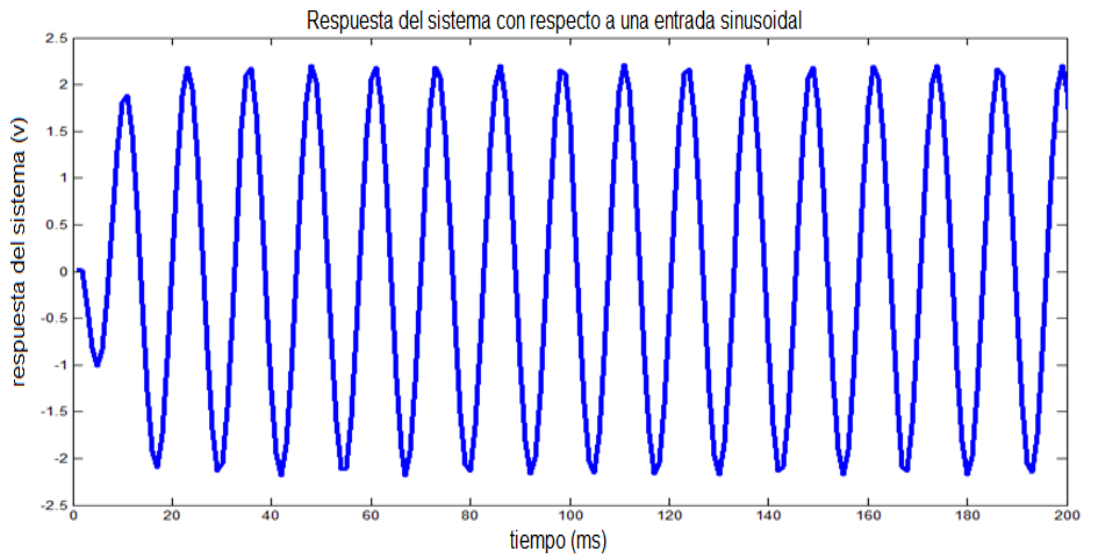


Figura 3.6 Lectura en la salida del filtro ($f_c = 80\text{Hz}$)

Como se observa en la Figura 3.6 la señal que fue enviada al sistema se encuentra dentro del ancho de banda del sistema por lo que se aprecia la respuesta con la misma amplitud y la misma frecuencia.

A continuación se obtendrán los siguientes datos cuando la señal no está dentro del intervalo de frecuencia de interés, fuera de la banda de paso.

La Figura 3.7 muestra la señal sinusoidal con una frecuencia de 160 Hz enviada al sistema.

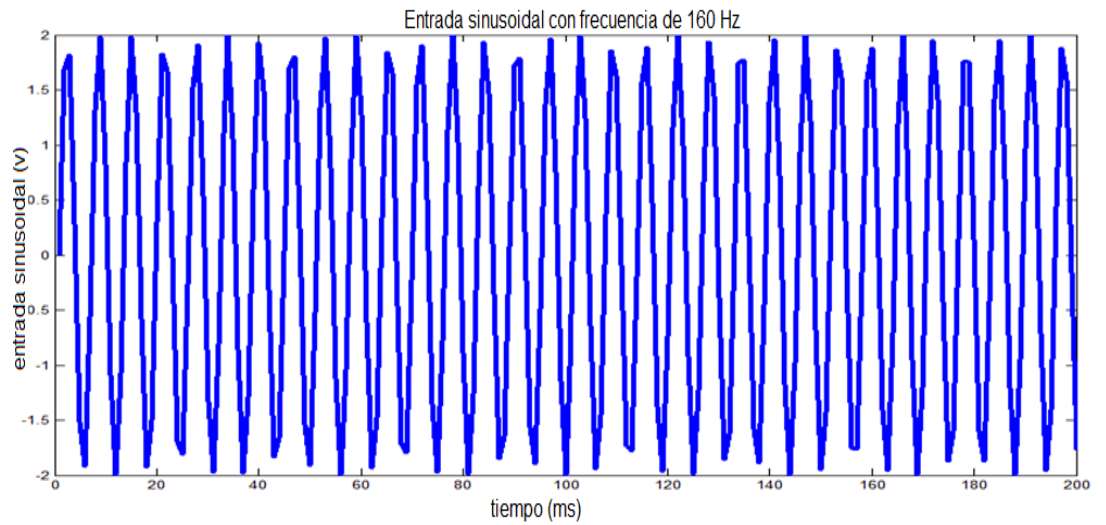


Figura 3.7 Lectura señal de entrada $f = 160\text{Hz}$

La Figura 3.8 muestra la respuesta del sistema mediante la entrada sinusoidal enviada.

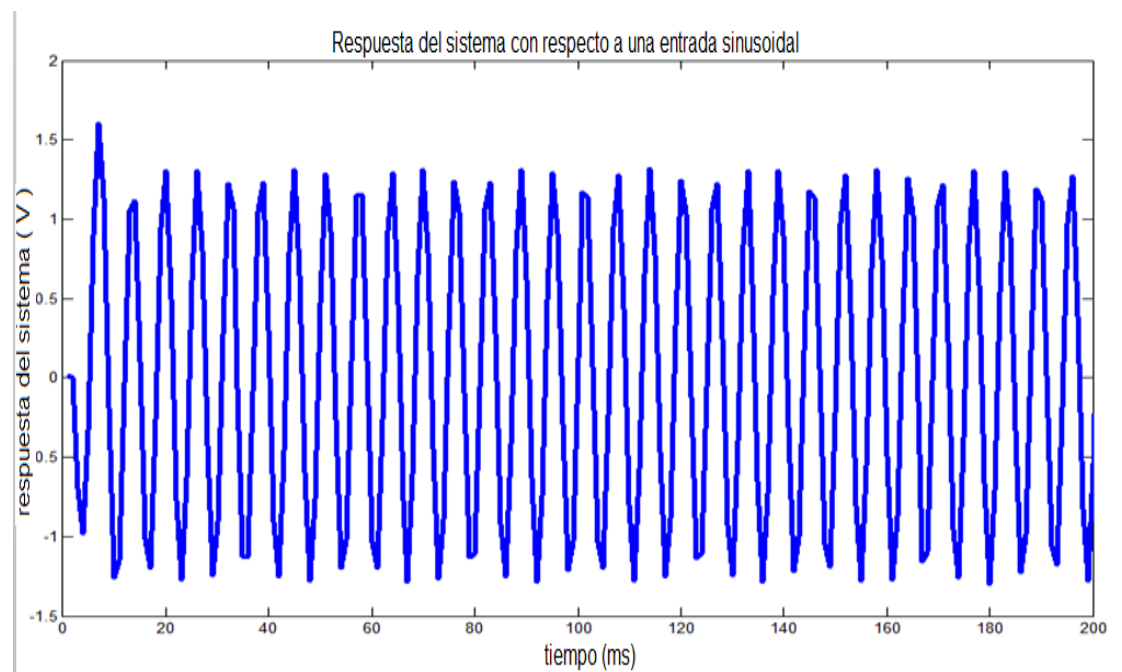


Figura 3.8 Lectura en la salida del filtro $f = 160\text{Hz}$

Se observa que en esta respuesta disminuyo la amplitud por tanto la señal de entrada no fue la apropiada para que el filtro la reconociera.

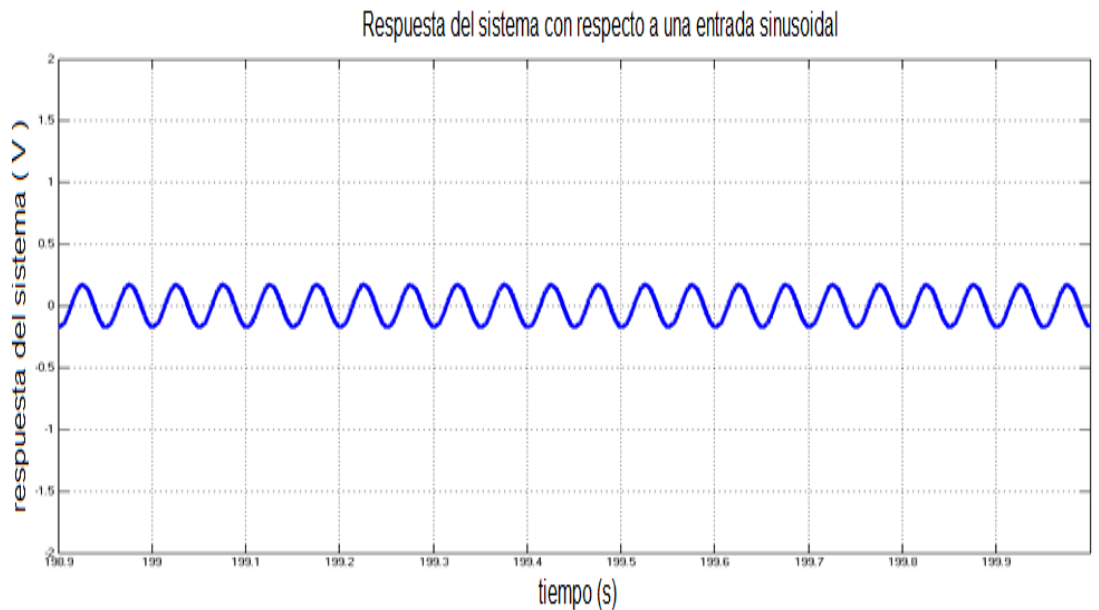


Figura 3.9 Lectura señal de entrada $f=20$ Hz

Y mientras más la señal se aleja de pasa banda y del rango de interés de la frecuencia, la señal de respuesta empieza a decaer y su amplitud se terminara extinguiendo, en la figura se muestra la señal disminuida cuando la frecuencia de corte de la señal de entrada es de 20 Hz.

3.1.2.3 Obtención de la Dinámica General del Sistema

Un paso importante en el proceso de identificación consiste en preparar y ejecutar un experimento que permita obtener información sobre la dinámica total del sistema. Para ello es

necesario realizar una prueba escalón al sistema real para estimar el tiempo de establecimiento T_s del mismo.

Esta prueba se realiza inyectando un escalón en el voltaje de referencia y registrando la dinámica del voltaje de salida del circuito electrónico. La magnitud del escalón debe ser tal que no se exciten apreciablemente las no linealidades en el sistema.

En la Figura 3.10 se muestra el sistema mediante bloques representativos y que se le está enviando una señal escalón unitario.

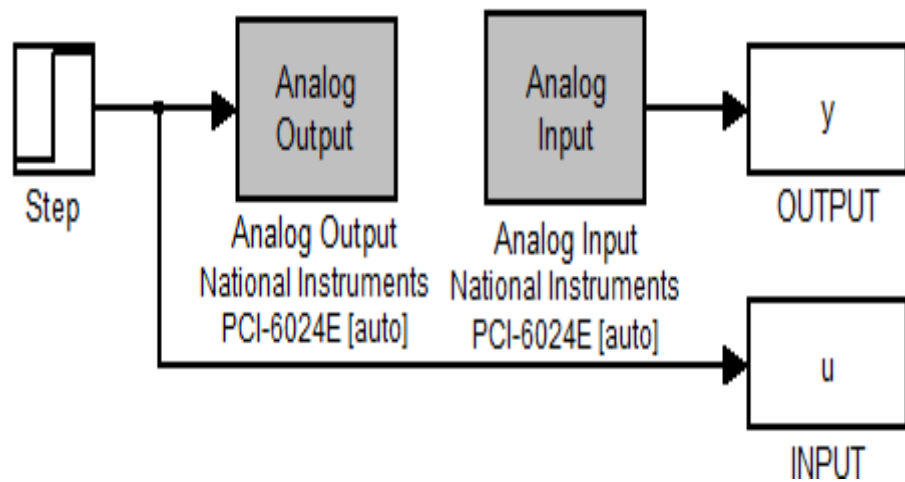


Figura 3.10 Modelo creado para conocer la respuesta al escalón

En la Figura 3.11 se muestra la respuesta al sistema mediante una entrada escalón.

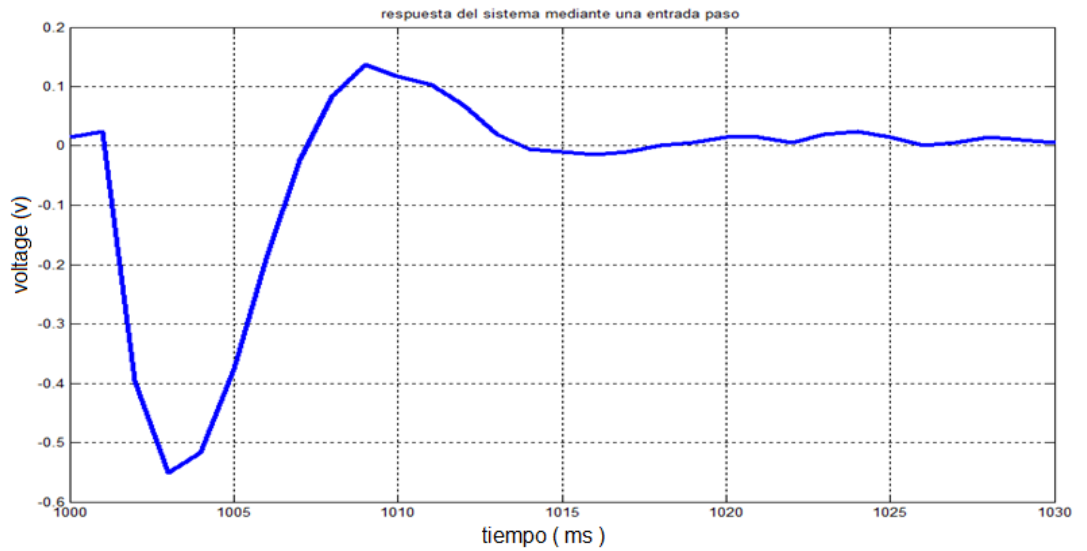


Figura 3.11 Respuesta del sistema mediante una entrada paso

Por tanto se procederá a estimar un τ dominante mediante el tiempo de estabilización del sistema.

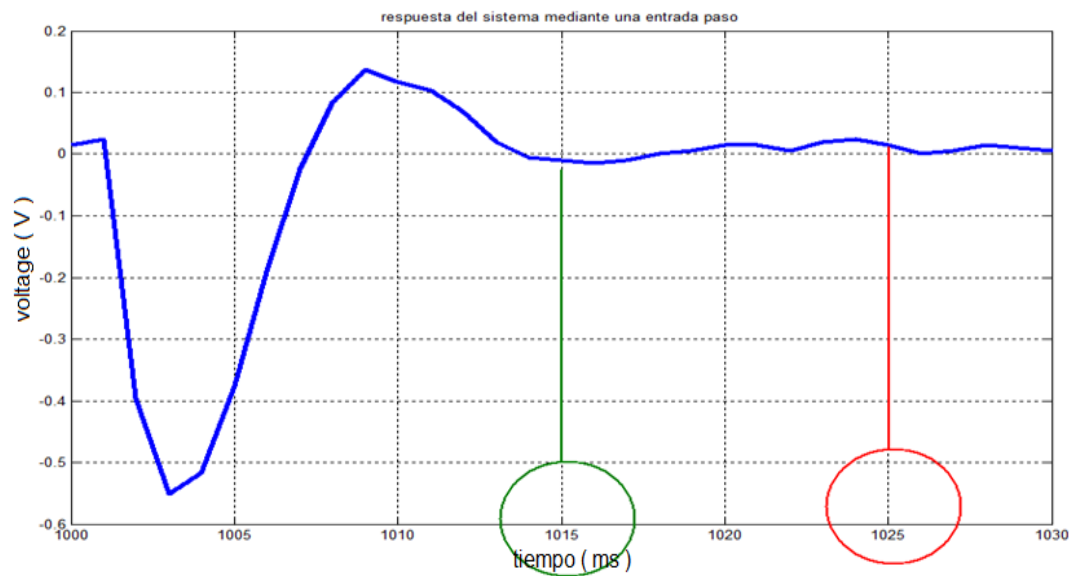


Figura 3.12 Obtención del τ dominante del sistema

Esta es una forma de obtener el tao dominante, se lo hace mediante observación, donde se estabiliza la señal y en un $\pm 2\%$ de la señal se encuentra el primer corte (línea verde) con la señal y se obtiene el tiempo de estabilización $T_s = 15 \text{ mseg}$.

Donde $T_s = 4\tau_{dom}$, sin embargo sería una forma muy rígida de obtener este tao dominante por la forma rápida de respuesta, por tanto en este caso se observa que la señal se estabiliza (línea roja) $T_s = 25 \text{ mseg}$. tiempo de estabilización.

A continuación se muestra la Tabla 3.1 en donde se escoge el mejor tao dominante que a su vez es el que se encontró mediante la línea roja, donde la señal se estabiliza.

tao(línea verde)	0.003375	seg
tao(línea roja)	0,00625	seg

Tabla 3.1 elección del mejor tao dominante

Por tanto el tao dominante es *6 milisegundos*.

Hay que tomar en cuenta que en ciertas respuestas ante una entrada paso para un sistema que tenga filtro con algún otro diseño esta variara y esta podrían ser: un impulso y se estabilice en cero, o tal vez una respuesta de segundo orden donde se pueda apreciar un valor diferente de cero donde se estabilice el sistema, sin embargo este sistema tiene un comportamiento diferente pero similar a los dos, este se estabiliza en cero pero su forma tiende a ser un respuesta de segundo orden por lo se puede

llegar a una aproximación que es lo que se ha llegado hacer para obtener datos importantes para diseñar una entrada amigable con la planta.

3.1.2.4 Diseño de la Señal de Entrada

Se desea construir una señal que sea amigable con el proceso para esto se necesita saber qué clase de señales o señal de entrada se puede utilizar, existen diferentes señales como:

- Escalón simple.
- Pulso simple y doble.
- Ruido blanco Gaussiano y señal aleatoria Binaria (RBS).
- Señal Pseudo aleatoria Binaria (PRBS) y señales pseudo aleatorias multinivel.
- Entradas multisinusoidales.
- Extensiones multivariable.

Los métodos de identificación paramétrica exigen que la señal de entrada aplicada sea de excitación persistente para:

- Obtener una estimación consistente e insesgada y evitar soluciones singulares,
- Obtener una variación permanente pero con una correlación muy baja,
- Excitar las dinámicas importantes del sistema en el rango de frecuencias de interés para la aplicación del modelo.

Para cumplir lo anterior se utiliza una Señal Pseudo Aleatoria Binaria (PRBS). La PRBS es una señal de dos niveles consistente en una sucesión de impulsos rectangulares modulados en su ancho, de forma que esta se aproxime a un ruido blanco con un contenido rico de frecuencias.

La PRBS es periódica, determinística y se puede generar por medio de un registro de desplazamiento o por medio de los valores del τ dominante y que además puede muestrear la mayoría de datos posibles en nuestro proceso o sistema.

Sus propiedades de auto correlación y correlación cruzada, se asemejan a las del ruido blanco.

T_{sw} es el tiempo mínimo entre cambios en el nivel de la señal y es un entero múltiplo del tiempo de muestreo T .

Se puede diseñar para concentrar su "potencia" en la banda de frecuencias de interés.

Se puede realizar a más bajas relaciones señal a ruido, comparada con respuestas al escalón o impulso

3.1.2.4.1 Datos que se necesita para diseñar una PRBS

Para diseñar una señal PRBS se puede emplear algunos métodos, pero es más eficaz realizar el método en donde se conozcan más datos.

Aquí se va a nombrar dos métodos:

El primero es Direct Specification, el cual se necesita conocer el switching time y el número de registros.

El segundo es por Guideline Specification, que es obtener el τ dominante de la respuesta del sistema y elegir el τ dominante en bajo, en alto y los valores escogidos de alpha y beta.

Según la respuesta al sistema, el dato que se debe escoger o tomar para el diseño es el tiempo de estabilización el cual es $T_s = 25$ mseg.

