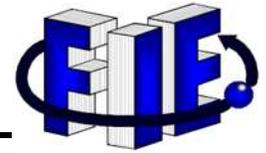




UNIVERSIDAD MICHOACANA  
DE SAN NICOLÁS DE HIDALGO

---

---



FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

“CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CD  
BASADO EN LA TARJETA HUMUSOFT AD 622”

TESIS

QUE, PARA OBTENER EL TÍTULO DE:  
INGENIERO EN ELECTRÓNICA

PRESENTA:  
ERNESTO QUINTERO OROZCO

ASESOR DE TESIS:  
DOCTOR EN CIENCIAS DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
GILBERTO GONZÁLEZ ÁVALOS

MORELIA, MICHOACÁN

ABRIL DEL 2015

# Agradecimientos

A mis padres David Quintero Espinosa y María Martha Orozco Torres, por el apoyo incondicional otorgado a lo largo de mi preparación académica y en mi formación personal, que gracias a los principios y valores inculcados desde mi infancia he podido forjar mis convicciones de vida para llevar a cabo este logro académico, gracias a la confianza, al subsidio y ante todo al cariño que me han proporcionado mis padres en todo momento.

A mis hermanos David y Mauricio compañeros de vida con los cuales he compartido la vida misma y que juntos hemos enfrentado y superado situaciones que acongojan, gracias a la unión y ayuda mutua que nos hace crecer juntos.

A mi asesor de tesis Dr. Gilberto González Ávalos y al personal docente que se compromete con su labor, en especial al Dr. José Juan Rincón Pasaye, que de manera incondicional brindaron los elementos necesarios para que la realización de este proyecto fuera posible, gracias a su verdadera vocación de profesores.

Al resto de familiares y amigos con los que se comparten las alegrías y las desgracias, gracias por aportar sus experiencias que de una u otra manera aportan sabiduría.

A mis compañeros de aula con los que hemos compartido técnicas de aprendizaje y colaboración, lo cual nos enseña a trabajar en equipo y dejar de lado las individualidades que convierten este mundo cada vez más desigual.

# Dedicatoria

Esta tesis la dedico mis padres David y Ma. Martha, que gracias a la confianza y cariño que depositan en mí he logrado un paso significativo en mi vida, por eso dedico este logro que aunque lleva mi nombre, se debe al esfuerzo de mis padres principalmente, ya que facilitaron las condiciones para que me dedicara a mi preparación académica.

También quisiera dedicar este trabajo a mis hermanos David y Mauricio, quienes han sido parte importante de mi desarrollo personal y que desde sus experiencias personales me motivaron y orientaron para lograr este cometido.

A los familiares y amigos que creyeron en mí y me animaban a seguir adelante con mi formación académica y que de alguna manera me motivaron a cumplir esta misión.

# Contenido

	Página
Agradecimientos.....	ii
Dedicatoria.....	iii
Contenido.....	iv
Resumen.....	vii
Abstract.....	viii
Lista de Figuras.....	ix
Lista de Tablas.....	xiii
Lista de Símbolos y Abreviaciones.....	xiv
<b>Capítulo 1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
1.1. Los controladores automáticos.....	2
1.2. Objetivo.....	3
1.3. Justificación.....	3
1.4. Metodología.....	4
1.5. Contenido de la tesis.....	5
<b>Capítulo 2. Antecedentes de controladores por medio de tarjeta DAQ.....</b>	<b>6</b>
2.1. Breve historia del control por computadora.....	7
2.2. La adquisición de datos.....	13
2.2.1. Etapas de la adquisición de datos.....	13
2.3. Instrumentación.....	15
2.3.1. Instrumentación electrónica.....	15
2.3.2. Instrumentación virtual.....	16
2.4. Digitalización de señales.....	18
2.4.1. Convertidor A/D-D/A.....	18
2.4.2. Error de conversión.....	21

	Página
2.5. Tipos de tarjetas de adquisición de datos.....	22
2.5.1. Componentes de las tarjetas DAQ.....	23
<b>Capítulo 3. La tarjeta HUMUSOFT AD 622 y Real Time Toolbox.....</b>	<b>26</b>
3.1. Lista de características.....	27
3.2. Especificaciones.....	27
3.2.1. Convertidor A/D.....	28
3.2.2. Convertidor D/A.....	29
3.2.3. Entradas digitales.....	29
3.2.4. Salidas digitales.....	30
3.3. Descripción de los conectores.....	30
3.4. Real Time Toolbox.....	32
3.4.1. Bloques en SIMULINK.....	33
3.4.2. Descripción de los bloques.....	34
<b>Capítulo 4. Controlador de velocidad.....</b>	<b>40</b>
4.1. Módulo controlador de velocidad de un motor de CD.....	40
4.1.1. Descripción del módulo.....	41
4.1.2. Funcionamiento del actuador.....	43
4.1.3. Funcionamiento del sensor de velocidad angular.....	43
4.2. Modelado del motor de CD en lazo abierto (LA).....	44
4.2.1. Modelado del sensor y del actuador del sistema.....	54
4.3. Modelado del motor de CD en lazo cerrado (LC).....	64
4.4. Control proporcional (P).....	68
4.5. Control proporcional integral (PI).....	73
4.6. Control proporcional integral derivativo (PID).....	78

	Página
<b>Capítulo 5. Conclusiones y Recomendaciones</b> .....	90
5.1. Conclusiones generales.....	90
5.2. Trabajos futuros.....	91
<b>Apéndices</b> .....	93
A. Habilidad de la librería Real Time Toolbox.....	93
B. Sintonización de los bloques implementados.....	95
C. Obtención de la F.T. de 2º orden con IDENT de MATLAB.....	100
<b>Bibliografía</b> .....	105

# Resumen

El control de velocidad de motores de CD (Corriente Directa) resulta de suma importancia en procesos tanto industriales como domésticos, de ahí la implementación de esta tesis, en donde se desarrolla un controlador de velocidad para un motor de CD basado en la tarjeta de adquisición de datos HUMUSOFT AD 622 que cuenta con la compatibilidad y soporte de SIMULINK, lo que proporciona una plataforma de trabajo versátil y eficiente en el momento de establecer un controlador automático.

En el desarrollo de este proyecto se mide la velocidad de giro de un motor de CD, la cual se pretende controlar automáticamente a un cierto valor de referencia, esto se lleva a cabo monitoreando la velocidad de giro del motor mediante un transductor para acondicionar la señal del mismo con el objetivo de que la información pueda ser interpretada por la tarjeta de adquisición de datos y realice la comunicación con la computadora en donde se procesa la información para interactuar con el diagrama de bloques de SIMULINK, de acuerdo a los parámetros del diseño del controlador, enviando la acción a realizar a la tarjeta de adquisición de datos y esta a su vez interactuando con el actuador para efectuar la acción de control.

En la realización de este trabajo se aplica instrumentación virtual, provista por la herramienta computacional SIMULINK, la cual permite diseñar controladores adaptables a los requerimientos del sistema en un ambiente gráfico de fácil manipulación, con el objetivo de efectuar control en tiempo real.

Las características de la tarjeta de adquisición de datos implementada, se describen en el contenido de este proyecto, así como el proceso de adquisición y digitalización realizados por la tarjeta para facilitar la comprensión del tema desarrollado.

**Palabras clave:** Motores de CD, tarjeta de adquisición de datos, HUMUSOFT AD 622, SIMULINK, velocidad de giro, computadora, instrumentación virtual, control en tiempo real, adquisición, digitalización.

# Abstract

Speed control DC (Direct Current) motors is paramount in both industrial and domestic processes, hence there the implementation of this thesis where a speed controller is developed for a DC motor based on the data acquisition board HUMUSOFT AD 622, that features compatibility and support SIMULINK, which provides a work platform versatile and efficient at the time of establishing an automatic controller.

In developing this project, the spin speed of a DC motor, is measured which intends to automatically control a certain reference value, though this is accomplished by monitoring the motor spin speed for a transducer to condition the signal so that the information can be interpreted by the data acquisition board and make communication with the computer, where the information is processed to interact with SIMULINK block diagram according to the design parameters of the controller, therefore sending the action to perform on the data acquisition board and then interact with the actuator to effect control action.

The development of this thesis is to provide virtual instrumentation by the SIMULINK computational tool, in which it allows the adaptable controllers design to the system requirements in an easily handled graphical environment, in order to perform real time control.

The characteristics of the data acquisition board implemented, is described in the content of this project, as well as the acquisition and digitization process undertaken by the board to facilitate understanding of the subject developed.

**Key words:** DC motors, data acquisition board, HUMUSOFT AD 622, SIMULINK, spin speed, computer, virtual instrumentation, real time control, acquisition, digitization.

# Lista de Figuras

	Página
2.1. Diagrama de control supervisorio.....	7
2.2. Diagrama de control digital directo.....	9
2.3. Módulos controladores de un solo lazo (a) Analógico (b) Digital.....	10
2.4. Controladores digitales.....	11
2.5. Diagrama de control distribuido.....	12
2.6. Diagrama de control distribuido de la compañía Pemex.....	12
2.7. Etapas de la adquisición de datos.....	14
2.8. Instrumentos electrónicos analógicos y digitales.....	16
2.9. Interacción de componentes en la instrumentación virtual.....	17
2.10. Etapas para la conversión A/D.....	19
2.11. Ejemplificación de conversión A/D.....	20
2.12. Esquema del convertidor D/A.....	20
2.13. Error de offset.....	21
2.14. Efecto aliasing.....	22
2.15. Diagrama de bloques de una tarjeta DAQ.....	25
3.1. Vista lateral de la tarjeta HUMUSOFT AD 622.....	26
3.2. Puertos de conexión de la tarjeta.....	30
3.3. Cable conector implementado para el acceso a los canales de la tarjeta.....	31
3.4. Bloques en SIMULINK de la librería.....	33
3.5. Bloque Adapter.....	35
3.6. Bloque de Entrada.....	35
3.7. Bloque de Entrada Almacenada.....	36
3.8. Bloque de Entrada Asíncrona.....	36
3.9. Bloque de Entrada Enmarcada.....	36
3.10. Bloque de Entrada de Activación por Disparo.....	37
3.11. Bloque de Salida.....	37
3.12. Bloque de Salida Almacenada.....	38

	Página
3.13. Bloque de Salida Asíncrona.....	38
3.14. Bloque de Salida Enmarcada.....	38
3.15. Bloque de Salida de Activación por Disparo.....	39
4.1. Aspecto externo del módulo de control de velocidad de un motor de CD.....	40
4.2. Diagrama de bloques del módulo.....	41
4.3. Panel frontal del módulo.....	41
4.4. Diagrama de bloques y conexión del panel externo.....	42
4.5. Esquema del actuador PWM.....	43
4.6. Esquema del sensor de velocidad.....	43
4.7. Comportamiento del PWM bajo las condiciones mínimo, intermedio y máximo de izquierda a derecha respectivamente.....	45
4.8. Diagrama de bloques del sistema en lazo abierto.....	45
4.9. Diagrama esquemático del motor de CD.....	46
4.10. Diagrama de bloques del motor de CD.....	47
4.11. Respuesta teórica al escalón unitario del motor de CD.....	48
4.12. Respuesta al escalón (azul) mediante una señal oscilatoria TTL (rojo).....	50
4.13. Diagrama de bloques para obtención virtual de la respuesta al escalón.....	51
4.14. Respuesta al escalón en lazo abierto mediante instrumentación virtual.....	52
4.15. Respuesta al escalón en lazo abierto mediante simulación.....	53
4.16. Sistema del motor de CD en lazo abierto.....	54
4.17. Obtención de CT contra Vi y pendiente de la recta de aproximación.....	56
4.18. Diagrama de bloques en SIMULINK del actuador virtual.....	57
4.19. Visualización del osciloscopio en SIMULINK del actuador virtual.....	58
4.20. Obtención de % Desplazamiento del diente de sierra contra % CT y ecuación característica.....	59
4.21. Visualización del comportamiento del actuador virtual bajo las condiciones mínimo, intermedio y máximo de izquierda a derecha respectivamente.....	60
4.22. Obtención de Vs contra f y pendiente de la recta de aproximación.....	62
4.23. Diagrama de bloques en SIMULINK del sensor virtual.....	64

	Página
4.24. Sistema de control de velocidad del motor CD.....	64
4.25. Diagrama de bloques de control en lazo cerrado del sistema.....	65
4.26. Respuesta al escalón en LA (verde) y en LC (azul).....	66
4.27. Diagrama de bloques en SIMULINK de la simulación del modelo virtual en LC.....	67
4.28. Respuesta al escalón en LC de los modelos virtuales.....	67
4.29. Controlador Proporcional conectado al sistema.....	68
4.30. Respuesta al escalón del controlador P para diferentes valores de $K_p$ .....	69
4.31. Diagrama de bloques en SIMULINK del controlador P.....	70
4.32. Señal de referencia y señal PWM generada del controlador P.....	71
4.33. Señal analógica del módulo y señal de error del controlador P.....	72
4.34. Diagrama de bloques del controlador PI.....	73
4.35. Respuesta al escalón del controlador PI para diferentes $K_p=K_i$ .....	74
4.36. Periodos de establecimiento para ganancias relativamente grandes.....	75
4.37. Diagrama de bloques en SIMULINK del controlador PI.....	76
4.38. Señal de referencia y señal PWM generada del controlador PI.....	76
4.39. Señal analógica del módulo y señal de error del controlador PI.....	77
4.40. Diagrama de bloques del controlador PID.....	78
4.41. Variaciones $K_d$ del controlador PID.....	80
4.42. Variaciones $K_p$ del controlador PID.....	81
4.43. Variaciones $K_i$ del controlador PID.....	82
4.44. Diagrama de bloques en SIMULINK del controlador PID.....	83
4.45. Respuesta al escalón del controlador PID.....	84
4.46. Salida del actuador generada en SIMULINK para condiciones mínimo, intermedio y máximo de izquierda a derecha respectivamente.....	85
4.47. Señal PWM generada, correspondiente a una referencia de 2.5V.....	85
4.48. Señal analógica del módulo y señal de error del controlador PID.....	86
4.49. Obtención de la referencia contra velocidad angular y recta de aproximación...	88
A.1. Añadir ruta de acceso.....	93

	Página
A.2. Búsqueda y anexo de la carpeta de interés.....	94
A.3. Librería Real Time Toolbox y Demos.....	95
B.1. Visualización de los parámetros de la configuración general del RT In.....	96
B.2. Selección del adaptador.....	96
B.3. Selección del controlador en el bloque Adapter.....	97
B.4. Tipo de entradas del RT In.....	97
B.5. Unidades de salida del bloque RT In.....	98
B.6. Visualización de los parámetros de configuración avanzada del RT In.....	99
B.7. Visualización de los parámetros de la configuración general del RT Out.....	99
B.8. Visualización de los parámetros de configuración avanzada del RT Out.....	100
C.1. Función en MATLAB y variables de interés.....	101
C.2. Importación de las variables en el dominio del tiempo.....	102
C.3. Importación de datos.....	102
C.4. Selección de “Modelos a procesar”.....	103
C.5. Configuración de “Modelos a Procesar” para estimar F.T. de 2º Orden.....	104
C.6. Obtención de los parámetros de la F.T. de 2º Orden.....	104

# Lista de Tablas

	Página
3.1. Especificaciones del convertidor A/D.....	28
3.2. Especificaciones del convertidor D/A.....	29
3.3. Especificaciones de las entradas digitales.....	29
3.4. Especificaciones de las salidas digitales.....	30
3.5. Asignación de pines.....	32
3.6. Descripción de bloques de la librería Real Time Toolbox.....	34
4.1. Modos de operación del módulo utilizado.....	42
4.2. Resultados en lazo abierto.....	44
4.3. Respuesta teórica al escalón.....	49
4.4. Mediciones obtenidas al variar $V_i$ y analizar el actuador.....	56
4.5. Mediciones obtenidas al variar la referencia y analizar el sensor.....	61
4.6. Equivalencias de velocidad respecto a la referencia.....	87

# Lista de Símbolos y Abreviaturas

ADC	Convertidor Analógico Digital
A/D	Analógico/Digital
a.C.	Antes de Cristo
CD	Corriente Directa
CMRR	Reacción de Rechazo en Modo Común
CPU	Unidad Central de Procesamiento
$CT$	Ciclo de Trabajo
DAQ	Adquisición de Datos
DCS	Sistemas de Control Distribuido
DVD	Disco Versátil Digital
D/A	Digital/Analógico
$e$	Número de Euler ó Constante de Napier
$e_a$	Fuerza Contra-Electromotriz de Armadura
FIFO	Primero en Entrar Primero en Salir
$F_m$	Frecuencia de Muestreo
F.T.	Función de Transferencia
$f$	Frecuencia
$G$	Función de Transferencia del Motor
$G_K$	Función de Transferencia de las Ganancias
$G_{LC}$	Función de Transferencia en Lazo Cerrado
$G_P$	Función de Transferencia del Sistema y el Controlador P
$G_{PI}$	Función de Transferencia del Sistema y el Controlador PI
$G_{PID}$	Función de Transferencia del Sistema y el Controlador PID
$G_1$	Función de Transferencia del Sistema Actuador-Motor-Sensor
I/O	Entrada/Salida
$i_a$	Corriente de Armadura
$J$	Momento de Inercia de la Carga Rotacional

$K$	Ganancia del Motor
$KHz$	Kilo-Hertz
$K_a$	Ganancia del Actuador
$K_d$	Ganancia Derivativa
$K_e$	Ganancia de Fuerza Contra-Electromotriz
$K_i$	Ganancia Integral
$K_P$	Ganancia Proporcional
$K_s$	Ganancia del Sensor
$K_2$	Constante de Proporcionalidad del Actuador
$K_3$	Constante de Proporcionalidad del Sensor
$K_\tau$	Ganancia del Torque
$L$	Inductancia
LA	Lazo Abierto
LC	Lazo Cerrado
LCD	Pantalla de Cristal Líquido
LSB	Bit Menos Significativo
$L_a$	Inductancia de Armadura
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Metal-Óxido-Semiconductor
Máx.	Máximo
Mín.	Mínimo
$mA$	Miliamperios
$mV$	Milivolts
$N$	Número de Dientes del Encoder
$n$	Número de Bits
P	Proporcional
PC	Computadora Personal
PCI	Interconexión de Componentes Periféricos
PD	Proporcional Derivativo
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PWM	Modulación de Ancho de Pulso

$pF$	Pico-Faradios ( $10^{-12}$ Faradios)
$R_a$	Resistencia de Armadura
RC	Resistiva Capacitiva
RT In	Entrada en Tiempo Real
RT Out	Salida en Tiempo Real
$r(t)$	Referencia de Velocidad
$rps$	Revoluciones Por Segundo
SAD	Sistema de Adquisición de Datos
S1	Interruptor de la Entrada Analógica del Módulo
S2	Interruptor del PWM del Módulo
$T$	Tiempo, Período
TTL	Lógica Transistor a Transistor
$T_H$	Tiempo en Alto
$T_L$	Tiempo en Bajo
$V$	Volts
$V_E$	Valor del Escalón
$V_M$	Voltaje de la Fuente Conectada al Puente “H”
$V_a$	Voltaje de Armadura
$V_i(t)$	Voltaje de Entrada al Actuador
$V_{m\acute{a}x}$	Voltaje Máximo de la Señal Analógica
$V_s(t)$	Voltaje Entregado por el Sensor
$V/\mu s$	Relación de Voltaje con Respecto al Tiempo
$^{\circ}C$	Grados Centígrados  Celsius
T	Constante de Tiempo del Motor
$\Omega$	Ohms
$\mu$	Coefficiente de Fricción Viscosa
$\mu s$	Micro-segundos
$\tau$	Torque del Motor
$\omega(t)$	Velocidad angular

# Capítulo 1

## Introducción

En la elaboración de este proyecto se implementaron controladores por medio de PC (computadora personal), con la ayuda de la tarjeta DAQ (adquisición de datos) HUMUSOFT AD 622 que cuenta con la compatibilidad y soporte de SIMULINK, brindando la posibilidad de implementar control en tiempo real, lo que hizo posible el desarrollo de este proyecto y con el cual se controló la velocidad de un motor de CD.

El control de velocidad de los motores de CD resulta esencial en muchos procesos industriales y hasta domésticos, tales como elevadores, impresoras, ventiladores, la tracción de vehículos eléctricos, la apertura y cierre de compuertas, lectores de discos de información como discos compactos, DVD y Blu-ray, además de muchas otras aplicaciones, por lo cual resulta de gran utilidad la implementación de controladores versátiles adaptables a cada requerimiento.

El control de velocidad en este desarrollo se basó en la medición de la velocidad de un motor de CD, con lo que se acondicionó dicha medición para ser procesada por la tarjeta HUMUSOFT AD 622, la cual interactúa con un controlador proporcionado por la herramienta computacional SIMULINK, en el cual se introducen los parámetros de diseño del controlador que responde a los estímulos de la tarjeta DAQ y regresa a su vez la acción que se ha de llevar a cabo.

Es importante considerar los siguientes aspectos:

- La necesidad y practicidad que representa un control por PC.
- La automatización y control de procesos que pudieran resultar tediosos para los operadores.

- Brindar las herramientas y conceptos necesarios para la implementación del controlador.
- La fácil mutabilidad del controlador propuesto.
- La medición de un medio ambiente que proporcionaría los datos a procesar por la tarjeta en conjunto con las herramientas computacionales para llevar a cabo la acción de control.

## **1.1 Los controladores automáticos**

Como punto de partida y de manera intuitiva se puede definir el control automático como la técnica que proporciona las herramientas necesarias para ingeniar procesos autónomos, es decir, que funcionen solos, sin la necesidad de un operador. Este concepto intuitivo requiere restricciones, pero se acepta como introductorio.

El control automático ha tenido un rápido desarrollo en los últimos años. Sin embargo, a lo largo del tiempo ha sufrido un proceso de evolución que se inició, aproximadamente, en el año 300 a.C., cuando los griegos empezaron a tener la necesidad de medir empíricamente el tiempo, y que ha continuado con etapas tan importantes como lo fueron la revolución industrial y las guerras mundiales.

Cuando la máquina de vapor fue inventada y se dio inicio a la revolución industrial, se inició paralelamente la necesidad de realizar un sistema de control para poder manipular los diferentes parámetros de esta máquina. Un ejemplo de esto fue el desarrollo del regulador centrífugo de presión desarrollado por James Watt con el fin de controlar este parámetro en el sistema.

Tanto en la primera como en la segunda guerra mundial, la necesidad de implementar diferentes controles para barcos, aviones y demás, motivó y provocó que diferentes personas se vieran involucradas en el desarrollo de los mismos, dándose en estas etapas un gran aporte al desarrollo del control automático.

Desde el año de 1957, cuando empieza la era espacial y de la informática, y hasta nuestros días, con el desarrollo tecnológico en las diferentes áreas, el control automático es algo con lo que se convive día a día, haciendo que la vida de cada persona sea más fácil.

En resumen, a lo largo de la historia, el desarrollo de esta gran área ha estado estrechamente relacionado con la necesidad de los diferentes grupos humanos de manipular los diferentes sistemas con el objeto de conseguir que la vida humana sea más cómoda.

## **1.2 Objetivo**

El objetivo del presente trabajo de tesis es el diseño e implementación de un controlador de velocidad de un motor de CD basado en la tarjeta HUMUSOFT AD 622 compatible con SIMULINK, con lo cual se proporciona un entorno de control por computadora para el diseño del controlador, de manera sencilla y amigable, ofreciendo un ambiente de trabajo fácil de manipular sin que se alteren los componentes del sistema a controlar.

## **1.3 Justificación**

El control de velocidad de motores de CD es de suma importancia en muchos procesos industriales y domésticos, lo que ha dado paso a la realización de este proyecto, el cual ofrece una plataforma de trabajo versátil y fácil de manipular, adaptable a los requerimientos de los procesos a controlar.

Como ya se ha mencionado, las aplicaciones de control de velocidad de motores de CD son muy recurrentes y dadas las particularidades de cada caso, resulta complicado el diseño y la fabricación de un módulo controlador de velocidad de motores de CD universal, aunque actualmente se encuentran en el mercado dispositivos controladores de

velocidad con amplio ajuste a los requerimientos de los sistemas a controlar, sin embargo hoy en día gracias a la flexibilidad de las populares computadoras resulta conveniente y eficaz un control como el propuesto en este proyecto ya que la versatilidad de mutación del controlador proporcionaría una base para un controlador universal al cual habrán de adecuarse los parámetros de diseño del controlador deseado para cada caso particular sin hacer una modificación de los componentes del sistema a controlar sino solamente una modificación al diagrama de SIMULINK bastaría para la implementación de un control automático.

La versatilidad del controlador propuesto permitiría mediante una conexión a internet para la computadora personal que cuenta con la tarjeta de adquisición de datos y el controlador, realizar un control remoto desde cualquier lugar del mundo donde hubiese acceso a internet por medio de otra computadora prescindible de la tarjeta de adquisición de datos, para crear una comunicación remota y bien monitorear a la computadora controladora o incluso modificar o ajustar los parámetros del controlador.

## **1.4 Metodología**

El control de velocidad en desarrollo se basa en la medición de un medio ambiente, con lo que se acondiciona dicha medición para ser procesada por la tarjeta de adquisición de datos la cual interactúa con un controlador proporcionado por la herramienta computacional SIMULINK, en el cual se han introducido los parámetros de diseño del controlador que responde a los estímulos de la tarjeta de adquisición de datos y regresa a su vez la acción que se ha de llevar a cabo.

La metodología llevada a cabo para la realización de este proyecto se describe a continuación:

- Documentación relacionada con el objetivo de este proyecto para determinar la viabilidad del mismo.
- Acondicionamiento de las variables a medir para realizar el monitoreo necesario.

- Diseño del controlador deseado para la introducción de los parámetros al diagrama de bloques de SIMULINK.
- Pruebas de control en tiempo real.
- Corroborar el correcto funcionamiento del controlador implementado para su aprobación.

## 1.5 Contenido de la tesis

En el **Capítulo 1**, se da una breve introducción a este proyecto, se mencionan los antecedentes históricos que dieron nacimiento al control automático y se definen el objetivo, la justificación y la metodología de este proyecto.

En el **Capítulo 2**, se hace el referente histórico del control automático por medio de PC y tarjetas DAQ, además se definen los conceptos y etapas del sistema que conforma este proyecto para tener una mejor comprensión del trabajo desarrollado.

En el **Capítulo 3**, se presenta la tarjeta de adquisición de datos implementada, el paquete Real Time Toolbox y se describen los bloques empleados en SIMULINK de manera detallada para comprender el papel fundamental que juegan en la realización de este proyecto.

En el **Capítulo 4**, se analiza el módulo utilizado y los bloques que conforman el sistema a controlar, se simulan y se diseñan diferentes tipos de controladores automáticos para llevar a cabo el control de velocidad del motor de CD.

En el **Capítulo 5**, se describen las conclusiones del proyecto destacando las complicaciones y recomendaciones pertinentes que sirvan como referencia para trabajos futuros relacionados con este esquema.

## Capítulo 2

# Antecedentes de controladores por medio de tarjeta DAQ

Las tarjetas de adquisición de datos nacen con la necesidad de transmitir la información medida electrónicamente a las innovadoras computadoras personales en los años 70's, con el objetivo de reemplazar monitores de supervisión de procesos, por monitores de computadora que en la época, se destacaban por su capacidad de almacenamiento de información, interfaz amigable con el usuario y facilidad de comunicación con los equipos que registraban diversas variables de los procesos industriales. Paralelamente, aparecieron los DCS (Sistemas de Control Distribuido, de sus siglas en inglés), que eran más orientados a procesos de control y venían equipados con tecnología especializada en el campo de la supervisión de procesos.

La estandarización de las comunicaciones de las tarjetas de adquisición de datos surge con la comercialización de sistemas operativos normalizados y por demanda de los usuarios que se veían ante la problemática de intercomunicar aplicaciones de diferentes marcas entre si lo que dio paso a la credibilidad de la implementación de las tarjetas de adquisición de datos.

En resumen, desde la popularización de las computadoras, el desarrollo de aplicaciones amigables para los usuarios comunes ha sido prioridad para los investigadores y diseñadores de nuevas tecnologías, es por ello que se normalizó el diseño de tarjetas de adquisición de datos que prestarán estas facilidades, lo que brindó la posibilidad de desarrollar herramientas computacionales que aprovecharon la adquisición de datos para tomar acciones de control y monitoreo tanto en procesos industriales donde resultaba elemental mantener las condiciones físicas del sistema, como en trabajos de investigación,

dando resultados favorables, eficientes y compactos en comparación con los controladores tradicionales.

## 2.1 Breve historia del control por computadora

El diseño y fabricación de las tarjetas de adquisición de datos se llevó a cabo para desarrollar la función de traductor entre las computadoras y el mundo exterior.

El concepto de control por computadora surge a finales de la segunda guerra mundial. El enfoque era bélico y pretendía controlar misiles y aeronaves, aunque las computadoras de la época no permitieron lograrlo en ese momento.

Los primeros controladores por computadora que intervinieron en procesos industriales se desarrollaron a mediados de los años 50's como auxiliares en el monitoreo de variables, correspondiendo a un esquema de control supervisorio como el mostrado en la Figura 2.1. La principal función de la computadora era medir las variables a controlar o modificar los valores de referencia que eran enviados a controladores analógicos conectados al sistema.

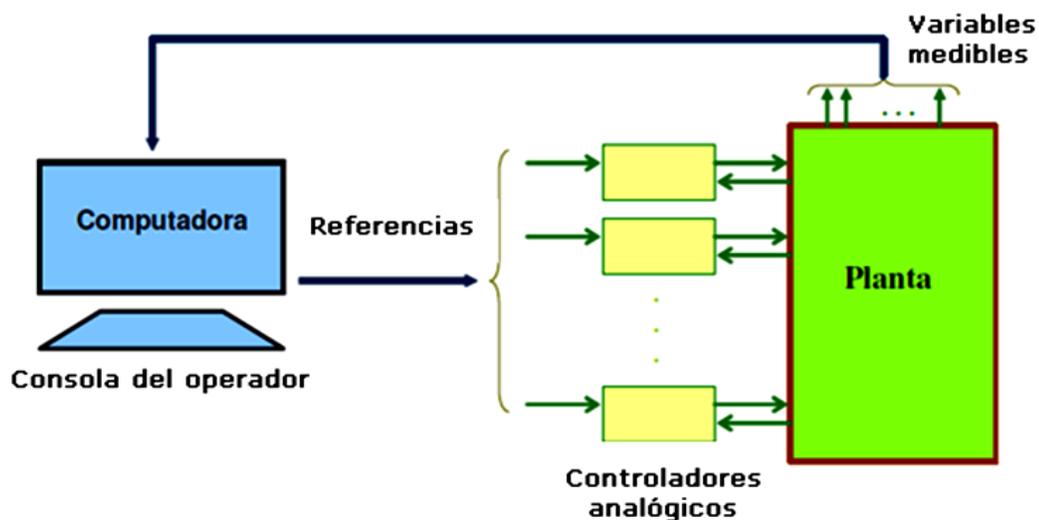


Figura 2.1. Diagrama de control supervisorio.

La implementación de las tarjetas de adquisición de datos va de la mano con el control por computadora o control digital, ya que sirve de traductor entre la computadora y el mundo exterior. El uso de este esquema ha evolucionado en el siguiente orden:

- Periodo pionero (fines de los 50's).
- Período del Control Digital Directo (inicios de los 60's).
- Periodo de las minicomputadoras (finales de los 60's).
- Periodo de las microcomputadoras (inicios de los 70's).
- Uso generalizado del control por computadora (1980 hasta nuestros días).
- Control distribuido (1990).