Por tanto se tendrá lo siguiente:

$$T_s = 25 \text{ mseg.}$$

$$\text{ancho de banda} = 500 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$t_{dom} = 6 \text{ mseg}$$

$nr = \text{numero de registros (este se variara para obtener la mejor señal)}$

$T = \text{tiempo de muestreo}$

3.1.2.4.2 Selección del tiempo de muestreo

Para seleccionar un período de muestreo, se deben considerar varios aspectos. Muchas veces se piensa que lo ideal es un muestreo rápido, sin embargo el muestreo rápido de un gran número de puntos de medida podría innecesariamente recargar al procesador y restringir su habilidad para desarrollar otras tareas.

Por el otro lado, un muestreo muy lento reducirá la efectividad de los sistemas de control y en especial su capacidad para reaccionar ante perturbaciones.

Según el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, para poder replicar con exactitud la forma de una onda es necesario que la frecuencia de muestreo sea superior al doble de la máxima frecuencia a muestrear.

En radianes/seg la frecuencia de Nyquist es:

$$\omega_n = \frac{\pi}{T}$$

El ancho de banda del sistema se determina del gráfico de Bode y se relaciona con T_{dom} .

$$\omega_B = \frac{1}{T_{dom}}$$

Un criterio que se puede utilizar es que:

$$\omega_N > \alpha \cdot \omega_B$$

Donde α es un entero múltiplo del ancho de banda, que nos lleva a:

$$T_{muestreo} \leq \frac{\pi}{\alpha} \cdot T_{dom}$$

Donde:

T_{Dom} = T_{ao} dominante de la respuesta del sistema es de 6 mseg.

π = Valor de Pi = 3.14159

α = Coeficiente = 1, 2, 3, 4, etc.

$T_{muestreo}$ = Tiempo de muestreo

Alpha	Tao	π	Tmuestreo
1	0.006	3,14159	0.01885
2	0.006	3,14159	0.00942
3	0.006	3,14159	0.00628
4	0.006	3,14159	0.00471
5	0.006	3,14159	0.00377
6	0.006	3,14159	0.00314
7	0.006	3,14159	0.002693
8	0.006	3,14159	0.002356
9	0.006	3,14159	0.002094
10	0.006	3,14159	0.001885
11	0.006	3,14159	0.001714
12	0.006	3,14159	0.001571
13	0.006	3,14159	0.001450
14	0.006	3,14159	0.001346
15	0.006	3,14159	0.001257

Tabla 3.2 Tiempos de muestro obtenidos variando α

De la ecuación anterior se puede observar que dependiendo del valor asignado a α , se obtiene el valor máximo del tiempo de muestreo a utilizar.

Los valores obtenidos en la tabla son sugeridos de la ecuación como valores máximos, es decir se pueden tomar valores menores o iguales a estos.

Puesto que la ecuación nos indica lo siguiente:

$$T_{muestreo} \leq \left(\frac{\pi}{\alpha}\right) \cdot T_{Dom}$$

Mientras menor sea el tiempo de muestreo, mayor cantidad de datos se obtendrán.

Precisamente para el sistema estos valores son considerados apropiados sin dejar de considerar que mientras más datos se puedan obtener es mejor.

Concluyendo el tiempo de muestreo favorable y escogido para la identificación es de $T_{muestreo} = 0.001 \text{ seg.}$, como ya se menciona la reacción de nuestra planta es rápida y se deben tomar la mayor cantidad de datos posibles.

Otros datos que sirven para diseñar y que se obtienen con algunos datos anteriores son:

$T_{sw} = \frac{2T_s}{nr}$, que varía con respecto a las variaciones del número de registros.

$N = 2^{nr} - 1$, el numero de datos y duración del ciclo.

3.1.2.4.3 Programa que realiza la señal de entrada

Este programa que se adjunta es el que ayuda a diseñar la señal de entrada de una forma más sencilla sin tener que recurrir a realizar una función que haga todo el proceso hasta obtener la señal de entrada.

En la figura se muestra la plata forma del programa Input Design Gui, hecho por Daniel E. Rivera y Martin W. Braun. Que muestra su interfaz con Matlab.

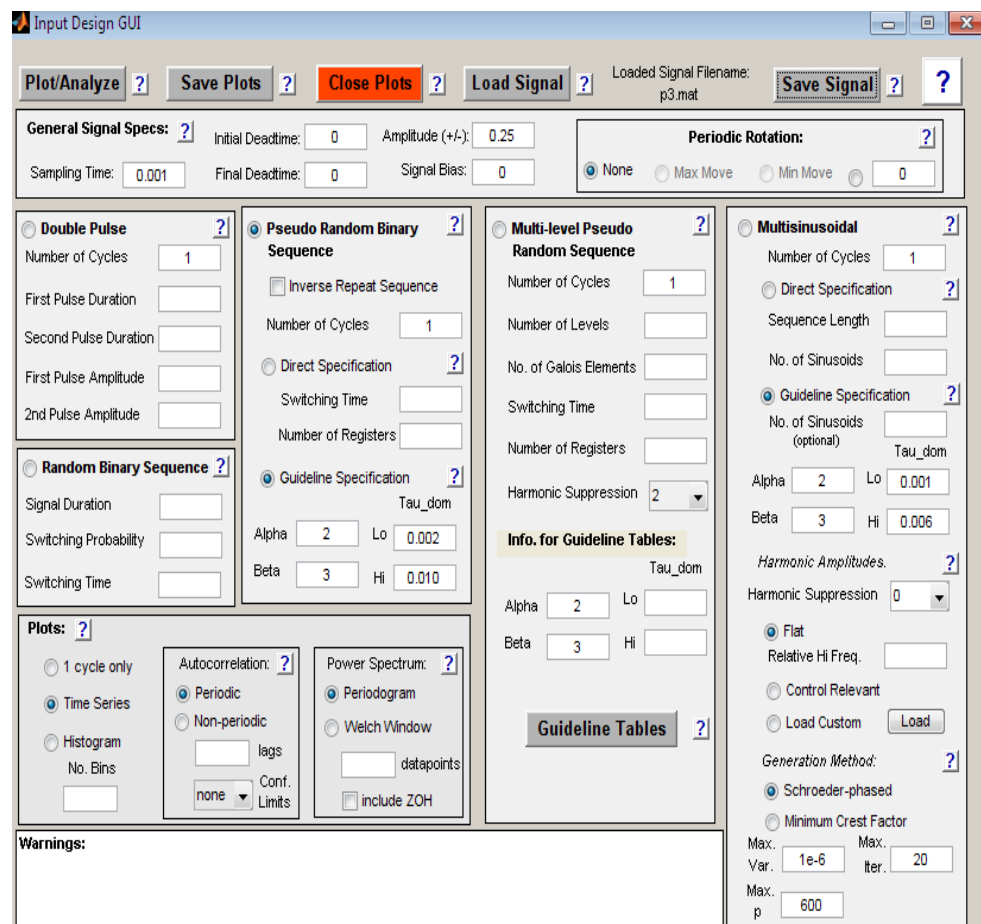


Figura 3.13 Interfaz gráfica del programa Input Design GUI

3.1.2.4.4 Obtención de la mejor señal de entrada

Para llegar a obtener la mejor señal se ha hecho 10 iteraciones de la señal PRBS variando sus parámetros. En la Tabla 3.3 se muestra la señal seleccionada

Item	T muestreo	Ts	# registro	Tsw	Amplitud	varianza	Comentarios
1	0,001	0,025	2	0,025	1	0,894855	buenas frecuencias en bajas aprox.
2	0,001	0,025	3	0,017	1	0,95640	mala frecuencias en bajas aprox. Además esta correlacionada
3	0,001	0,025	4	0,013	1	1,00069	muy buenas frecuencias en bajas aprox.
4	0,001	0,025	5	0,010	1	1,00110	mala frecuencias en bajas aprox. Además esta correlacionada
5	0,001	0,025	6	0,008	1	1,00174	buenas frecuencias en bajas aprox.
6	0,001	0,025	7	0,007	1	1,00106	mala frecuencias en bajas aprox. Además esta correlacionada
7	0,001	0,025	8	0,006	1	1,00639	buenas frecuencias en bajas aprox. Muchas frecuencias en bajas
8	0,001	0,025	9	0,006	1	1,00032	mala frecuencias en bajas aprox. Además esta correlacionada
9	0,001	0,025	10	0,005	1	1,00020	buenas frecuencias en bajas y altas aprox.
10	0,001	0,025	11	0,005	1	1,00010	mala frecuencias en bajas y altas aprox. Además esta correlacionada
11	0,001	0,025	12	0,004	1	1,00006	buenas frecuencias en bajas y altas aprox.
12	0,001	0,025	13	0,004	1	1,00003	mala frecuencias en bajas y altas aprox. Además esta correlacionada

Tabla 3.3 Señales PRBS diseñadas

3.1.2.5 Análisis de la señal escogida

Partiendo de los datos obtenidos se llega a obtener la mejor grafica que sea amigable a el sistema, la opción Direct specification sirve para poner los diferentes valores del numero de registros y el Tsw, ya que al variar estos dos datos se podrá obtener una función amigable con las personas.

El tiempo de muestreo que se utiliza es de 0.001 segundos, con esto se trata de no inhibir el programa *inputdesingui*, ya que si se disminuye mas el tiempo de muestreo, este tratara de coger la mayoría de datos, que sería muy bueno para el análisis, pero para esto se necesita tener buenos instrumentos de medición.

Un alto tiempo de muestreo hará que no sean tomados la mayoría de los datos, por tanto se ha escogido cuidadosamente el tiempo de muestreo.

La magnitud debe ser tal que no se deben excitar apreciablemente las no linealidades como límites y restricciones físicas, ni tampoco poner en peligro la operación del equipo por lo que se escoge 1.

La relación señal ruido debe ser alta. Esto se puede verificar observando el registro de las señales, por la que esta señal fue escogida.

A continuación se aprecia los datos de la señal. Figura 3.14

PRBS Design & Analysis Table		Signal Analysis	
General Signal Specs			
Sampling Time	0.001000	Max value of signal	1.000000
Initial Deadtime	0.000000	Min value of signal	-1.000000
Final Deadtime	0.000000	Max change in value of signal	2.000000
Signal Amplitude	1.000000	Mean of signal	0.000978
Signal Bias	0.000000	Standard deviation of signal	1.000097
Signal Design		Variance of signal	1.000195
Sampling Time	0.001000	Entire signal length (with deadtimes)	5.115000
Switching Time	0.005000	Crest factor	1.000000
Number of Shift Registers	10.000000	Performance Index For Perturbation Signals (PIPS)	99.999952
Number of Cycles	1.000000		
Low Frequency Attained [rad/time]	1.228384		
High Frequency Attained [rad/time]	556.000000		
Length of 1 Cycle	5.115000		
Length of Signal	5.115000		

02-Jun-2011 00:53:28

Figura 3.14 Datos de la Señal PRBS

En la Figura 3.15 se muestra la grafica de la señal.

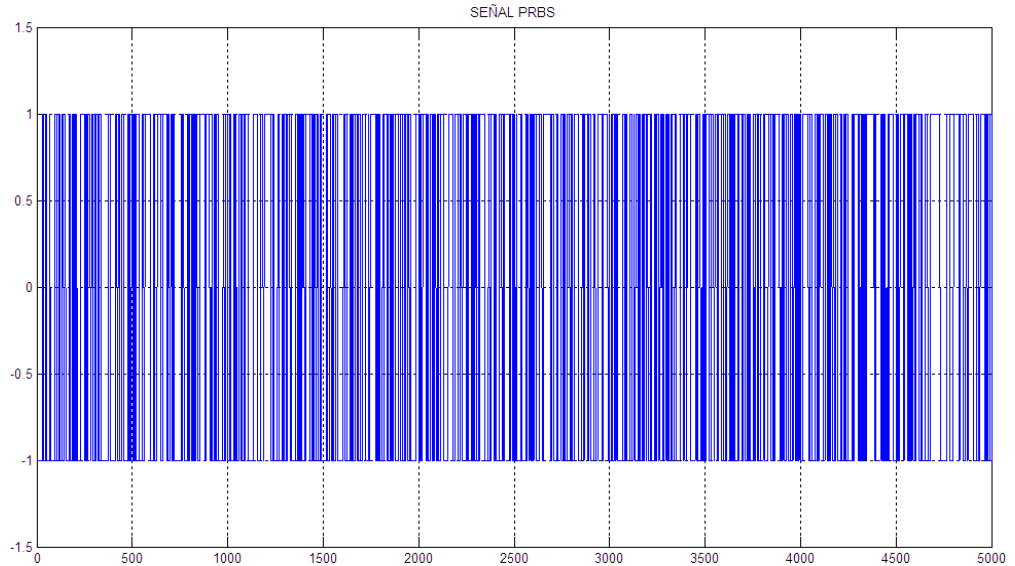


Figura 3.15 Gráfica de la Señal PRBS

En la Figura 3.16 se muestra la grafica de correlación de la señal.

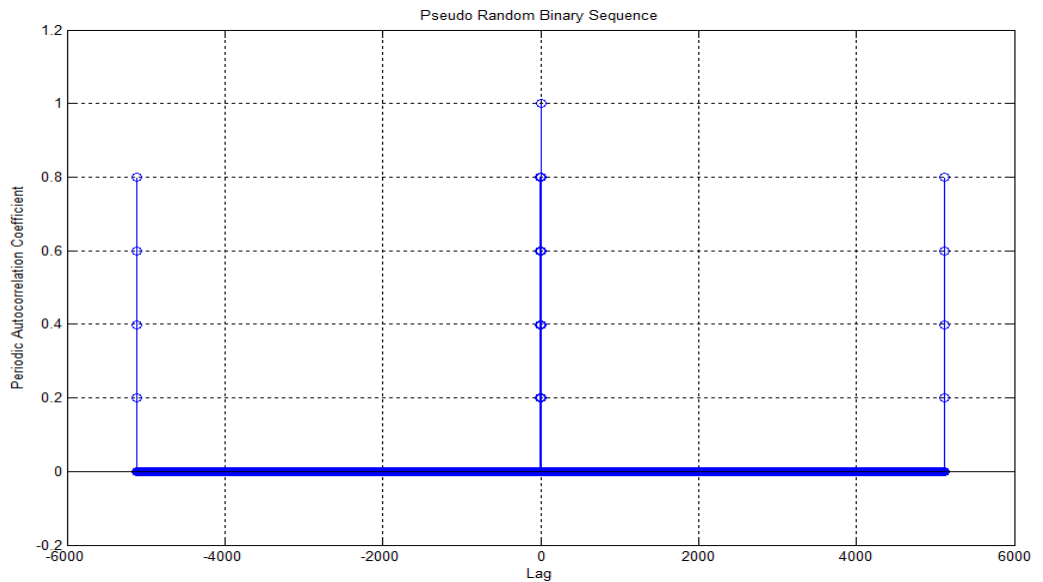


Figura 3.16 Gráfica de la correlación de la señal PRBS

La Figura 3.17 muestra el espectro de potencia de la señal de entrada.

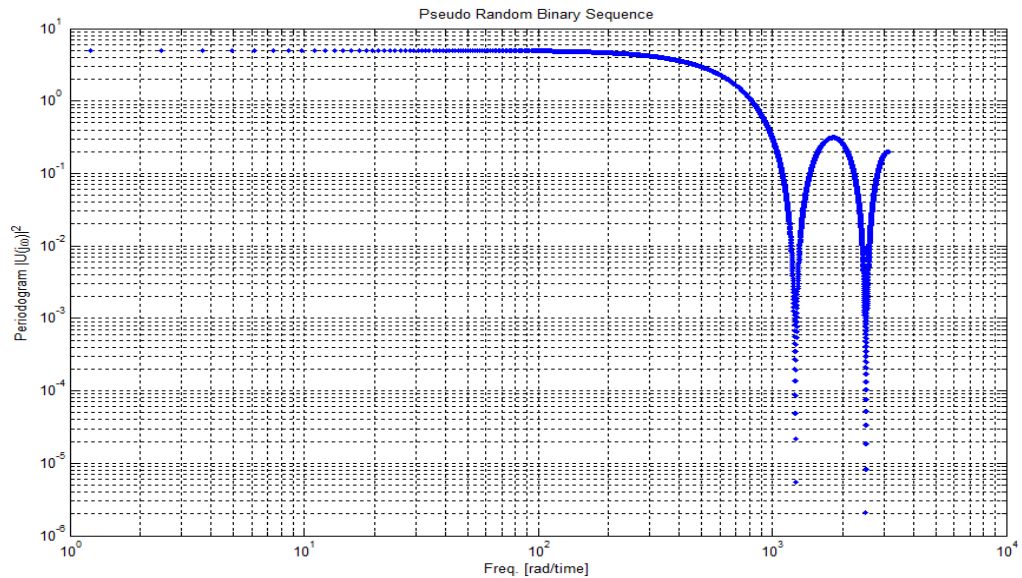


Figura 3.17 Gráfica de la potencia de señal PRBS

3.1.2.6 Señal de entrada enviada al proceso

La señal PRBS es enviada al proceso, se muestra en la figura el diagrama de bloques que representan el sistema con la entrada PRBS.

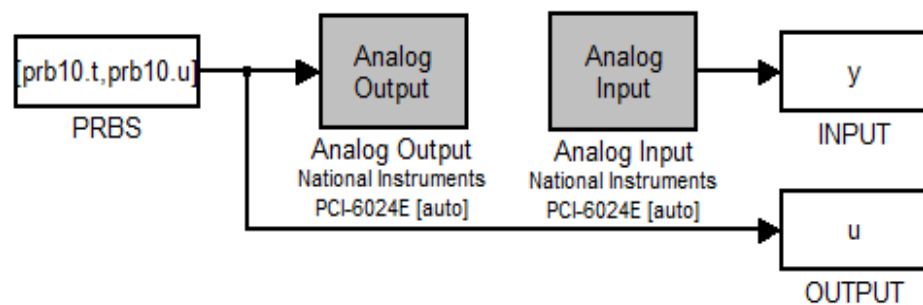


Figura 3.18 Diagrama de la Señal PRBS diseñada enviada al proceso

A continuación se muestra en la Figura 3.19 las graficas obtenidas, sin embargo como se ha adquirido 5000 datos es muy difícil visualizar todos por lo que se mostrara una parte como unos 20% de los datos.

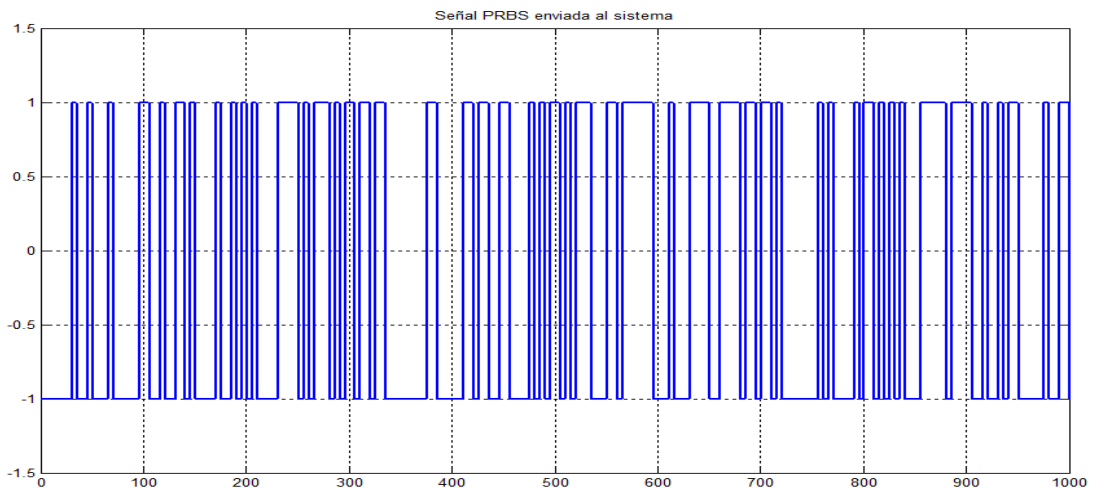


Figura 3.19 Gráfica de la Señal PRBS enviada al proceso

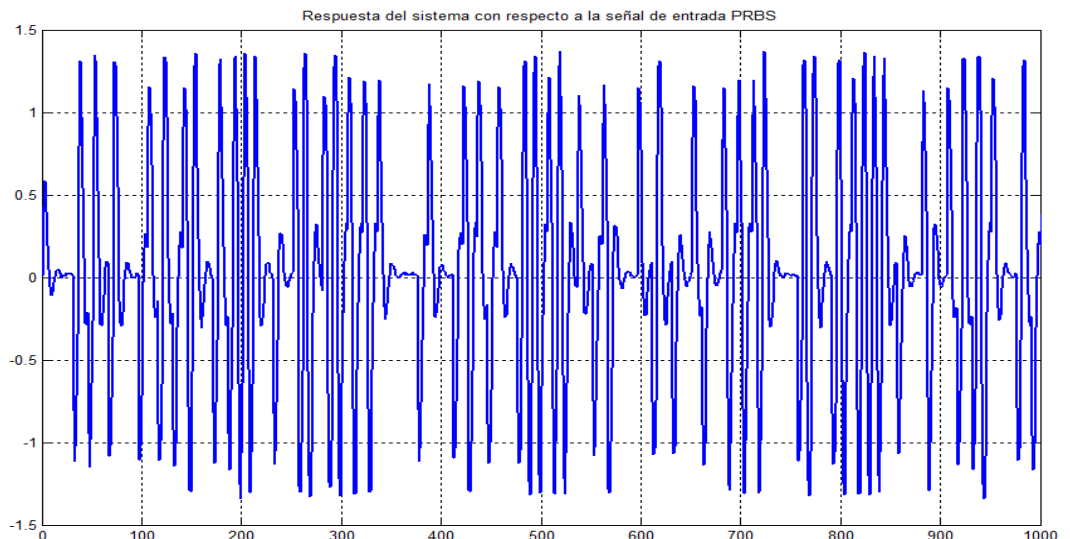


Figura 3.20 Gráfica de Respuesta del sistema con respecto a la señal de entrada PRBS

CAPITULO 4

4. IDENTIFICACION DEL SISTEMA Y ANALISIS DE LOS RESULTADOS

Una vez ya diseñada la señal de entrada, esta es enviada al sistema o proceso para luego proceder a realizar la identificación, para esto se necesita describir un poco la interfaz que se usara para identificar, sin embargo hasta ahora se aprecia una buena respuesta del sistema con respecto a la señal PRBS. Esto nos indica que se tendrá una muy buena aproximación en cuanto a los resultados.

A continuación se muestra en la Figura 4.1 la señal de entrada enviada al sistema.

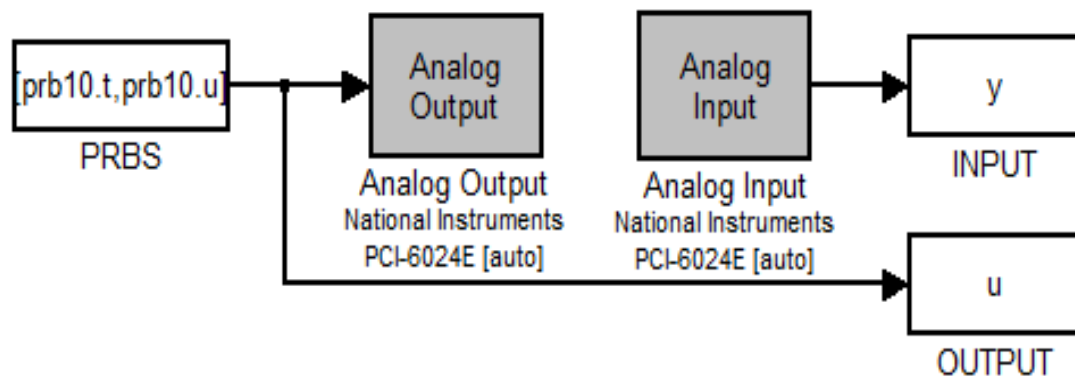


Figura 4.1 Modelo creado para obtener la respuesta a la señal diseñada

La Figura 4.2 muestra las graficas tanto de la señal entrada y la salida, se muestra un 20% de los datos para observar las graficas.

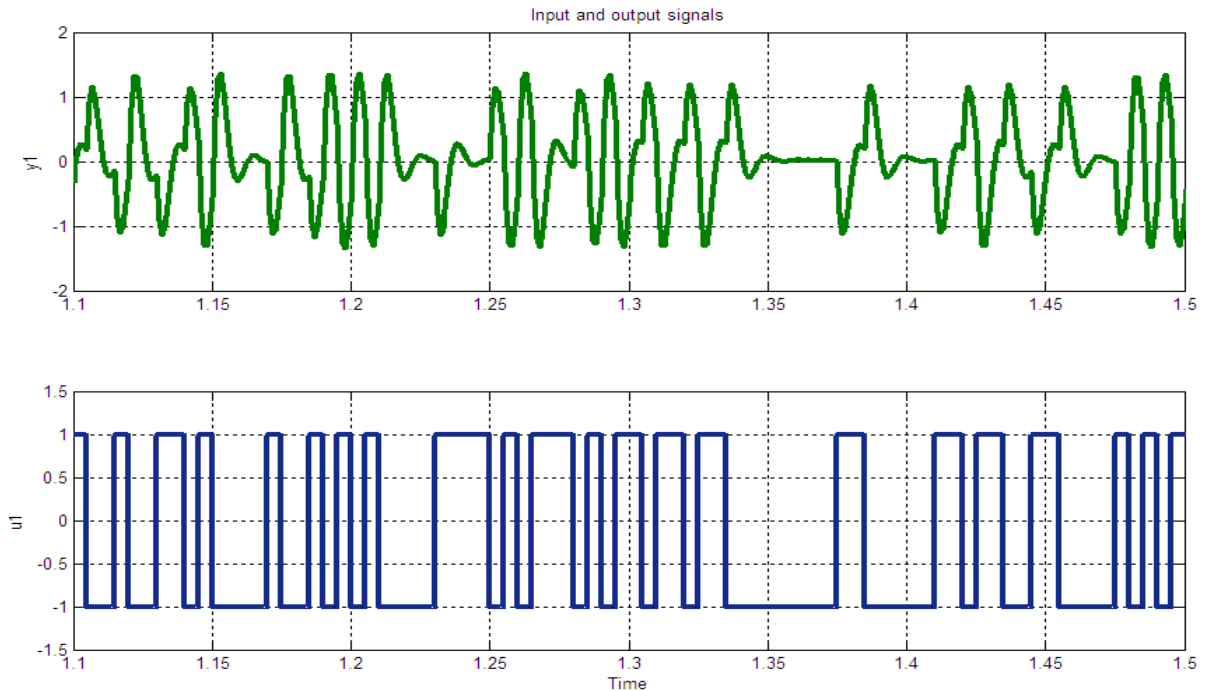


Figura 4.2 Gráfica de Señal de entrada y Respuesta del a planta

4.1 Herramientas para la Identificación

El proceso de identificación se minimiza utilizando la herramienta implementada en Matlab el módulo System Identification. La herramienta tiene una serie de funciones programadas que sirven para realizar la siguiente secuencia de operaciones:

- Carga archivo de datos.
- Organiza y filtra los datos.
- Adicionalmente separa datos para identificación y datos para validación.
- Aplica método deseado por el usuario.

- Realiza proceso de validación, comparando gráficamente los resultados.
- Adicionalmente, entrega el porcentaje de aciertos y el análisis de correlación de los residuos con la entrada.

La Figura 4.3 muestra la interfaz con la que se relaciona el usuario.

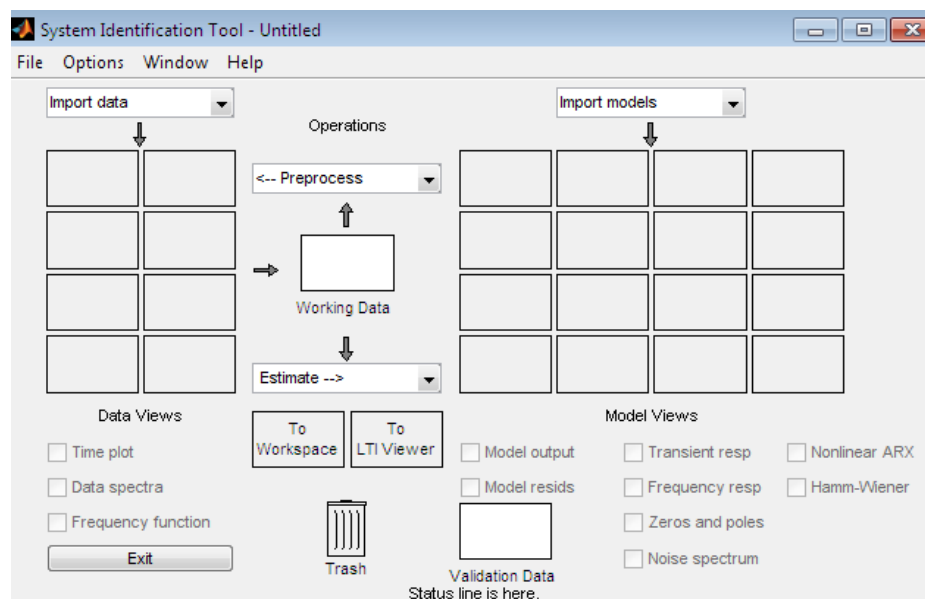


Figura 4.3 Interfaz del system Identification

Como se dijo anteriormente aquí el usuario tiene que relacionarse con los diferentes parámetros u opciones que brinda en módulo System Identification (ident.).

4.2 IDENTIFICACION PARAMETRICA DEL SISTEMA

Mediante este proceso se pretende modelar el sistema real, en la realidad sería difícil acceder a él, mientras que en el sistema identificado se puede hacer pruebas para mejorar el sistema.

La metodología de la identificación paramétrica es una estructura del modelo predeterminado. Con esta metodología se propone un modelo para el sistema con base en las normas y las recomendaciones del fabricante.

Con el modelo propuesto se obtiene una representación lineal en variables de estado del sistema dinámico, se eligen los parámetros a identificar y mediante la aplicación de una técnica de identificación de sistemas, se obtienen los parámetros del modelo.

A continuación se muestra paso a paso el proceso de la identificación desde la toma de datos al ident.

4.2.1 Cargar archivo de datos

En la Figura 4.4 se muestra cómo el *ident* por medio de la opción *import data* obtiene la serie de tiempo la cual se encuentra depositada en el *workspace*, llenando con los datos necesarios como los nombres de los datos tanto de entrada, salida y además el tiempo de muestreo.

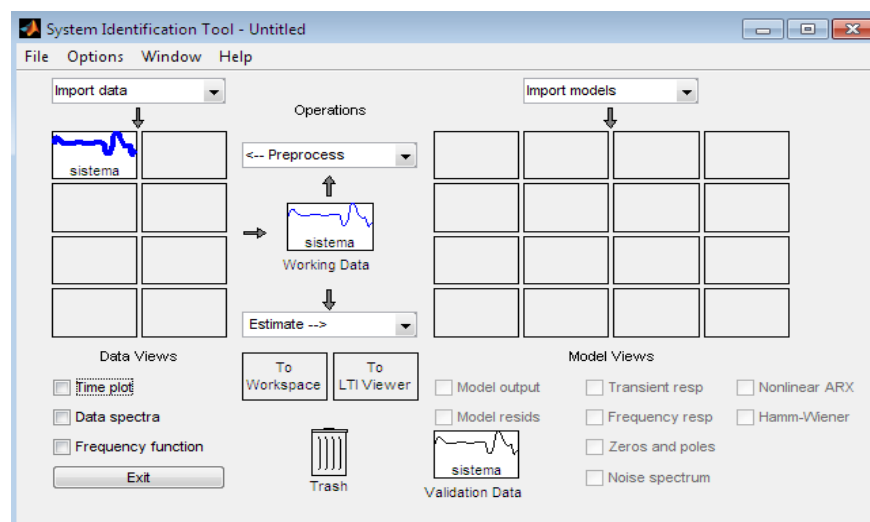


Figura 4.4 Obtención de Serie de tiempo mediante la Ident

4.2.2 Organizar y filtrar los datos

En la Figura 4.5 se muestra la serie de tiempo a identificar.

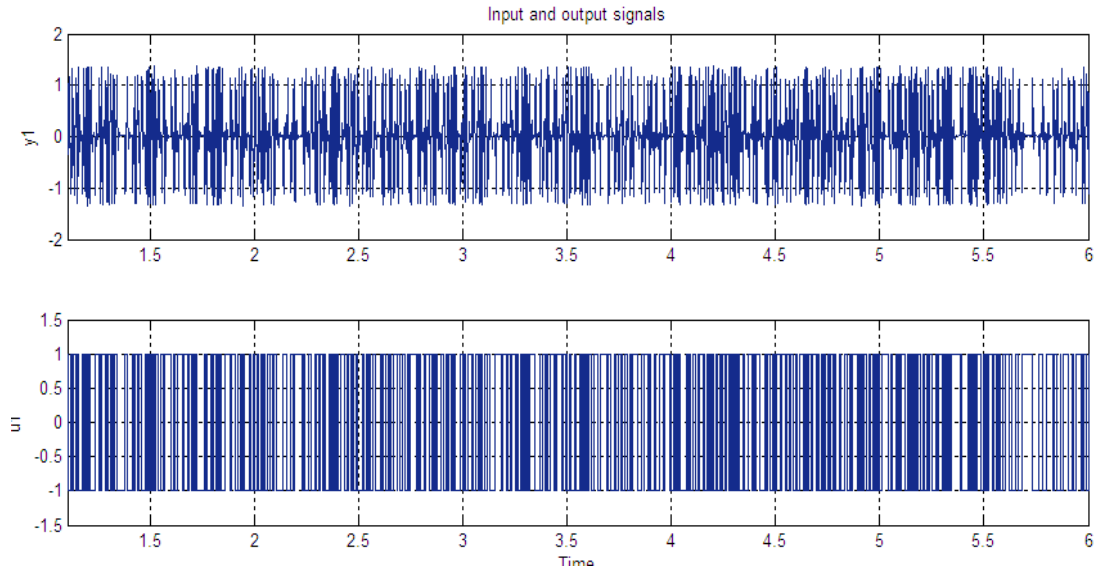


Figura 4.5 Series de tiempo a identificar

En la Figura 4.6 se muestra la serie de tiempo removida su media, esto a su vez filtra algún ruido que se encuentra infiltrada en la serie de tiempo por causa de la toma de datos.

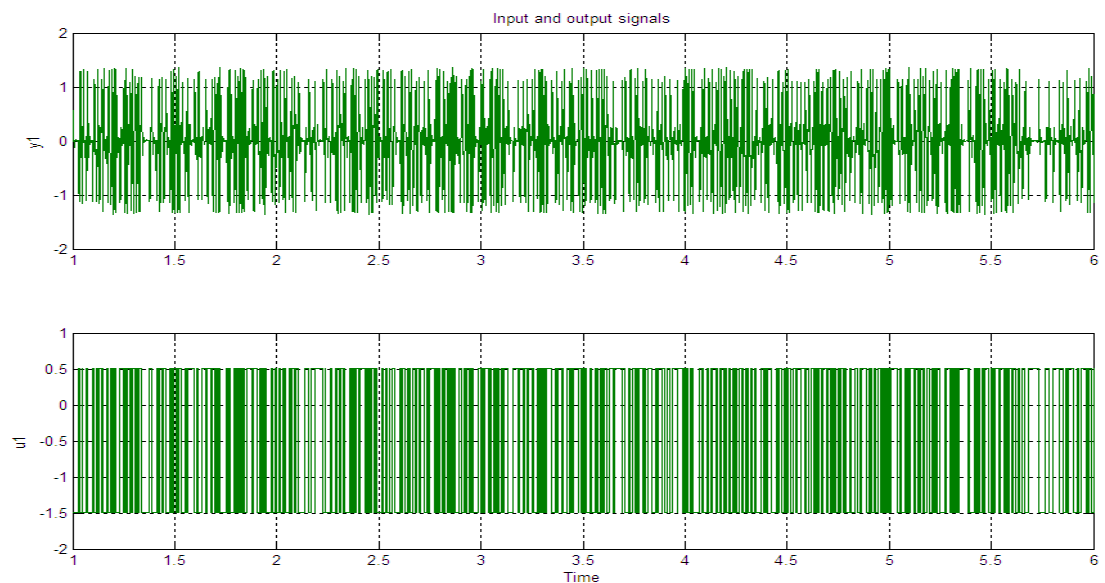


Figura 4.6 Serie de Tiempo con media removida

4.2.2.1 Adicionalmente se separa datos para identificación y datos para validación

En la Figura 4.7 se muestra de forma ordenada como el 50 % de los datos se escoge para identificar el sistema y el resto es para validar ésta.

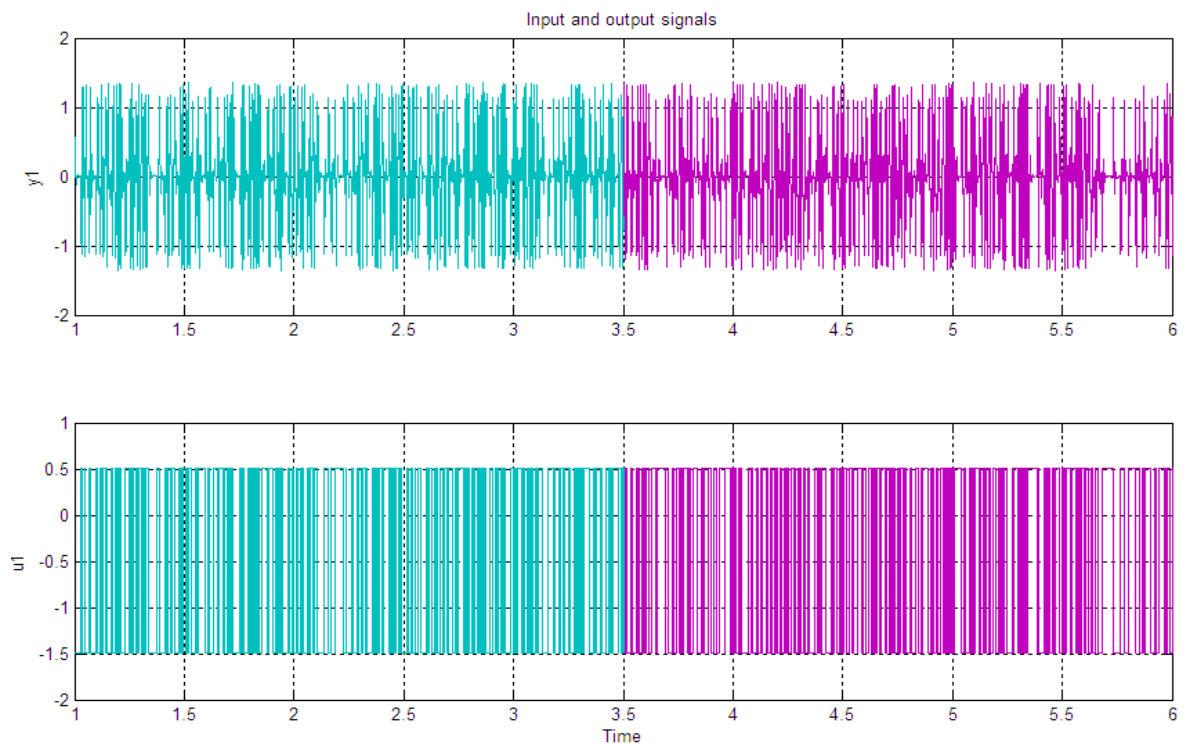


Figura 4.7 Gráfica que muestra selección de datos para identificar y validar

4.2.3 Aplicación del método paramétrico, validación y entrega de porcentajes de aciertos

Los métodos de identificación paramétrica utilizan una estructura de modelo definida:

$$A(q^{-1})y(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})}u(t) + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})}e(t)$$

Donde A, B, C D y F son polinomios de algún orden en función de parámetros y (q^{-1}) es el operador retardo.