#### **Periodo pionero (fines de los 50's):**

Las primeras computadoras utilizadas en los procesos de control tenían la función de monitorear las variables de interés y ajustar los valores de referencia a los que se pretendía mantener al sistema. De 1956 a 1959: Se realiza el primer trabajo serio implantado en la unidad de polimerización de la refinería de Port Arthur Texas de la Texaco Oil Co. (Port Arthur Texas): Control supervisorio para 26 flujos, 72 temperaturas, 3 presiones y 3 concentraciones, el desarrollo lo realizó la compañía aeroespacial Thomson Ramo Woodridge. Las funciones esenciales que realizaba el controlador eran: minimizar la presión del reactor, determinar la distribución óptima entre los flujos de alimentación de 5 reactores, controlar el flujo de agua caliente hacia el interior del reactor, basado en las mediciones de actividad catalítica y en determinar la recirculación óptima.

#### **Periodo del Control Digital Directo (inicios de los 60's):**

En el esquema supervisorio no se utiliza la capacidad de cálculo de la computadora para ejecutar estrategias de control en tiempo real, sino solamente para determinar ajustes de los "set point" (entradas de referencia) de los controladores para optimizar o coordinar alguna estrategia global. Sin embargo, la computadora tiene la capacidad para desempeñarse en un lazo de control como se muestra en la Figura 2.2 y de esta manera

reemplazar los controladores analógicos conectados al proceso. El término Control Digital Directo se acuñó para dar énfasis al hecho de que la computadora controlaba el proceso directamente sin un controlador analógico de por medio. La tecnología digital pronto mostró su confiabilidad y flexibilidad y en 1962 (Imperial Chemical Industries en Inglaterra) se implanta el primer sistema que reemplaza todos los controladores analógicos de un proceso: medía 224 variables y controlaba 129 válvulas. Las ventajas económicas y la flexibilidad pronto generalizaron este enfoque.

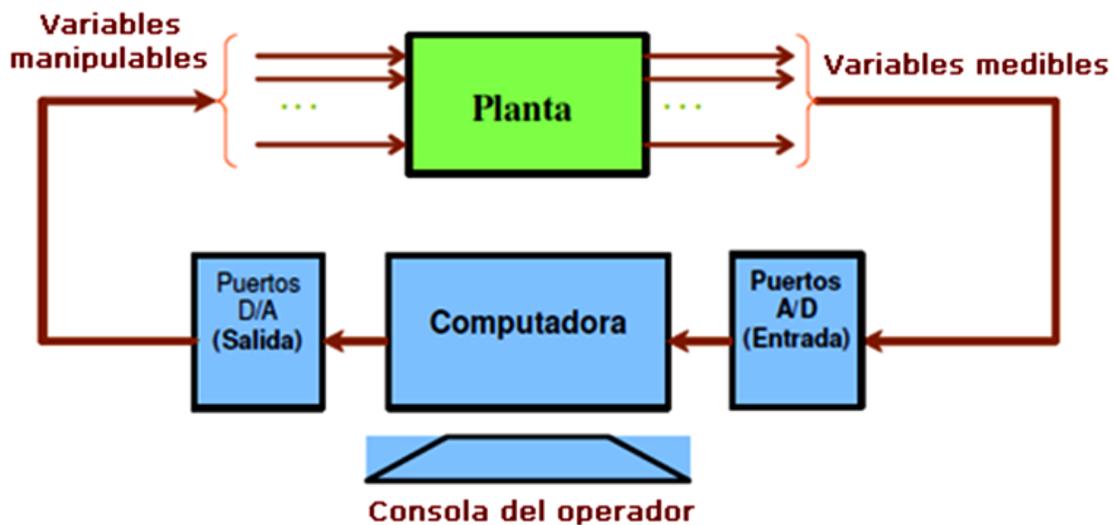


Figura 2.2. Diagrama de control digital directo.

### Periodo de las minicomputadoras (finales de los 60's):

Los avances en la tecnología de circuitos integrados permitió el desarrollo de computadoras cada vez más pequeñas, más rápidas y más poderosas, a fines de los 60s se acuñó el término minicomputadora para las computadoras basadas en la nueva tecnología que eran muy adecuadas para los requerimientos del control de procesos industriales. Una minicomputadora típica tenía una longitud de palabra de 16 bits, una memoria de 64 a 128 Kbyte, podía realizar una suma en  $2\mu s$  y una multiplicación en  $7\mu s$ , sin embargo, seguían siendo sistemas muy costosos en 1975 un mainframe (computadora central) típico de minicomputadora costaba alrededor de diez mil dólares, con lo cual un sistema completo para aplicaciones de control ascendía hasta unos cien mil dólares en total.

### Periodo de las microcomputadoras (inicios de los 70's):

Con el desarrollo del microprocesador en 1972 el costo y el tamaño de las computadoras se abatieron aún más. En 1980 la tarjeta principal de una computadora con el mismo poder que una minicomputadora de 1975 costaba unos quinientos dólares. Esto trajo como consecuencia prácticamente la desaparición de los controladores analógicos y su reemplazo por controladores digitales compactos de un solo lazo, basados en microcontroladores. En la Figura 2.3 se muestra el aspecto físico de un controlador analógico y un controlador digital de un solo lazo, ambos implementan controladores tipo PID.

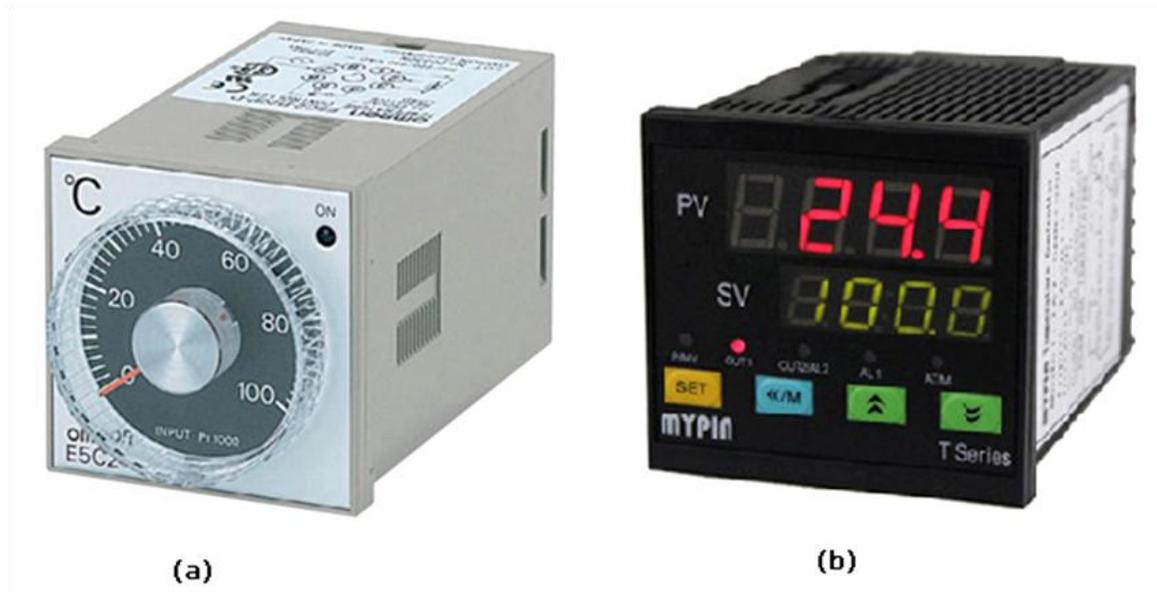


Figura 2.3. Módulos controladores de un solo lazo (a) Analógico (b) Digital.

A partir de los años 90 los microprocesadores se podían adquirir por unos pocos dólares, esto trajo un profundo impacto en las aplicaciones del control por computadora, al grado de que actualmente prácticamente todos los controladores están basados en computadora. Además, las industrias masivas como la automotriz impulsaron el desarrollo de computadoras de propósito especial en un solo circuito integrado llamadas microcontroladores, las cuales incluyen en un solo chip además de la CPU, memoria y puertos de entrada/salida, convertidores analógico/digital y digital/análogo, timers, y

otros dispositivos necesarios para una gran gama de aplicaciones en el control de procesos.

En la Figura 2.4 se muestran controladores digitales Yokogawa de un solo lazo, los cuales implementan las acciones clásicas de control P, PI, PD, PID, en forma digital, enriquecidas con algoritmos digitales de autosintonización, además de las prestaciones que aporta la interface visual que aporta una pantalla LCD en color que puede conmutar a diferentes modos y presentaciones como las mostradas.



Figura 2.4. Controladores digitales.

### **Primer sistema de Control Distribuido (en 1975, TDC2000 de Honeywell):**

El microcontrolador hizo económicamente posible diseñar computadoras especializadas en cada parte del proceso, de manera que en un tiempo ya se tenían computadoras interactuando y compartiendo las diferentes labores de control, supervisión, monitoreo, almacenamiento, todas ellas intercomunicadas mediante una red de área local también basada en computadoras. Este esquema mejoró notablemente la robustez del sistema global, la disponibilidad de los componentes, así como el la velocidad al realizar procesamiento en paralelo basado en múltiples computadoras. A este esquema se le denominó control distribuido como el mostrado en la Figura 2.5. El primer esquema de este tipo fue comercializado por Honeywell en 1975 y se denominó el TDC2000.

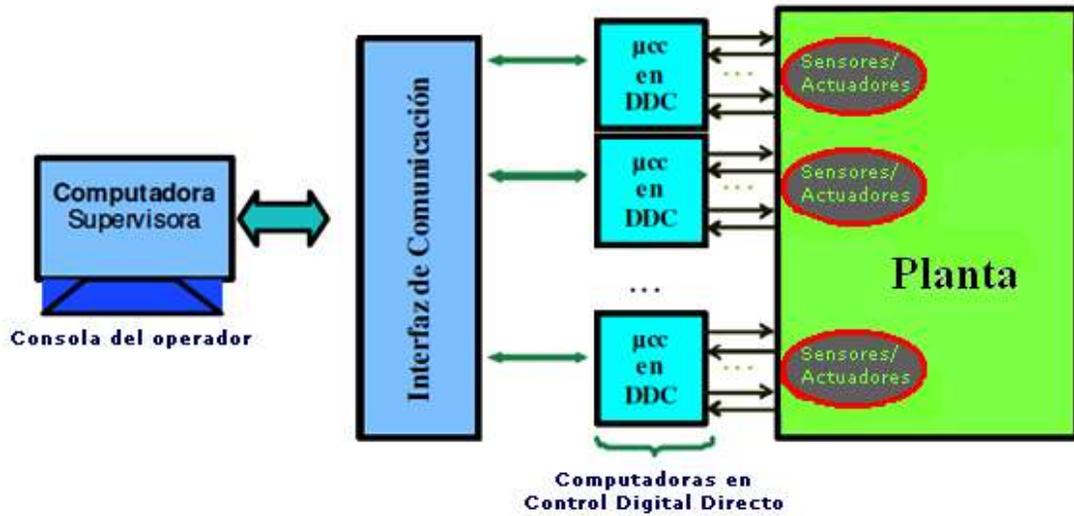


Figura 2.5 Diagrama de control distribuido.

En la actualidad las compañías de automatización diseñan prácticamente todos sus equipos pensados como una pieza de un sistema de control distribuido, por ejemplo, en la Figura 2.6 se muestra el diagrama de un sistema de control distribuido actual de la compañía PEMEX.



Figura 2.6 Diagrama de control distribuido de la compañía PEMEX.

## **2.2 La Adquisición de datos**

Las tarjetas de adquisición de datos nacen con la necesidad de generar una interfaz entre los fenómenos medidos electrónicamente y la computadora personal, gracias a que esta última ha cobrado gran popularidad y facilidad de manipulación en las últimas décadas, lo que dio origen a que se desarrollarán herramientas computacionales que prestarán este acoplamiento y con lo que se concibió la adquisición de datos por medio de tarjetas y plataformas computacionales que hicieron posible el control por computadora.

Un sistema de adquisición de datos SAD o DAQ, (Data Acquisition System) está diseñado fundamentalmente para la medida y el análisis de una o varias magnitudes físicas características de un sistema real, mientras que un sistema de control está preparado para la alteración de una o varias magnitudes del mismo con objeto de proporcionar una respuesta que modifique su comportamiento. Es decir, se toman registros de la señal de interés para que la tarjeta realice el acoplamiento entre la medición y la PC para realizar el procesamiento de la señal pertinente con el objeto de poder controlar su comportamiento de manera automática.

Para esto será necesario que la señal física pase por una serie de etapas que le permitan a la computadora ser capaz de interpretar la señal enviada. Una vez que las señales eléctricas se transformaron en digitales dentro de la memoria de la PC, se las puede procesar con un programa de aplicación adecuado al requerimiento que el usuario desea.

De la misma manera que se toma una señal eléctrica y se transforma en digital dentro de la computadora, se puede tomar una señal digital o binaria y convertirla en una eléctrica, de esta manera la PC puede enviar señales hacia dispositivos actuadores.

### **2.2.1 Etapas de la adquisición de datos**

Un sistema de adquisición de datos es el instrumento que nos sirve para adquirir datos de un proceso. Éste tiene las siguientes etapas:

1) **Los sensores o transductores.**- convierten un fenómeno o magnitud física (como por ejemplo temperatura, presión, luz, etc.) en una magnitud o señal eléctrica.

2) **La transmisión.**- permite enviar las señales de salida de una etapa hacia otra situada en una localización remota.

3) **Acondicionamiento.**- Un sistema de acondicionamiento de señal transforma a la señal filtrándola, aislándola, convirtiéndola o amplificándola para su acoplamiento a los requerimientos de la tarjeta.

4) **Adquisición.**- Un sistema de adquisición de datos convierte la señal analógica a digital, lo que hace posible un posterior procesamiento y almacenamiento mediante el uso de una computadora.

5) **Computadora.**- Un sistema de procesamiento de señal, dentro de la computadora, consiste en la realización de operaciones sobre la información digital obtenida: decisiones para el control de un sistema, detección de situaciones de alarma, corrección de medidas, almacenamiento y reportes de información, etcétera; transformando los datos obtenidos en información útil para el usuario.

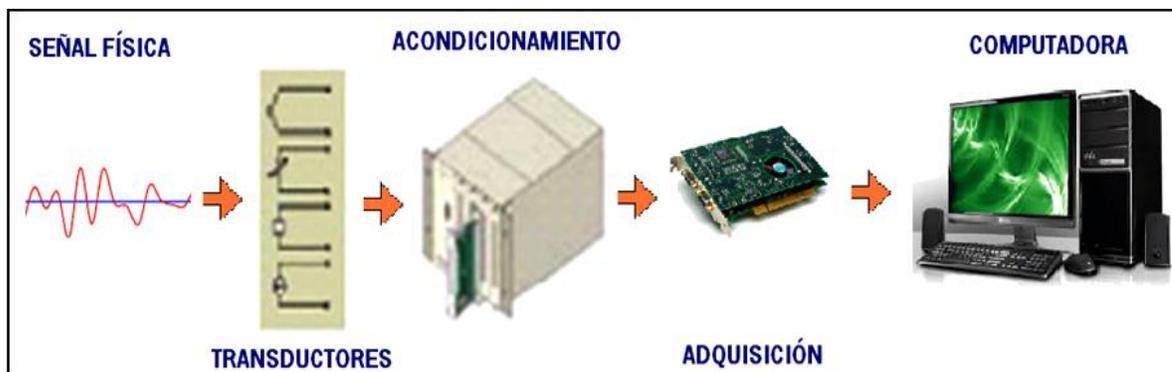


Figura 2.7. Etapas de la adquisición de datos.

En la Figura 2.7 se representan las etapas que conforman la adquisición de datos las cuales forman parte esencial en la realización de esta tesis que se basa en la tarjeta HUMUSOFT AD 622 y para la cual es premisa el proceso descrito anteriormente.

## **2.3 Instrumentación**

La instrumentación es empleada como una herramienta de medición de magnitudes físicas por medio de dispositivos diseñados para tales propósitos y dada la inmensidad de variables que al ser moderno le interesa medir o monitorear, así mismo se acondicionan diferentes instrumentos de medición que logran este objetivo para las diferentes variables.

La obtención de las magnitudes de los fenómenos medidos por medio de la instrumentación se puede dividir en dos ramos dependiendo del proceso mediante el cual se haga el monitoreo, el modo tradicional es a través de dispositivos electrónicos analógicos o digitales por medio de los cuales se lleva a cabo el censado, el acondicionamiento y la visualización de la magnitud de interés. El modo evolucionado de la instrumentación tradicional, es la instrumentación virtual que consiste en obtener las magnitudes físicas en el entorno de la PC sustituyendo así la circuitería electrónica o dispositivos analógicos para lograr los procesos de monitoreo, visualización, control o cualquiera que sea la necesidad de manipular las magnitudes analizadas.

### **2.3.1 Instrumentación electrónica**

Es la técnica que se encarga de medir una magnitud física, de la conversión de la misma a magnitudes eléctricas y de su tratamiento para proporcionar la información adecuada a un sistema de control, a un operador humano o a ambos.

Entre los instrumentos más comunes podemos mencionar los voltímetros, amperímetros y osciloscopios empleados para interpretar las señales eléctricas que se requieren para medir otras magnitudes de otro tipo tales como calor, luminosidad, presión, etcétera, las cuales se despliegan en tableros que cuantifican las magnitudes medidas a determinadas escalas.

En la Figura 2.8 se muestran diferentes tipos de instrumentos tales como osciloscopios analógicos y digitales, también multímetros de ambos tipos, además se muestra el panel de

control de un helicóptero el cual consta de instrumentos digitales y analógicos así como paneles de visualización de diferentes magnitudes que resultan indispensables para mantener el vuelo de la aeronave, con esto se ejemplifica la importancia de la instrumentación y el papel que desempeña esta técnica para optimizar algún proceso.



Figura 2.8. Instrumentos electrónicos analógicos y digitales.

### 2.3.2 Instrumentación virtual

Un instrumento virtual consiste de una computadora, o una estación de trabajo, equipada con poderosos programas (software), hardware económico, tales como placas para insertar, y controladores (drivers) que cumplen, en conjunto, las funciones de instrumentos tradicionales. Los instrumentos virtuales representan un apartamiento fundamental de los sistemas de instrumentación basados en el hardware a sistemas centrados en el software que aprovechan la potencia de cálculo, productividad, exhibición y capacidad de conexión de las populares computadoras de escritorio y estaciones de trabajo. Aunque la PC y la tecnología de circuitos integrados han experimentado avances significativos en las últimas dos décadas, es el software el que realmente provee la ventaja para construir sobre esta potente base de hardware para crear los instrumentos virtuales, proveyendo mejores maneras de innovar y de reducir los costos significativamente. Con los instrumentos virtuales, los ingenieros y científicos construyen sistemas de medición y automatización que se ajustan exactamente a sus necesidades (definidos por el usuario) en

lugar de estar limitados por los instrumentos tradicionales de funciones fijas (definidos por el fabricante). La sinergia entre los componentes de la instrumentación virtual ofrece ventajas que no pueden ser igualadas por la instrumentación tradicional.

Los elementos de la instrumentación virtual se presentan a continuación:

- 1) Sensor.
- 2) Sistema de acondicionamiento de señal.
- 3) Convertidor Analógico/Digital.
- 4) Interfaz.
- 5) Procesador.
- 6) Herramienta computacional para poder interactuar con un sistema de control, de visualización u otro proceso.

La Figura 2.9 muestra la interacción de los componentes de la instrumentación virtual permitiendo así una mejor comprensión del proceso que se involucra en la realización de este trabajo.

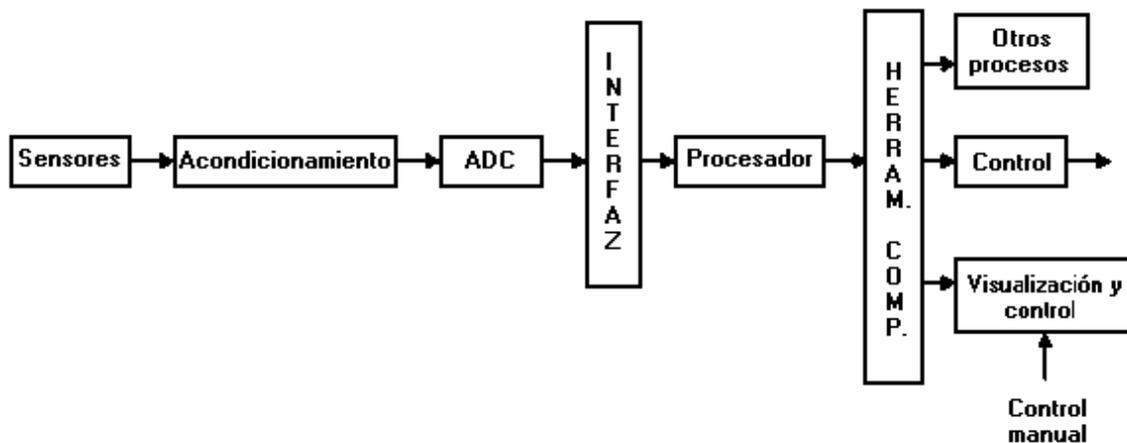


Figura 2.9. Interacción de componentes en la instrumentación virtual.

En el desarrollo de esta tesis se implementa instrumentación virtual para el control de velocidad de un motor de CD mediante la tarjeta HUMUSOFT AD 622, que realiza la conversión A/D y presta la interfaz de comunicación entre las variables a medir y la PC,

para que la herramienta computacional SIMULINK nos facilite el entorno de control y visualización del proceso a controlar.

## **2.4 Digitalización de señales**

La digitalización de señales es el proceso mediante el cual se obtienen señales digitales o datos binarios a partir de magnitudes que pueden ser medidas por medio de la instrumentación, la importancia del concepto de digitalización de señales es, que este trabajo está basado en la tarjeta HUMUSOFT AD 622 y por tal motivo resulta objeto de estudio primordial ya que la tarjeta hará la función de traductor entre la computadora que trabaja con señales digitales y el mundo exterior en cual contamos con diversas señales analógicas que habrán de ser digitalizadas para el procesamiento del control de velocidad del motor de CD por eso hay que considerar la digitalización de señales y las etapas que la componen para acercarnos al funcionamiento de este sistema.

### **2.4.1 Convertidor A/D-D/A**

Las señales son las ondas que permiten la comunicación de un punto a otro, las señales eléctricas pueden ser continuas (analógicas) o discretas (digitales). Los instrumentos de campo se comunican por lo general mediante señales analógicas, mientras que la computadora y demás dispositivos electrónicos trabajan con señales digitales. Por tanto el paso de un tipo a otro tipo implica una conversión.

Un convertidor Analógico/Digital es un dispositivo que presenta en su salida una señal digital (binaria) a partir de una señal analógica de entrada, (normalmente de tensión) realizando las funciones de muestreo, cuantificación y codificación.

Las etapas del convertidor A/D se describen en la Figura 2.10 y se ejemplifica este proceso que forma parte de la adquisición de datos de la tarjeta.

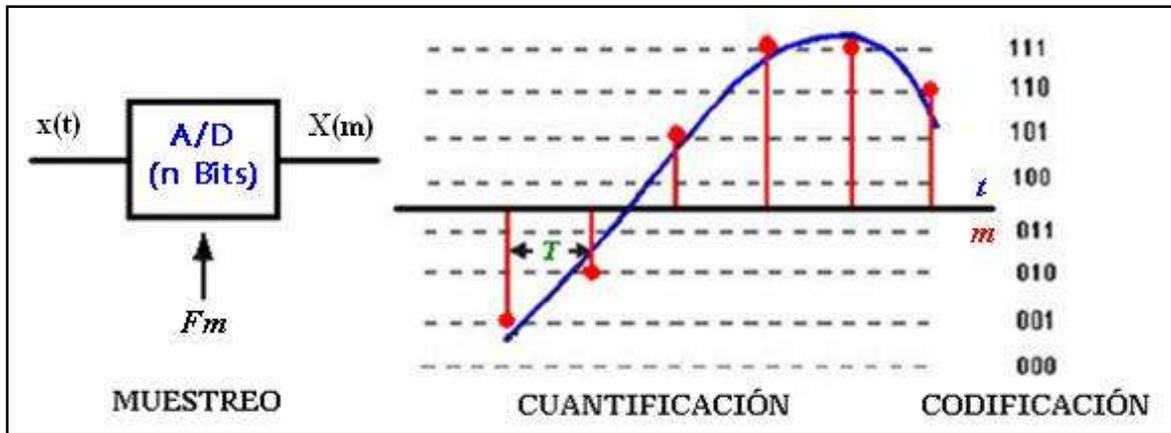


Figura 2.10. Etapas para la conversión A/D.

- En la etapa de muestreo, el convertidor toma muestras de la entrada a un ritmo regular dado por la frecuencia de muestreo  $F_m$  o lo que es equivalente a tomar una muestra en un tiempo  $T = 1/F_m$ . Según la Condición de Nyquist, la frecuencia de muestreo mínima debe ser de dos veces la frecuencia de la onda analógica que se quiere discretizar.
- La cuantificación implica la división del rango continuo de entrada en una serie de pasos ( $2^n$ ) donde  $n$  es el número de bits, de modo que para infinitos valores de la entrada la salida sólo puede presentar una serie determinada de valores. Por tanto, la cuantificación implica una pérdida de información a menor cantidad de bits.
- La codificación es el paso por el cual la señal digital se ofrece según un determinado código binario, de modo que las etapas posteriores al convertidor puedan leer estos datos adecuadamente.

La Figura 2.11 muestra las etapas de la conversión A/D y en ella se puede apreciar que a partir de una señal analógica se obtienen muestras con una frecuencia constante, teniendo así pequeñas porciones de la señal a las cuales se les asigna el valor de la señal obtenido en cada instante de las muestras para después asignar el número de bits que cuantificarán el valor de las muestras obtenidas y por consiguiente se asigna el código binario que represente dichos valores o se codifican, dando paso a la obtención de un dato digital a partir de una señal analógica.

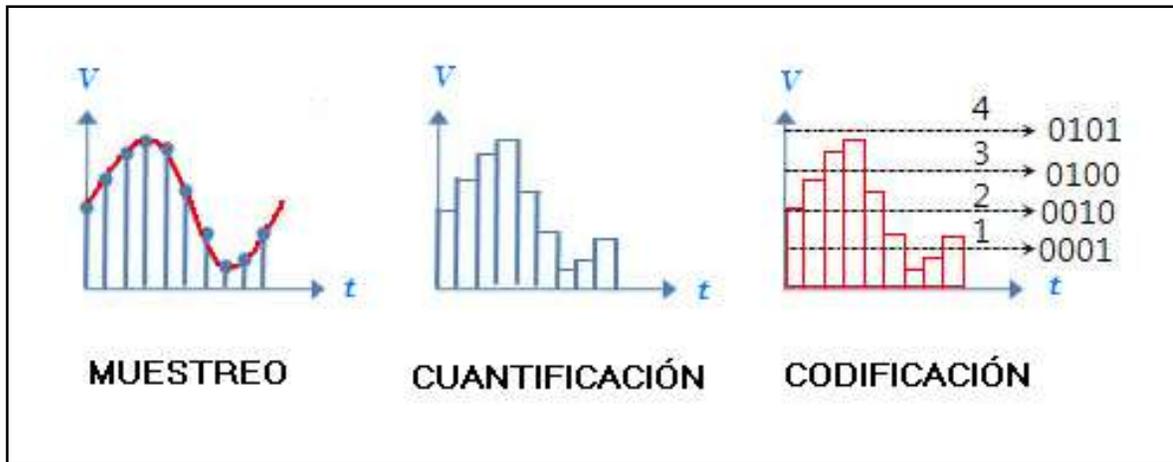


Figura 2.11. Ejemplificación de conversión A/D.

Un convertidor Digital/Analógico es un dispositivo que emite una señal analógica a partir de una señal de entrada digital. Esto lo logra mediante el proceso inverso al convertidor A/D, es decir, a partir de una codificación se asignan los valores que podrá tomar la señal analógica y partiendo de las muestras obtenidas, ya cuantificadas, realizar la reconstrucción u obtención de señales analógicas de acuerdo al siguiente esquema. En la Figura 2.12 se aprecia el ejemplo de la conversión D/A, la cual a partir de una conversión de un dato binario se obtiene la codificación que asigna el valor que tomará para la reconstrucción el cual es retenido mediante un circuito Sample/Hold (Muestreo/Retención) y se mantiene hasta que cambie su valor, obteniendo así una aproximación de la señal analógica que al ser filtrada se convierte puramente analógica al eliminar los cambios bruscos del retenedor.

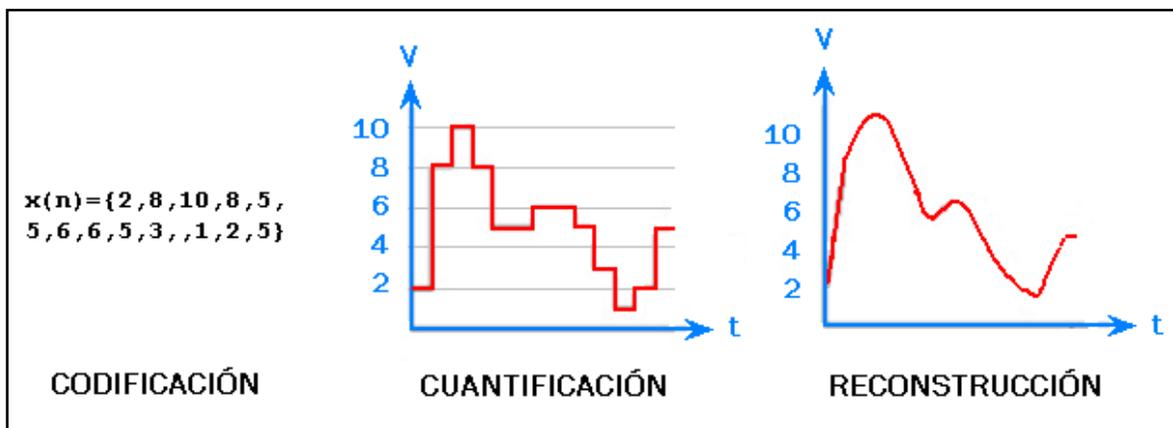


Figura 2.12. Esquema del convertidor D/A.

## 2.4.2 Error de conversión

Los errores que pueden ocurrir cuando se convierte una señal analógica a digital o viceversa son los siguientes:

- Error de Ganancia: Produce un valor de fondo de escala incorrecto. Un error de ganancia positivo hace que el valor de fondo de escala analógico se obtenga con un código digital menor que el todo “1”, un error de ganancia negativo hace que el código de todo “1” sea producido por un valor menor que el fondo de escala.
- Error diferencial no-lineal: es la máxima diferencia entre dos valores de entrada que producen códigos de salida consecutivos.
- Error integral no-lineal: Es la integral del área limitada por la curva característica del convertidor y la curva ideal.
- Error de apertura: es el error debido a la variación de la señal de entrada mientras se está realizando la conversión.
- Error de offset: Es un desplazamiento constante para todos los valores de la curva obtenida (real) y la curva original (ideal) como se aprecia en la Figura 2.13.