A partir de esta estructura se pueden obtener diferentes estructuras de modelos considerando alguno de los polinomios de cualquier orden iguales a uno.

Algunos nombres de estructuras conocidas son: ARMAX, ARMA, OE, BJ etc. Los métodos de identificación paramétrica tienen como característica principal que su resultado es un vector de parámetros, por esto se conocen como métodos directos.

4.2.4 Modelo ARX

Auto regresivo con entrada externa es un método de regresión lineal y que a su vez da valores de alto orden con muy buenas respuestas pero pueden tener problemas de varianza o ruido.

Estimaciones ARX de bajo orden son problemáticas en la presencia de ruido significativo y cuando se selecciona una estructura de modelo incorrecta.

A continuación se expresa la ecuación modelada ARX.

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + e(t)$$

En la Tabla 4.1 se muestra las diferentes aproximaciones que se obtuvo en los momentos de probar con el modelo ARX.

ARX	aproximación
arx1091	99.11 %
arx441	98.94 %
arx221	98.94 %
arx222	-22.53 %

Tabla 4.1 Aproximaciones de modelo ARX

Como se observa en la Tabla 4.2, se muestran el modelo escogido

ARX	aproximación
arx221	98.94 %

Tabla 4.2 Modelo escogido de ARX

En la Figura 4.8 se muestra su validación.

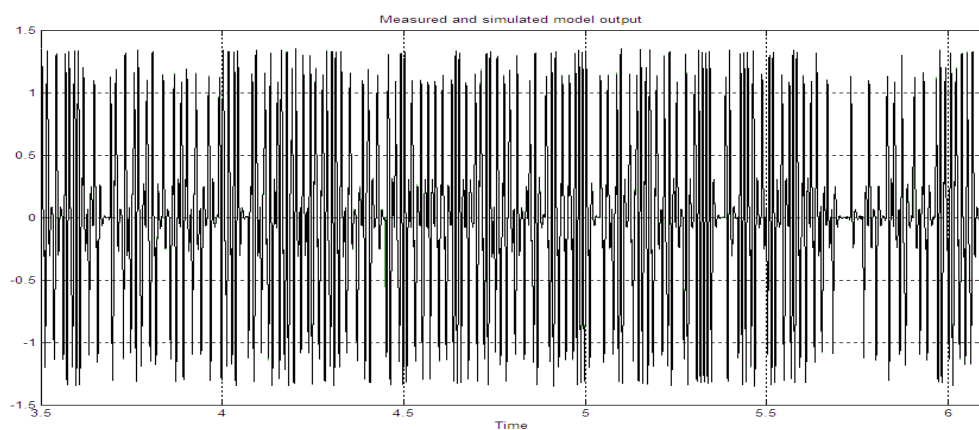


Figura 4.8 Gráfica de Validación de modelo ARX

4.2.4.1 Análisis del Modelo arx221

Se muestra en la Figura 4.9 el modelo ante una entrada escalón.

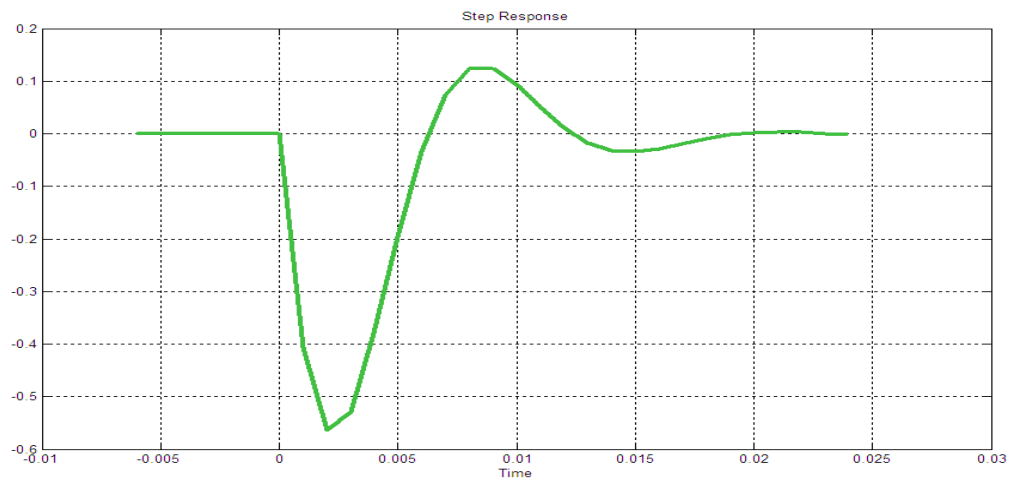


Figura 4.9 Modelo arx221 ante una entrada escalón

En esta grafica se presenta el modelo ante una entrada escalón, como se ve en la grafica tiene una buena aproximación en tanto a su forma sin embargo hay que tener en cuenta el orden del modelo ya que podríamos estar o tener un orden alto, cuando se tiene estos sistemas así de segundo orden y electrónicos se podría esperar una función de octavo orden, pero mientras se analiza cada característica del modelo se puede tomar una buena decisión a la hora de escoger el modelo apropiado para la planta.

En la Figura 4.10 se muestra la respuesta de frecuencia.

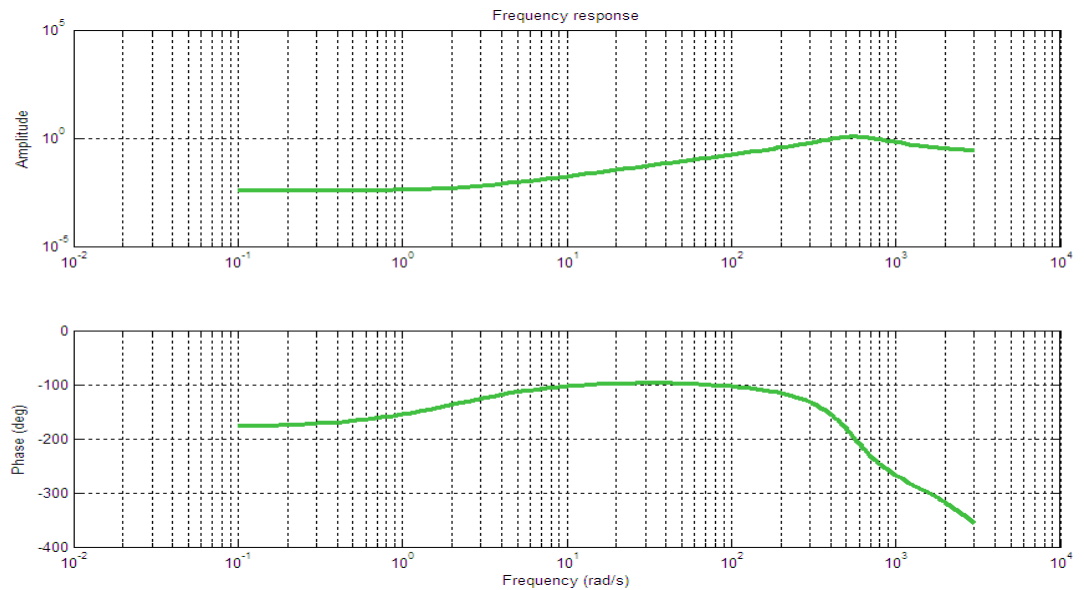


Figura 4.10 Respuesta de frecuencia de modelo arx221

En estas graficas se puede observar que contienen las frecuencias a la cual trabaja el sistema o que se encuentran dentro del rango de frecuencias del sistema.

En la Figura 4.11 se muestra los residuos.

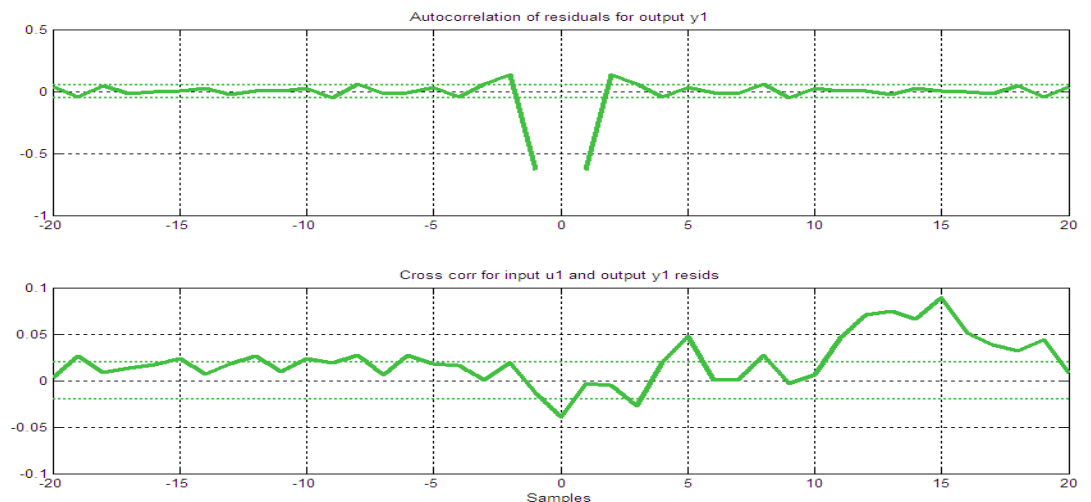


Figura 4.11 Gráfico de auto correlación y el de correlación cruzada de modelo arx221

La Figura 4.11 muestra el gráfico de auto correlación y el de correlación cruzada, para el gráfico de la auto correlación se observa que existen dos picos arriba que exceden en muy poco el límite de confianza, esto nos da a entender que podría existir correlación entre la entrada y la salida, es decir que depende de valores pasados lo cual no muestra un buen modelo.

Mientras que para el gráfico de correlación cruzada hay una gran parte que sobresale de los límites de confianza y esto nos indica que existe correlación cruzada entre el ruido y la entrada, lo cual nos indica que no es un buen modelo para nuestro proceso.

A continuación se muestra como se obtiene el modelo como una función de transferencia.

```
>> mod_c=d2c(arx221)
Continuous-time IDPOLY model: A(s)y(t) = B(s)u(t) + C(s)e(t)
A(s) = s^2 + 468.2 s + 3.093e005

B(s) = -535.8 s - 1124

C(s) = s^2 + 1756 s + 1.285e006

Estimated using ARX from data set eDat
Loss function 0.000104665 and FPE 0.000105001

>> zp_GP_s=zpk(mod_c)

Zero/pole/gain from input "u1" to output "y1":
  -535.7838 (s+2.097)
-----
(s^2 + 468.2s + 3.093e005)

Zero/pole/gain from input "v@y1" to output "y1":
0.00032391 (s^2 + 1756s + 1.285e006)
-----
(s^2 + 468.2s + 3.093e005)

Input groups:
      Name      Channels
Measured        1
Noise          2
```

4.2.5 Modelo ARMAX

Es un método de regresión no lineal, La presencia del polinomio auto regresivo puede traer problemas de desvíos en la presencia de ruido significativo y/o errores en la estructura del modelo; sin embargo el polinomio de media móvil contrarrestará algunas veces los efectos negativos.

A continuación se expresa la ecuación modelada ARMAX.

$$A (q^{-1})y(t) = B (q^{-1}) u(t) + C (q^{-1}) e(t)$$

En la Tabla 4.3 se muestra las diferentes aproximaciones que se obtuvo en los momentos de probar con el modelo ARMAX.

ARMAX	aproximación
amx2231	98.95 %
amx2221	98.95 %
amx2321	98.95%
amx222	-217.8 %

Tabla 4.3 Aproximaciones de modelo ARMAX

Como se observa en la Tabla 4.4, se muestran el modelo escogido

ARMAX	aproximación
amx2221	98.95%

Tabla 4.4 Modelo escogido de ARMAX

En la Figura 4.12 se muestra su validación.

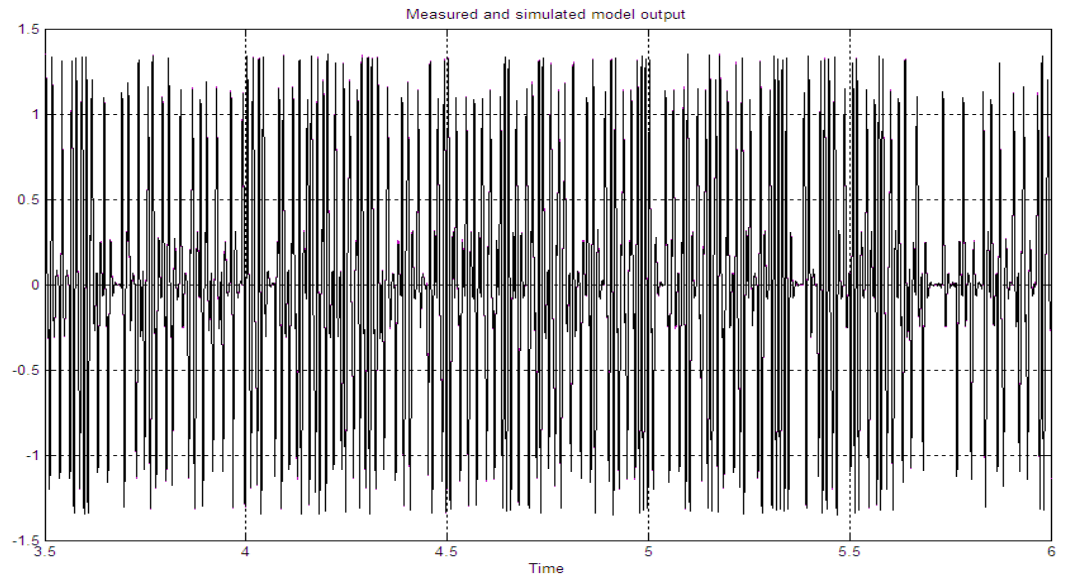


Figura 4.12 Gráfica de Validación de modelo ARMAX

4.2.5.1 Análisis del Modelo axm2221

Se muestra en la Figura 4.13 el modelo ante una entrada escalón.

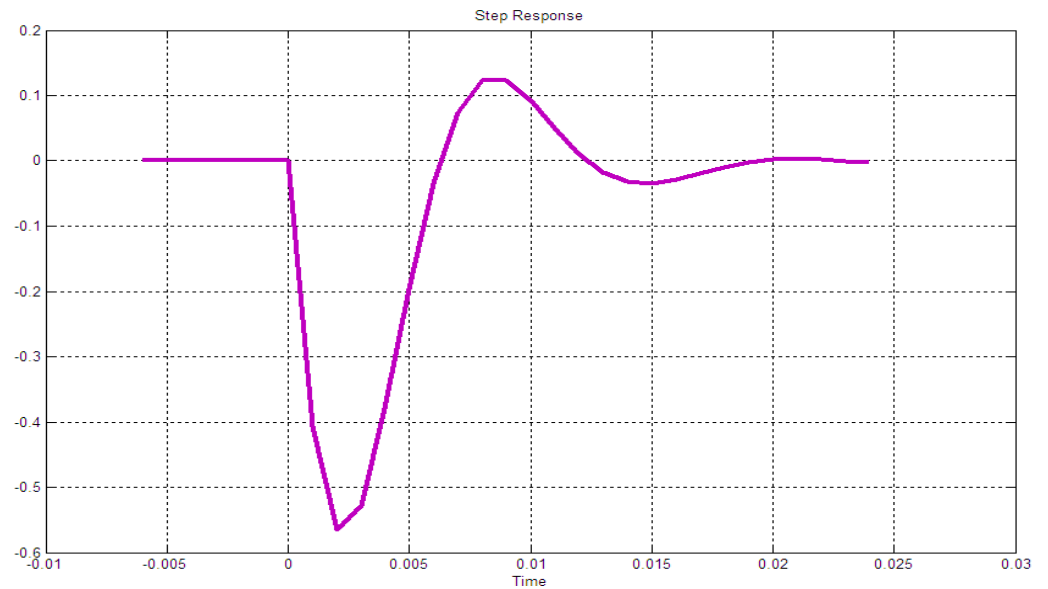


Figura 4.13 Modelo axm2221 ante una entrada escalón

En grafica se bosqueja el modelo ante una entrada escalón, como se ve en la grafica tiene una buena aproximación en tanto a su forma sin embargo hay que tener en cuenta el orden del modelo ya que podríamos tener un orden alto o ser un modelo no deseado para la planta .

En la Figura 4.14 se muestra la respuesta de frecuencia.

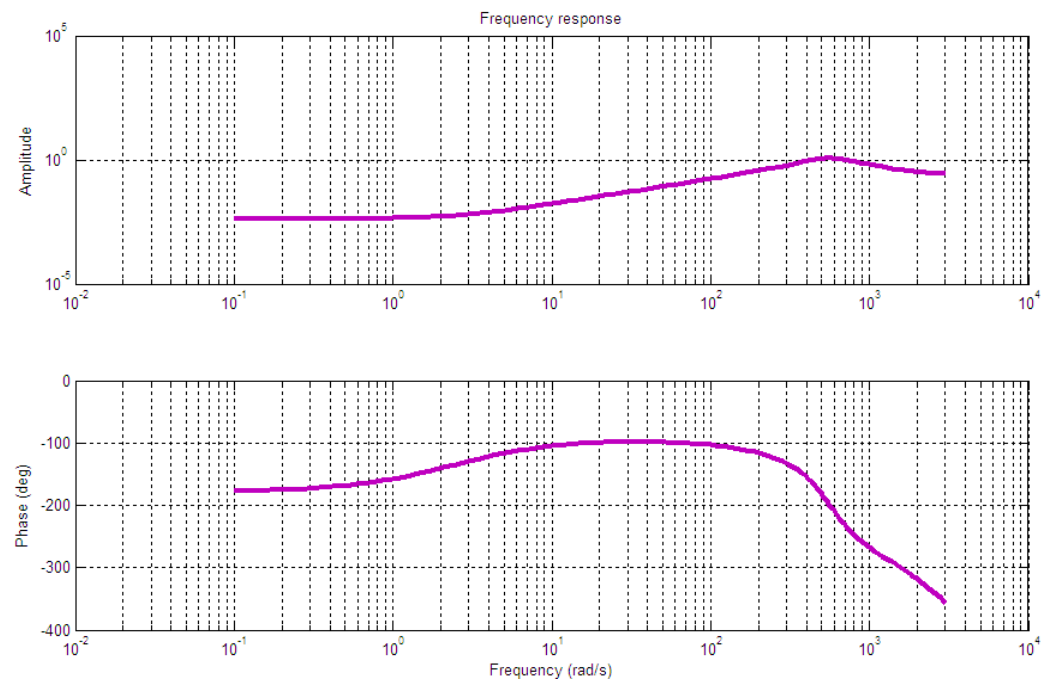


Figura 4.14 Respuesta de frecuencia de modelo amx2221

Buenas graficas ya que contienen las frecuencias del sistema.

En la Figura 4.15 se muestra los residuos.