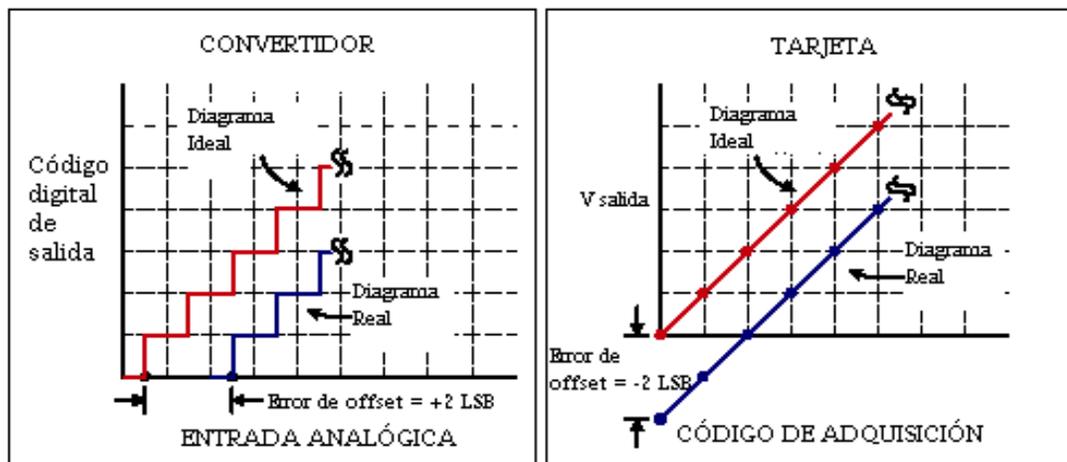


Figura 2.13. Error de offset.

- **Efecto Aliasing:** El aliasing se produce cuando la frecuencia de muestreo es menor que la de la señal que se muestrea, y se refiere al hecho de que podemos interpretar de una manera no exacta la señal, apareciendo un alias de la señal (Figura 2.14).

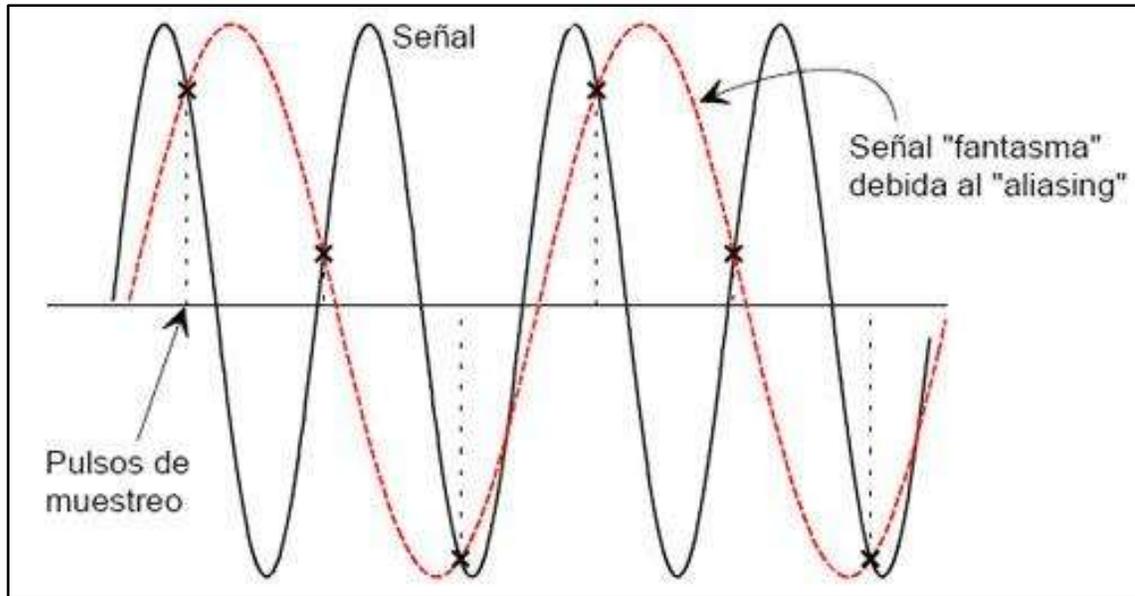


Figura 2.14. Efecto aliasing.

Para evitar el efecto aliasing se habrá de cumplir con el teorema de muestreo de Nyquist, el cual dicta que para obtener una reconstrucción exacta de la señal de interés, la frecuencia de muestreo deberá ser mayor al doble de la mayor frecuencia contenida en la señal original.

## 2.5 Tipos de tarjetas de adquisición de datos

Las tarjetas de adquisición de datos (DAQ) pueden ser como las siguientes tarjetas independientemente o contar con combinaciones de estas:

**Tarjetas A/D:** Convierten las señales analógicas en señales digitales. Los rangos de tensión de entrada comúnmente utilizados son:  $\pm 5V$ ,  $\pm 10V$ , 0 a 5V, 0 a 10V, también hay tarjetas A/D que miden corrientes entre 4 a 20 mA.

**Tarjetas D/A:** Convierten una señal digital dada por la computadora en una señal analógica. Los rangos normales de salida de tensión que otorgan estas tarjetas son de  $\pm 5V$ ,  $\pm 10V$ , 0 a 5V y de 0 a 10V, también hay tarjetas que generan corriente de 4 a 20 mA.

**Tarjetas I/O:** Son tarjetas de entradas y salidas digitales. Mediante estas tarjetas se pueden accionar todo lo que implique cambio entre dos estados. Por lo general se tiene un nivel bajo de 0 a 0.8 V, y un nivel alto de 2 a 5 V, dependiendo de cada fabricante.

**Tarjetas con relés:** Son tarjetas que poseen un relé de salida digital que se emplea para accionar un determinado componente del proceso. Este relé cumple con las funciones de un interruptor.

**Tarjetas con acopladores:** Son tarjetas que poseen circuitos optoacopladores en las entradas digitales que permiten separar la electrónica del proceso con la electrónica de la computadora. Esto se emplea con la finalidad de proteger a la PC de un eventual cortocircuito.

**Tarjetas de comunicación:** Permiten comunicar la PC con el medio exterior.

**Tarjetas inteligentes:** Estas tarjetas cuentan con un microprocesador que les permite realizar cálculos y operaciones autónomamente.

### 2.5.1 Componentes de las tarjetas DAQ

Los elementos que componen una tarjeta DAQ son:

**Multiplexor:** Es un sistema combinacional con un determinado número de entradas, denominadas canales, una salida de datos y unas entradas de selección. La función que realiza un multiplexor es la de un selector de entradas. Algunas de las especificaciones importantes de los multiplexores son: corrientes de fuga de conmutación (switch), CMRR (Reacción de Rechazo en Modo Común), corriente de polarización del amplificador,

tiempo de conmutación (switching time), constante de tiempo RC, absorción dieléctrica, diafonía (crosstalk).

**Amplificador de instrumentación:** Es un amplificador más útil, preciso y versátil. Se logra conectando un amplificador reforzado a un amplificador diferencial básico. Se le aplica una entrada diferencia de voltaje, la ganancia del amplificador se establece mediante una resistencia. La resistencia de entrada de ambas entradas es muy alta y no cambia conforme se varía la ganancia. Las especificaciones importantes en los Amplificadores de Instrumentación son: Voltaje de desplazamiento, CMRR, error de linealidad, error de ganancia, ruido de entrada, tiempo de establecimiento (settling time).

**Filtros:** Un filtro es un circuito que se ha diseñado para dejar pasar una banda de frecuencia especificada, mientras atenúa todas las señales fuera de esta banda. Los circuitos pueden ser pasivos (usa solo resistencias capacitancias e inductancias) ó activos (además de los elementos pasivos usan elementos activos como transistores, operacionales, etc.) Hay cuatro tipos de filtros: Pasa bajo, pasa alto, pasa banda y rechaza banda. Las funciones de transferencia de los filtros son funciones de aproximaciones, ellas pueden ser del tipo Butterworth, Chebyshev o Bessel. Cada una con características específicas en respuesta transitoria, fase y amplitud.

**Sample/hold (Muestreo/Retención):** La función básica de un sample/hold en un sistema de entrada analógica es capturar una señal de entrada y mantenerla constante durante el ciclo de conversión de analógica a digital. Todo sample/hold tiene una especificación del rango de atenuación para un tamaño de condensador de retención en particular. Otras especificaciones importantes son el voltaje de desplazamiento, tensión de desfase, ruido de entrada, absorción dieléctrica, tiempo de respuesta, periodo de adquisición (acquisition time), tiempo efectivo de retraso a la apertura (aperture delay time).

**Convertidor Analógico Digital:** Un convertidor analógico digital (ADC) toma una señal de entrada analógica continua, y la convierte en un número binario que puede ser

manipulado por la PC. Las especificaciones que deben ser consideradas en los ADC son: voltaje de desplazamiento, errores de linealidad diferencial e integral, error de ganancia, variaciones con el tiempo y temperatura, pérdida de códigos, tiempo de conversión.

**Convertidor Digital Analógico:** Un convertidor digital analógico (DAC) toma señales digitales como entradas y genera voltajes o corrientes de salida constante la cual será utilizada para controlar procesos o informar el estado actual. Las especificaciones importantes en los DAC son: error de linealidad, monotonía, precisión absoluta, precisión relativa, estabilidad, tiempo de establecimiento y errores de codificación (glitches).

A continuación la Figura 2.15 muestra el diagrama de bloques de una tarjeta DAQ donde se muestran los elementos anteriormente descritos que la conforman y la secuencia con la que interactúan para lograr el sistema de adquisición de datos.

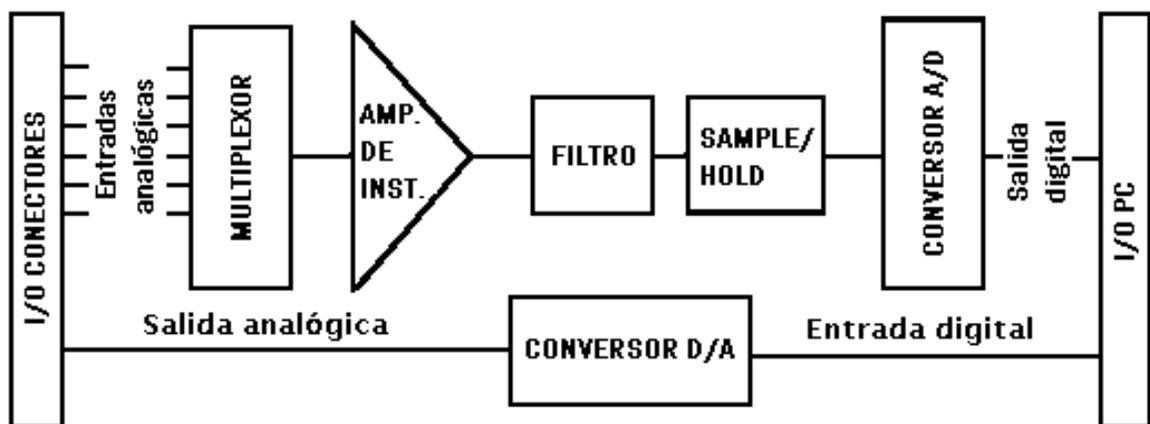


Figura 2.15. Diagrama de bloques de una tarjeta DAQ.

Hasta aquí se cuenta con la base de conceptos que se involucran en el funcionamiento de las tarjetas de adquisición de datos y que nos sirven de referentes para tener una mejor comprensión de los procesos que son objeto de estudio en este trabajo.



### 3.1 Lista de características

La tarjeta AD 622 ofrece las siguientes características:

- Arquitectura de 32 bits.
- Convertidor de 14 bits con circuitos de muestreo y retención simultáneos.
- Tiempo de conversión de 1.6  $\mu$ s para un sólo canal ó 3.7  $\mu$ s para 8 canales.
- 8 canales de entrada analógica multiplexados con protección individual.
- Rango de entrada analógica bipolar  $\pm 10V$ .
- Reloj interno y referencia de voltaje.
- 8 convertidores D/A con resolución de 14 bits y rango de salida de  $\pm 10V$ .
- 8 puertos de entrada digital compatible con TTL.
- 8 puertos de salida digital compatible con TTL.
- Interruptor interno.
- Requiere una ranura PCI 2.3.
- Puede ser usada en ranuras de 5V ó 3.3V.
- Consumo de energía 500mA a 5V, 150mA a 12V, 150mA a -12V.
- Temperatura de operación de 0 a 70°C.

### 3.2 Especificaciones

Las especificaciones de los componentes de la tarjeta HUMUSOFT AD 622 se describen detalladamente partiendo del manual de usuarios dando a conocer los parámetros del funcionamiento de cada una de las etapas de la tarjeta para establecer los paradigmas que habrán de cumplir las señales que interactúen con la tarjeta.

Las características de las etapas que componen a la tarjeta son de suma importancia para tomar en consideración los parámetros a los que habrá de adecuar o acondicionar las señales que interactúen en la tarjeta tanto a la entrada como a la salida de la misma, por ello se analizan las especificaciones proporcionadas por el fabricante.

### 3.2.1 Convertidor A/D

Como ya se mencionó el convertidor A/D digitaliza una señal analógica partiendo de la toma de muestras individuales tomadas en un intervalo de tiempo o con una frecuencia de muestreo constante para medir el valor de cada muestra y asignar el valor equivalente en código binario para su codificación y así contar con una señal discreta. En la Tabla 3.1 se pueden apreciar los parámetros que describen el funcionamiento del convertidor A/D y de la cual podemos destacar la alta resolución con la cuenta que es de 14 bits y los rangos de entrada que son bipolares de 10 V, por lo que se tiene una sensibilidad máxima de cambio de bit de acuerdo a la siguiente relación en términos de voltaje:

$$Resolución = \frac{V_{m\acute{a}x}}{2^{n-1}} \quad (3.1)$$

Donde el  $V_{m\acute{a}x}$  representa el voltaje máximo que alcanza la señal analógica y  $n$  son el número de bits que codifican las muestras resultando que para este convertidor la codificación representa en el bit más significativo la polaridad de la muestra (0 para + y 1 para -) y el bit menos significativo cambiaría en base al voltaje de la resolución que para este caso será de  $122mV$  como el máximo posible.

Tabla 3.1. Especificaciones del convertidor A/D.

Resolución	14 bits
Número de canales	8 terminales sencillas
Circuito de Muestreo/Retención	Muestreo simultaneo para todos los canales
Tiempo de conversión	1.6 $\mu s$ para un solo canal
	1.9 $\mu s$ para 2 canales
	2.5 $\mu s$ para 4 canales
	3.7 $\mu s$ para 8 canales
FIFO	8 entradas un ciclo de conversión
Rangos de entrada	$\pm 10$ V
Protección de entrada	$\pm 18$ V
Impedancia de entrada	$> 10^{10} \Omega$

### 3.2.2 Convertidor D/A

El convertidor D/A contenido en la tarjeta bajo análisis tiene la función de generar señales continuas o analógicas a las salidas de la misma partiendo de datos binarios o señales discretas dentro del entorno de la PC. La Tabla 3.2 muestra las especificaciones del convertidor digital a analógico.

Tabla 3.2. Especificaciones del convertidor D/A.

Resolución	14 bits
Número de canales	8 terminales sencillas
Tiempo de establecimiento	Máx. 31 $\mu$ s (escala de oscilación, $\frac{1}{2}$ LSB)
Velocidad de respuesta	10V/ $\mu$ s
Corriente de salida	Mín. $\pm$ 10 mA
Corriente de corto circuito	$\pm$ 15 mA
Impedancia de salida de CD	Máx. 0.5 $\Omega$
Capacitancia de carga	Máx. 50 pF
Diferencial de no linealidad	$\pm$ 1 LSB

### 3.2.3 Entradas Digitales

Las entradas digitales están basadas en el protocolo TTL el cual condiciona los parámetros que componen la señal digital tal y como se aprecia en la Tabla 3.3 y en la que se muestran los valores máximos y mínimos de voltaje que consideran la asignación binaria.

Tabla 3.3. Especificaciones de las entradas digitales.

Número de bits	8
Niveles de la señal	TTL
0 lógico	Máx. 0.8 V
1 lógico	Mín. 2.0 V

### 3.2.4 Salidas Digitales

Las salidas digitales de igual manera que las entradas se rigen por el estándar TTL tal

y como se muestra en la Tabla 3.4 que especifica los parámetros de voltajes máximos y mínimos equivalentes al 0 lógico y al 1 lógico respectivamente, así como las corrientes de salida para ambos estados.

Tabla 3.4. Especificaciones de las salidas digitales.

Número de bits	8
Niveles de la señal	TTL
0 lógico	Máx. 0.5 V a 24 mA
1 lógico	Mín. 2.0 V a 15 mA

### 3.3 Descripción de los conectores

La tarjeta se inserta en puerto PCI (Interconexión de Componentes Periféricos, de sus siglas en inglés) es un canal de comunicación estándar para conectar periféricos en la tarjeta madre de la mayoría de las computadoras, el conector externo de la tarjeta es hembra tipo D de 37 pines para realizar la conexión de los canales de entrada y salida requeridos, los puertos PCI y el conector externo de la tarjeta se muestran Figura 3.2.

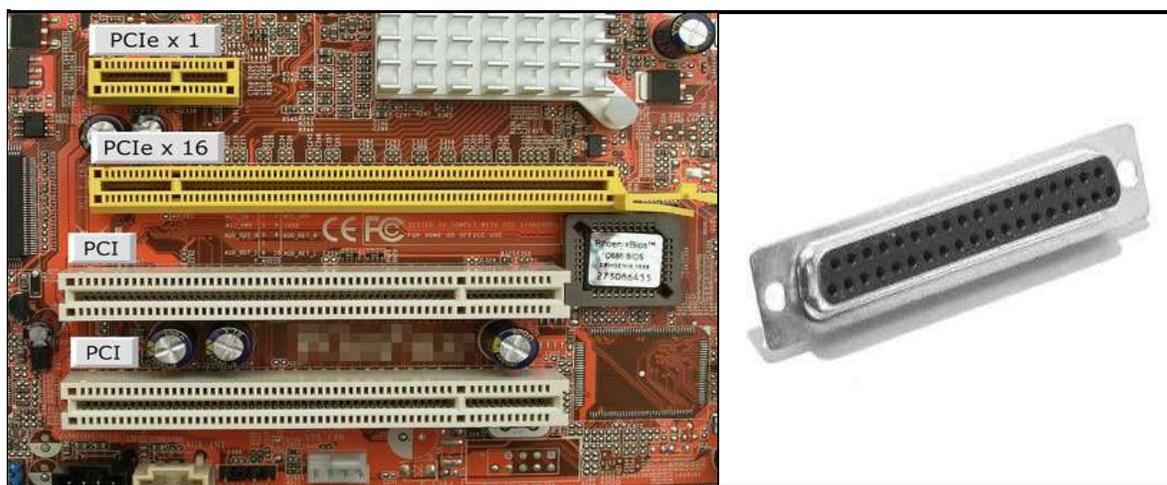


Figura3.2. Puertos de conexión de la tarjeta.

El cable de conexión implementado para facilitar el uso de los canales de entrada y salida se muestra en la Figura 3.3, el cual permite el acceso de comunicación con la tarjeta por medio de un cable dotado de conector macho tipo D de 37 pines, el cual se conecta

directamente a la tarjeta y en su otro extremo cuenta con una tarjeta perforada en la cual se han montado bornes de tornillo enumerados de acuerdo a la configuración de la tarjeta para facilitar las conexiones.



Figura 3.3 Cable conector implementado para el acceso a los canales de la tarjeta.

En los bornes que se aprecian en la Figura 3.3 se cuenta con cada una de las terminales de entradas y salidas, tanto analógicas como digitales que proporciona la tarjeta, también se cuenta bornes de alimentación bipolares de 12V y fuente de 5V para suministrar voltaje en casos que así se requiera.

Los siguientes términos son auxiliares en la interpretación de la Tabla 3.5 que describe los pines de la tarjeta.

AD0-AD7	Entradas analógicas
DA0-DA7	Salidas analógicas.
DIN0-DIN7	Entradas digitales compatibles con TTL.
DOUT0-DOUT7	Salidas digitales compatibles con TTL.
+12V	Fuente de +12V.
-12V	Fuente de -12V.
+5V	Fuente de +5V.
AGND	Tierra analógica.
GND	Tierra digital.

Tabla 3.5. Asignación de pines.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
AD0	AD1	AD2	AD3	AD4	AD5	AD6	AD7	AGND	DA6
11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
DA7	DIN0	DIN1	DIN2	DIN3	DIN4	DIN5	DIN6	DIN7	DA0
21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
DA1	DA2	DA3	DA4	DA5	-12V	+12V	+5V	GND	DOUT0
31	32	33	34	35	36	37			
DOUT1	DOUT2	DOUT3	DOUT4	DOUT5	DOUT6	DOUT7			

### 3.4 Real Time Toolbox

Es la herramienta computacional que contiene las librerías implementadas por SIMULINK para realizar la conexión en tiempo real entre la computadora y el exterior, lo que proporciona la interfaz de comunicación entre los bloques de SIMULINK y la tarjeta de adquisición de datos con lo que se hace posible la implementación de este proyecto para realizar acciones de control en tiempo real y lograr una instrumentación virtual.

El ambiente de trabajo que presenta esta herramienta es el esquema estándar de SIMULINK que proporciona un ambiente gráfico dotado de bloques que se conectan entre sí para su interacción, lo que permite realizar acciones de control en tiempo real o lograr

aplicaciones de procesamiento digital de señales así como la generación de señales.

### 3.4.1 Bloques en SIMULINK

Los bloques que presenta esta librería computacional se muestran en la Figura 3.4. Básicamente se presentan bloques de entradas y salidas en diferentes configuraciones para adaptarse a los requerimientos del usuario, además se cuenta con un bloque adaptador para configurar los controladores (drivers) de la tarjeta que se desee utilizar.

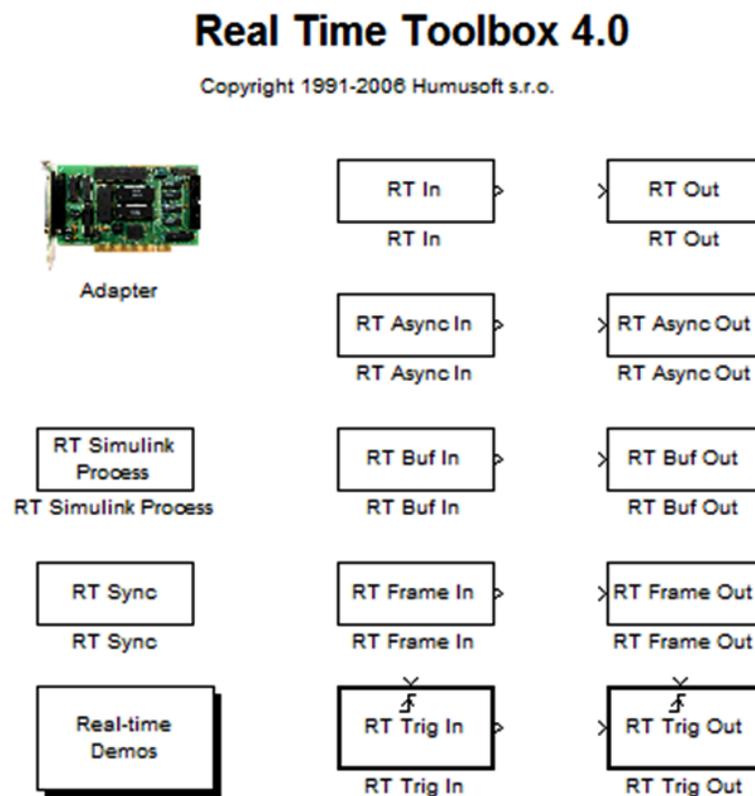


Figura 3.4. Bloques en SIMULINK de la librería.

La Tabla 3.6 menciona los bloques del Real Time Toolbox y sus descripciones para tener un acercamiento al funcionamiento de los mismos.

Tabla 3.6. Descripción de bloques de la librería Real Time Toolbox.

Nombre del Bloque	Descripción
Adapter	Controladores (drivers) y adaptador de la tarjeta

RT Async In	Entrada asíncrona
RT Async Out	Salida asíncrona
RT Buf In	Entrada almacenada en tiempo real
RT Buf Out	Salida almacenada en tiempo real
RT Frame In	Entrada enmarcada en tiempo real
RT Frame Out	Salida enmarcada en tiempo real
RT In	Entrada en tiempo real
RT Out	Salida en tiempo real
RT Simulink Procees	Establecimiento de prioridades de simulación en tiempo real
RT Sync	Sincronización con Real Time, sin entradas ni salidas
RT Trig In	Entrada activada por disparo
RT Trig Out	Salida activada por disparo

### 3.4.2 Descripción de los bloques

El bloque **Adapter** es el que carga los drivers de la tarjeta y habilita los canales de transmisión, pero durante la simulación no desempeña ninguna acción por sí sólo. Además facilita la interacción con los demás bloques de SIMULINK para realizar acciones en tiempo real. La habilitación de los drivers se lleva a cabo haciendo doble click izquierdo sobre el icono y muestra una sub-ventana para la selección del driver requerido.

La Figura 3.5 representa al bloque Adapter proporcionado por la librería Real Time Toolbox, lo representa el icono de una imagen real de la tarjeta HUMUSOFT AD 622 y nos brinda los paquetes necesarios para lograr la habilitación de la tarjeta y la interconexión con la PC que da paso a disponer de los canales de entrada y salida de la tarjeta para conseguir el objetivo de esta tesis que consiste en controlar la velocidad de un motor de CD y con lo que se cuenta la interfaz de comunicación entre las señales externas del motor de CD y los bloques de SIMULINK en la PC.



Figura 3.5 Bloque Adapter.

Los bloques de entrada y salida varían dependiendo de la aplicación deseada, estos tienen la función de habilitar y obtener las señales conectadas en los canales de entrada de la tarjeta para realizar la adquisición y que las señales puedan ser procesadas en los modelos de SIMULINK en tiempo real y poder ser enviados al mundo exterior a través de los bloques de salida que habilitan los canales de salida de la tarjeta.

El bloque **RT In** (Real Time In) puede ser utilizado para aplicaciones de control en tiempo real, donde cada muestra de entrada puede ser procesada inmediatamente muestra a muestra para obtener los resultados deseados del sistema sin amortiguamientos o retrasos adicionales, pudiendo interactuar con los demás bloques de SIMULINK. La Figura 3.6 representa este bloque tal y como se encuentra en el entorno de SIMULINK.

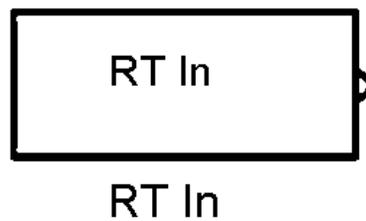


Figura 3.6. Bloque de Entrada.

El bloque **RT Buf In** (Real Time Buffered In), está diseñado para la adquisición de datos y aplicaciones de procesamiento digital de señales donde el dato puede ser obtenido en tiempo real, pero puede ser almacenado para su posterior procesamiento dentro de los bloques de SIMULINK, pudiendo tener acceso a el dato muestra a muestra o en fragmentos. El almacenamiento puede incrementar significativamente el desempeño del sistema para almacenar un gran número de muestras sin perder la información. En la

Figura 3.7 se muestra el bloque RT Buf In que representa una entrada que será almacenada.

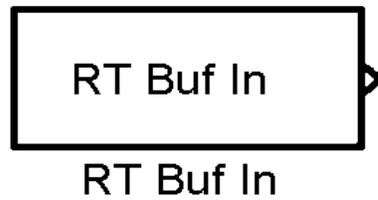


Figura 3.7. Bloque de Entrada Almacenada.

El bloque **RT Async In** (Real Time Asynchronous In) está diseñado para aplicaciones donde la entrada no es generada externamente, pero si por las herramientas de simulación de SIMULINK. El bloque tiene periodo de muestreo continuo y la operación de entrada se lleva a cabo como sea requerido por el próximo bloque. Por lo tanto no se especifica el periodo de muestreo. La Figura 3.8 muestra el bloque de entrada asíncrona contenido en la librería Real Time Toolbox.

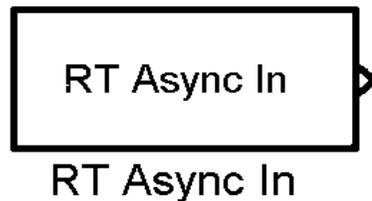


Figura 3.8. Bloque de Entrada Asíncrona.

El bloque **RT Frame In** (Real Time Framed In) está diseñado para adquirir señales de entrada y aplicaciones de procesamiento de señales donde el dato puede ser capturado en fragmentos o trozos de la señal original, pero puede ser almacenada y procesada después del respaldo. En la Figura 3.9 se aprecia el bloque de entrada enmarcada en tiempo real.

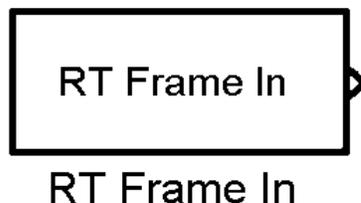


Figura 3.9. Bloque de Entrada Enmarcada.

El bloque **RT Trig In** (Real Time Trigered In) está diseñado para aplicaciones donde

la entrada no es impulsada por un contador de tiempo, sino por una entrada de disparo. La operación de entrada se activa por flancos de subida o flancos de bajada dependiendo de la configuración de los parámetros del bloque. La Figura 3.10 representa el bloque de entrada activada por disparo.

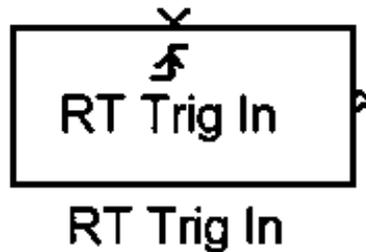


Figura 3.10. Bloque de Entrada Activada por Disparo.

Los bloques de salida tienen las mismas variaciones de aplicación que las entradas, a continuación se hace una breve descripción de los diferentes bloques de salida de la librería utilizada.

El bloque **RT Out** (Real Time Out) tiene aplicaciones de control o para sistemas de generación de señales donde el dato puede ser enviado a las salidas de la tarjeta sin retrasos adicionales más que los de conversión, tiene como objetivo enviar señales procesadas en la PC hacia el mundo exterior en tiempo real para facilitar las acciones de control. En la Figura 3.11 encontramos la imagen que muestra el bloque de salida en tiempo real.

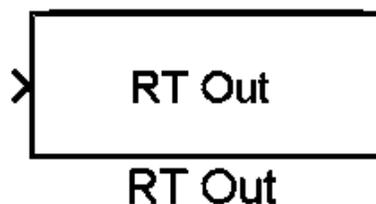


Figura 3.11. Bloque de Salida.

El bloque **RT Buf Out** (Real Time Buffered Out) tiene la capacidad de acceder a las muestras almacenadas que conforman la señal de interés para poder realizar la conversión necesaria y desplegarla en tiempo real en las salidas de tarjeta. Los cálculos se realizan antes de que llegue el dato al bloque de salida y este accede a la información que será

enviada al mundo exterior. En la Figura 3.12 se representa el bloque de salida almacenada en tiempo real.



Figura 3.12. Bloque de Salida Almacenada.

El bloque **RT Async Out** (Real Time Asynchronous Out) es un bloque asíncrono con los parámetros de entrada temporizados sino que se sincroniza con los parámetros de simulación de SIMULINK con el fin interactuar internamente con las señales generadas. La Figura 3.13 señala el bloque de salida asíncrona.

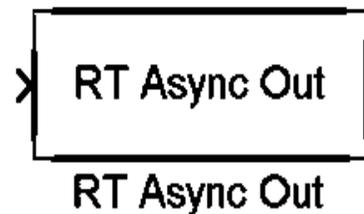


Figura 3.13. Bloque de Salida Asíncrona.

El bloque **RT Frame Out** (Real Time Framed Out) tiene funciones para la generación de señales y aplicaciones de procesamiento de señales donde el dato pueda ser calculado antes de ser almacenado y enviado a la salida del dispositivo. En la Figura 3.14 apreciamos el bloque de salida enmarcada en tiempo real.

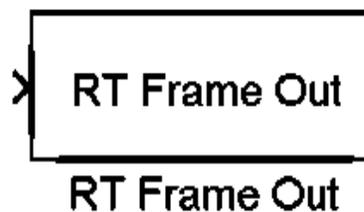


Figura 3.14. Bloque de Salida Enmarcada.

El bloque **RT Trig Out** (Real Time Trigger Out) está diseñado para aplicaciones

donde la salida no es controlada por temporizador sino por una entrada de disparo. El funcionamiento de la activación de la salida se puede llevar a cabo por flancos de subida o por flancos de bajada. La Figura 3.15 es una representación del bloque de salida activada por disparo de acuerdo al entorno gráfico de SIMULINK.

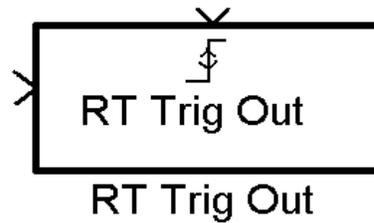


Figura 3.15. Bloque de Salida Activada por Disparo.

En este capítulo se analizó con más profundidad el funcionamiento y especificaciones de la tarjeta que se utiliza en el desarrollo de este trabajo así como las herramientas computacionales que entrarán en juego para disponer de los canales de entradas y salidas de la tarjeta y preparar los diagramas en SIMULINK que logran el objetivo de esta tesis.

## Capítulo 4

# Controlador de velocidad

El controlador de velocidad del motor de CD propuesto en este trabajo, se basa en un módulo existente en el Laboratorio de Electrónica de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, del cual se describe su funcionamiento en este capítulo y se propone el diseño del controlador virtual que controlará al sistema.

### 4.1 Módulo controlador de velocidad de un motor de CD

El módulo experimental de control de velocidad de un motor de CD utilizado en la realización de este proyecto se muestra en la Figura 4.1. Consta de un gabinete con bornes tipo banana hembras en los cuales se tiene acceso a las entradas y salidas del sistema, el cual tiene opción de seleccionar controladores analógicos y/o digitales, ya sea de manera interna o externa.



Figura 4.1. Aspecto externo del módulo de control de velocidad de un motor de CD.

### 4.1.1 Descripción del módulo

El módulo por si sólo cuenta con un controlador analógico interno, el cual se selecciona de manera manual mediante interruptores para fines prácticos, también cuenta con la propiedad de seleccionar controladores externos y poder experimentar con controladores analógicos y digitales, en lazo abierto o en lazo cerrado. El diagrama de bloques de este sistema se muestra en la Figura 4.2.

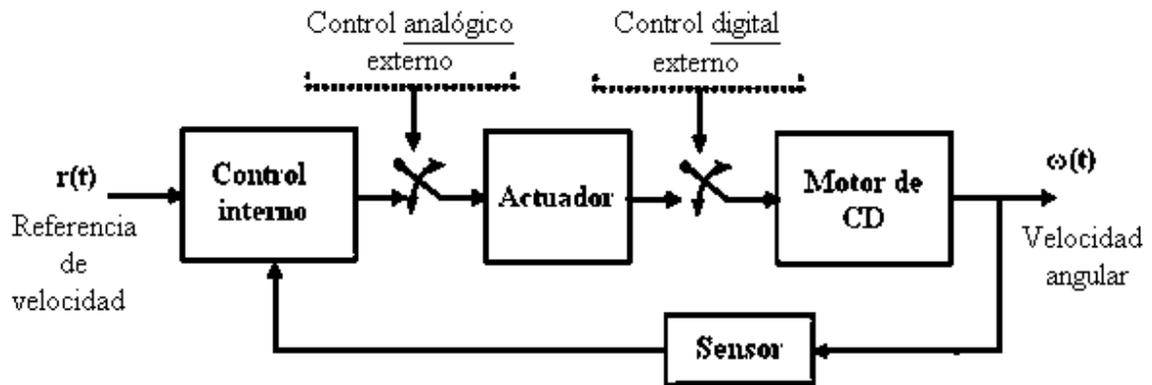


Figura 4.2. Diagrama de bloques del módulo.

El sistema implementado se presenta en el panel frontal del módulo en el cual se tiene el acceso a las entradas y salidas del sistema así como los selectores de control interno o externo, tal y como se aprecia en la Figura 4.3.



Figura 4.3. Panel frontal del módulo.

Para una mejor comprensión del panel frontal y los conectores que lo conforman se presenta el diagrama de bloques del sistema y los bornes en el lugar que ocupan dentro del diagrama de bloques como se muestra en la Figura 4.4.



Figura 4.4. Diagrama de bloques y conexión del panel externo.

La Tabla 4.1 que muestra a continuación denota los 3 posibles modos de operación de este sistema, dependiendo de la posición de los interruptores S1 y S2.

Tabla 4.1. Modos de operación del módulo utilizado.

Modo de Operación	Descripción	Posición S1 (Entrada Analógica)	Posición S2 (PWM)
<i>Control Interno</i>	El controlador interno se encarga de mantener la velocidad del motor de acuerdo a la referencia, la cual puede ser ajustada por el operador de manera manual.	Interna	Interno
<i>Control Analógico Externo</i>	El sistema genera una señal PWM (Modulación de Ancho de Pulso) proporcional al voltaje de entrada analógica externa que funciona como referencia.	Externa	Interno
<i>Control Digital Externo</i>	El sistema manejará la entrada al actuador del motor de acuerdo a una señal (PWM) aplicada en el borne de entrada PWM externo. En este modo el usuario puede controlar el motor inyectando una señal PWM en dicho borne.	No importa	Externo

### 4.1.2 Funcionamiento del actuador

El actuador bajo el que se rige el funcionamiento de este módulo controlador de velocidad de un motor, se basa en señales PWM (Modulación de Ancho de Pulso) que funcionan de actuador, ya sea de modo interno o externo y dependen de la referencia. De manera interna el módulo contiene un modulador de ancho de pulso basado en el circuito integrado TL494, el cual está configurado para generar un tren de pulsos de frecuencia fija de aproximadamente  $4\text{KHz}$ , pero de ciclo de trabajo variable, el cual es proporcional al nivel de voltaje que recibe en una de sus entradas, la cual el usuario puede manipular inyectando una señal en la entrada analógica externa  $V_i(t)$ . En la Figura 4.5 se representa el funcionamiento del actuador.

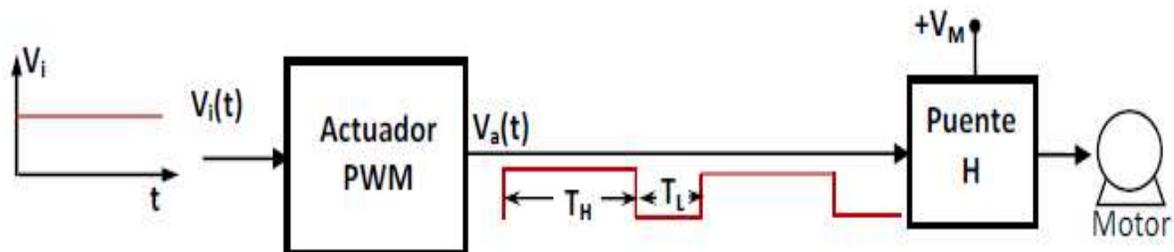


Figura 4.5. Esquema del actuador PWM.

### 4.1.3 Funcionamiento del sensor de velocidad angular

El sensor implementado en este módulo se basa en un convertidor de frecuencia a voltaje por medio del circuito integrado LM2917, el cual recibe una señal de entrada cuadrada proveniente del encoder óptico del motor y la convierte en una señal de voltaje  $V_s(t)$  proporcional a la frecuencia de la señal de entrada. En la Figura 4.6 se muestra el esquema de funcionamiento de este sensor.



Figura 4.6. Esquema del sensor de velocidad.

La señal producida por el encoder óptico consiste en un pulso por cada ranura del disco, de manera que si el disco tiene  $N$  ranuras, entonces generará  $N$  pulsos por vuelta, por lo tanto, la velocidad angular en revoluciones por segundo (*rps*) a la que gira el motor será:

$$\omega(t) = \frac{f(t)}{N} \quad (4.1)$$

Donde  $f(t)$  es la frecuencia en pulsos por segundo (Hertz) de la señal del encoder.

## 4.2 Modelado del motor de CD en lazo abierto

Los experimentos realizados en lazo abierto (LA) para el módulo utilizado consistieron en analizar el comportamiento del motor para una señal analógica externa que consistió de una fuente de CD variable de 0-5V y de los cuales se consiguieron los siguientes resultados.

Para realizar control analógico externo se tomó la señal de entrada variable como referencia y con lo cual se obtuvieron los parámetros de la Tabla 4.2 bajo condiciones mínimas, intermedias y máximas de la fuente de CD variable.

Tabla 4.2. Resultados en lazo abierto.

<i>Condición</i>	<i>V<sub>i</sub> (Volts)</i>	<i>PWM (%)</i>	<i>PWM (Hz)</i>	<i>Salida analógica de velocidad (Volts)</i>	<i>Encoder (Hz)</i>
Mínimo	200m	4.4	3K	186m	170
Intermedio	2.497	41.6	3K	2.98	2.76K
Máximo	4.96	94	3K	5.25	4.82K

En las gráficas de la Figura 4.7 se pueden observar el comportamiento del PWM bajo estas 3 condiciones apreciándose como varía el ancho de pulso de manera proporcional a la referencia y también se puede apreciar que la frecuencia del PWM permanece constante, además se observa que la salida analógica de velocidad es directamente proporcional al voltaje de entrada o referencia y tiende a igualar los valores.

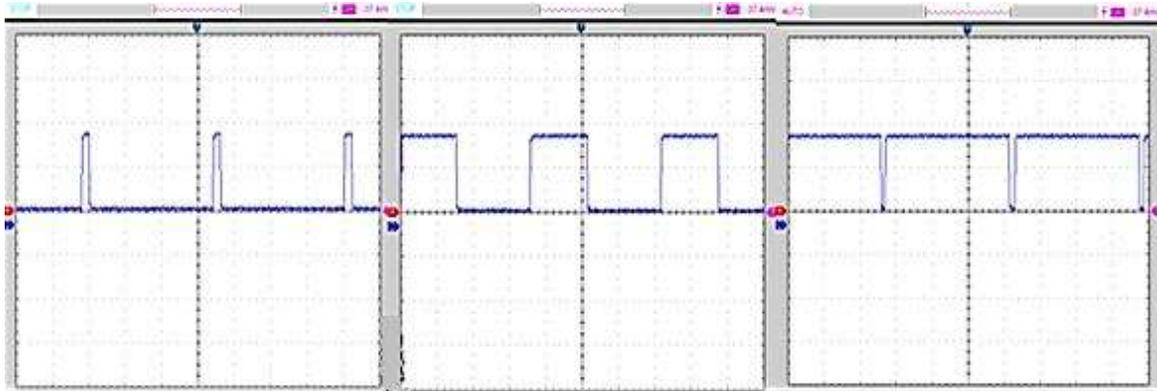


Figura 4.7. Comportamiento del PWM bajo las condiciones mínimo, intermedio y máximo de izquierda a derecha respectivamente.

De igual manera se pudo observar la salida del encoder apreciando el aumento de la frecuencia y utilizando los gráficos para calcular los valores obtenidos en términos de ciclos por segundo y analizar la respuesta en lazo abierto para el módulo bajo análisis.

De manera experimental se obtendrá el modelo matemático correspondiente al módulo empleado en lazo abierto, incluyendo el bloque del actuador y del sensor como se muestra en el diagrama de la Figura 4.8.

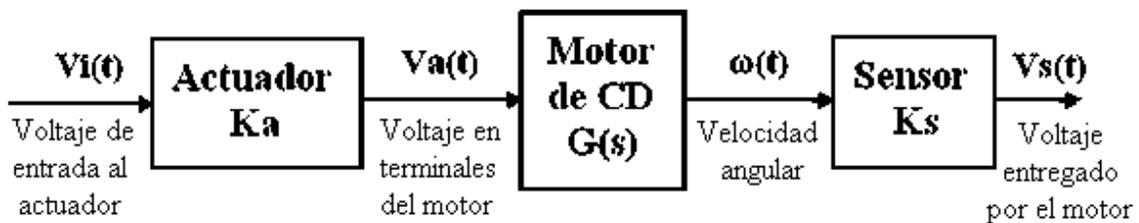


Figura 4.8. Diagrama de bloques del sistema en lazo abierto.

El actuador y el sensor se modelarán en su forma aproximada, despreciando su respuesta transitoria y proponiendo una respuesta inmediata representada por una ganancia constante,  $K_a$  para el actuador y  $K_s$  para el sensor.

El modelo del motor es más complejo ya que se trata de tomar en cuenta su comportamiento dinámico. Dado que se trata de un motor de CD de imán permanente, su

funcionamiento se muestra en el esquema de la Figura 4.9.

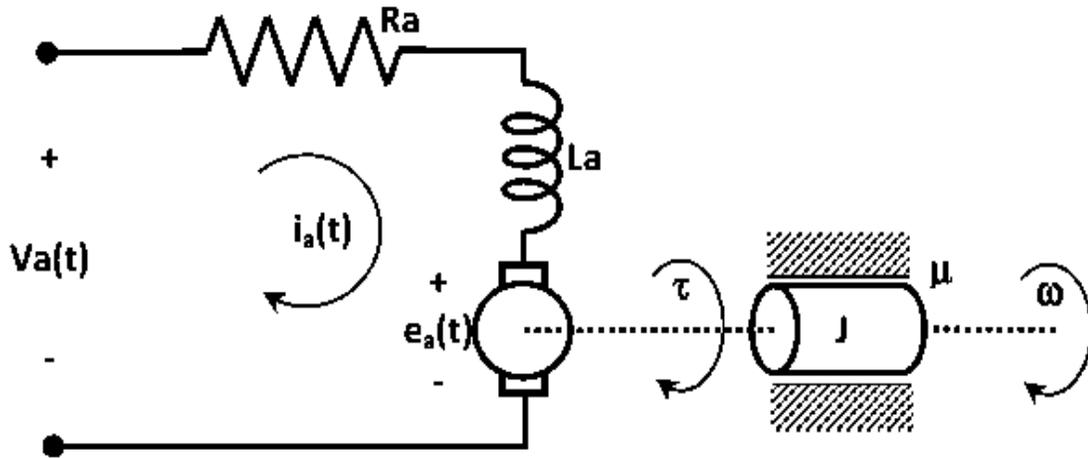


Figura 4.9. Diagrama esquemático del motor de CD.

Aplicando la Ley de Voltajes de Kirchhoff al circuito de armadura se obtiene:

$$v_a(t) - i_a(t)R_a - L \frac{di_a(t)}{dt} = e_a(t) \quad (4.2)$$

Donde  $e_a(t)$  representa la reacción del inducido o fuerza contra-electromotriz, la cual es proporcional a la velocidad del giro  $\omega(t)$ , es decir:

$$e_a(t) = K_e \omega(t) \quad (4.3)$$

Aplicando Transformada de Laplace a la primera ecuación obtenemos la función de transferencia de la parte eléctrica del motor:

$$I_a(s) = \left( \frac{1}{Ls + R} \right) [v_a(s) - e_a(s)] \quad (4.4)$$

Por otro lado, aplicando la Segunda Ley de Newton a la parte mecánica del motor se obtiene:

$$\tau - \mu \omega(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (4.5)$$

Donde  $\tau$  es el par generado por el motor,  $\mu$  es el coeficiente de fricción viscosa y  $J$  es

el momento de inercia de la carga rotacional incluyendo el eje del motor.

Nuevamente al aplicar Transformada de Laplace a la ecuación anterior, podemos obtener la función de transferencia de la parte mecánica:

$$\Omega(s) = \left( \frac{1}{J s + \mu} \right) T(s) \quad (4.6)$$

En el caso de un motor de imán permanente el campo permanece constante, por esa razón el par generado es proporcional a la corriente que circula por su devanado de armadura, es decir:

$$\tau = K_{\tau} i_a(t) \quad (4.7)$$

Considerando las funciones de transferencia anteriores, podemos representar el motor de CD mediante el diagrama de bloques de la Figura 4.10.

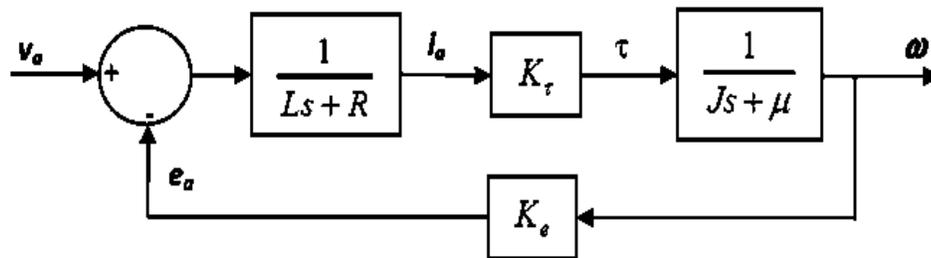


Figura 4.10. Diagrama de bloques del motor de CD.

Simplificando el diagrama de bloques se obtiene la siguiente función de transferencia total del motor que relaciona la velocidad del eje del motor con el voltaje aplicado.

$$\frac{\Omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_{\tau}}{(J s + \mu)(L s + R) + K_e K_{\tau}} \quad (4.8)$$

La cual corresponde a un sistema de segundo orden pero, dado que en la mayoría de los motores reales el valor de la inductancia ( $L$ ) es muy pequeño, por lo tanto, se acostumbra simplificar el modelo de segundo orden anterior despreciando el valor de  $L$ , para obtener el siguiente modelo aproximado de primer orden.

$$\frac{\Omega(s)}{V_a(s)} \approx \frac{K_\tau}{R(Js + \mu) + K_e K_\tau} \quad (4.9)$$

El cual puede escribirse en la siguiente forma estandarizada de primer orden:

$$\frac{\Omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K}{Ts + 1} \quad (4.10)$$

Donde:

$K = \frac{K_\tau}{R\mu + K_e K_\tau}$  es la ganancia del motor en *rpm/volt* o en *cps/volt*.

$T = \frac{RJ}{R\mu + K_e K_\tau}$  es la constante de tiempo del motor en *segundos*.

Por lo tanto, para obtener los parámetros del modelo aproximado bastará con obtener la constantes reales del motor la ganancia  $K$  y la constante de tiempo  $T$ .

Para determinar la constante de tiempo  $T$  y la ganancia  $K$  del motor se partirá de la obtención experimental de la respuesta al escalón del sistema, ya que se sabe que al aplicar un escalón de valor  $V_E$  al sistema de primer orden teórico bajo condiciones iniciales cero, este responde con un transitorio de velocidad de la forma siguiente:

$$\omega(t) = K V_E (1 - e^{-t/T}) \quad (4.11)$$

Cuya gráfica se muestra en la Figura 4.11 para el caso  $K V_E = 1$ .

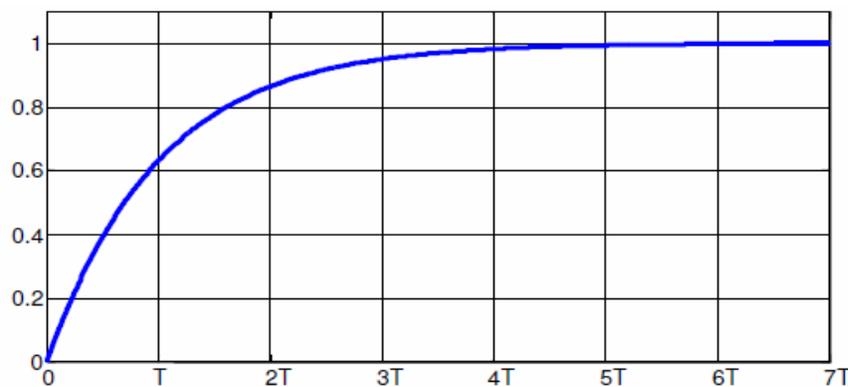


Figura 4.11. Respuesta teórica al escalón unitario del motor de CD.

Esta respuesta del escalón tiene la característica de tender al valor final  $K V_E$  pasando

por un transitorio que dependerá de la constante de tiempo  $T$ , de acuerdo a la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Respuesta teórica al escalón.

t	$\omega(t)$
0	0
T	0.6321 $K V_E$
2T	0.8647 $K V_E$
3T	0.9502 $K V_E$
4T	0.9817 $K V_E$
5T	0.9933 $K V_E$
...	
$\infty$	$K V_E$

De acuerdo a la tabla anterior el valor  $T$  será el valor al cual la respuesta al escalón alcanza el 63.21% del valor final de la velocidad.

También podemos notar que  $K V_E$  es el valor final de velocidad, por lo tanto, si deseamos obtener  $K$ , se requiere obtener el porcentaje que equivale  $K V_E$  con respecto a  $V_E$ .

Para la obtención de estos parámetros se realiza la respuesta al escalón del sistema en lazo abierto, lo cual se llevó a cabo mediante la aplicación de una señal cuadrada TTL (de 0V y 5V aproximadamente) a la entrada analógica externa del módulo  $V_E(t)$  de una frecuencia de aproximadamente 2 Hertz, para visualizar con ayuda de un osciloscopio la señal de entrada al actuador en el canal 1 (rojo) y la señal de salida  $\omega(t)$  (salida de velocidad analógica) entregada por el sensor en el canal 2 (azul) para tener la posibilidad de calcular los parámetros de interés de la respuesta obtenida y el escalón generado.

Los resultados de esta prueba se muestran en la gráfica de la Figura 4.12 a partir de la cual mediante la medición y adecuación de las escalas de calibración del osciloscopio, fue posible determinar la constante de tiempo  $T$  y la ganancia  $K$  del módulo del motor de CD.

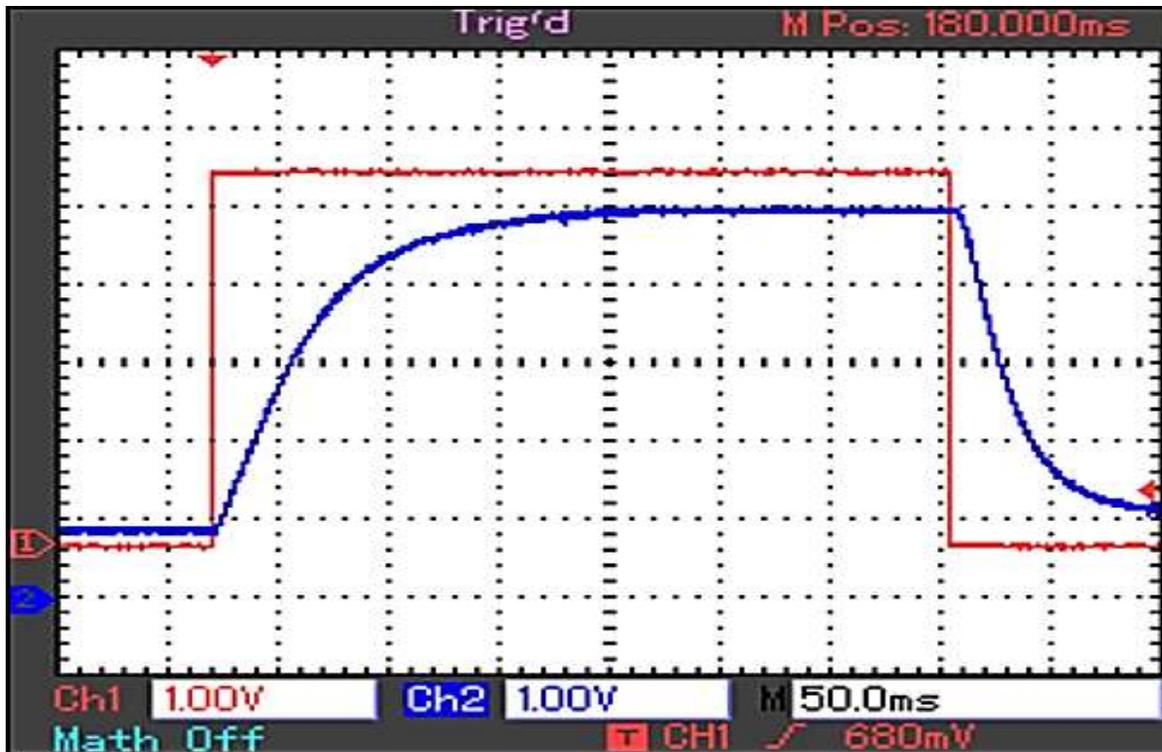


Figura 4.12. Respuesta al escalón (azul) mediante una entrada oscilatoria TTL (rojo).

De la gráfica obtenida calculamos el 63.21% del valor en estado estable de la respuesta al escalón lo cual se observa que equivale aproximadamente a:

$$\begin{aligned} \omega(t) &= 0.6321 K V_E = V_{ss} \text{ al } 63.21\% = \\ &= 0.6321 (4.2\text{bloques})(1.00V) = 2.6548V \end{aligned} \quad (4.12)$$

Por lo tanto la constante de tiempo  $T$  es el tiempo que corresponde al 63.21% del valor en estado estable de la respuesta al escalón y que de manera visual en la grafica de la Figura 4.12 se calcula el tiempo de la señal de respuesta al escalón al alcanzar los 2.6548V, obtenidos en el cálculo de la ecuación (4.11) para así determinar la constante de tiempo de acuerdo a:

$$T = (0.95\text{bloques})(50ms) = 0.0475s \quad (4.13)$$

Para calcular la ganancia del motor se miden el valor de entrada  $V_E$  y valor de estado estable de la respuesta al escalón para determinar la siguiente relación:

$$K = \frac{V_{SS}}{V_E} = \frac{4.2V}{4.8V} = \mathbf{0.875} \quad (4.14)$$

Por lo tanto es posible representar la función de transferencia estandarizada de primer orden con los valores a los que corresponde la ganancia del motor y la constante de tiempo obtenidas de la respuesta al escalón TTL generado.

$$G_1(s) = \frac{K}{T_s s + 1} \quad (4.15)$$

$$G_1(s) = \frac{0.875}{0.0475 s + 1} \quad \text{ó} \quad G_1(s) = \frac{18.421}{s + 21.053} \quad (4.16)$$

Para determinar los parámetros de interés por medio de instrumentación virtual, se aplica la respuesta al escalón en el motor de CD analizado en lazo abierto, a través de la tarjeta de adquisición de datos y en SIMULINK se genera el escalón que será enviado a la entrada del sistema y se obtiene la respuesta en el entorno de SIMULINK. Mediante el diagrama de bloques mostrado en la Figura 4.13, el cual contiene los parámetros de entrada en base a los parámetros obtenidos de manera experimental en la respuesta al escalón capturada en el osciloscopio y de la cual se obtienen los resultados mostrados en la figura 4.14 obtenidos en el entorno de SIMULINK.

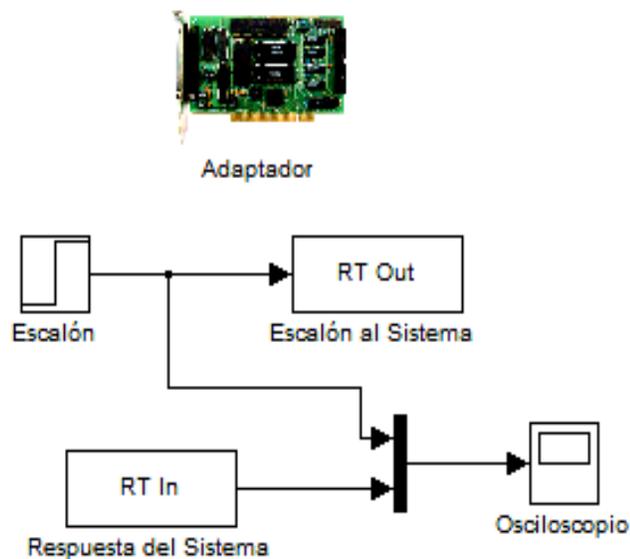


Figura 4.13. Diagrama de bloques para obtención virtual de la respuesta al escalón. Del diagrama de bloques de la Figura 4.13 se genera un escalón de 4.8V, de igual

manera al obtenido en el experimento de la entrada oscilatoria TTL, el cual es enviado a una salida analógica de la tarjeta HUMUSOFT AD 622 en el bloque RT Out, para que esta se ingrese a la entrada del sistema y obtener la respuesta al escalón en lazo abierto a la salida del sistema mediante el bloque RT In que habilita una entrada analógica de la tarjeta, al obtener la entrada y salida del sistema, éstas son graficadas en el bloque de osciloscopio proporcionado por SIMULINK, todo esto es posible gracias al bloque Adapter el cual facilita la interacción de la tarjeta con la PC y se logra la implementación mostrada en la Figura 4.14.

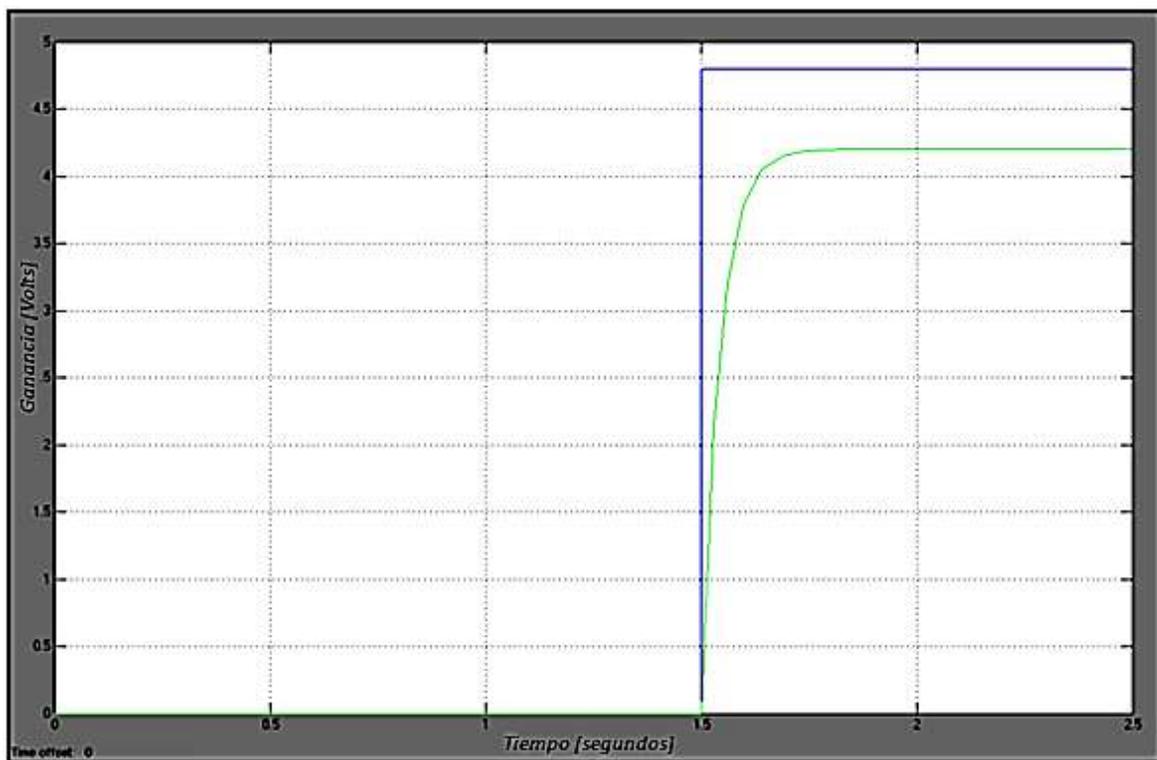


Figura 4.14. Respuesta al escalón en lazo abierto mediante instrumentación virtual.