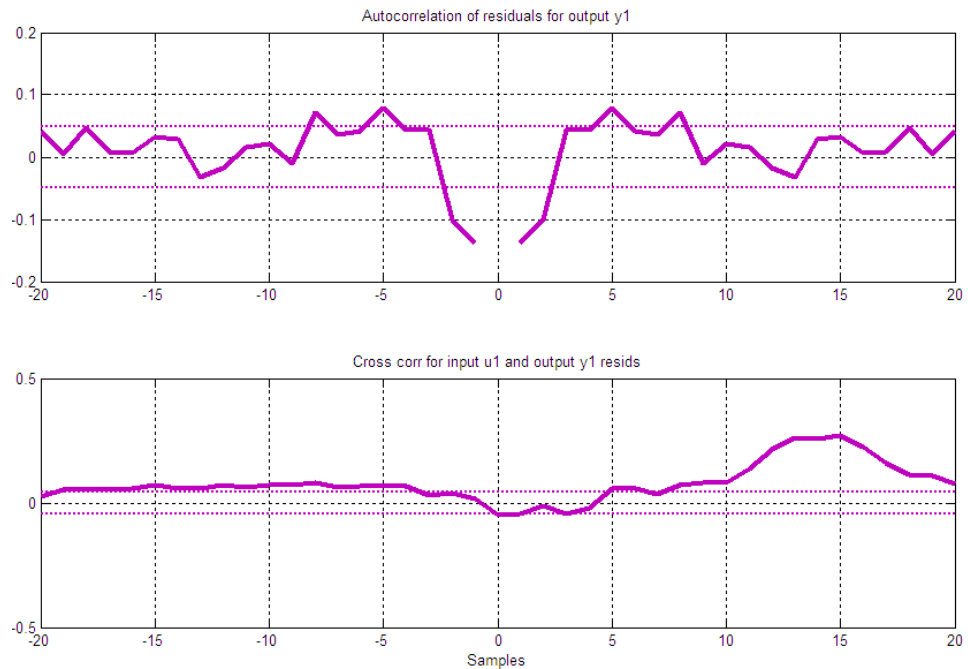


Figura 4.15 Gráfico de auto correlación y el de correlación cruzada de modelo amx2221

La Figura 4.15 muestra el grafico de auto correlación y el de correlación cruzada, para el grafico de la auto correlación se observa que hay unos pequeños picos de la señal que sobresalen del límite de confianza, por lo tanto se encuentra correlacionada y depende de valores pasados, lo cual no muestra un buen modelo.

Mientras que para el grafico de correlación cruzada se observa que más del 50% de la grafica excede los límites de confianza que sin duda muestra una correlación cruzada entre la entrada y el ruido y esto no es bueno para elegir como un buen modelo.

A continuación se muestra como se obtiene el modelo como una función de transferencia

```

>> mod_c=d2c(amx2221)
Continuous-time IDPOLY model: A(s)y(t) = B(s)u(t) + C(s)e(t)
A(s) = s^2 + 466.5 s + 3.092e005

B(s) = -534.9 s - 1261

C(s) = s^2 + 932.1 s + 5.856e005

Estimated using PEM using SearchMethod = Auto from data set sistemadeident
Loss function 5.33798e-005 and FPE 5.36362e-005

>> zp_GP_s=zpk(mod_c)

Zero/pole/gain from input "u1" to output "y1":
-534.8761 (s+2.357)
-----
(s^2 + 466.5s + 3.092e005)

Zero/pole/gain from input "v@y1" to output "y1":
0.00023132 (s^2 + 932.1s + 5.856e005)
-----
(s^2 + 466.5s + 3.092e005)

Input groups:
  Name      Channels
Measured    1
Noise       2

>> |

```

4.2.6 Modelo OUTPUT ERROR

Es un método de regresión no lineal, parametriza independientemente la entrada y el ruido, sin embargo no se obtiene un modelo de ruido auto correlacionado. Trabaja muy bien en conjunto con un prefiltrado relevante al control.

A continuación se expresa la ecuación modelada OE.

$$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})} u(t) + e(t)$$

En la Tabla 4.5 se muestra las diferentes aproximaciones que se obtuvo en los momentos de probar con el modelo OE.

OE	aproximación
oe221	98.95 %
oe121	31.06%
oe232	64.48 %
oe222	63.79 %

Tabla 4.5 Aproximaciones de modelo OE

Como se observa en la Tabla 4.6, se muestran el modelo escogido

OE	aproximación
oe221	98.95 %

Tabla 4.6 Modelo escogido de OE

En la Figura 4.16 se muestra su validación.

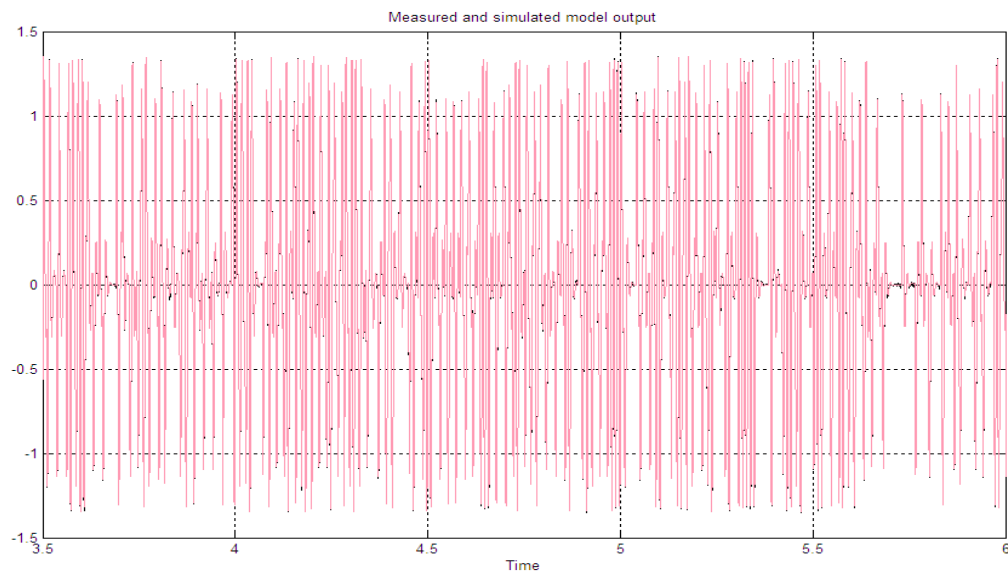


Figura 4.16 Gráfica de Validación de modelo ARMAX

4.2.6.1 Análisis del Modelo oe222

Se muestra en la Figura 4.17 el modelo ante una entrada escalón.

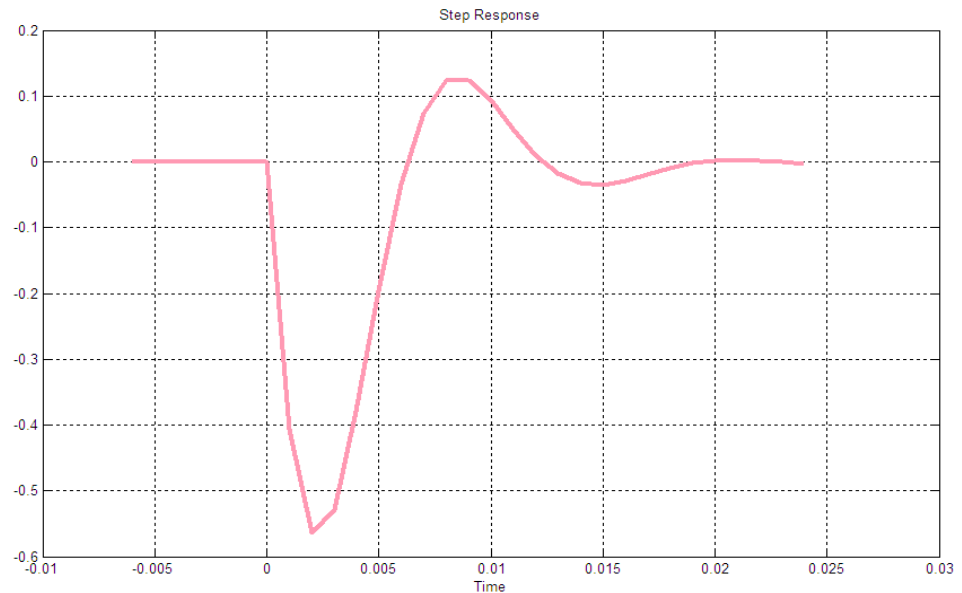


Figura 4.17 Modelo oe222 ante una entrada escalón

En esta grafica se presenta el modelo ante una entrada escalón, como se ve en la grafica tiene una buena aproximación en tanto a su forma sin embargo hay que tener en cuenta el orden del modelo ya que podríamos estar o tener un orden alto.

En la Figura 4.18 se muestra la respuesta de frecuencia.

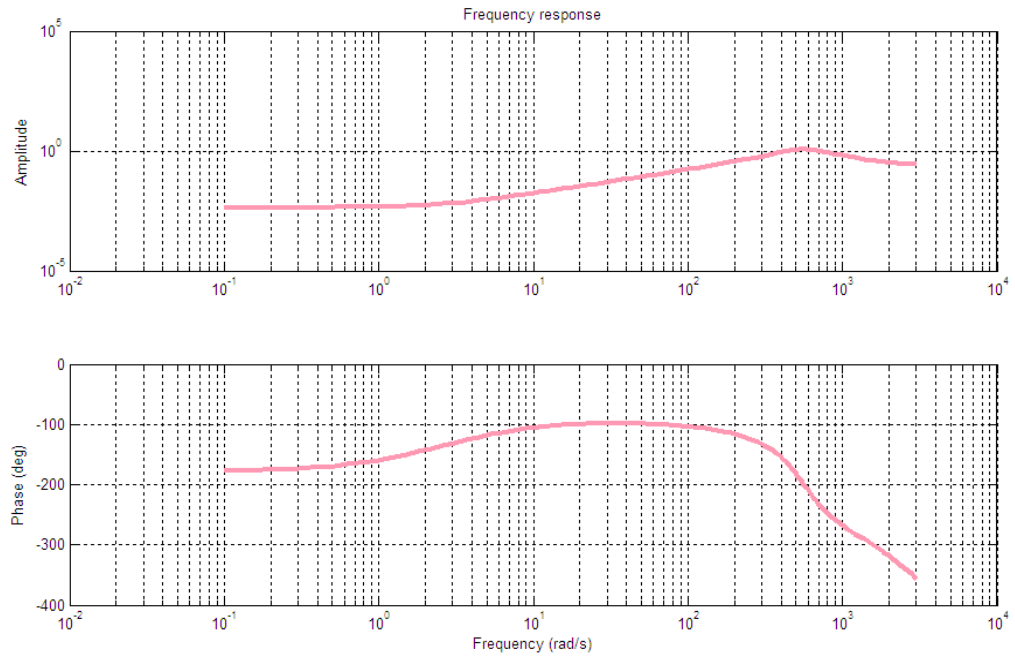


Figura 4.18 Respuesta de frecuencia de modelo oe222

Se puede observar que este grafico si contiene la frecuencia de interés.

En la Figura 4.19 se muestra los residuos.

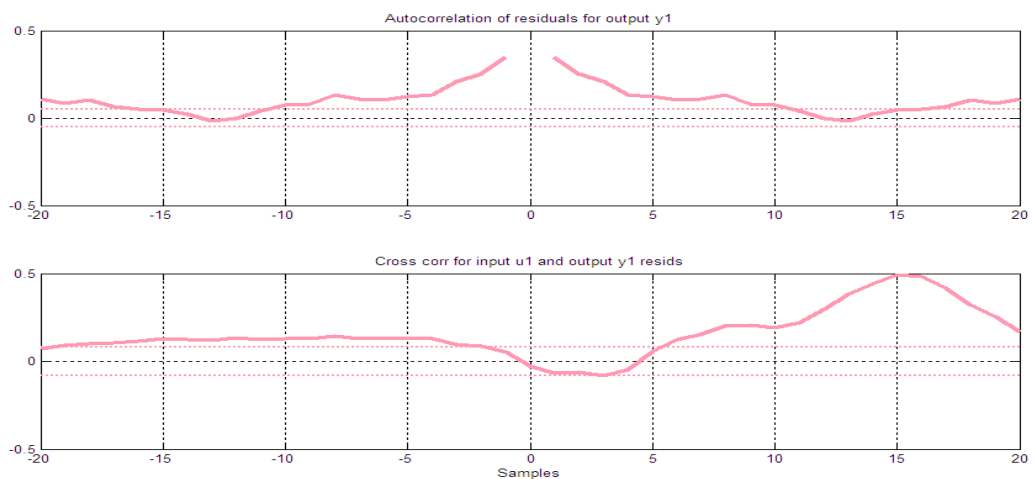


Figura 4.19 Gráfico de auto correlación y el de correlación cruzada de modelo oe222

En la Figura 4.19 se muestran los gráficos de auto correlación y el de correlación cruzada, para el grafico de la auto correlación se observa que la grafica existe una pequeña salida de datos que excede el límite de confianza, por tanto no podría depender de valores pasados no está correlacionada a diferencia de otros, lo cual están o tienen un mayor exceso de datos que exceden los limites, lo cual nos indica que podría ser un buen modelo para la planta.

Mientras que para el grafico de correlación cruzada hay un exceso del límite de confianza, lo cual podría tener una relación entre la entrada y el ruido.

A continuación se muestra como se obtiene el modelo como una función de transferencia

```
>> mod_c=d2c(oe221)
Continuous-time IDPOLY model:  $y(t) = [B(s)/F(s)]u(t) + e(t)$ 
B(s) = -535.1 s - 1344

F(s) = s^2 + 467 s + 3.095e005

Originally estimated using PEM using SearchMethod = Auto (later modified).

>> zp_GP_s=zpk(mod_c)

Zero/pole/gain from input "u1" to output "y1":
-535.1194 (s+2.512)
-----
(s^2 + 467s + 3.095e005)

Zero/pole/gain from input "v@y1" to output "y1":
0.00028121
|
Input groups:
      Name      Channels
Measured        1
Noise           2
```

4.2.7 Modelo BOX JENKINS

Es un problema de regresión no lineal, parametriza independientemente los modelos de la función de transferencia y el ruido; la desventaja es que habrá montones de decisiones y muchas iteraciones que tendrá que hacer el usuario.

A continuación se expresa la ecuación modelada BJ.

$$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})} u(t) + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} e(t)$$

En la Tabla 4.7 se muestra las diferentes aproximaciones que se obtuvo en los momentos de probar con el modelo BJ.

BJ	aproximación
bj22221	98.95 %
bj12221	31.06 %
bj22211	50.83 %
bj32221	98.97 %

Tabla 4.7 Aproximaciones de modelo BJ

Como se observa en la Tabla 4.8, se muestran el modelo escogido

BJ	aproximación
bj22221	98.95 %

Tabla 4.8 Modelo escogido de BJ

En la Figura 4.20 se muestra su validación.

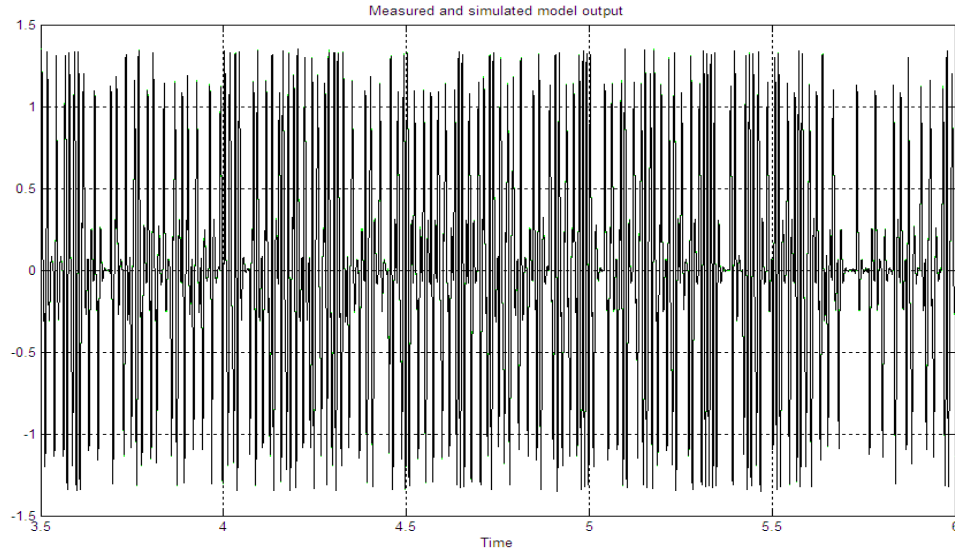


Figura 4.20 Gráfica de Validación de modelo BJ2221

4.2.7.1 Analisis del Modelo bj2221

Se muestra en la Figura 4.21 el modelo ante una entrada escalón.

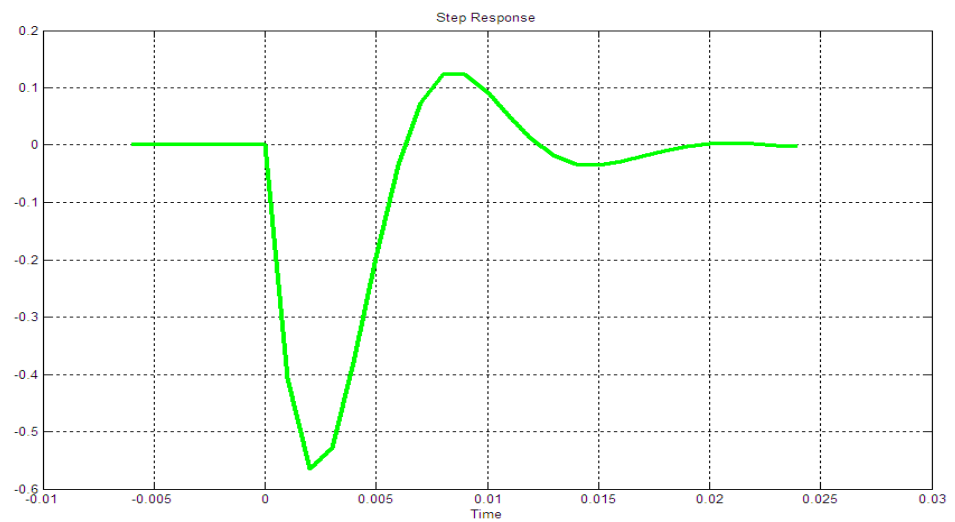


Figura 4.21 Modelo bj2221 ante una entrada escalón

En esta grafica se presenta el modelo ante una entrada escalón, como se ve en la grafica tiene una buena aproximación en tanto a su forma sin embargo hay que tener en cuenta el orden del modelo ya que podríamos tener un orden alto.

En la Figura 4.22 se muestra la respuesta de frecuencia.

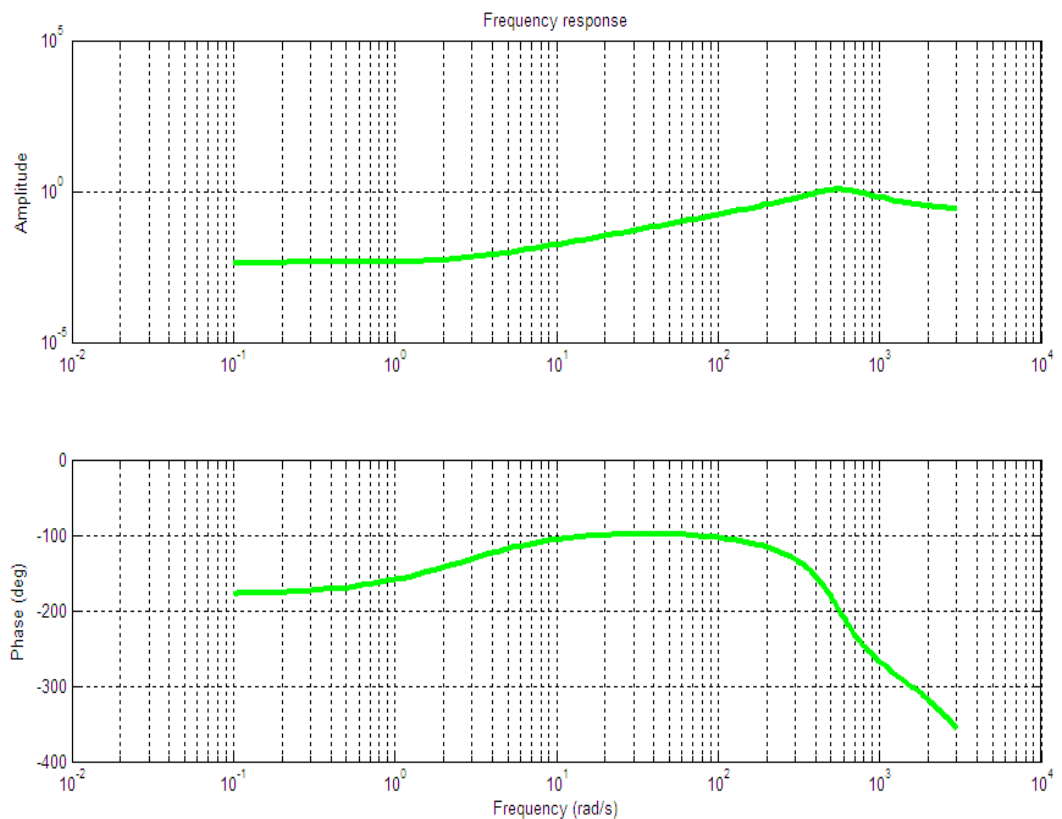


Figura 4.22 Respuesta de frecuencia de modelo bj22221

En estas grafica se puede observar que contienen las frecuencias a la cual trabaja el sistema o que se encuentran dentro del rango de frecuencias del sistema.