Como se puede apreciar la respuesta al escalón en lazo abierto obtenida de manera experimental con instrumentos tradicionales y la respuesta obtenida con la instrumentación virtual tienen el mismo comportamiento con la diferencia de que el procesamiento de los parámetros adquiridos mediante instrumentación virtual la lleva 1.5 segundos desplegarlos en el osciloscopio de SIMULINK dado que realiza la adquisición, conversión y cálculos necesarios para su despliegue.

De igual manera, simulando la respuesta transitoria teórica y en base a los mismos

parámetros experimentales podemos apreciar con mayor exactitud los valores de la ganancia  $K$  y la constante de tiempo  $T$ , por medio de la siguiente función en MATLAB, la cual simula el comportamiento de la respuesta al escalón.

```
%Función en MATLAB de la respuesta al escalón teórica.
t=0:0.001:1-.001;%Período
ref=4.8;%Referencia en base a los experimentos realizados.
escalon=ref*heaviside(t);%generador de escalón.
respuesta=ref*0.875*(1-exp(-t/0.0475));%Respuesta teórica
hold on
plot(t,escalon)
plot(t,respuesta,'r')
```

Los resultados obtenidos en la simulación se presentan en la Figura 4.15 y los cuales coinciden con los parámetros obtenidos de los experimentos tradicionales y los virtuales obtenidos anteriormente, con ello se consolidan los resultados de la respuesta al escalón de este sistema y se cuenta con la función de transferencia de primer orden con la cual se obtienen los modelos de control.

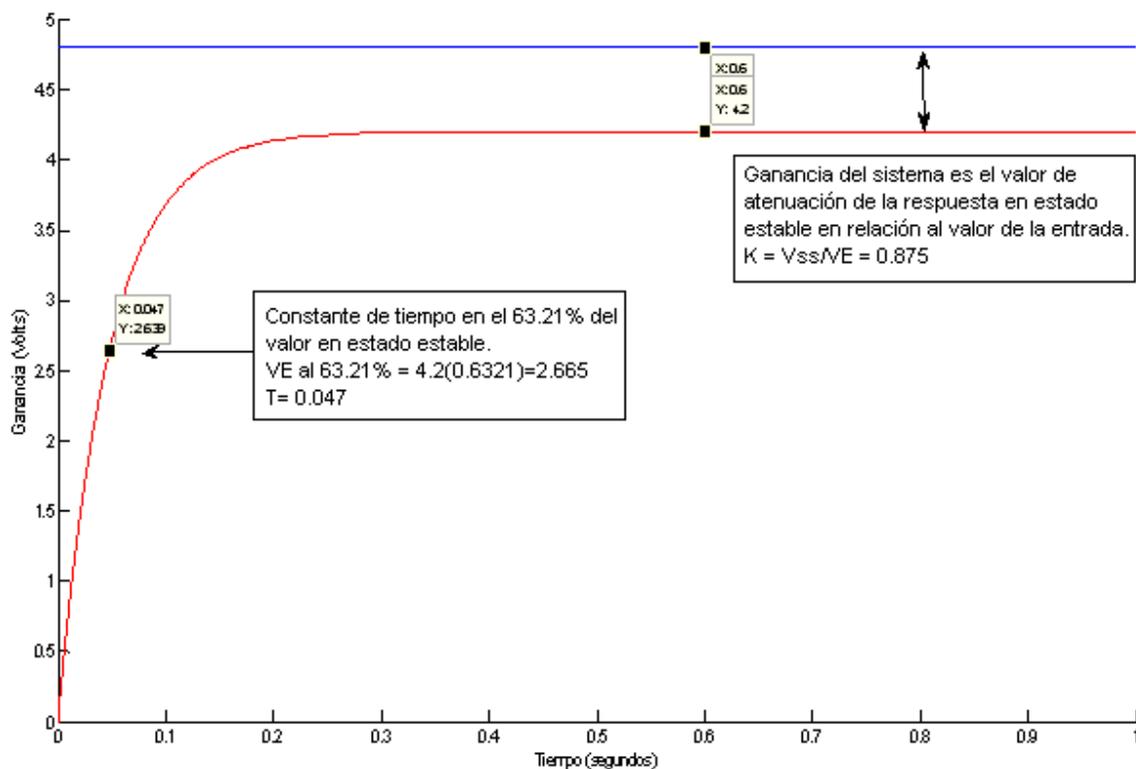


Figura 4.15. Respuesta al escalón en lazo abierto mediante simulación.

### 4.2.1 Modelado del sensor y el actuador del sistema

En el capítulo 4.2 se obtuvo el modelo matemático del sistema en lazo abierto del motor de CD en estudio incluyendo el bloque del actuador y del sensor de acuerdo al esquema presentado en la Figura 4.16.

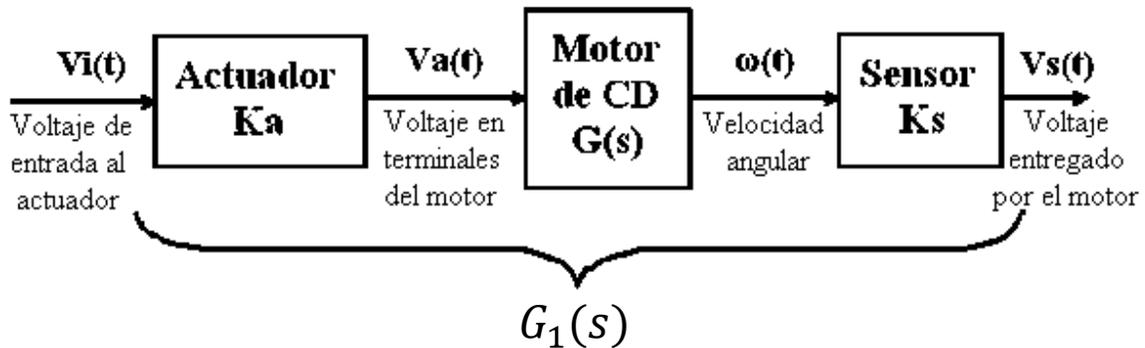


Figura 4.16. Sistema del motor de CD en lazo abierto.

Por consecuencia, la función de transferencia modela la relación del voltaje entregado por el sensor al voltaje aplicado a la entrada del actuador, es decir,

$$G_1(s) = \frac{V_s(s)}{V_i(s)} = \frac{K_1}{T s + 1} \quad (4.17)$$

Por lo tanto, la ganancia  $K_1$  obtenida en el capítulo 4.2 en realidad incluye el efecto del sensor y del actuador, es decir,

$$K_1 = K_a K K_s, \quad \text{o bien,} \quad K = \frac{K_1}{K_a K_s} \quad (4.18)$$

Donde  $K$  es la ganancia debida solamente al efecto del motor, es decir,

$$G(s) = \frac{\Omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K}{T s + 1} \quad (4.19)$$

Por lo tanto, si deseamos conocer el valor de  $K$  necesitamos primeramente identificar por separado los valores de  $K_a$  y  $K_s$  es decir, necesitamos modelar el actuador y el sensor.

### Obtención del modelo del actuador PWM.

De acuerdo al funcionamiento de esta etapa (descrito en el subtema 4.1.2) y basado en la Figura 4.5, se obtiene el modelo del actuador.

El ciclo de trabajo (CT) de la señal generada es su valor promedio y corresponde a la relación del tiempo que dura la señal en alto al periodo total de la señal, es decir,

$$CT = \frac{T_H}{T_H + T_L} \quad (4.20)$$

La salida  $V_a(t)$  producida por el actuador es enviada a un puente H de MOSFET's que conecta la energía de una fuente de +12V (o de +24V, dependiendo del módulo) a las terminales de armadura del motor, por lo tanto, de esta manera el voltaje equivalente que recibe el motor es el voltaje promedio (o ciclo de trabajo) de la señal PWM multiplicada por el voltaje de la fuente  $V_M$ .

$$v_a(t) = CT V_M \quad (4.21)$$

Y por otro lado, el ciclo de trabajo es aproximadamente proporcional al voltaje aplicado  $V_i(t)$ , es decir,

$$CT = K_2 V_i(t) \quad (4.22)$$

Por lo tanto

$$V_a(t) = K_2 V_M V_i(t) = K_a V_i(t) \quad (4.23)$$

Se deberá obtener la constante de proporcionalidad  $K_2$  y por lo tanto la constante del actuador  $K_a$ .

Para obtener esta constante de proporcionalidad de manera práctica, se realizaron mediciones del voltaje de entrada variable y a su vez del ciclo de trabajo del PWM, correspondiente a cada medición de voltaje obtenida y los resultados son mostrados en la Tabla 4.4 para después graficar los puntos de  $CT$  contra voltaje de entrada y realizar una

aproximación lineal de los resultados obtenidos para determinar la pendiente de la ecuación de la recta obtenida por medio de mínimos cuadrados, la cual equivale a la constante de interés que nos ayuda a determinar la constante del actuador.

Tabla 4.4. Mediciones obtenidas al variar  $V_i$  y analizar el actuador.

$V_i$ (volts)	% CT
0	0
0.2	0.044
1	0.15
2	0.33
2.66	0.5
4	0.74
4.96	0.94
5	1

La Figura 4.17 muestra la gráfica de los parámetros obtenidos así como la recta cuya pendiente es el valor  $K_2$  buscado, además se muestra el modelo ideal de respuesta del PWM el cual será considerado para ingresar los parámetros del acondicionamiento del actuador con respecto a la referencia.

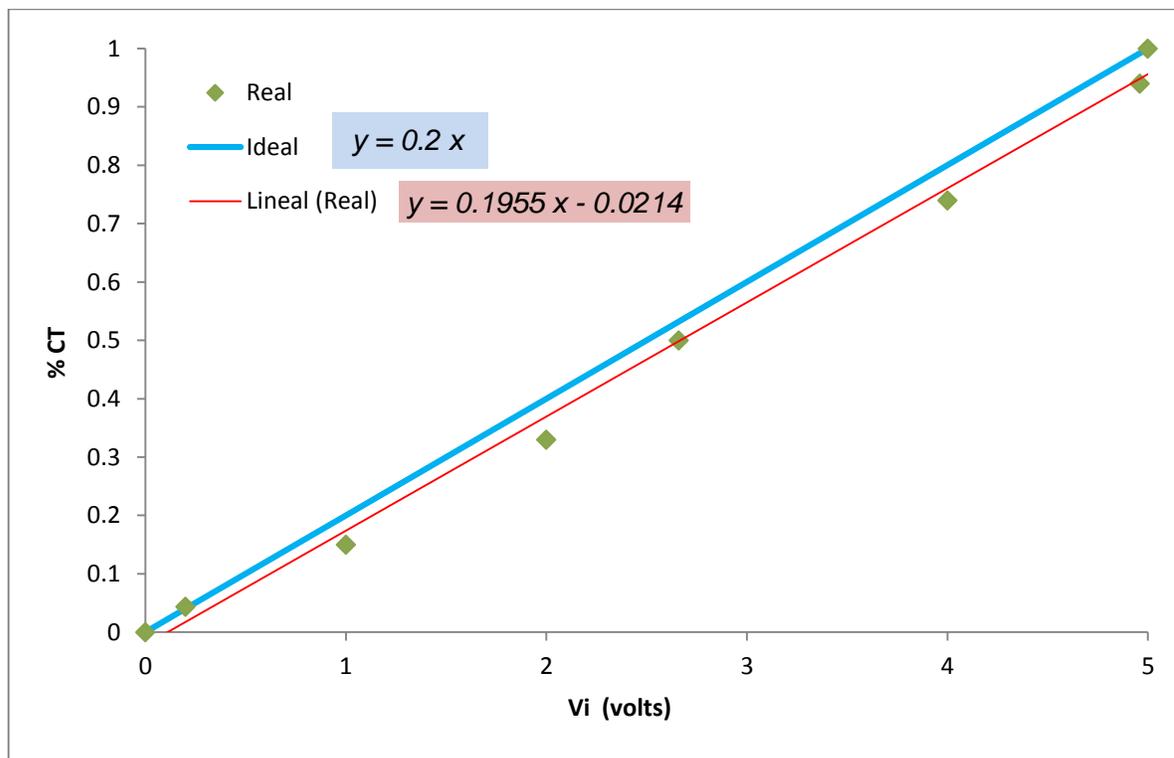


Figura 4.17. Obtención de CT contra  $V_i$  y pendiente de la recta de aproximación.

El valor obtenido de  $K_2$  es al valor de la pendiente de la recta mostrada en la Figura 4.12 y es igual a 0.1955, por lo tanto la constante del actuador queda como sigue:

$$K_2 V_M = K_a = 0.1955(12) = 2.346 \quad (4.24)$$

Pero dado que voltaje en las terminales del motor depende de un puente H conectado a una fuente de +12V, contenida internamente en el módulo del motor de CD a controlar, entonces se considera la ganancia  $K_2$  ideal que equivale a 0.2 para el diseño del actuador virtual que genera la señal PWM de acuerdo al diagrama de bloques en SIMULINK mostrado en la Figura 4.18.

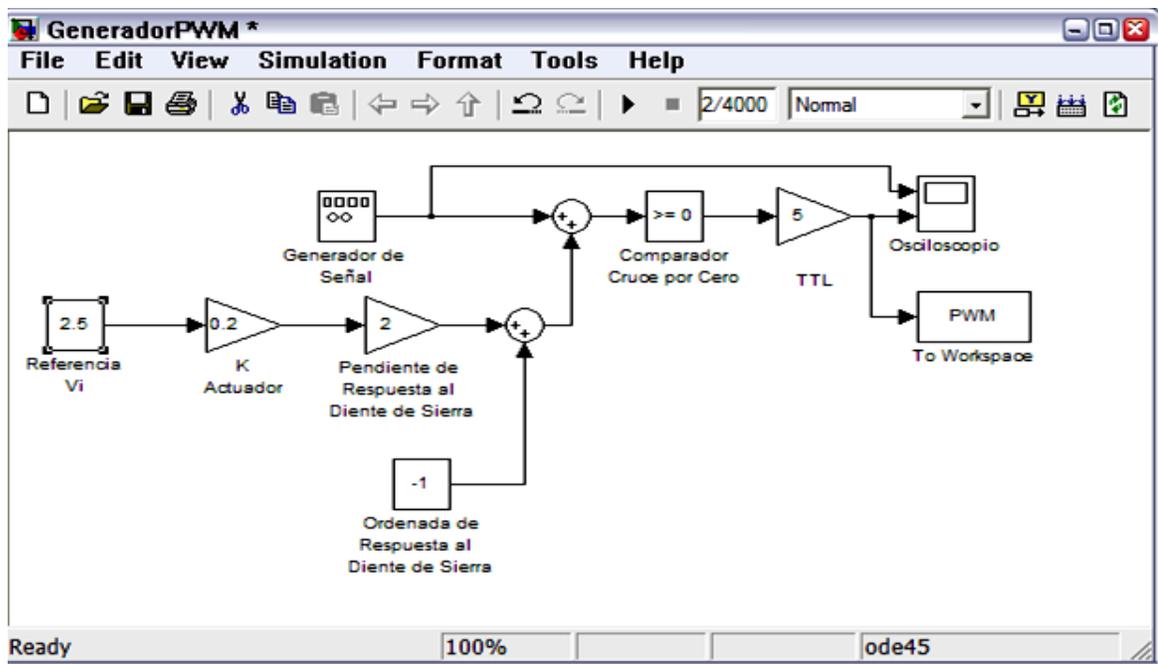


Figura 4.18. Diagrama de bloques en SIMULINK del actuador virtual.

En el diagrama de bloques de la Figura 4.18 se obtiene una señal PWM que emula el funcionamiento del actuador contenido en el interior del módulo de control de velocidad del motor de CD utilizado, este diagrama contiene un bloque generador de señal tipo diente de sierra de 4KHz (parte superior del osciloscopio mostrado en la Figura 4.19), a partir de la cual se obtiene el acondicionamiento necesario que generará la señal PWM del actuador en base a la referencia del voltaje de entrada. Es necesario visualizar el bloque del osciloscopio de la Figura 4.18 para explicar el funcionamiento y las consideraciones que se tomaron en cuenta para la implementación del actuador virtual.

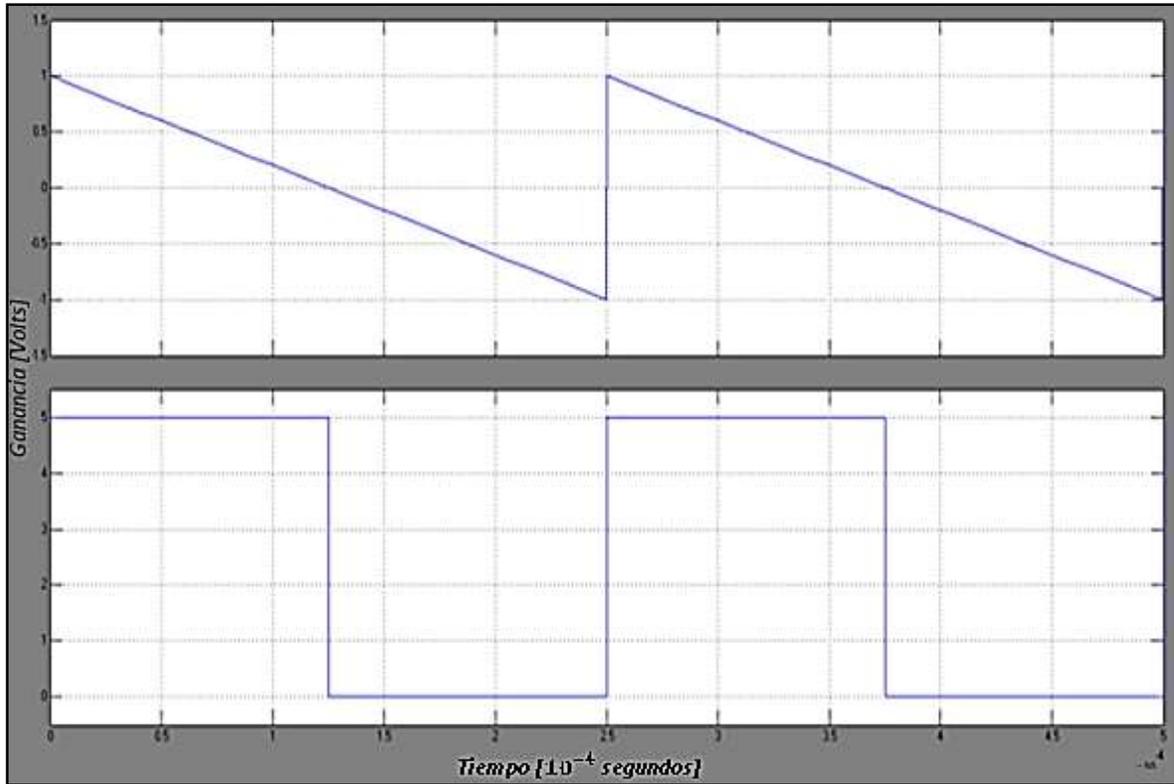


Figura 4.19. Visualización del osciloscopio en SIMULINK del actuador virtual.

En Figura 4.19 y en base al diagrama de bloques en SIMULINK de la Figura 4.18 se observa que en la parte superior se genera una señal diente de sierra de periodo de  $2.5 \times 10^{-4} \text{ seg}$  ó una frecuencia de  $4 \text{ KHz}$  (como la requerida en el marco teórico del funcionamiento del actuador), el bloque del detector de cruce por cero tiene la función de convertir el diente de sierra en un tren de pulsos al convertir en '1' lógico la parte positiva del diente de sierra y a partir del cruce por cero convertir en '0' lógico la parte negativa del diente de sierra.

Partiendo de la función de los bloques ya descritos se cuenta con un tren de pulsos de frecuencia y ciclo de trabajo constantes, por lo que el bloque de comparación que conecta su salida con el detector de cruce por cero tiene la función de desplazar sobre el eje 'Y' el diente de sierra lo que resulta en variaciones del ancho de pulso de acuerdo a la consideración de la gráfica mostrada en la Figura 4.20 que muestra el porcentaje que habrá de desplazarse el diente de sierra sobre el eje 'Y' y el ciclo de trabajo correspondiente a dichos desplazamientos.

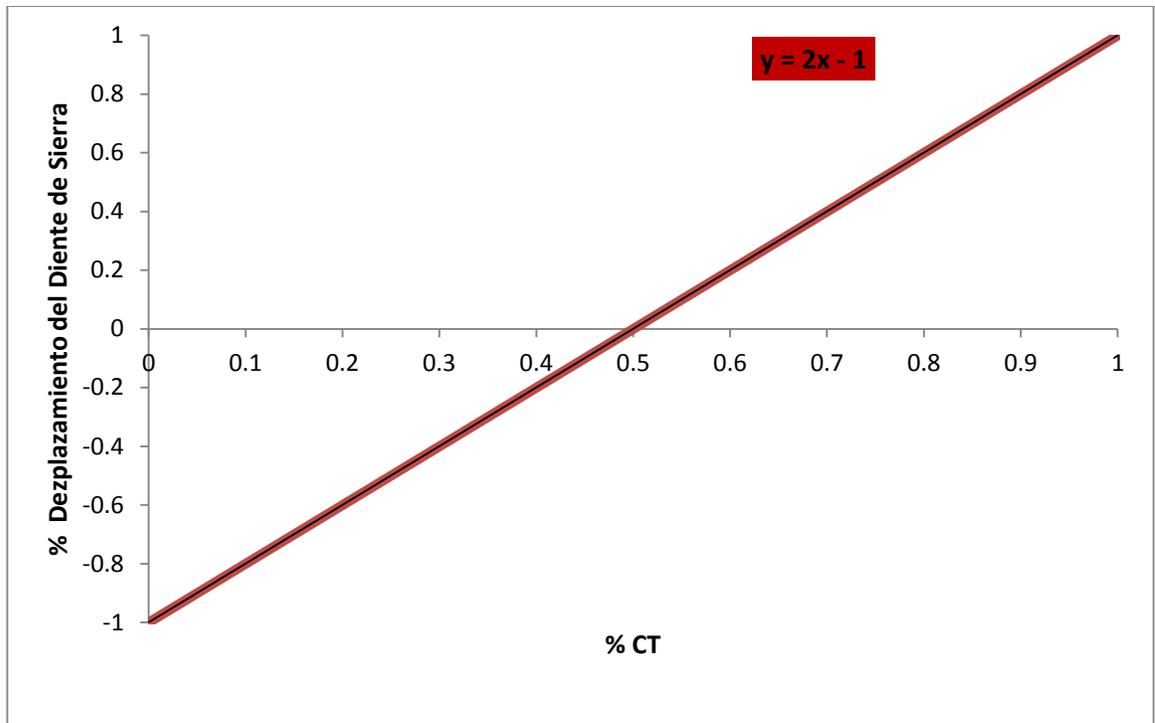


Figura 4.20. Obtención de % Desplazamiento del diente de sierra contra % CT y ecuación característica.

Con la ecuación de la recta obtenida en la Figura 4.20 se obtiene la linealización del sistema del PWM generado a partir de la función diente de sierra como se aprecia en el diagrama de bloques de la Figura 4.18 en el comparador que contempla la ordenada y la pendiente de la ecuación que representa la respuesta del porcentaje de desplazamiento del diente de sierra sobre el eje 'Y' con respecto al porcentaje de ciclo de trabajo correspondiente. También de la Figura 4.18 podemos notar que se contempla la referencia que fija la velocidad de giro del motor en términos de voltaje de acuerdo a la relación de la ganancia ideal del actuador mostrada en la Figura 4.17 y que está representada por la pendiente de la recta ideal de ciclo de trabajo contra voltaje de entrada.

Para apreciar el correcto funcionamiento del actuador virtual diseñado y ejemplificar el desplazamiento del diente de sierra que hace variar el ciclo de trabajo, se aplican valores de referencia cercanos al mínimo, intermedio y máximos los cuales se visualizan en la Figura 4.21 (como los obtenidos de manera experimental en la Figura 4.7) para respaldar el funcionamiento del actuador virtual diseñado.

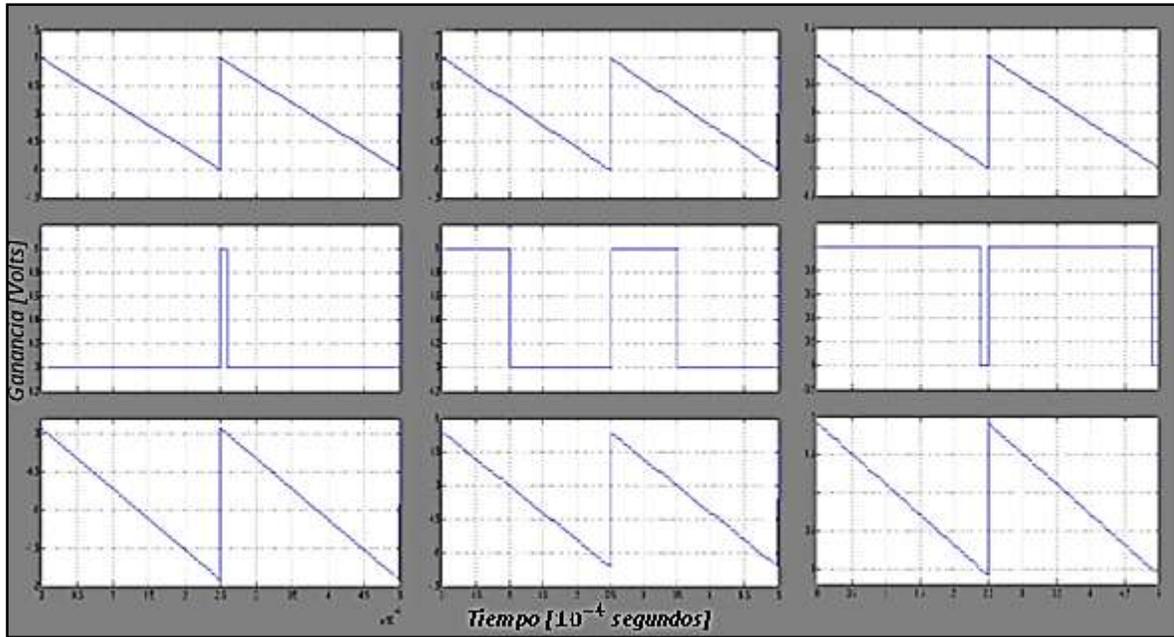


Figura 4.21. Visualización del comportamiento del actuador virtual bajo las condiciones mínimo, intermedio y máximo de izquierda a derecha respectivamente.

En la parte superior de la Figura 4.21 se aprecia la señal diente de sierra generada en el bloque generador de funciones de SIMULINK y que empleamos como base para generar la señal PWM con las características de nuestro actuador, en la parte central observamos la respuesta del ciclo de trabajo bajo las condiciones mencionadas y en la parte inferior observamos el desplazamiento que sufre el diente de sierra del cual se describió su funcionamiento anteriormente y en el cual se aprecia que para la condición mínimo el cruce por cero esta cerca del cero del eje 'Y' y la mayor parte de la rampa que forma el diente de sierra está en la parte negativa de este eje por lo que el ciclo de trabajo resultante es muy pequeño y caso contrario para la condición del máximo que aunque el cruce por cero esta cercano al cero del eje la parte restante del diente de sierra está contenida en la parte positiva del eje dando como resultado mayor cantidad de '1' lógicos en el detector de cruce por cero y generando así un ciclo de trabajo casi del 100%.

Hasta aquí se cuenta con el actuador virtual funcionando en base a los parámetros ideales obtenidos a partir de experimentos reales y con esto se tiene la opción de implementar el control de velocidad del motor de CD bajo análisis en lazo abierto desde un

diagrama de bloques en el entorno de SIMULINK por medio de las herramientas computacionales de interacción en tiempo real.

### Obtención del modelo del sensor.

En base al funcionamiento del sensor (descrito en el capítulo 4.1.3) y de acuerdo al esquema de la Figura 4.6, se obtiene el modelo del sensor. Recordando que la velocidad angular del motor en *rps*, está dada por la siguiente relación.

$$\omega(t) = \frac{f(t)}{N} \quad (4.25)$$

Donde  $f(t)$  es la frecuencia en pulsos por segundo (Hertz) de la señal del encoder.

Para obtener la constante del sensor, es suficiente con obtener la relación entre  $V_s(t)$  y  $f(t)$ , es decir,

$$V_s(t) = K_3 f(t) \quad (4.26)$$

Por lo tanto

$$V_s(t) = K_3 N \omega(t) = K_s \omega(t) \quad (4.27)$$

Habría que determinar  $K_3$  para poder determinar la constante del sensor  $K_s$  mediante la obtención experimental del voltaje de salida y frecuencia del encoder para el mayor número de mediciones posibles y realizar la gráfica de los puntos obtenidos tomando como variable independiente la frecuencia  $f$  en Hertz correspondiente al encoder y el voltaje  $V_s$  como variable dependiente correspondiente a la salida analógica del módulo. Los valores obtenidos son los que se describen en la Tabla 4.5.

Tabla 4.5. Mediciones obtenidas al variar la referencia y analizar el sensor.

$f$ (Hertz)	$V_s$ (volts)
160	0.166
860	0.933
1400	1.55
1830	2
2610	2.87

$f$ (Hertz)	$V_s$ (volts)
3200	3.53
3833	4.2
4570	5
4800	5.26
4810	5.28

En la Figura 4.6 se puede observar el modo en el que se obtienen los parámetros de la Tabla 4.5 y lo cual consiste en un encoder óptico que en este caso es un disco dentado montado en el eje del motor en la parte trasera, junto a un circuito óptico que emite un haz de luz a través de los huecos que hay entre los dientes del disco y del otro lado un receptor óptico que recibe los pulsos generados por la obstrucción de los dientes del disco al paso de la luz y con lo que se obtiene un tren de pulsos del cual se obtiene la frecuencia de giro del motor y este parámetro a su vez es convertido en una señal analógica en términos de voltaje como podemos apreciar en la Tabla 4.5 obtenida de manera experimental y su gráfica de comportamiento en la Figura 4.22.