En la Figura 4.23 se muestra los residuos.

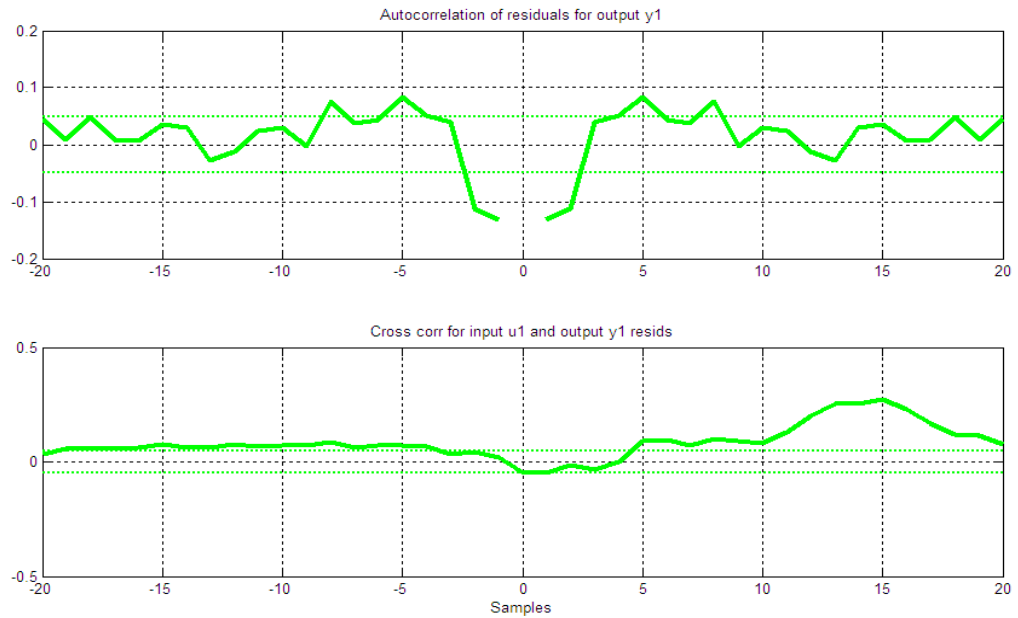


Figura 4.23 Gráfico de auto correlación y el de correlación cruzada de modelo bj22221

La Figura 4.23 muestra el gráfico de auto correlación y el de correlación cruzada, para el gráfico de la auto correlación se observa que existen unos pequeños picos en el límite de confianza, esto nos da a entender que puede o no existir correlación entre la entrada y la salida, puede tal vez depender de valores pasados y tal vez no.

Mientras que para el gráfico de correlación cruzada hay una parte de la gráfica que no está dentro de los límites y tal vez se encuentra correlación cruzada, aquí nos dice que aun no es un buen modelo, y que además sigue dependiendo de otros valores.

A continuación se muestra como se obtiene el modelo como una función de transferencia

```
>> mod_c=d2c(bj22221)
Continuous-time IDPOLY model:  $y(t) = [B(s)/F(s)]u(t) + [C(s)/D(s)]e(t)$ 
B(s) = -535.1 s - 1344

C(s) = s^2 + 965.5 s + 7.081e005

D(s) = s^2 + 522.9 s + 3.695e005

F(s) = s^2 + 467 s + 3.095e005

Originally estimated using PEM using SearchMethod = Auto (later modified).

>> zp_GP_s=zpk(mod_c)

Zero/pole/gain from input "u1" to output "y1":
  -535.1194 (s+2.512)
-----
(s^2 + 467s + 3.095e005)

Zero/pole/gain from input "v@y1" to output "y1":
0.000231 (s^2 + 965.5s + 7.081e005)
-----
(s^2 + 522.9s + 3.695e005)

Input groups:
      Name      Channels
Measured         1
Noise           2
```

4.3 Análisis de la Modelo escogido

Cuando se tiene que decidir por cual modelo escoger no es tan fácil solo observar las respuestas al escalón o la respuesta de frecuencia sino que también se debe de tener claro sobre auto correlación y correlación cruzada, esto fue fundamental a la hora de decidir ya que muchos modelos tienen buenas aproximaciones pero eso no garantiza que sea un buen modelo, sin embargo, se darán cuenta que en casi todos los modelos se comenzó a escoger por la mejor apreciación en cuanto a los residuos y no en aproximaciones.

El modelo escogido es el OE221, este modelo presenta a diferencia de los otros, primero que en la forma de respuesta, tanto para la entrada escalón como para la respuesta de frecuencia una muy buena aproximación a la real, segundo en las graficas de residuos esta se mantenía dentro de los límites de confianza tanto para la correlación como para la correlación cruzada a diferencia de los demás eso no significa que pueda existir un mejor modelo.

Sin embargo este modelo de solo 98.95 % es un buen modelo a diferencia de los demás que tenían más del 98 % pero con características que no mostraban ser un buen modelo.

Otro punto por el cual se escogió este modelo, es que el modelo oe221 no hace una relación entre el ruido a diferencia de los demás modelos que estos mantienen una función de transferencia para el ruido.

4.3.1 Función de Transferencia del Modelo Identificado

Se muestra la función de transferencia del modelo identificado.

Zero/pole/gain from input "u1" to output "y1":

-535.1194 (s+2.512)

(s^2 + 467s + 3.095e005)

Zero/pole/gain from input "v@y1" to output "y1":

0.00028121

La Figura 4.24 muestra el modelo identificado que tiene una señal escalón en la entrada para verificar su respuesta.

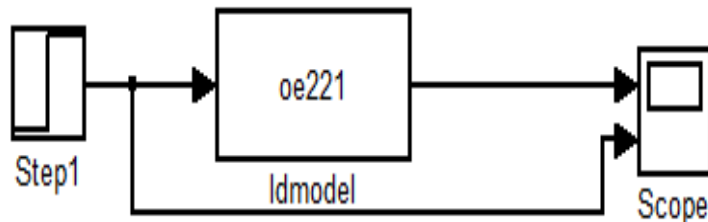


Figura 4.24 Modelo escogido ante un escalón

La Figura 4.25 muestra la función de transferencia, adquirida mediante el proceso de identificación.

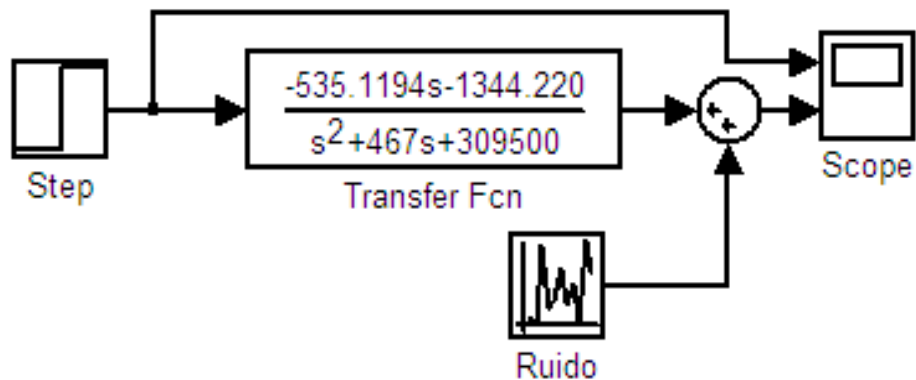


Figura 4.25 Modelo creado mediante el proceso de identificación

La Figura 4.26 muestra las graficas tanto de la entrada (escalón unitario (color azul)), y la salida (respuesta del sistema (color verde)).

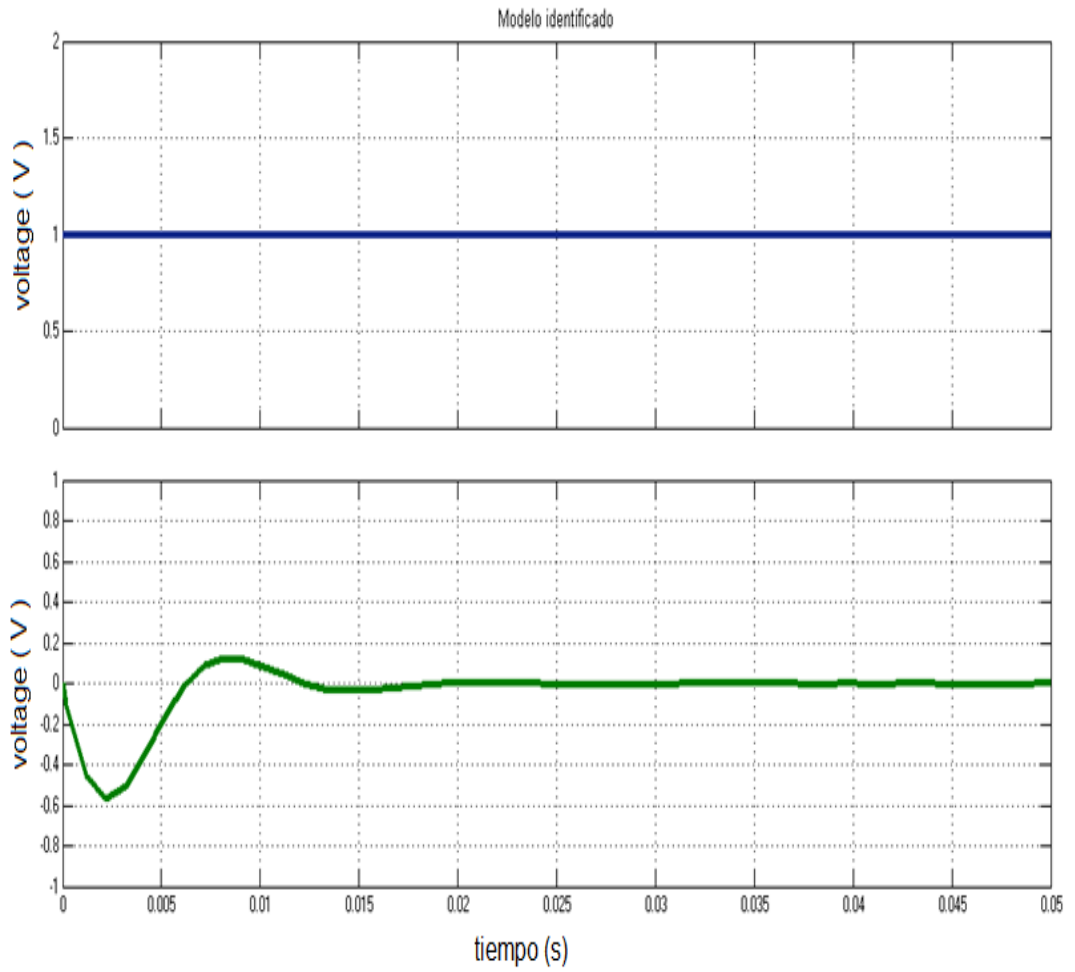


Figura 4.26 Gráfica de modelo identificado y la respuesta al sistema

4.4 INTERPRETACIÓN DEL CONTROL DE LA PLANTA

Cuando se está analizando un proceso o una planta lo primero que hay que observar es si esta tiene control y qué clase de control tiene. A continuación se explica como un sistema puede encontrarse, ya sea en lazo abierto o lazo cerrado.

4.4.1 Sistema de lazo abierto.

Un sistema de lazo abierto es aquél donde la salida no tiene efecto sobre la acción de control. La exactitud de un sistema de lazo abierto depende de dos factores:

- La calibración del elemento de control.
- La repetitividad de eventos de entrada sobre un extenso período de tiempo en ausencia de perturbaciones externas.

La Figura 4.27 muestra una interpretación de un sistema en lazo abierto.

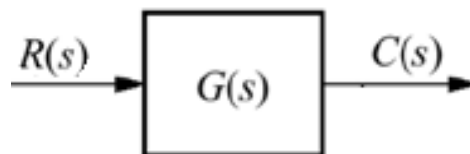


Figura 4.27 Sistema de Lazo abierto

4.4.2 Sistema de lazo cerrado

Un sistema de control de lazo cerrado es aquél donde la señal de salida tiene efecto sobre la acción de control.

La Figura 4.28 se interpreta como un sistema de control de lazo cerrado.

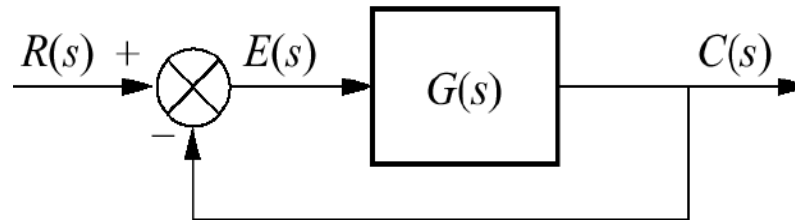


Figura 4.28 Sistema de Lazo Cerrado

Una vez que se tiene el modelo obtenido por el proceso de la identificación, se debe de calcular los parámetros del controlador que se va a usar en el proceso, para que éste se encuentre controlado, sin embargo en este proyecto no se necesita obtener un controlador del sistema ya que según el circuito al cual se le está aplicando el proceso de identificación, es un sistema conformado por elementos que tienen retroalimentación negativa, por tanto el sistema se encuentra con un control interno. Se conoce como lazo cerrado a la realimentación en un circuito. Aquí se supondrá realimentación negativa.

Para conocer el funcionamiento de esta configuración se parte de las tensiones en las dos entradas exactamente iguales, se supone que la tensión en la entrada positiva (+) sube y, por tanto, la tensión en la salida también se eleva.

Como existe la realimentación entre la salida y la entrada negativa (-), la tensión en esta pata también se eleva, por tanto la diferencia entre las dos entradas se reduce, disminuyéndose también la salida.

Este proceso pronto se estabiliza, y se tiene que la salida es la necesaria para mantener las dos entradas, idealmente, con el mismo valor.

Siempre que hay realimentación negativa se aplican estas dos aproximaciones para analizar el circuito:

$V_+ = V_-$ (lo que se conoce como principio del cortocircuito virtual).

$$I_+ = I_- = 0$$

Cuando se realimenta negativamente un amplificador operacional, al igual que con cualquier circuito amplificador, se mejoran algunas características del mismo como una mayor impedancia en la entrada y una menor impedancia en la salida.

La mayor impedancia de entrada da lugar a que la corriente de entrada sea muy pequeña y se reducen así los efectos de las perturbaciones en la señal de entrada. La menor impedancia de salida permite que el amplificador se comporte como una fuente eléctrica de mejores características.

Además, la señal de salida no depende de las variaciones en la ganancia del amplificador, que suele ser muy variable, sino que depende de la ganancia de la red de realimentación, que puede ser mucho más estable con un menor coste. Asimismo, la frecuencia de corte superior es mayor al realimentar, aumentando el ancho de banda.

Asimismo, cuando se realiza realimentación positiva (conectando la salida a la entrada no inversora a través de un cuadripolo determinado) se buscan efectos muy distintos. El más aplicado es obtener un oscilador para el generar señales oscilantes.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

- 1) Se demostró la validez, utilidad y conveniencia de la técnica de identificación de sistemas, aplicada a un proceso real.
- 2) Se aplicó técnicas para modelamiento y simulación de un sistema dinámico, mediante MATLAB, acompañado de SIMULINK y las diversas librerías con la que el usuario puede interactuar.
- 3) Se analizó y justificó el porqué del tema, como bien este tema es demasiado complejo por el grado de polinomio que se sabe teóricamente que dan los filtros generalmente de segundo orden pero si estos actúan en conjunto podría llegarse a obtener un sistema de orden de dos veces multiplicados con el número de filtros.
- 4) Para poder identificar un proceso el cual se conoce teóricamente que es de alto orden, lo más considerable será de dividir en varias secciones con el fin de que una vez que se identifica una sección se podría obtener fácilmente y con el mismo procedimiento los otros.
- 5) Se pudo obtener datos de este sistema mediante la utilización de la tarjeta PCI-6024E de National Instruments y por su interfaz con MATLAB-SIMULINK, esto hizo más rápido y fácil la obtención de datos para identificar.

- 6) La adquisición de datos a través de tarjetas DAQ con Matlab, permite conectarnos en tiempo real con procesos analógico, digital en forma simple.
- 7) Como parte del procedimiento de la identificación es necesario realizar el diseño de una señal de entrada que sea capaz de excitar la planta. Esto se logra con la completa comprensión del funcionamiento de la planta, esto es, rangos de acción, límites de saturación, posibles perturbaciones.
- 8) La identificación, se ha comentado anteriormente que es un proceso real y si muy bien fuese un proyecto realizado por el autor sería más rápido poder tomar datos y al proyecto real hacerle la identificación (lo que se hizo), mientras que un proceso real industrial es muy complicado poder acceder a realizar toma de datos o adquisición de datos varias veces, es por tal motivo que en este trabajo nos repara para desempeñarnos en identificar procesos ya sean industriales complejos y sencillos.
- 9) Se aprendió y entendió más sobre identificación de sistemas mediante el método paramétrico dejando una necesidad de conocer más métodos para justificar varios métodos ya sea con el mismo modelo u otro, ya que esto constituye una herramienta eficaz para analizar y desarrollar sistemas de control y sistemas a controlar.
- 10) Se demostró cual es la mejor señal de entrada ya que los métodos de identificación paramétrica exigen que la señal de entrada aplicada sea de excitación persistente con los puntos mencionados en el capítulo 3.

- 11) Después de varias pruebas se escogió el modelo **oe221** con una aproximación de 98.95%, considerando que para escoger un buen modelo no se necesita que el modelo tenga una aproximación cercana a 100% sino que se ven todas las características (curvas de correlación, correlación cruzada, respuesta a un step y respuestas de frecuencia) de cada modelo y es ahí donde después de analizarlas se escoge el mejor modelo.
- 12) Se demuestra como los modelos paramétricos tienen muy buena aproximación con los procesos reales.
- 13) Se explica el motivo por el cual no se pudo diseñar el controlador, ya que como es un proyecto electrónico puede tener diferentes integrados, mientras que este contaba con operacionales el cual o los cuales estaban diseñado con un sistema con retroalimentación, por lo que no se necesita controlar, más bien para cualquier necesidad de aumentar o disminuir amplitud o ganancia se puede considerar un compensador que solucione tal problema.
- 14) Las respuestas encontradas coincidieron exactamente con el funcionamiento de la planta real, por ejemplo, se puede apreciar la amplificación de las señales de entrada siempre y cuando estas son de una frecuencia que está dentro del rango de acción de filtro pasabanda.