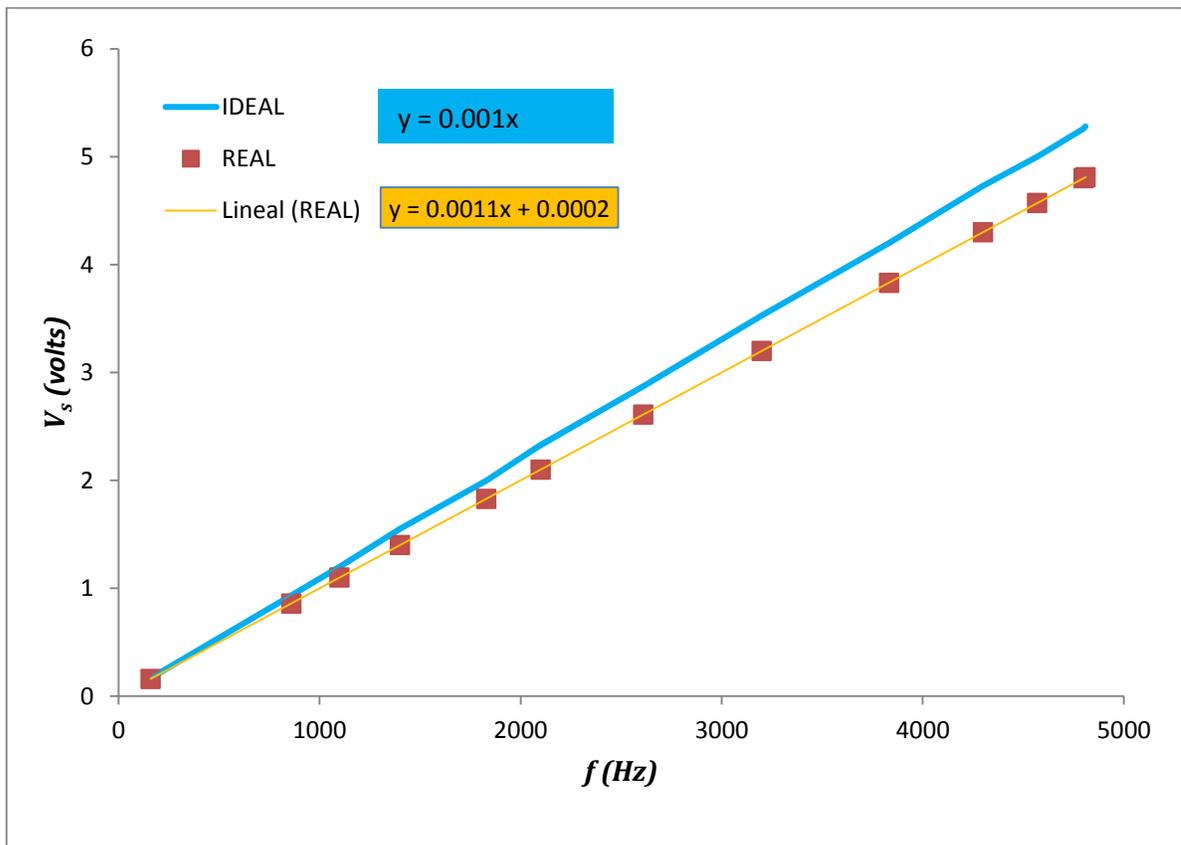


Figura 4.22. Obtención de  $V_s$  contra  $f$  y pendiente de la recta de aproximación.

De la gráfica de la Figura 4.22 obtenemos la pendiente de la recta de aproximación por mínimos cuadrados, partiendo de las mediciones realizadas y de acuerdo a la relación de la ecuación (4.26) donde:

$$V_s(t) = K_3 N \omega(t) = 0.0011 N \omega(t) = K_s \omega(t) \quad (4.28)$$

Por lo tanto:

$$K_s = 0.0011N \quad (4.29)$$

Y dado que el número de ranuras es  $N = 98$ , entonces:

$$K_s = 0.0011(98) = \mathbf{0.1078} \quad (4.30)$$

El cálculo de estos parámetros se realiza para obtener la función de transferencia del motor independiente del actuador y el sensor, para tener la posibilidad de implementar el sensor y el actuador de manera virtual, por lo tanto la función de transferencia aproximada del motor queda como sigue:

$$K_1 = 0.875, \quad K_a = 2.346, \quad K_s = 0.1078 \quad (4.31)$$

$$K_1 = K_a K K_s, \quad \text{o bien,} \quad K = \frac{K_1}{K_a K_s} \quad (4.32)$$

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} = \frac{3.4598}{0.0475s + 1} = \frac{72.837}{s + 21.053} \quad (4.33)$$

Ahora se cuenta con la función de transferencia del motor excluyendo las alteraciones del sensor y el actuador con lo que se tienen las ganancias de estos dos elementos para que sean considerados en la instrumentación virtual donde se puede trabajar en base a los modelos ideales de las ganancias del actuador y del sensor.

En la Figura 4.23 se puede ver el modelo del sensor virtual obtenido a partir de los experimentos realizados al módulo del motor de CD en estudio. Ahora se cuenta con las etapas del actuador y el sensor virtuales que darán paso al objetivo de esta tesis.

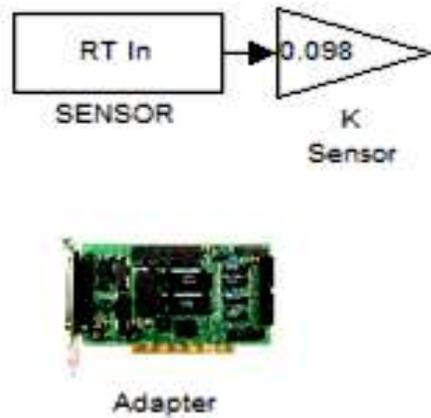


Figura 4.23. Diagrama de bloques en SIMULINK del sensor virtual.

De la Figura 4.23 podemos observar los bloques RT In y Adapter descritos en el capítulo tercero y que tienen la función de habilitar una entrada analógica de la tarjeta para que sea procesada en el entorno de SIMULINK y a su vez esta entrada es alterada por la ganancia del sensor obteniendo así el modelo virtual que representa la etapa del sensor.

### 4.3 Modelado del motor de CD en lazo cerrado

Para el modelado del motor en lazo cerrado (LC) se considera el diagrama de bloques de la Figura 4.24 en lazo abierto, del cual se obtuvo la función de transferencia correspondiente y a la cual se aplicará el lazo de retroalimentación.

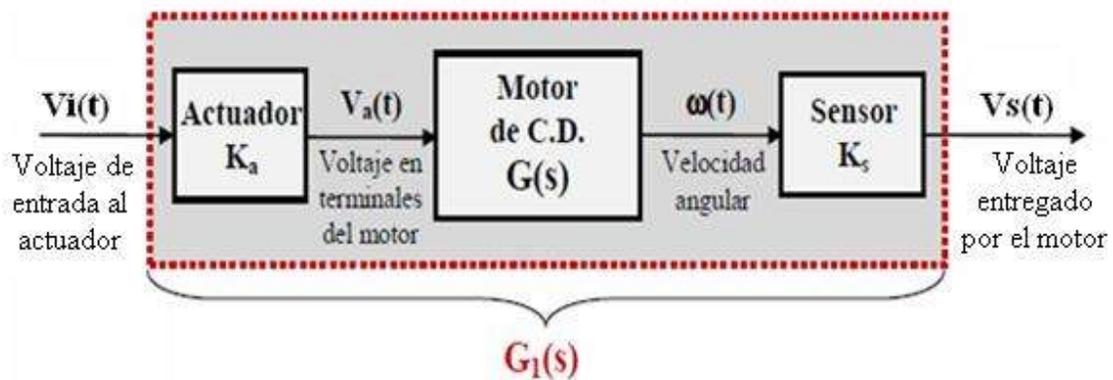


Figura 4.24. Sistema de control de velocidad del motor de CD.

Se evalúa el comportamiento del sistema en lazo cerrado mostrado en la Figura 4.25 para destacar las ventajas que proporciona la retroalimentación en comparación con el control en lazo abierto.

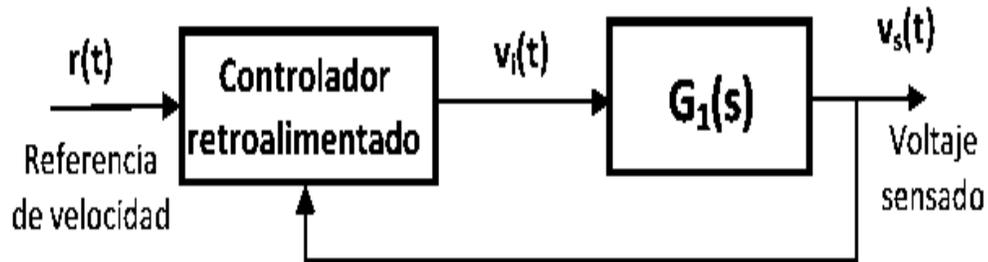


Figura 4.25. Diagrama de bloques de control en lazo cerrado de sistema.

Para obtener la función de transferencia de lazo cerrado se parte de la función de transferencia obtenida en lazo abierto,  $G_1(s) = \frac{18.42}{s+21.05}$  de la ecuación (4.16) para realizar la reducción de bloques del lazo de retroalimentación quedando como sigue:

$$G_{LC}(s) = \frac{G_1(s)}{G_1(s) + 1} \quad (4.34)$$

Al reducir los bloques de acuerdo con la ecuación (4.34) y sustituyendo los valores obtenidos en la ecuación (4.16) obtenemos la siguiente función de transferencia que considera al lazo de retroalimentación del sistema que considera las ganancias del actuador y el sensor de la siguiente manera:

$$G_{LC}(s) = \frac{18.42}{s + 39.47} \quad (4.35)$$

La respuesta al escalón unitario de la función de transferencia en lazo cerrado se obtiene a continuación mediante la función en MATLAB que simula la respuesta al escalón unitario del sistema en LC, y a su vez se compara con la respuesta en lazo abierto.

```
% función en MATLAB para obtener la respuesta al escalón unitario.

G1=tf(18.421,[1 21.053])%F.T. del sistema ACTUADOR-MOTOR-SENSOR
LC=feedback(G1,1)%Lazo de retroalimentación.
LC
hold on
step(LC)%Respuesta al escalón unitario en LC.
```

```
step(G1)%Respuesta al escalón unitario en LA.
```

La Figura 4.26 representa la respuesta al escalón unitario del sistema, tanto en lazo abierto como en lazo cerrado para hacer la comparación.

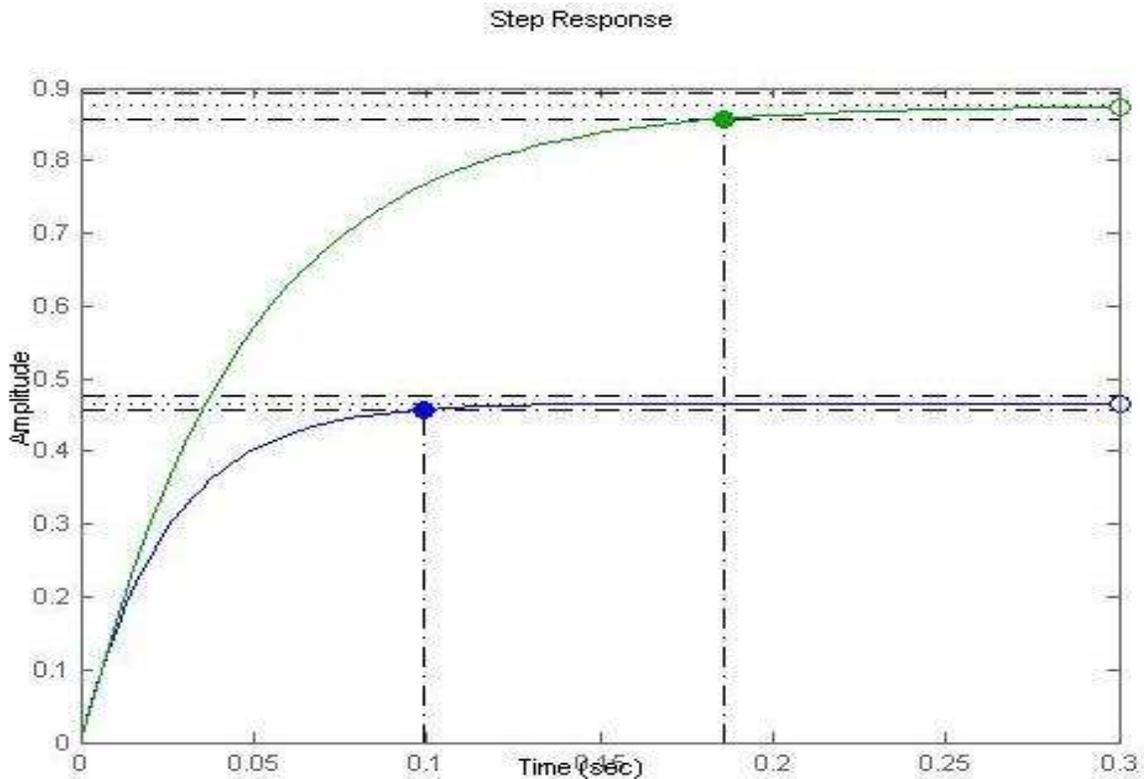


Figura 4.26. Respuesta al escalón en LA (verde) y en LC (azul).

De la gráfica de la Figura 4.26 se pueden observar las ventajas y desventajas del lazo de retroalimentación, se observa que el tiempo de establecimiento es menor para LC lo cual resulta ventajoso ya que la mayoría de los sistemas de control requieren un tiempo de respuesta rápida, también se observa que la salida del sistema en LC no alcanza a igualarse al valor de referencia o disminuye la ganancia del sistema en comparación con el sistema en LA.

Para hacer la comparación con el modelo virtual del actuador, el sensor y la función de transferencia que excluye la influencia de estos dos elementos, partimos del siguiente diagrama en SIMULINK (Figura 4.27) que simula la respuesta al escalón que no será unitario sino de 5, para estimular el generador PWM virtual al ciclo de trabajo máximo y

obtener la respuesta en lazo cerrado.

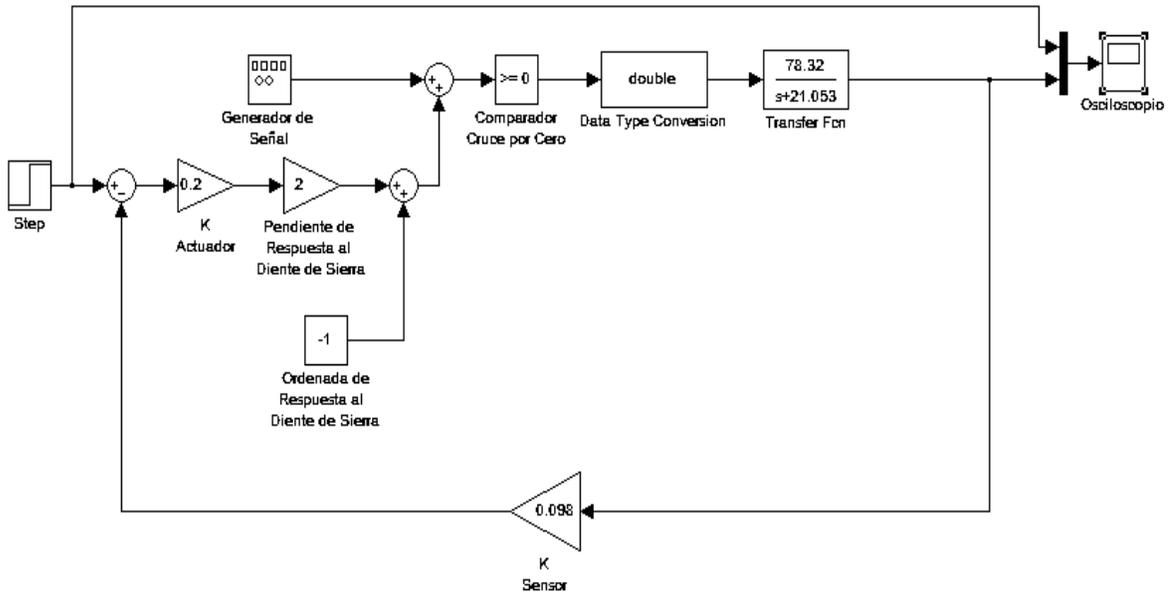


Figura 4.27. Diagrama de bloques en SIMULINK de la simulación del modelo virtual en LC.

De la Figura 4.27 podemos apreciar los bloques que involucran al actuador y que anteceden al bloque de la función de transferencia que representa al motor de CD, también se observa la ganancia del sensor en el lazo de retroalimentación y la respuesta al escalón se obtiene en la Figura 4.28.

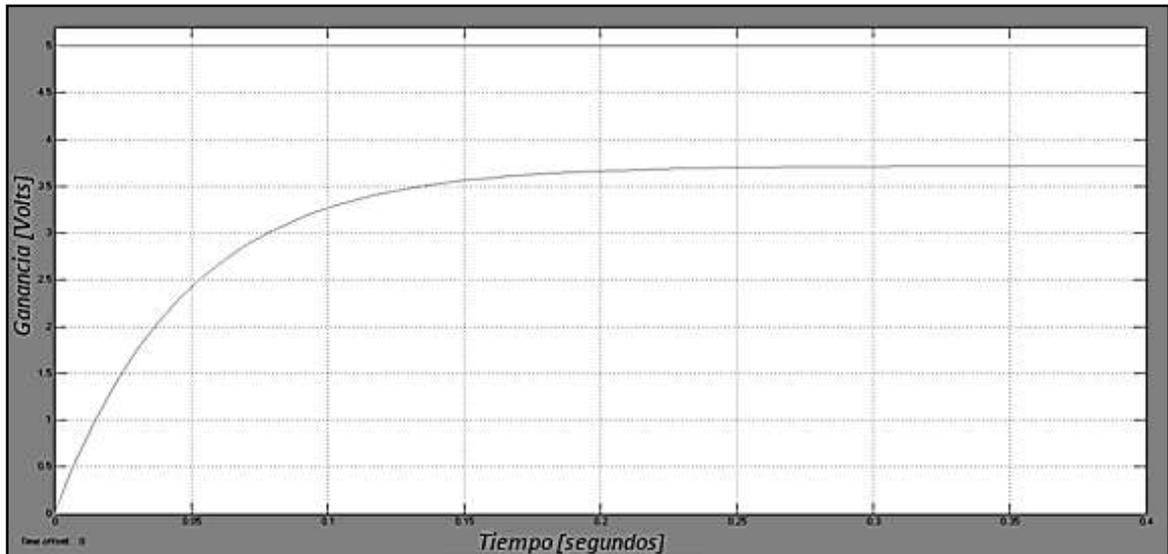


Figura 4.28. Respuesta al escalón en LC de los modelos virtuales.

En la Figura 4.28 observamos los resultados de la simulación de los modelos virtuales

en la cual apreciamos una menor atenuación en comparación con la simulación obtenida de la función de transferencia que involucra el sistema Actuador-Motor-Sensor (Figura 4.26) obtenida de los experimentos y mediciones realizados, esto se debe al modelo idealizado que se ha construido a partir del análisis de los resultados obtenidos y a las pérdidas o consumos de los dispositivos electrónicos que conforman la instrumentación tradicional, con lo se mejora al sistema real que compone a él actuador y al sensor.

#### 4.4 Control proporcional (P)

Para el controlador proporcional implementado se parte del siguiente diagrama de bloques de la Figura 4.29 en lazo cerrado del sistema a controlar y se simula la respuesta al escalón para varias condiciones de ganancia  $K_p$  para su análisis considerando el modelo que involucra al sensor y al actuador.

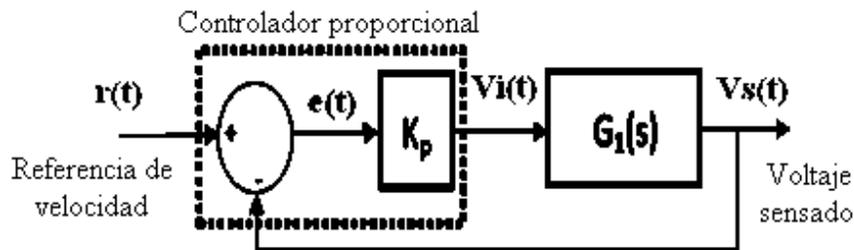


Figura 4.29. Controlador Proporcional conectado al sistema.

La función correspondiente al diagrama de bloques del controlador proporcional queda como se muestra a continuación, después de realizar la reducción bloques necesaria.

$$G_p(s) = \frac{18.42K_p}{s + 21.05 + 18.42K_p} \quad (4.36)$$

La siguiente función en MATLAB, simula al sistema de control proporcional correspondiente a la función de transferencia  $G_p(s)$ , la cual corresponde a un sistema de primer orden con un solo polo que varía su posición sobre el eje real negativo dependiendo del valor positivo de  $K_p$  para mantener estable al sistema.

```

function P=ControlP(Kp)

G=tf([20.6],[1 23.5]);%Módulo Actuador-MOTOR-Sensor
P=feedback(Kp*G,1);%Reduccion de bloques LC y Kp

hold on
%Repuesta al escalón del Control Proporcional
step(P)

end

```

A continuación en la Figura 4.30 se muestra la simulación de la respuesta al escalón del sistema de control proporcional para varios valores de  $K_p$  con el objetivo analizar su comportamiento.

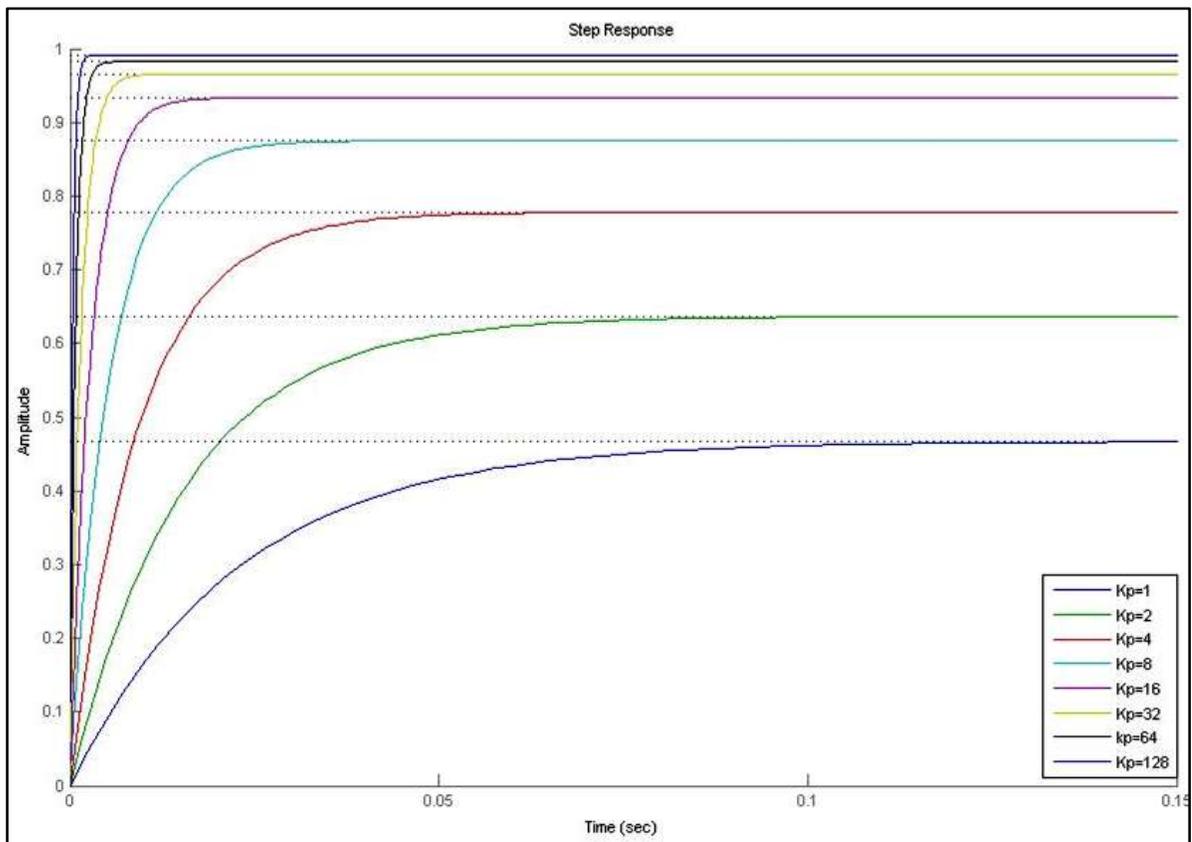


Figura 4.30. Respuesta al escalón del controlador P para diferentes valores de  $K_p$ .

De las gráficas se puede observar que entre mayor sea el valor de  $K_p$  el tiempo de establecimiento del sistema se reduce, así como el error en estado estable, y dado que dentro del ambiente de SIMULINK el valor de esta constante de proporcionalidad no

muestra problemas de saturación, es decir  $K_P$  puede tender al infinito, el tiempo de respuesta y el error de estado estable se reducen tendiendo a cero, pudiéndose considerar al sistema como ideal y estable, cumpliendo con las propiedades del control automático.

La implementación del control P, se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 4.31 implementado en SIMULINK, que utiliza las herramientas que son el objetivo de análisis de este proyecto.

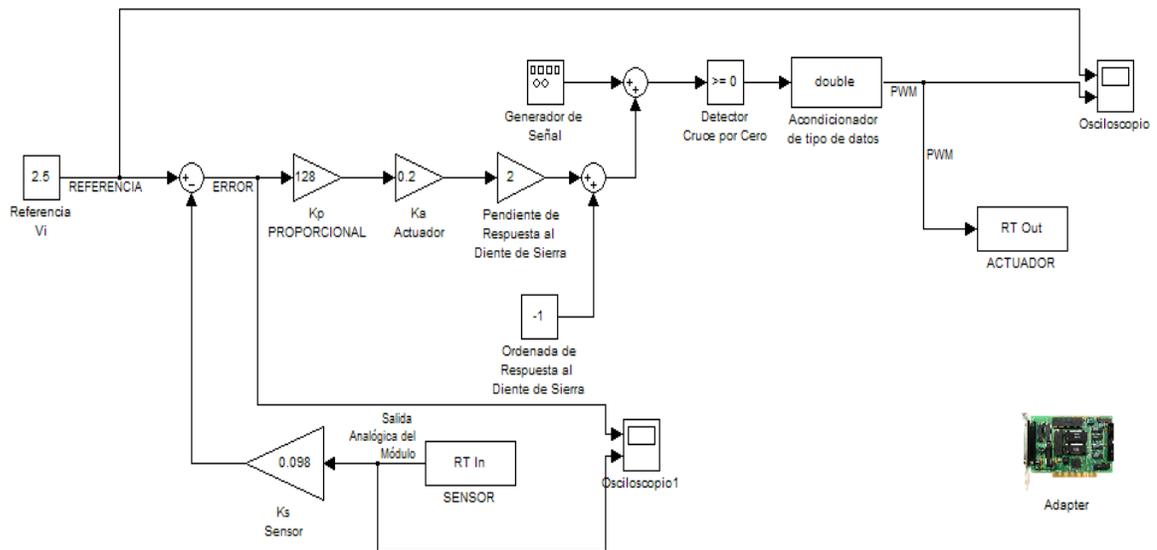


Figura 4.31. Diagrama de bloques en SIMULINK del controlador P.

Los bloques que conforman la Figura 4.31 son los implementados en el controlador proporcional, podemos destacar los bloques RT In y RT Out que interactúan directamente con la tarjeta HUMUSOFT AD 622 para enviar a un canal de salida analógica la señal PWM del actuador diseñado y obtener de un canal de entrada analógica la salida del convertidor de frecuencia/voltaje contenido en el módulo del motor de CD, dando como resultado la implementación del controlador virtual proporcional que controla la velocidad de giro del motor.

De acuerdo con las simulaciones del sistema que se obtuvieron, se espera que el sistema se aproxime a la referencia y disminuya su tiempo de establecimiento entre mayor sea la ganancia del controlador proporcional por lo que se hacen varias pruebas de la

implementación del controlador pero solo muestran los resultados obtenidos para una  $K_p = 128$ , para la cual se analizan en la Figura 4.32 la referencia y la señal PWM generada por el actuador virtual y en la Figura 4.33 se observa la salida analógica del módulo correspondiente al voltaje equivalente a la frecuencia de giro del motor y la señal de error.

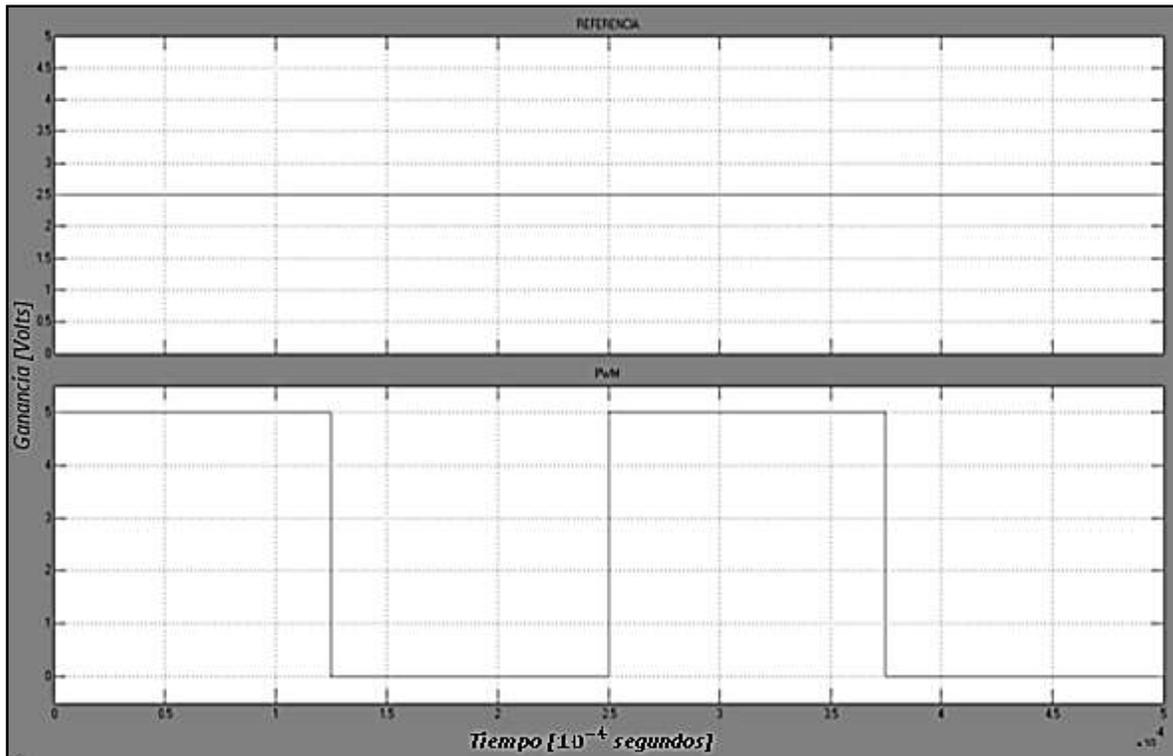


Figura 4.32. Señal de referencia y señal PWM generada del controlador P.

De la Figura 4.32 se observa el valor de referencia equivalente al voltaje que se suministro en los experimentos realizados al módulo en estudio, este parámetro ha sido idealizado y puede tomar valores constantes que van de  $0V$  a  $5V$  y que equivalen al ciclo de trabajo que la señal PWM generada en los bloques de SIMULINK habrá de adaptar su periodo en alto que como se puede apreciar para la condición intermedia el valor de la referencia es  $V_i = 2.5V$  y por consecuencia el ciclo de trabajo es del 50% tal y como se obtiene en los resultados de la implementación del controlador proporcional que envía la señal PWM al módulo del motor en el cual se enlaza al puente H que alimenta el motor obteniendo la velocidad media a la que se controlará el motor.

La relación de la señal analógica representa la equivalencia de voltaje con respecto a la

frecuencia medida a la que gira el motor y el error representa la diferencia existente entre el valor de referencia y la salida del sistema representada por el modelo del sensor, en la Figura 4.33 se muestran estas señales obtenidas de la implementación del controlador proporcional.

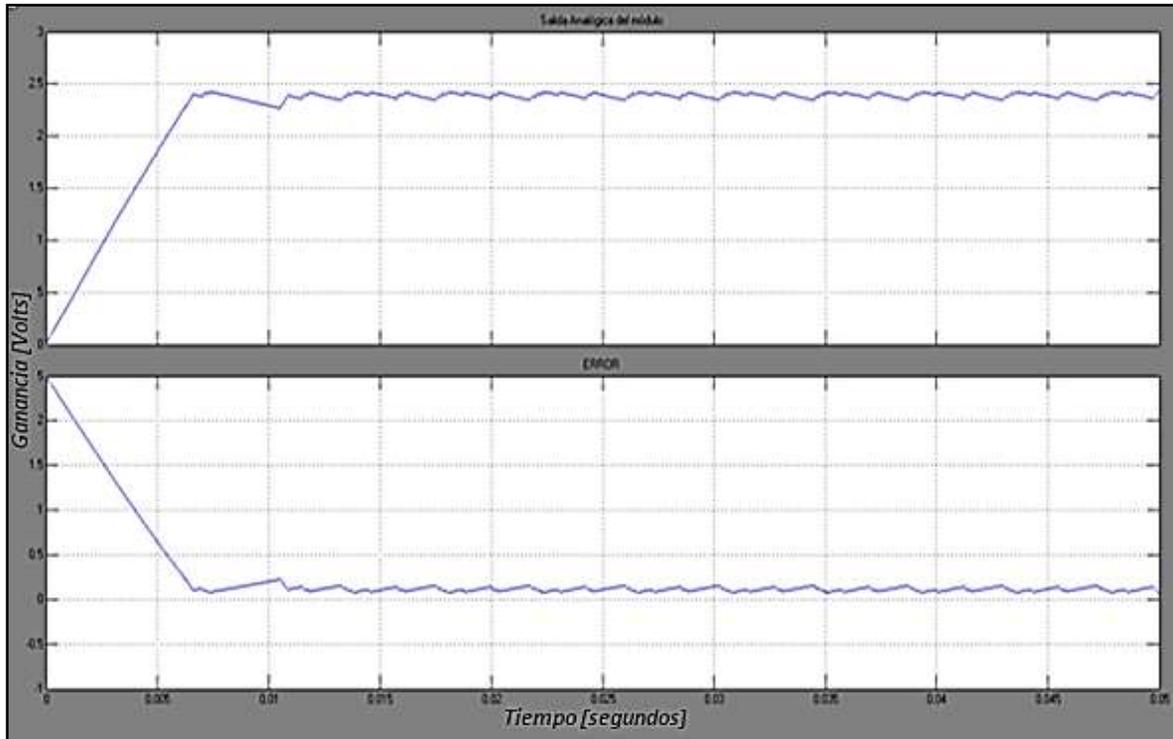


Figura 4.33. Señal analógica del módulo y señal de error del controlador P.

El controlador proporcional implementado tiene la función de anticiparse a los cambios de la señal de error en estado estable sólo si el error varía con respecto al tiempo, obteniéndose respuestas que compensan los resultados de salida con respecto a la referencia para mantener un error lo más cercano a cero y del cual observamos que al intervenir con alguna perturbación, como el frenado del motor, el controlador proporcional compensaba las perturbaciones incrementando la respuesta del actuador, pero tardaba un poco en restablecerse, esto se debe a que este tipo de controladores no contemplan el tiempo, por lo tanto resulta ventajoso contener algún elemento que tome en cuenta las variaciones con respecto al tiempo como lo aportan los controladores integral y derivativo.

## 4.5 Controlador proporcional integral (PI)

El controlador proporcional-integral es el mostrado en la Figura 4.34 del cual se obtiene la función de transferencia conforme a la reducción de bloques del sistema.

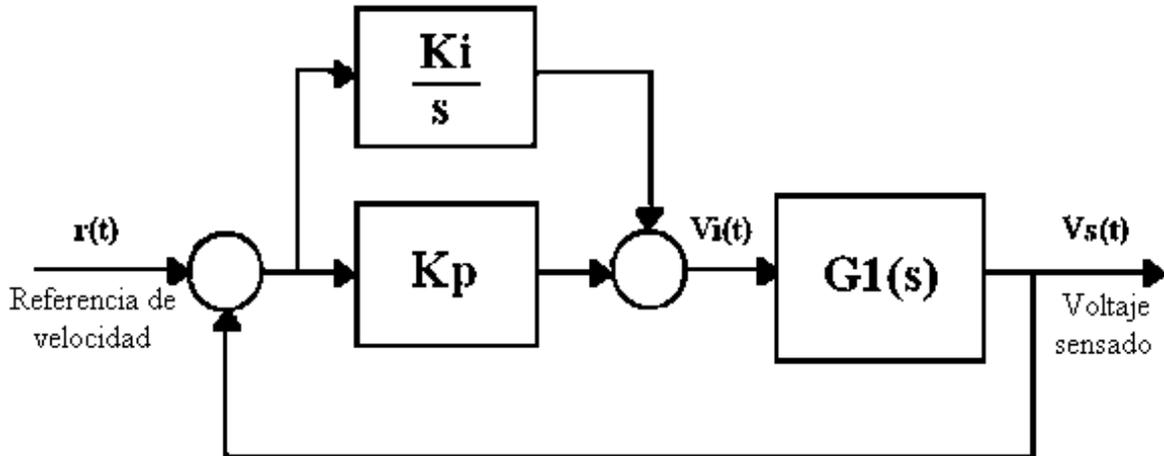


Figura 4.34. Diagrama de bloques del controlador PI.

La reducción de bloques se lleva a cabo utilizando el sistema que contempla todos los elementos en la función de transferencia  $G_1(s)$  y ahora se consideran dos ganancias la proporcional y la integral que al reducir los bloques añaden un polo y un cero al sistema de acuerdo a la ecuación (4.37) que representa la función de transferencia de las ganancias.

$$G_K(s) = \frac{K_p + K_i}{s} \quad (4.37)$$

De la reducción de bloques para obtener la función de transferencia del controlador PI considerando las funciones anteriormente mencionadas, se obtiene que:

$$G_{PI}(s) = \frac{20.6K_p s + 20.6K_i}{s^2 + (23.5 + 20.6K_p)s + 20.6K_i} \quad (4.38)$$

Al someter la función de transferencia del controlador PI a la respuesta del escalón e igualando los valores  $K_p = K_i$  se obtienen los siguientes resultados mostrados en la figura 4.26 para diferentes valores de las constantes por medio de la siguiente función en MATLAB que simula el comportamiento de la planta  $G_1(s)$  con el controlador PI que

igual a las ganancias proporcional e integral para su análisis.

```
function PI=ControlPI(Kp,Ki)

G=tf([20.6],[1 23.5]);%Módulo Actuador-MOTOR-Sensor
PI=tf([Kp Ki],[1 0]);%Bloque de Ganancias Kp y Ki
LC=feedback(G*PI,1);%Lazo Cerrado del sistema con control PI
GPI=LC%Funcion de transferencia que representa el control PI

hold on
figure(1) %Control P
step(GPI)
figure(2)
grid on

end
```

Al variar las ganancias del controlador PI en igual proporción se obtienen los resultados de la Figura 4.35.

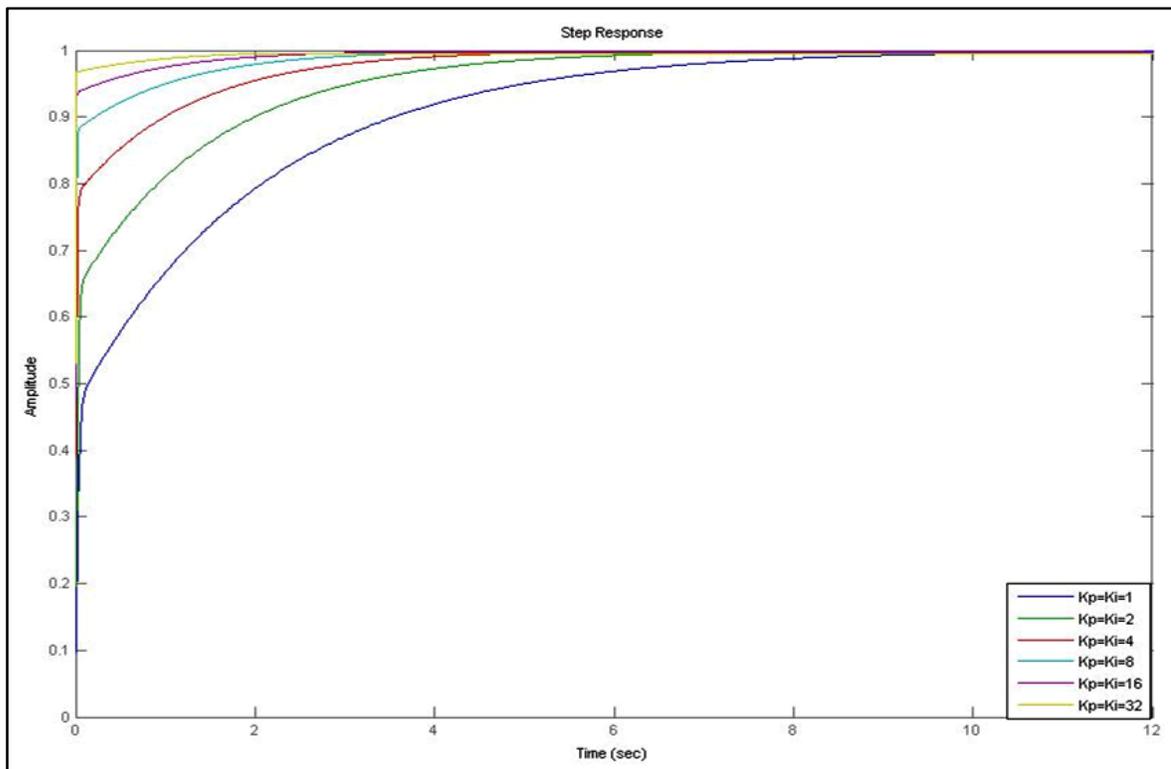


Figura 4.35. Respuesta al escalón del controlador PI para diferentes  $K_p = K_i$ .

De la respuesta obtenida del controlador PI podemos diferenciar que en comparación

con el controlador P, hay una ganancia en amplitud para el transitorio de establecimiento debido a la acción del bloque de integración lo que reduce el periodo de establecimiento conforme se incrementa  $K_i$  pudiendo tender a infinito o tener un valor tan grande como lo permita el bloque de integración en SIMULINK, también se observa que como para el controlador proporcional la ganancia  $K_p$  disminuye el error en estado estable, por lo que la combinación de estos bloques incrementa el tiempo de respuesta del sistema así como la exactitud de la acción de control, la Figura 4.36 muestra los periodos de establecimiento para diferentes ganancias de  $K_p = K_i$  relativamente grandes para tener una mejor apreciación de la respuesta del sistema con control PI.

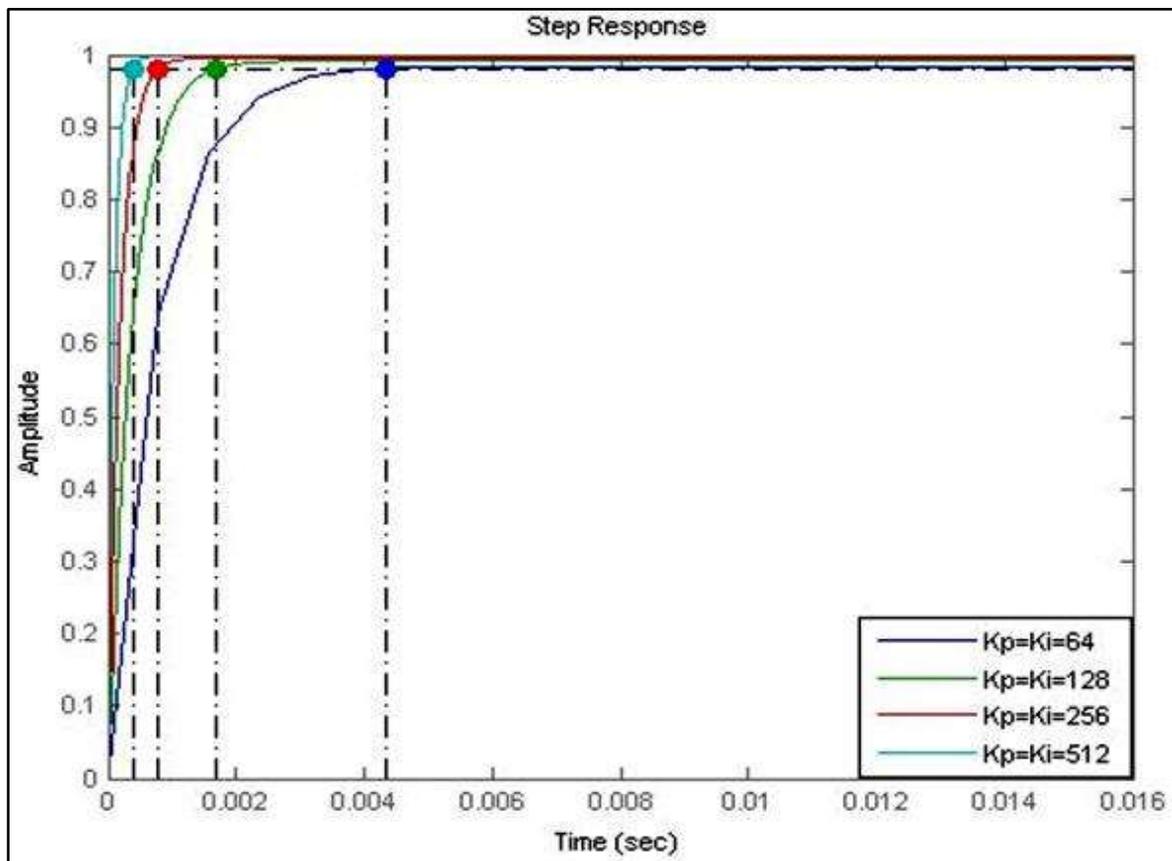


Figura 4.36. Periodos de establecimiento para ganancias relativamente grandes.

Al aplicar el controlador PI al sistema físico mediante el siguiente diagrama de bloques en SIMULINK (Figura 4.37) se lleva a cabo la adquisición de datos de la salida del sistema y se envía la acción de control del actuador, mediante la tarjeta implementada.

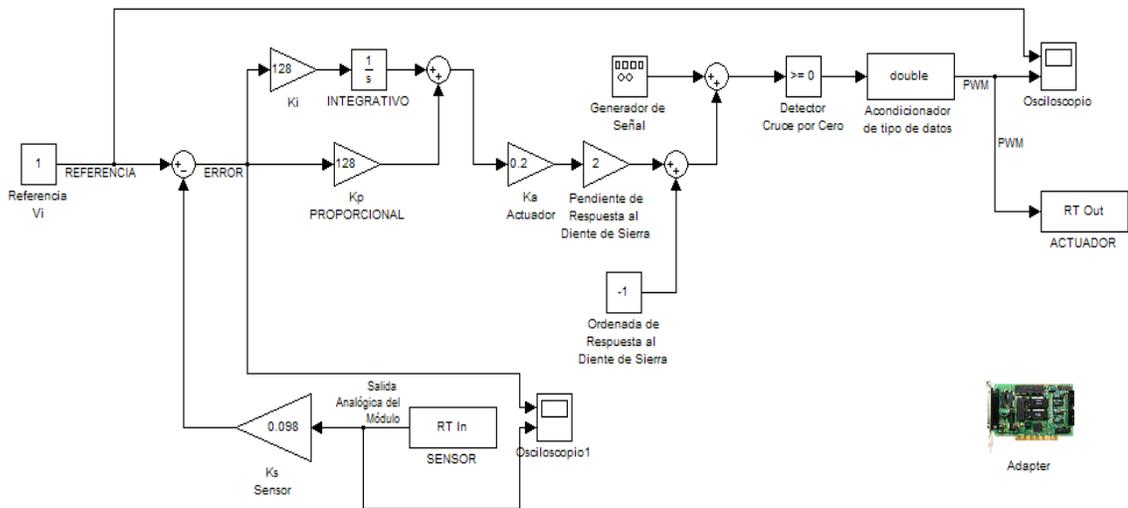


Figura 4.37. Diagrama de bloques en SIMULINK del controlador PI.

De los bloques de la Figura 4.37 se puede observar que la ganancia  $K_i$  y el bloque integral son los agregados para involucrar el control integral en comparación con el diagrama de bloques del controlador P, teniendo así el controlador PI para el cual se observa su funcionamiento para una referencia de 1V que resulta en 1/5 del ciclo de trabajo ó un 20% equivalente de la velocidad máxima de giro del motor, tal y como se muestra en la figura 4.38 que analiza la referencia y la señal PWM generada por el controlador PI.

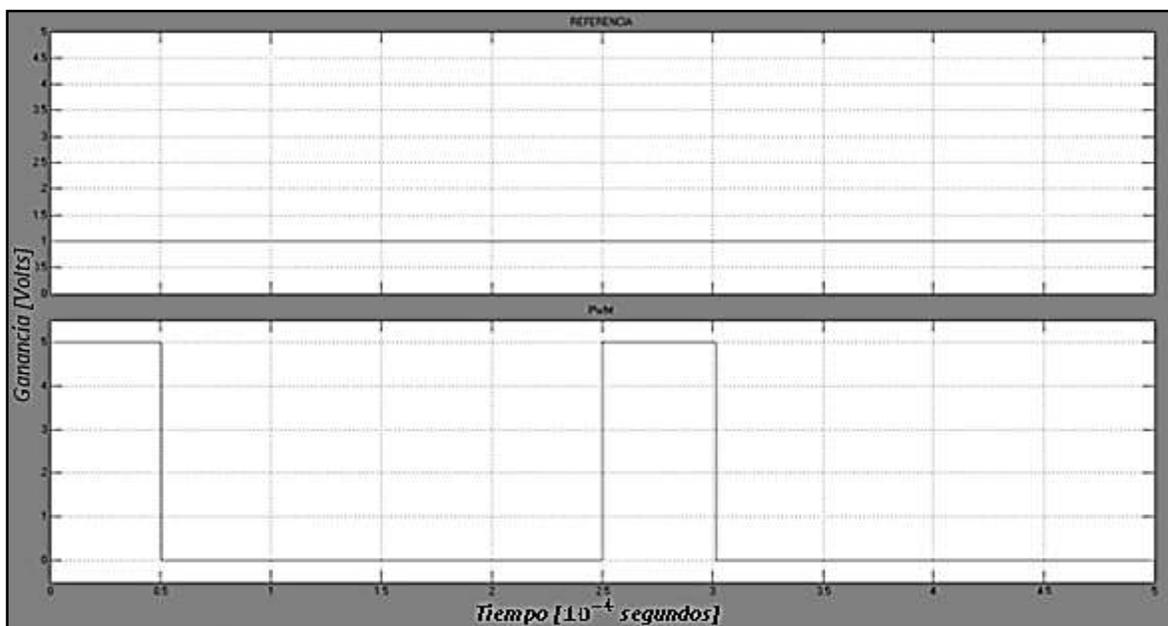


Figura 4.38. Señal de referencia y señal PWM generada del controlador PI.

De las pruebas realizadas se puede observar que el funcionamiento de la señal PWM generada por el modelo virtual está cumpliendo con el objetivo deseado y es la clave para lograr controlar la velocidad del motor de CD y los controladores propuestos tienen la misión de compensar los cambios de velocidad debidos a perturbaciones o cambios en la referencia.

La Figura 4.39 analiza la salida del sistema y el error del controlador PI implementado con las condiciones mencionadas anteriormente.

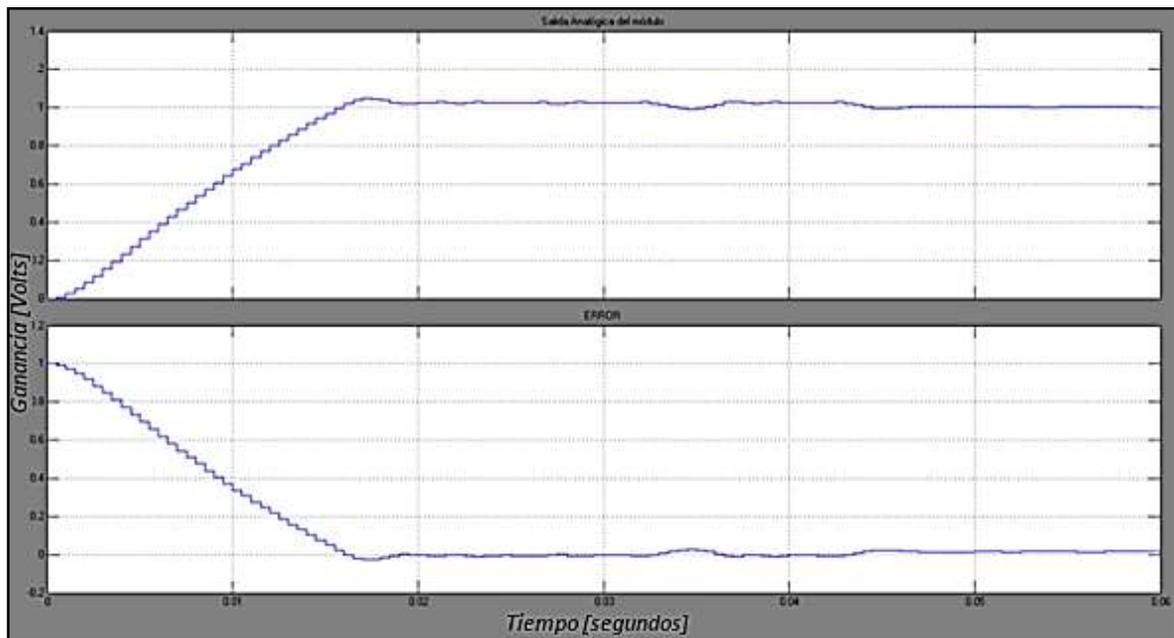


Figura 4.39. Señal analógica del módulo y señal de error del controlador PI.

De la gráfica podemos analizar que la salida analógica del módulo tiene un transitorio para llegar a la referencia y se mantiene con pequeñas oscilaciones debidas al ruido y al proceso de digitalización, mientras que la señal de error es un reflejo de la salida del sistema que tiende a cero y con lo cual se estabiliza el sistema.

Como se pudo comprobar en la implementación del controlador PI y en comparación con el controlador P se logró eliminar el error en estado estable que el control proporcional presentaba, esto se debe a la influencia del bloque de integración que tiene la función de promediar el error o sumarlo por un periodo determinado y asignarle la ganancia de

integración que es sumada a la acción proporcional, con el objetivo de evitar el error en estado estable debido a la desviación de la variable de salida con respecto a la referencia.

#### 4.6 Controlador proporcional integral derivativo PID

El controlador PID está dado por el siguiente diagrama de bloques de la Figura 4.40 el cual se reduce a su función de transferencia correspondiente como se muestra enseguida.

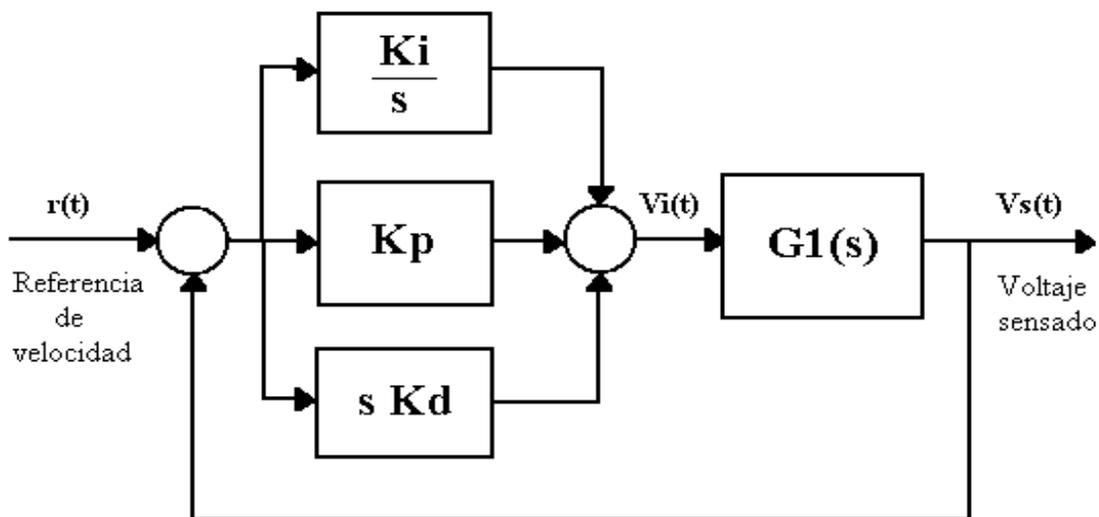


Figura 4.40. Diagrama de bloques del controlador PID.

Del diagrama de bloques primero se determina la función de transferencia de los bloques de las ganancias del controlador resultando lo siguiente:

$$G_K(s) = K_p + K_d s + \frac{K_i}{s} = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} \quad (4.39)$$

Para la función de transferencia de la planta habrá de considerarse la función de transferencia real de segundo orden para tener un sistema estable la cual corresponde a la siguiente función:

$$\frac{\Omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_\tau}{(J s + \mu)(L s + R) + K_e K_\tau} \quad (4.40)$$

Partiendo de los resultados obtenidos en la respuesta al escalón se cuenta con la constante del motor y constante de tiempo con lo que se obtiene la función de la respuesta que corresponde a la ecuación:

$$\omega(t) = K V_E (1 - e^{-t/T}) \quad (4.41)$$

La ecuación de respuesta y el escalón se reconstruyen en la siguiente función de MATLAB con el fin de obtener las variables de entrada y de salida del sistema para someterlas al cálculo de la ecuación de segundo orden requerida para la implementación del controlador PID, esta acción se lleva a cabo con la herramienta IDENT de MATLAB en la cual se ingresan los vectores de entrada y salida del sistema y se calcula de manera versátil varias graficas de interés para el diseño de controladores.

```
%Función en MATLAB de la respuesta al escalón teórica para obtener las
variables de entrada y de salida del sistema.
t=0:0.001:1-.001;%Periodo
ref=4.8;%Referencia en base a los experimentos realizados.
escalon=ref*heaviside(t);%generador de escalón.
respuesta=ref*0.875*(1-exp(-t/0.0475));%Respuesta teórica
hold on
plot(t,escalon)
plot(t,respuesta,'r')
```

De la función se obtienen los datos del workspace de MATLAB correspondientes a las variables de salida y de entrada para ingresar estos vectores en la herramienta IDENT que importa los datos de las variables en cuestión y de la cual se obtiene la ecuación de segundo orden requerido.

$$G_1(s) = \frac{12777.313}{s^2 + 714.67s + 29205.287} \quad (4.42)$$

Con la ecuación de segundo orden que considera el sistema completo, se simula la influencia del controlador PID para evaluar su funcionamiento y tomar las consideraciones que logren la correcta implementación del controlador.

La simulación del controlador PID se logra por medio de la función MATLAB que se muestra a continuación en la cual se representa al bloque de ganancias PID y el sistema.

```

function ControlPID(Kd,Kp,Ki)

G1=tf([12777.3133],[1 714.67 29205.287]);%Módulo Actuador-MOTOR-Sensor
PID=tf([Kd Kp Ki],[1 0]);%Bloque de ganancias PID
LC=feedback(G1*PID,1);%Lazo Cerrado del sistema con control PID
GPID=LC;%F.T. del sistema PID Ganancias y planta

figure(1)
hold on
step(GPID)
end

```

La función de transferencia que involucra al sistema y al controlador PID en LC, se obtiene de la función de MATLAB anterior y resulta en una función de transferencia de tercer orden debido al aporte del bloque de ganancias que agregan un polo y dos ceros al sistema.

$$G_{PID}(s) = \frac{12780 s^2 + 12780 s + 12780}{s^3 + 13490s^2 + 41980s + 12780} \quad (4.43)$$

Al someter la función a variaciones en las ganancias del controlador PID se analizan los cambios en la respuesta provistos por cada uno de los componentes, para el caso de la Figura 4.41 se muestra la variación de la ganancia  $K_d$  y se mantienen la ganancia proporcional e integral con una ganancia unitaria para su estudio.

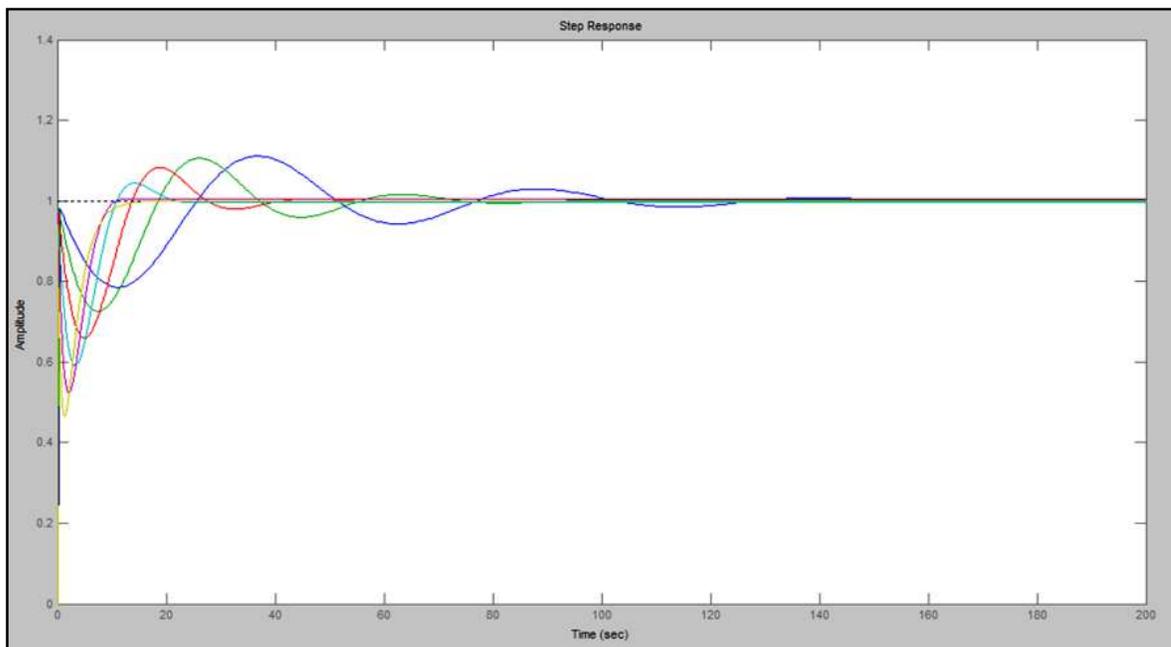


Figura 4.41. Variaciones  $K_d$  del controlador PID.

Al incrementar la ganancia  $K_d$  podemos observar que para este sistema los cambios provistos por el controlador derivativo disminuyen el periodo de establecimiento y genera los amortiguamientos que oscilan en la referencia conforme aumenta la ganancia.