RECOMENDACIONES

- 1) Se recomienda que antes de proceder a identificar se necesite un estudio profundo sobre el método a utilizar, ya que de esto depende en el momento de tomar una decisión por ejemplo en escoger el mejor modelo.
- 2) Se debe de tener claro si los materiales que tiene para identificar o realizar la adquisición de datos son lo suficientemente útiles, sin embargo esto es uno de los problemas el cual se hace difícil identificar un modelo de un alto orden, es por esto que se debe de analizar muy bien el sistema para tener claro la frecuencia en la que se va a trabajar y si esta esta dentro del rango de los materiales (tarjeta PCI-6024E de National Instruments).
- 3) Es necesario que al momento de la identificación, se deba de tener una noción del uso de la tarjeta de adquisición de datos, debido a que el ingreso de voltajes no tolerables para la misma puede afectarla e inclusive dañarla.
- 4) Recomendaría el uso de la técnica de identificación de sistemas a problemas que normalmente ocurren con los proveedores de internet, que manejan tecnología WIMAX, debido a que constantemente por factores externos, ya sea viento, clima o movimientos bruscos, las CPE, pierden línea de vista con las radio bases a las cuales están apuntando y es necesario del factor humano para corregir este inconveniente, alineamientos o cambios de frecuencias.

ANEXOS

ANEXO A

Adquisición de Datos usando Matlab

La interconexión a nivel de computadoras personales que contienen tarjetas de adquisición de datos a procesos, nos permiten realizar experimentos y desarrollar proyectos en diferentes áreas (procesamiento de señales, control automático, etc.).

Mostramos los pasos necesarios para realizar la adquisición de datos analógicos a través de la tarjeta PCI 6024E utilizando como interface de programación el MATLAB.

También se muestra cómo producir una salida de datos analógicos con el mismo sistema. El MATLAB se ha convertido en un poderoso software de ingeniería a través del cual podemos implementar diferentes técnicas de procesamiento de datos, aumenta esa potencia por la ventaja de poder acceder a procesos mediante la toma de datos de estos, procesarlos y modificar el comportamiento del proceso mediante la salida de datos.

Se indica cómo se puede acceder a señales analógicas de entrada y salida de un proceso, con las facilidades que ofrece el MATLAB.



Figura A1. Tarjeta de adquisición de datos PCI-6024E

Contando con un sistema de adquisición de datos, basado en una tarjeta DAQ (data acquisition) de National Instruments PCI 6024E y el software MATLAB versión 2007 a de Math Works, se han realizado pruebas de lectura de datos analógicos, así como generado salidas de señales digitales.

Se describirá los pasos necesarios para realizar esas operaciones [1],[2]. MATLAB se ha constituido en un programa de alto nivel bastante utilizado en ingeniería.

La descripción de los pines se muestra detalladamente en la Figura A.2

AI 8	34	68	AI 0
AI 1	33	67	AI GND
AI GND	32	66	AI 9
AI 10	31	65	AI 2
AI 3	30	64	AI GND
AI GND	29	63	AI 11
AI 4	28	62	AI SENSE
AI GND	27	61	AI 12
ACH13	26	60	AI 5
ACH0	25	59	AI GND
AIGND	24	58	AI 14
ACH15	23	57	AI 7
AO 0 ¹	22	56	AI GND
AO 1 ¹	21	55	AO GND
EXT REF ¹	20	54	AO GND
P0.4	19	53	D GND
D GND	18	52	P0.0
P0.1	17	51	P0.5
P0.6	16	50	D GND
D GND	15	49	P0.2
+5 V	14	48	P0.7
D GND	13	47	P0.3
D GND	12	46	AI HOLD
PFI 0/AI START	11	45	EXT STROBE
PFI 1/REF TRIG	10	44	D GND
D GND	9	43	PFI 2/AI CONV
+5 V	8	42	PFI 3/AI CTR 1 SRC
D GND	7	41	PFI 4/AI CTR 1 GATE
PFI 5/AO SAMP	6	40	CTR 1 OUT
PFI 6/AO START	5	39	D GND
DGND	4	38	PFI 7/AI SAMP
PFI 9/CTR 0 GATE	3	37	PFI 8/CTR 0 SRC
CTR 0 OUT	2	36	D GND
F OUT	1	35	D GND

Figura A.2 Nombres de los pines

Lo que se debe de considerar para poder realizar una buena adquisición

- Instalación del software real-time windows target
- Lectura de datos analógicos

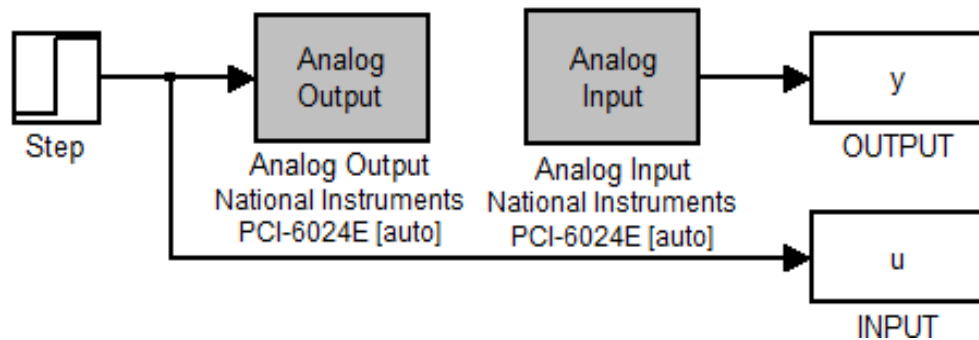


Figura A.3 Modelo

Debemos configurar el bloque Analog Input, seleccionémoslo y hagamos doble clic en él y aparecerá la pantalla de la figura A.4.

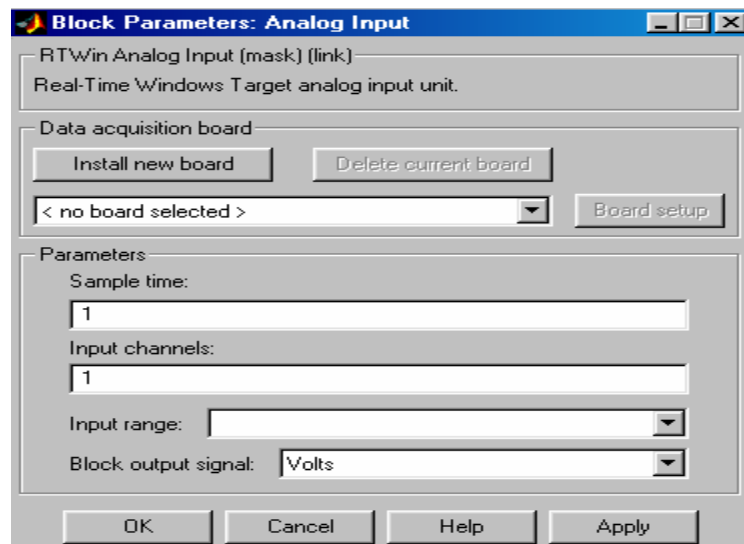


Figura A.4 Pantalla para configurar bloque Analog Input

Primero debe seleccionar de las tarjetas de adquisición de datos instaladas en su computador, la que está usando (en este caso National Instruments PCI-6024E). Observe la figura A.5

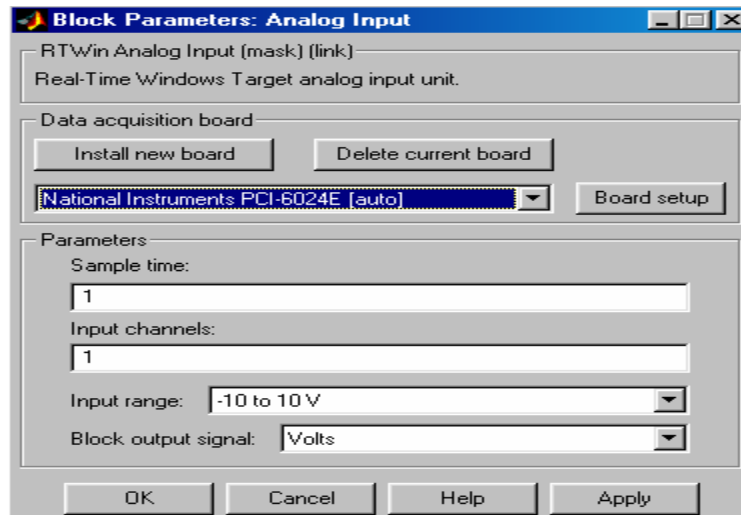


Figura A.5 Selección de DAQ National Instruments PCI-6024E

Aparecerá en el modelo del proyecto el bloque AnalogInput indicando la tarjeta seleccionada, se muestra en la figura A.6.

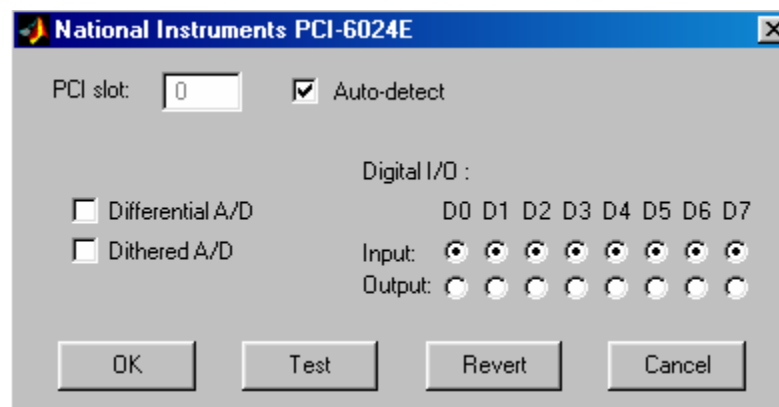


Figura A.6 Pantalla para test de tarjeta DAQ

Pulse Test para verificar el estado de la tarjeta; en caso de estar en perfecto estado envía un mensaje con la pantalla mostrada en la figura A.7.

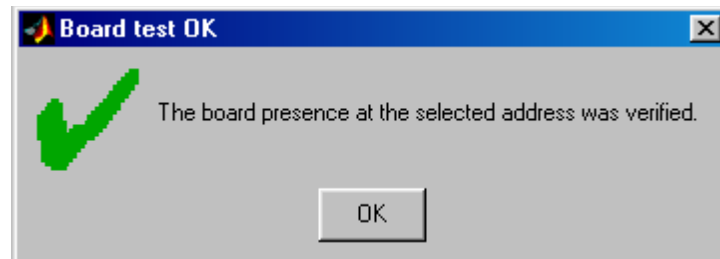


Figura A.7 Pantalla de verificación de DAQ.

En esa pantalla pulsamos OK y regresamos a pantalla de configuración. Ahora configuramos el período de muestreo a utilizar y los canales a utilizar en la lectura de datos analógicos, como muestra la figura A.8.

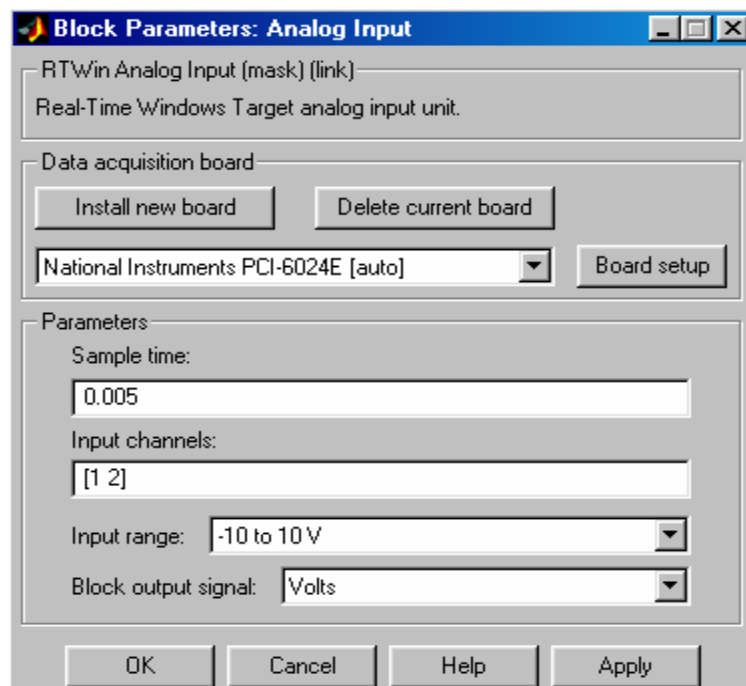


Fig. A.8. Configura período de muestreo y canales de lectura

Finalizamos pulsando OK. Continúa la configuración de los parámetros de la presentación de la simulación. En la barra de menús Tools del modelo, seleccionar Externalmode control panel. Aparece la pantalla mostrada en la figura A.9.

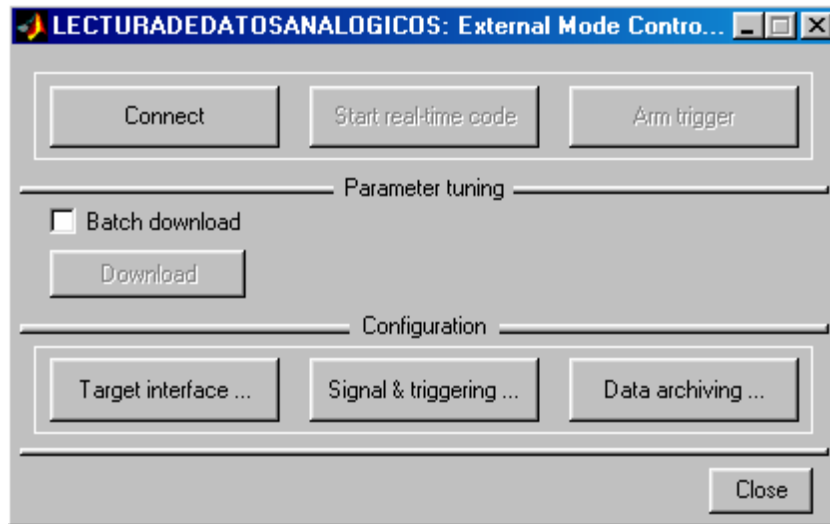


Fig. A.9. Pantalla External Mode Control Panel

Seleccionar la opción Target interface, escribir en el MEX-file: rtwinext. Observe la figura A.10.

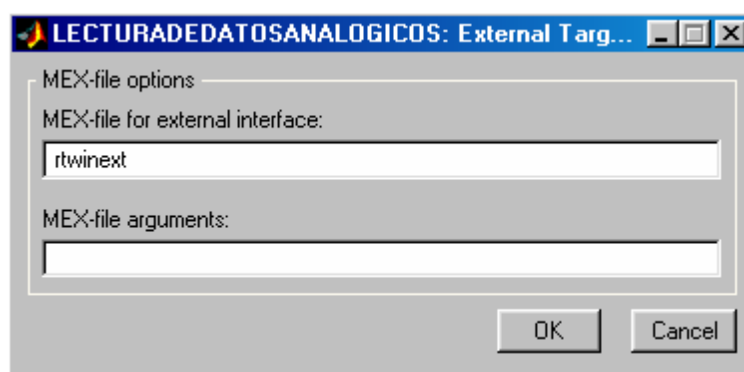


Fig.A.10. Configuración del MEX-file

Con OK, regresamos a pantalla Externalmode control panel, seleccionar signal&triggering.

Configurar el número de datos adquiridos que presentarán los bloques Scope y almacenarán los bloques ToWorkspace.

Observe figura A.11

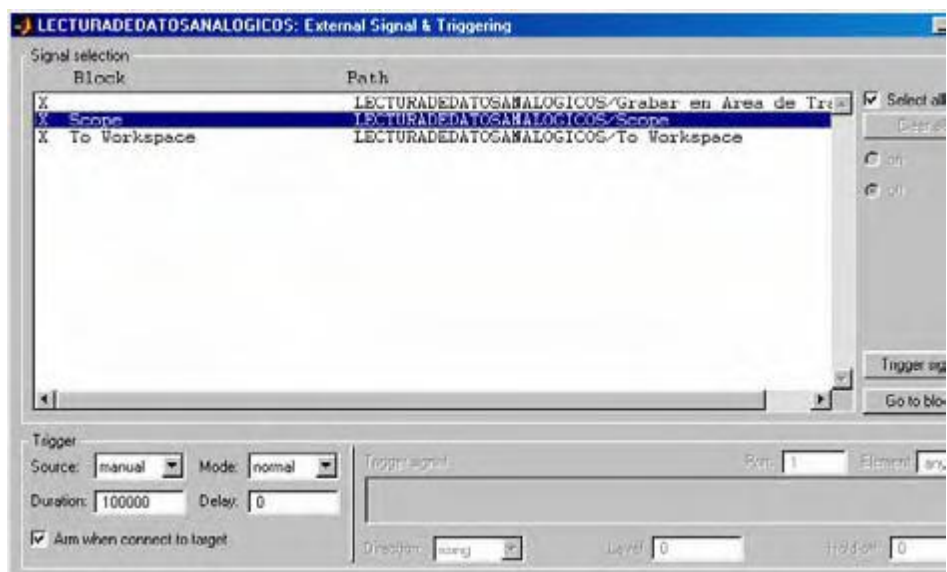


Fig. A.11. Configurar número de puntos que presentarán los Scope.

Luego pulsamos Apply y Close para terminar esta configuración. Continúa ahora la configuración de los parámetros de simulación.

En la barra de menús Simulation del modelo, seleccionar Solver y aparece pantalla de la figura A.12.

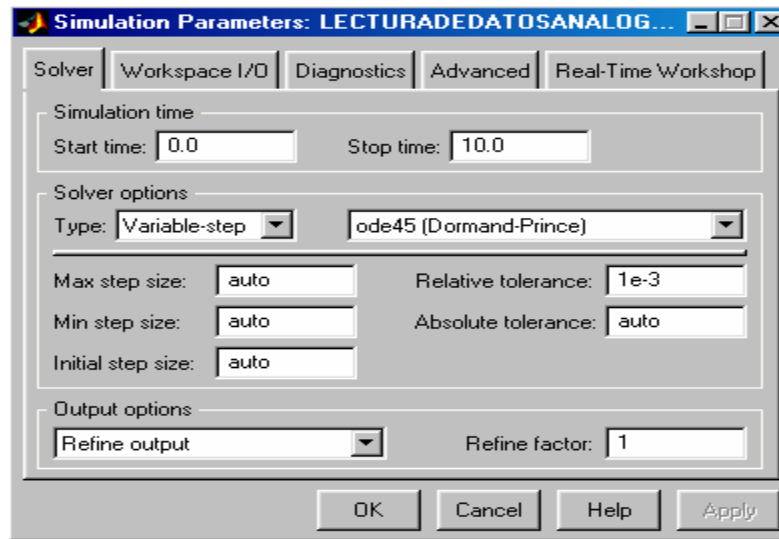


Fig. A.12. Configurar solución de simulación.

Seleccionamos tipo de solución Fixed-step y Ode5. Observe figura A.13.

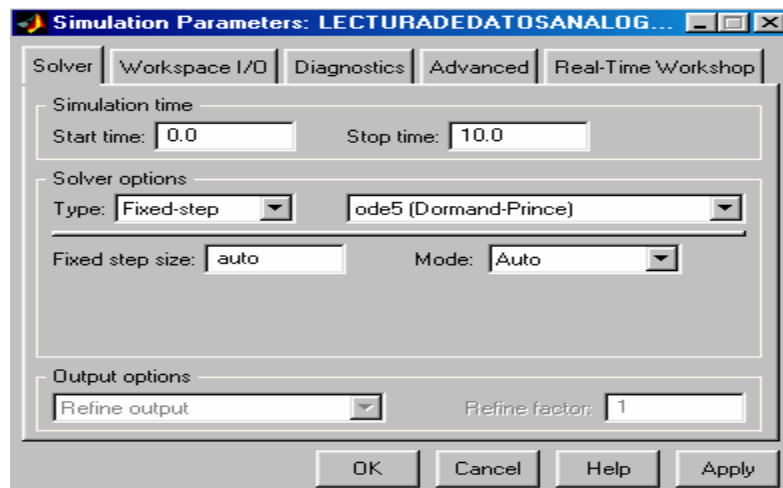


Fig. A.13. Selección del modo de solución.

En la misma pantalla seleccionar Real-Time Workshop. Aquí configuraremos las opciones de creación y ejecución en tiempo real. Aparece inicialmente la pantalla de la figura A.14.

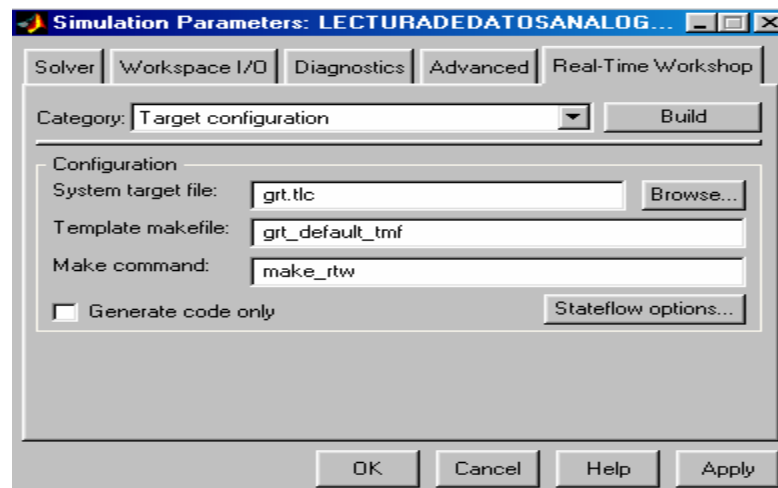


Fig. figura A.14.. Pantalla de configuración de opciones de creación y ejecución en tiempo real.

Al pulsar Browse, aparecen los diferentes archivos para el manejo de creación y ejecución en tiempo real. Seleccionar :rtwin.tlc.

Observe figura A.15

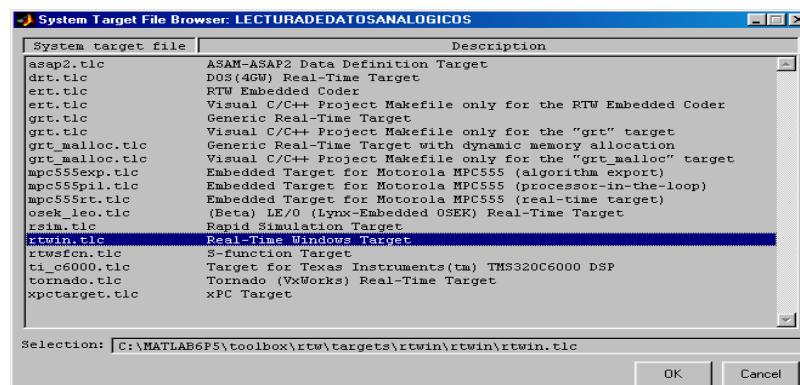


Fig. A.15. Selección de manejador rtwin.tlc.

Pulse OK y aparece inicialmente la pantalla de la figura A.16 que muestra la opción seleccionada

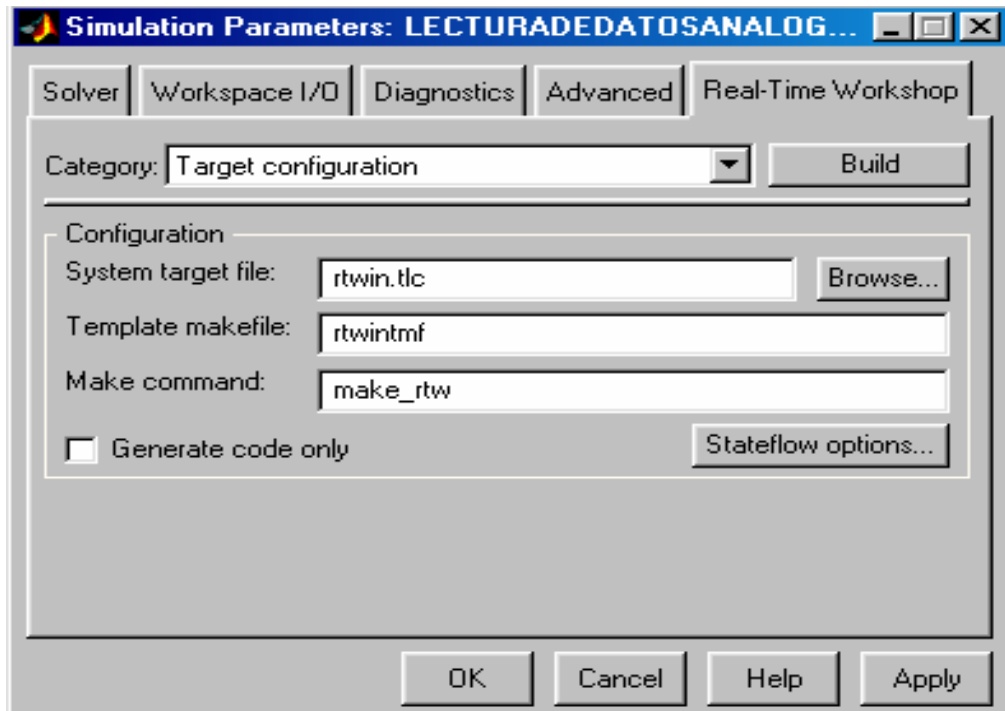


Fig. A.16. Manejador rtwin.tlc para la DAQ.

Luego de pulsar OK, hemos terminado la configuración de la lectura de datos analógicos.

Para realizar la adquisición de datos de lectura analógica; en la barra de menús Simulation del modelo, seleccionar External, como muestra la figura A.17

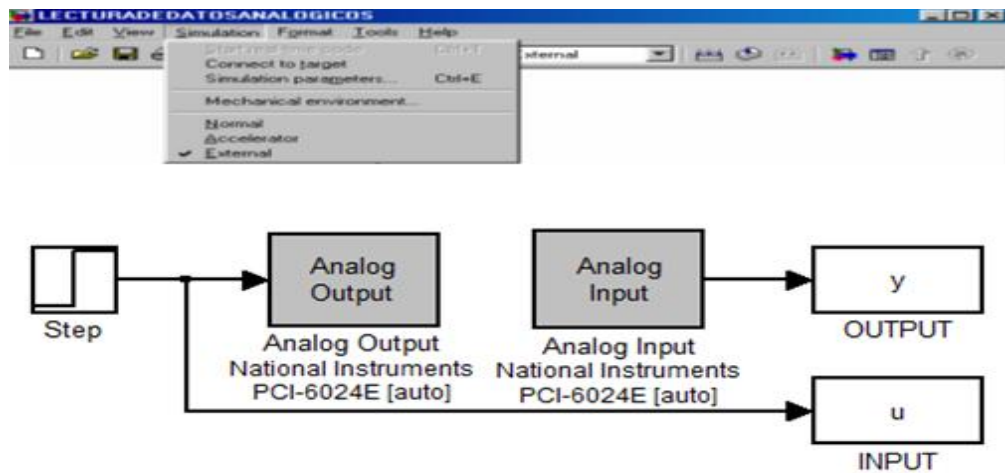


Fig. A.17. Selección del modo External.

Luego debemos ordenar que se construya el modelo diseñado, para ello en la barra de menús Simulation del modelo, seleccionar SimulationParameters y Build, como muestra la figura A.18.

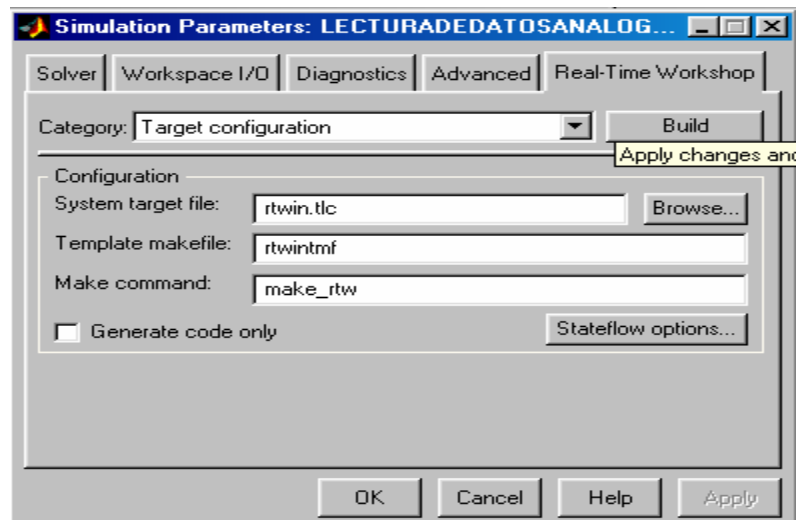
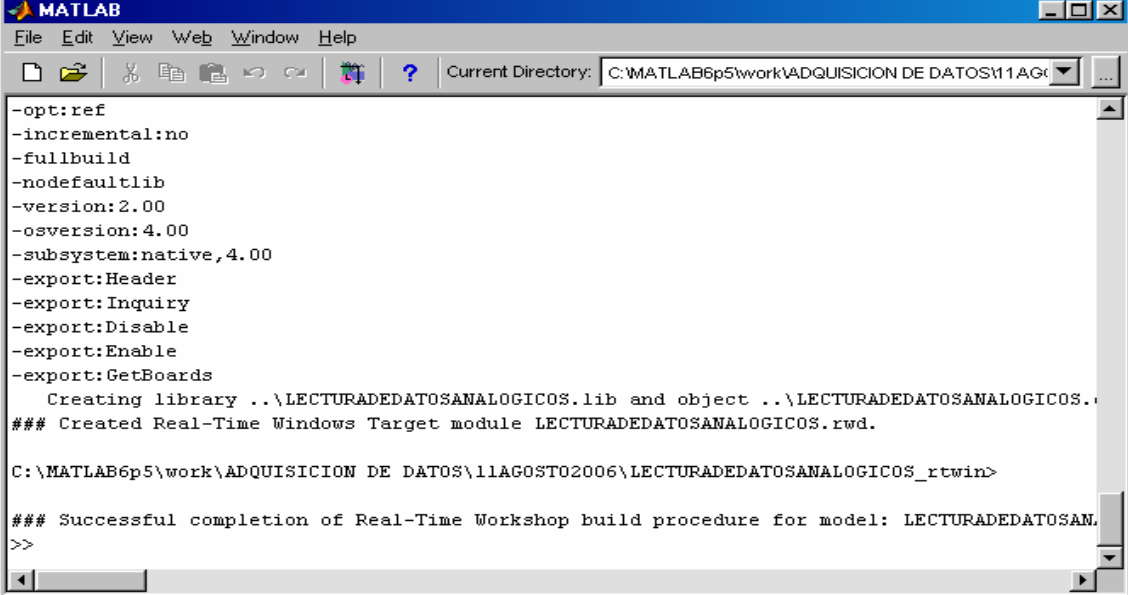


Fig. A.18. Orden de construcción del modelo.

El proceso de construcción se puede observar en la pantalla del Matlab, mediante mensajes como se aprecia en la figuras A.19.



```
MATLAB
File Edit View Web Window Help
Current Directory: C:\MATLAB6p5\work\ADQUISICION DE DATOS\11AG...
-opts:ref
-incremental:no
-fullbuild
-nodefaultlib
-version:2.00
-osversion:4.00
-subsystem:native,4.00
-export:Header
-export:Inquiry
-export:Disable
-export:Enable
-export:GetBoards
  Creating library ..\LECTURADEDATOSANALOGICOS.lib and object ..\LECTURADEDATOSANALOGICOS...
### Created Real-Time Windows Target module LECTURADEDATOSANALOGICOS.rwd.

C:\MATLAB6p5\work\ADQUISICION DE DATOS\11AGOSTO2006\LECTURADEDATOSANALOGICOS_rtwin>

### Successful completion of Real-Time Workshop build procedure for model: LECTURADEDATOSAN...
>>
```

Fig. A.19.. Mensajes del proceso de construcción.

ANEXO B

TEOREMAS DE LA TRANSFORMADA DE LAPLACE

Teoremas	
Multiplicación por una constante	$\mathcal{L}\{kf(t)\} = kF(s)$
Suma y resta	$\mathcal{L}\{f_1(t) \pm f_2(t)\} = F_1(s) \pm F_2(s)$
Diferenciación	$\mathcal{L}\left[\frac{df(t)}{dt}\right] = sF(s) - f(0)$ $\mathcal{L}\left[\frac{d^n f(t)}{dt^n}\right] = s^n F(s) - s^{n-1}f(0) - s^{n-2}f'(0) - \dots - sf^{(n-2)}(0) - f^{(n-1)}(0)$
	en donde
	$f^{(k)}(0) = \left. \frac{d^k f(t)}{dt^k} \right _{t=0}$
Integración	$\mathcal{L}\left[\int_0^t f(\tau) d\tau\right] = \frac{F(s)}{s}$ $\mathcal{L}\left[\int_0^{t_1} \int_0^{t_2} \dots \int_0^{t_n} f(\tau) d\tau dt_1 dt_2 \dots dt_{n-1}\right] = \frac{F(s)}{s^n}$
Traslación en tiempo	$\mathcal{L}\{f(t - T)u(t - T)\} = e^{-Ts}F(s)$
Teorema de valor inicial	$\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} sF(s)$
Teorema de valor final	$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s)$ si $sF(s)$ no tiene polos en/o a la derecha del eje imaginario en el plano s
Traslación compleja	$\mathcal{L}\{e^{\pm \alpha t} f(t)\} = F(s \pm \alpha)$
Convolución real	$F_1(s)F_2(s) = \mathcal{L}\left[\int_0^t f_1(\tau)f_2(t - \tau) d\tau\right]$ $= \mathcal{L}\left[\int_0^t f_2(\tau)f_1(t - \tau) d\tau\right] = \mathcal{L}\{f_1(t) * f_2(t)\}$

ANEXO C

TRANSFORMADA DE LAPLACE Y TRANSFORMADA Z

	$X(s)$	$x(t)$	$x(kT)$ ó $x(k)$	$X(z)$
1			Delta Kronecker $\delta_0(k) = \begin{cases} 1, k=0 \\ 0, k \neq 0 \end{cases}$	1
2			$\delta_0(n-k) = \begin{cases} 1, n=k \\ 0, n \neq k \end{cases}$	z^{-k}
3	$\frac{1}{s}$	1(t)	1(k)	$\frac{1}{1-z^{-1}}$
4	$\frac{1}{s+a}$	e^{-at}	e^{-akT}	$\frac{1}{1-e^{-aT}z^{-1}}$
5	$\frac{1}{s^2}$	t	kT	$\frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})^2}$
6	$\frac{2}{s^3}$	t^2	$(kT)^2$	$\frac{T^2z^{-1}(1+z^{-1})}{(1-z^{-1})^3}$
7	$\frac{6}{s^4}$	t^3	$(kT)^3$	$\frac{T^3z^{-1}(1+4z^{-1}+z^{-2})}{(1-z^{-1})^4}$
8	$\frac{a}{s(s+a)}$	$1 - e^{-at}$	$1 - e^{-akT}$	$\frac{(1 - e^{-aT})z^{-1}}{(1-z^{-1})(1 - e^{-aT}z^{-1})}$
9	$\frac{b-a}{(s+a)(s+b)}$	$e^{-at} - e^{-bt}$	$e^{-akT} - e^{-bkT}$	$\frac{(e^{-aT} - e^{-bT})z^{-1}}{(1 - e^{-aT}z^{-1})(1 - e^{-bT}z^{-1})}$
10	$\frac{1}{(s+a)^2}$	te^{-at}	kTe^{-akT}	$\frac{Te^{-aT}z^{-1}}{(1 - e^{-aT}z^{-1})^2}$
11	$\frac{s}{(s+a)^2}$	$(1-at)e^{-at}$	$(1-akT)e^{-akT}$	$\frac{1 - (1+aT)e^{-aT}z^{-1}}{(1 - e^{-aT}z^{-1})^2}$
12	$\frac{2}{(s+a)^3}$	t^2e^{-at}	$(kT)^2e^{-akT}$	$\frac{1 - (1+aT)e^{-aT}z^{-1}}{(1 - e^{-aT}z^{-1})^2}$
13	$\frac{a^2}{s^2(s+a)}$	$at - 1 + e^{-at}$	$akT - 1 + e^{-akT}$	$\frac{[(aT - 1)e^{-aT} + (1 - e^{-aT} - aTe^{-aT})z^{-1}]z^{-1}}{(1-z^{-1})^2(1 - e^{-aT}z^{-1})}$
14	$\frac{w}{s^2 + w^2}$	$\sin wt$	$\sin wkT$	$\frac{z^{-1}\sin wT}{1 - 2z^{-1}\cos wT + z^{-2}}$

**CONTINUACIÓN ANEXO C:
TRANSFORMADA DE LAPLACE Y
TRANSFORMADA Z**

	$X(s)$	$x(t)$	$x(kT)$ ó $x(k)$	$X(z)$
15	$\frac{s}{s^2 + w^2}$	$\cos wt$	$\cos wkT$	$\frac{1 - z^{-1} \cos wT}{1 - 2z^{-1} \cos wT + z^{-2}}$
16	$\frac{w}{(s+a)^2 + w^2}$	$e^{-at} \sin wt$	$e^{-akT} \sin wkT$	$\frac{e^{-aT} z^{-1} \sin wT}{1 - 2e^{-aT} z^{-1} \cos wT + e^{-2aT} z^{-2}}$
17	$\frac{s+a}{(s+a)^2 + w^2}$	$e^{-at} \cos wt$	$e^{-akT} \cos wkT$	$\frac{1 - e^{-aT} z^{-1} \cos wT}{1 - 2e^{-aT} z^{-1} \cos wT + e^{-2aT} z^{-2}}$
18			a^k	$\frac{1}{1 - az^{-1}}$
19			a^{k-1} $k=1,2,3...$	$\frac{z^{-1}}{1 - az^{-1}}$
20			ka^{k-1}	$\frac{z^{-1}}{(1 - az^{-1})^2}$
21			$k^2 a^{k-1}$	$\frac{z^{-1}(1 + az^{-1})}{(1 - az^{-1})^3}$
22			$k^3 a^{k-1}$	$\frac{z^{-1}(1 + 4az^{-1} + a^2 z^{-2})}{(1 - az^{-1})^4}$
23			$k^4 a^{k-1}$	$\frac{z^{-1}(1 + 11az^{-1} + 11a^2 z^{-2} + a^3 z^{-3})}{(1 - az^{-1})^5}$
24			$a^k \cos k\pi$	$\frac{1}{1 + az^{-1}}$
25			$\frac{k(k-1)}{2!}$	$\frac{z^{-2}}{(1 - z^{-1})^3}$
26			$\frac{k(k-1)...(k-m+2)}{(m-1)!}$	$\frac{z^{-m+1}}{(1 - z^{-1})^m}$
27			$\frac{k(k-1)}{2!} a^{k-2}$	$\frac{z^{-2}}{(1 - az^{-1})^3}$
28			$\frac{k(k-1)...(k-m+2)}{(m-1)!} a^{k-m+1}$	$\frac{z^{-m+1}}{(1 - az^{-1})^m}$

BIBLIOGRAFIA

- [1] Hakvoort R.G., "System Identification for Robust Process Control", Prentice Hall, 1991
- [2] Ljung L., "Matlab User's Guide: System Identification Toolbox". Prentice Hall, 1988
- [3] Ljung L. y Glad T., "Modeling of dynamic Systems". Prentice Hall, 1994
- [4] Dorf R. C, "Modern Control Systems". 8va. Edicion, Ed. Adisson-Weley 1988
- [5] Shahian B., Hassul M., "Control System design Using Matlab". Ed. Prentice-Hall, 1993.
- [6] Ogata Katsuhiko, Ingeniería de Control Moderna, Prentice Hall, 2003.
- [7] Ogata Katsuhiko, Sistemas de control en tiempo discreto, Pearson Educación, 1996.
- [8] Ljung L., "System Identification. Theory for the user", Prentice Hall, 1987.
- [9] Ing. Del Pozo Juan, Prácticas de laboratorio de control Automático, <http://jdelpozo.espol.edu.ec/web/herramientas/referencias.asp>, febrero 2011.