Para los cambios en la ganancia  $K_p$  se obtienen los mostrados en la Figura 4.42 que arrojan la respuesta del sistema para las condiciones que igualan la ganancia de los demás factores a uno para su análisis.

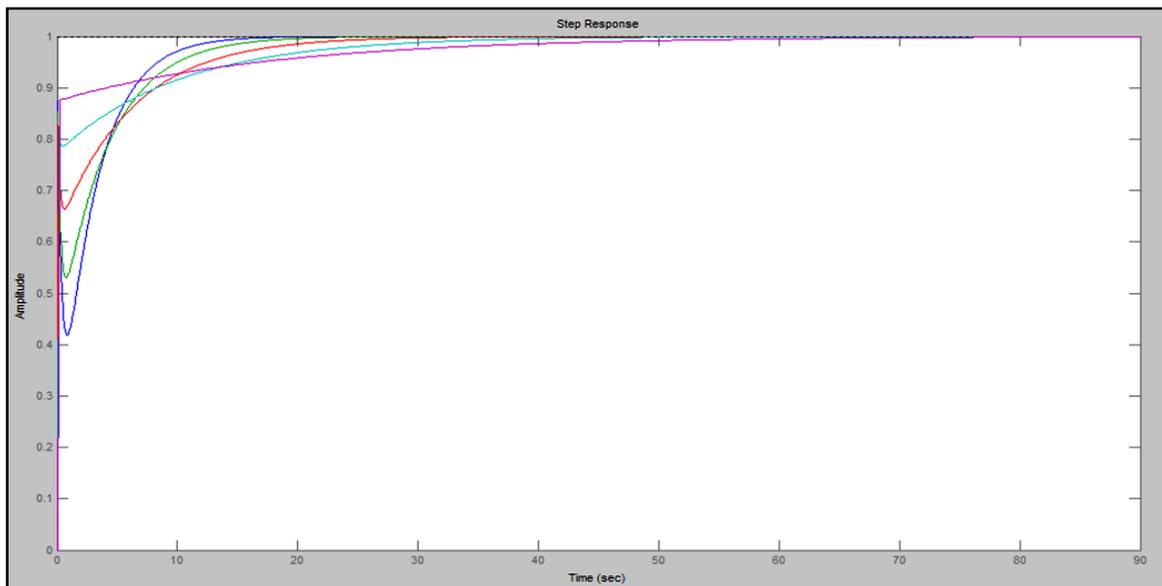


Figura 4.42. Variaciones  $K_p$  del controlador PID.

De los resultados del incremento de la ganancia proporcional observamos que se disminuye el tiempo de establecimiento del sistema conforme aumenta la ganancia  $K_p$ .

Por último se analiza la acción de incrementos a la ganancia  $K_i$  al fijar en uno la influencia de la acción derivativa y proporcional para visualizar el comportamiento del sistema bajo estas condiciones y poder estudiar el papel que desempeña en la interacción del controlador PID.

La Figura 4.43 muestra los resultados del incremento de la ganancia de integración en este sistema y en las que se aprecia que el período de establecimiento se reduce al

incrementase la ganancia y al mismo tiempo genera una serie de sobre impulsos alrededor de la referencia que se atenúan hasta llegar a estabilizar el sistema.

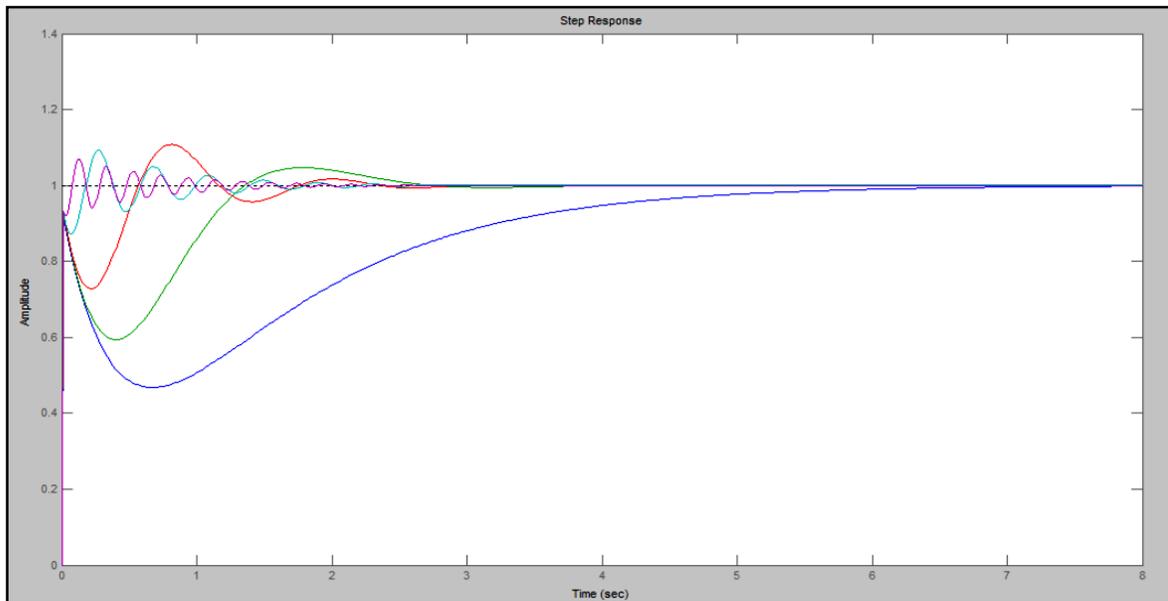


Figura 4.43. Variaciones  $K_i$  del controlador PID.

De la aportación de las ganancias del controlador PID se cuenta con una reducción del tiempo de establecimiento inversamente proporcional a la ganancia  $K_p$ , es decir, que entre mayor sea la ganancia proporcional menor será el tiempo de establecimiento, el aporte que realiza la ganancia integral es disminuir el error en estado estable lo cual se consigue con mayor exactitud para valores de ganancia relativamente grandes y por último la ganancia derivativa nos da una predicción del comportamiento del error lo que incrementa el tiempo de respuesta del controlador y como se ha analizado en las simulaciones presenta estabilidad del sistema.

Ahora que se ha analizado el sistema y la influencia del controlador PID sobre la planta en estudio se tienen las consideraciones a tomar en cuenta a la hora de seleccionar los parámetros del controlador que para este caso en particular no se ha utilizado ningún método de diseño pero de manera arbitraria y en base a los resultados de las simulaciones se seleccionan valores de las ganancias del controlador PID que logren alcanzar la referencia y que lo hagan en un periodo de tiempo lo más pequeño posible para lograr la

estabilidad del sistema y se pueda llevar a cabo la implementación del control de velocidad del motor en tiempo real a través de la tarjeta HUMUSOFT AD 622.

El controlador PID implementado se representa en el diagrama de bloques de SIMULINK de la Figura 4.44 y por medio de este se lleva a cabo el control de velocidad del motor en estudio.

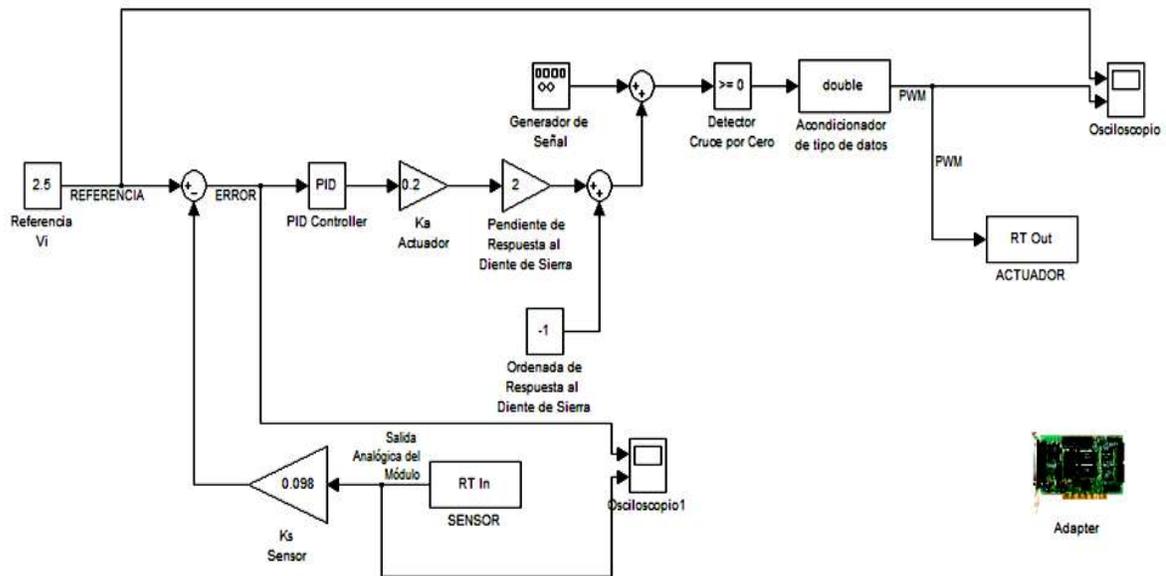


Figura 4.44. Diagrama de bloques en SIMULINK del controlador PID.

Los bloques de SIMULINK que componen la implementación del sistema y el controlador PID, constan de la etapa del sensor que se adquiere a través de una entrada de la tarjeta y se somete a comparación con la referencia que se fija en el entorno virtual, el resultado de esta comparación es el error que al variar con respecto al tiempo activa el bloque de control PID, proporcionado por SIMULINK y en el cual se definen los valores de cada una de las ganancias que envían al actuador PWM el ancho de pulso que se requiere para mantener el control de la velocidad del motor.

Para el sistema propuesto del controlador PID (Figura 4.44) que se conecta a la planta en estudio y se analiza su respuesta al escalón para valores de ganancia arbitrarios para analizar la viabilidad del sistema propuesto y corroborar su funcionamiento antes de

implementar el controlador PID que como es de esperarse resultará en una rápida respuesta del sistema ante perturbaciones o cambios en la referencia y estabilizará el sistema de manera precisa.

La respuesta al escalón del controlador PID conectado a la planta se puede observar en la Figura 4.45 y del cual se aprecia la acción de cada una de las etapas que componen el controlador PID, la etapa proporcional reacciona con el error reduciendo el tiempo de establecimiento, la acción integral considera un intervalo del error y lo promedia para lograr alcanzar la referencia y por último la etapa diferencial predice los cambios de el error con el fin de acelerar la respuesta del controlador.

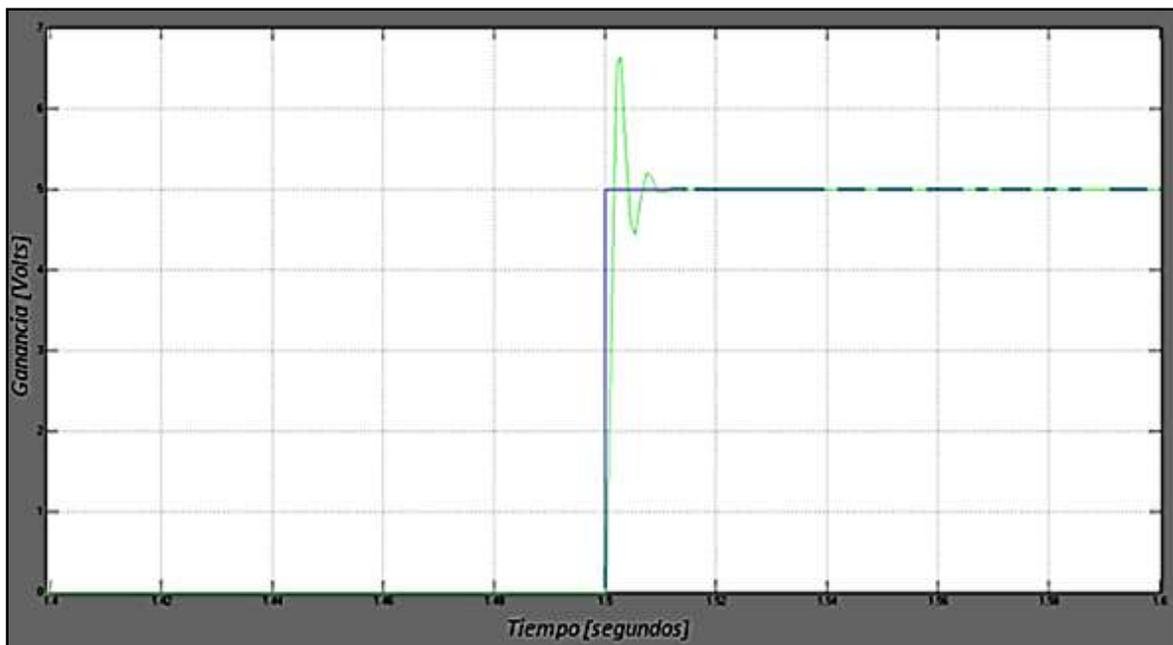


Figura 4.45. Respuesta al escalón del controlador PID.

Una vez que se comprobó el funcionamiento del controlador PID se hace la implementación que para diferentes valores de referencia, arroja la acción del actuador mostrada en la Figura 4.46 que muestra la señal PWM generada en el entorno de SIMULINK y que es enviada al puente “H” que alimenta al motor y mediante la cual se logra el control de la velocidad del motor para condiciones mínimo, intermedio y máximo, y las cuales se obtuvieron con ayuda un osciloscopio para demostrar el funcionamiento de

los bloques de SIMULINK y la tarjeta HUMUSOFT AD 622, herramientas con las que se logra la implementación de instrumentos virtuales para controlar el sistema en tiempo real.

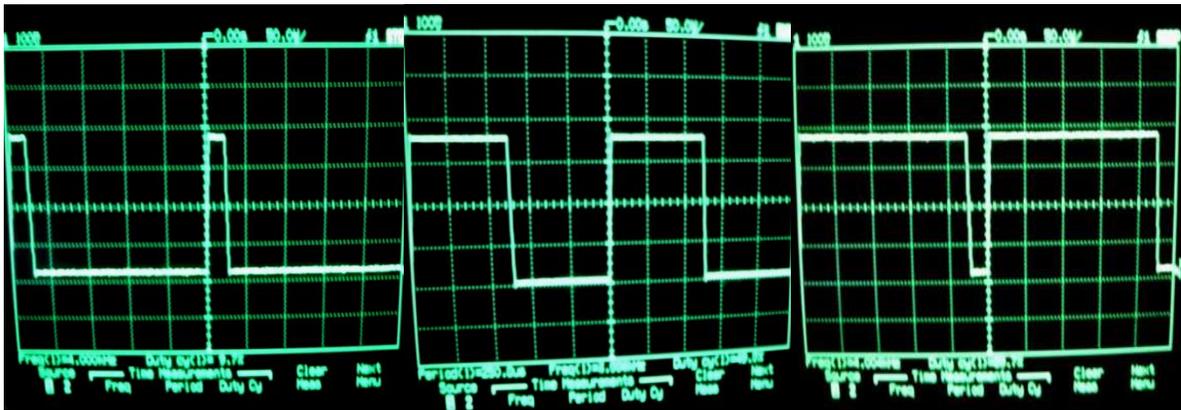


Figura 4.46. Salida del actuador generada en SIMULINK para condiciones mínimo, intermedio y máximo de izquierda a derecha respectivamente.

De la Figura 4.46 se observa la señal PWM que controla la velocidad del motor una vez que fue enviada a una salida analógica de la tarjeta y conectada al modulo del motor de CD para hacer efectivo el control de velocidad, en un acercamiento a la señal PWM generada visualizamos los parámetros de interés como son la frecuencia de la señal y el ciclo de trabajo, así como la amplitud del tren de pulsos para una referencia de 2.5V como se aprecia en la Figura 4.47.

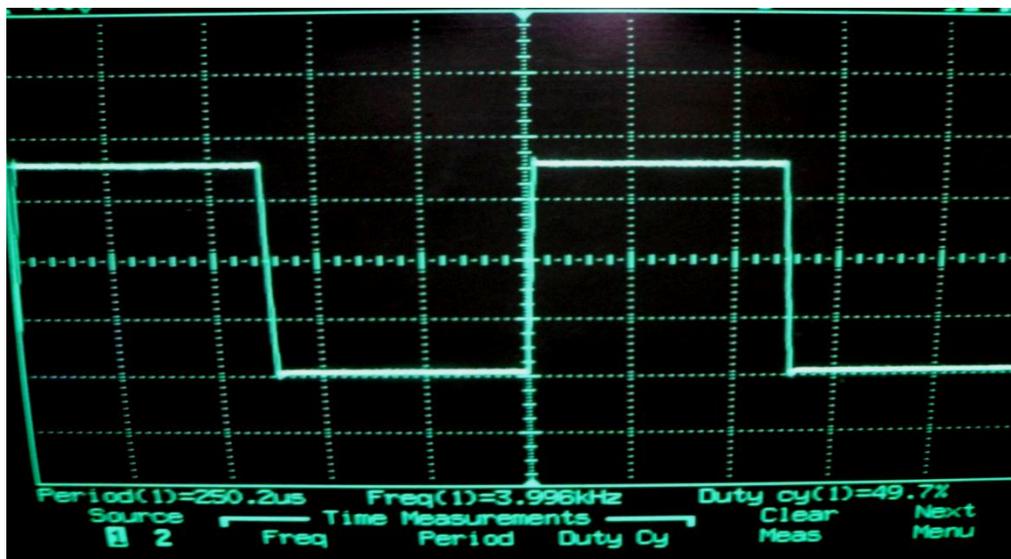
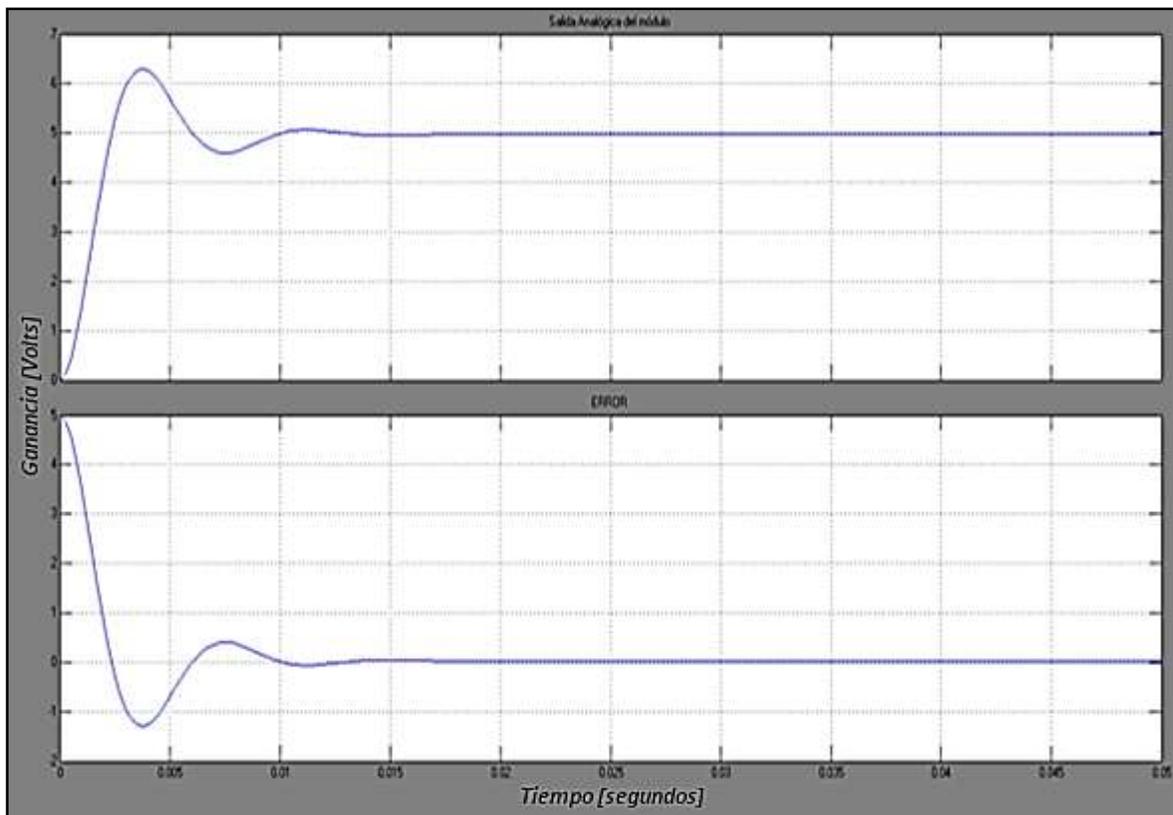


Figura 4.47. Señal PWM generada, correspondiente a una referencia de 2.5V.

En la Figura 4.47 se cuantifican los parámetros que caracterizan la señal PWM y que en base al modelado cumplen con los requerimientos del actuador que dan como resultado un adecuado control de la velocidad del motor de CD y que sumando la capacidad de respuesta del controlador PID ante las perturbaciones, se cuenta con una plataforma virtual y un interlocutor representado por la tarjeta HUMUSOFT AD 622 que juntos cumplen con el objetivo de esta tesis.

Como ya se mencionó el valor de las ganancias del controlador PID se asigna de forma arbitraria y en base a las pruebas realizadas que mantienen estable al sistema pero varían el periodo de establecimiento, el sobreimpulso y el error en estado estable, por lo que asignan valores relativamente grandes a las ganancias para contrarrestar o disminuir en la más posible estas desviaciones.

El controlador PID implementado arroja los resultados de la salida del sistema y error, mostrados en la Figura 4.48, en la cual se obtienen estas señales.



Figuras 4.48. Señal analógica del módulo y señal de error del controlador PID.

En la Figura 4.48 se analiza la salida del sistema con el controlador PID y la señal de error que arroja esta implementación, que como se puede apreciar estabiliza al sistema en un pequeño intervalo del tiempo alrededor de 10ms y logra alcanzar el valor de la referencia después de pasar por un transitorio que forma un sobreimpulso que a su vez hace que el error sea cero, todo este proceso se logra gracias al aporte de las acciones del controlador PID.

Una vez que se analiza la respuesta del controlador PID se lleva a cabo la implementación del control de velocidad del motor de CD en estudio, basado en la tarjeta HUMUSOFT AD 622 y de la cual se obtuvieron los resultados mostrados en la Tabla 4.5 en donde se puede obtener la relación de la referencia y la velocidad de giro del motor para lograr controlar el sistema y hacerlo de manera apropiada y eficaz gracias al aporte de las acciones proporcional, integral y derivativa. Además se agregaron perturbaciones en el sistema, tal como el frenado del motor que daban como resultado la activación del controlador PID que estabilizaba al sistema satisfactoriamente de manera rápida y por lo tanto, se logra la habilitación de la tarjeta y la interacción con los bloques de SIMULINK en tiempo real como era de esperarse.

Tabla 4.6. Equivalencias de velocidad respecto a la referencia.

<b>Referencia <math>V_i</math> (Volts)</b>	<b>Frecuencia <math>f</math> (Hertz)</b>	<b>Velocidad angular <math>\omega</math> (rps)</b>
0	0	0.00
0.5	460	4.69
1	900	9.18
1.5	1400	14.29
2	1830	18.67
2.5	2300	23.47
3	2730	27.86
3.5	3180	32.45
4	3600	36.73
4.5	4100	41.84
5	4560	46.53

De la Tabla 4.5 obtenida para los valores de referencia señalados se obtiene la relación entre las revoluciones por segundo y el valor al que habrá de fijarse la referencia para lograr el control de velocidad del motor. Los resultados se muestran en la Figura 4.49.

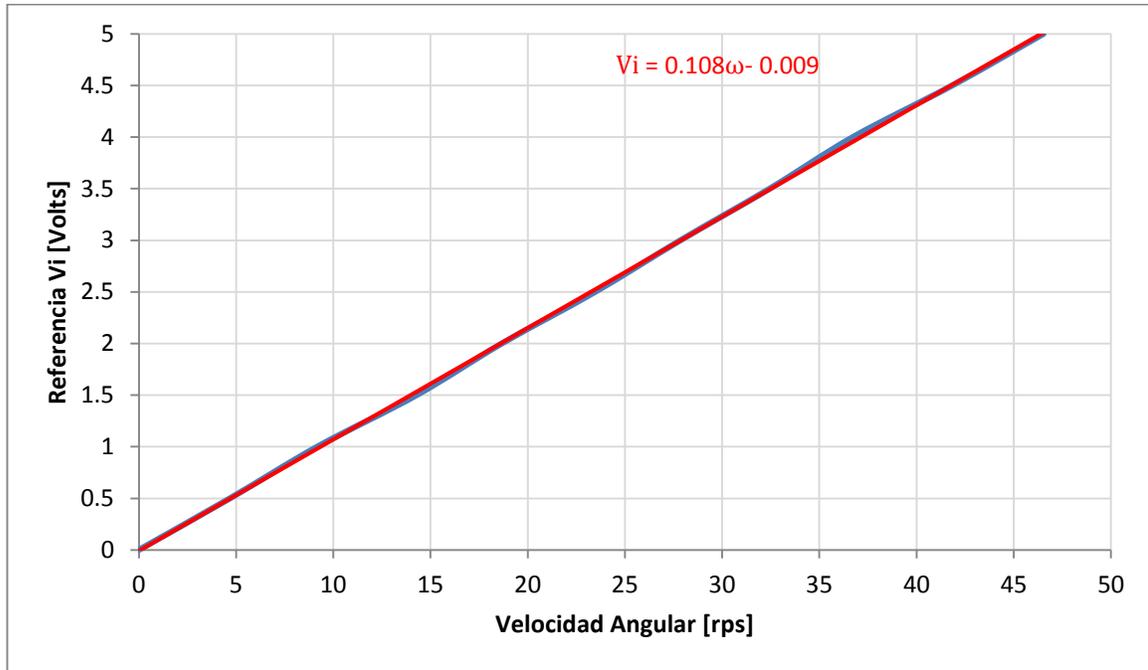


Figura 4.49. Obtención de la referencia contra velocidad angular y recta de aproximación.

En la Figura 4.49 se obtiene la recta de aproximación en base a las mediciones realizadas sobre la velocidad del motor y los valores fijados de la referencia y dado que las mediciones conllevan un grado de incertidumbre se obtiene la ecuación que aproxima el valor al que habrá que fijar la referencia para obtener la velocidad en *rps* deseada, tal y como se ejemplifica a continuación.

De la tabla observamos que para una velocidad de 27.86 *rps* se obtuvo al fijar la referencia en 3 V, entonces para lograr las 28 *rps* ingresamos el parámetro en la ecuación de la recta de aproximación:

$$V_i = 0.108\omega - 0.009 \quad (4.44)$$

$$V_i = 0.108(28) - 0.009 = 3.015 \quad (4.45)$$

Como se puede apreciar la referencia se fija en  $3.015 V$  para alcanzar las  $28 rps$  y para cualquier otro valor al que se desea fijar la velocidad de giro del motor en  $rps$  se hace el mismo cálculo y se obtiene el valor de la referencia.

Al fijar la referencia al parámetro obtenido para una velocidad de  $28 rps$  se obtuvo una velocidad medida de  $2.74 KHertz$  que equivalen a  $27.96 rps$ , pero dado que la resolución del multímetro utilizado para medir el encoder no es tan sensible, se tiene un grado de incertidumbre en la medición pero el resultado si se aproxima al parámetro deseado y con lo cual se cumple el objetivo de esta tesis al controlar la velocidad del motor por medio de la tarjeta HUMUSOFT AD 622.

# Capítulo 5

## Conclusiones y recomendaciones

### 5.1 Conclusiones generales

En el desarrollo de este proyecto se demostraron las ventajas y versatilidad que proporciona la instrumentación virtual como herramienta de control para un motor de CD, al contar con una facilidad de modificar y adaptarse a los requerimientos del usuario sin necesidad de modificar los componentes físicos del sistema, ahora se puede analizar la viabilidad de este proyecto y dar algunas recomendaciones.

En el contenido de este trabajo se cuenta con una base de fundamentos y análisis para la implementación del controlador en el que se basa el desarrollo del mismo, se introducen los conceptos de la adquisición de datos, la cual desempeña un papel fundamental en la realización del proyecto, para contar con la opción de aprovechar el poder de cálculo de las populares computadoras y herramientas computacionales que proporcionan un ambiente de trabajo amigable, versátil y de fácil manipulación, lo que da acceso a realizar acciones de control, procesamiento de señales y monitoreo o visualización de los procesos, en tiempo real.

Las ventajas que otorgan las herramientas computacionales utilizadas en el desarrollo de esta tesis así como la tarjeta de adquisición de datos, permiten a los usuarios de estas tecnologías versatilidad y capacidad de mutación para los sistemas de control que se implementan a través de una interfaz gráfica prestada por SIMULINK, la cual permite condiciones extremas casi ideales, que en comparación con los circuitos y componentes electrónicos implementados para instrumentación y control tradicional, sería difícil conseguir.

Con fines didácticos, el desarrollo de este proyecto sirve de plataforma para la instrumentación virtual y aplicaciones de control por computadora, es una base para el aprendizaje de este tipo de sistemas los cuales hoy en día son sumamente abundantes en las industrias de todo el mundo, de ahí la importancia de este trabajo.

Con el objetivo de respaldar los resultados obtenidos de manera experimental resulta conveniente simular los sistemas modelados que dan como resultado una mejor perspectiva del trabajo realizado y reafirman los conceptos que definen las etapas que se involucran en el sistema para tomar en cuenta las optimizaciones del trabajo realizado.

Una de las principales desventajas de este tipo de sistemas, es el costo elevado que representa el uso de software sofisticado, que aunque incrementan la eficiencia de los sistemas implementados habrá que analizar la relación costo-beneficio y determinar la viabilidad del uso de este tipo de sistemas o incluso analizar otras alternativas que presten este tipo de software como pudiera ser el uso de microcontroladores a partir de las funciones o bloques en el ambiente del programa y de los cuales se genera el código de programación del microcontrolador.

## **5.2 Trabajos futuros.**

Para fines de control remoto o monitoreo a distancia una plataforma como la propuesta, prestaría estas posibilidades gracias al acceso a internet y algún software que permita la comunicación o control remoto entre computadoras distantes, lo que permitiría manipular o monitorear a la computadora conectada al proceso a controlar desde cualquier punto con acceso a internet, lo que representa un valor agregado a sistemas como el propuesto en este trabajo y que sirve de referente para la realización de trabajos con ese objetivo.

Una de las propuestas personales que se pretendía incluir en este proyecto fue la aplicación de un controlador basado en lógica difusa, pero dadas las condiciones y

complicaciones que se presentaron en el desarrollo de este trabajo, no fue posible llevar a cabo por lo que se propone este enfoque para trabajos futuros.

La implementación del control de velocidad de un motor de CD para un proceso en específico tal como la ventilación de una cámara de pintado, control de velocidad de una banda transportadora, apertura y cierre de puertas, control de velocidad de carros eléctricos o cualquier proceso en el que el control de velocidad del motor de CD juegue un papel importante en el proceso.

# Apéndices

## A. Habilitación de la librería Real Time Toolbox

Una vez instalados los controladores de la tarjeta HUMUSOFT AD 622, se requiere habilitar los paquetes instalados en el entorno de MATLAB, a continuación se describe este proceso para facilitar el uso adecuado de la tarjeta y de la librería provista para las implementaciones en tiempo real.

Al abrir MATLAB se presenta la opción añadir ruta de acceso en el menú archivo (file) y seleccionamos la opción Set Path, tal y como se muestra en la Figura A.1.

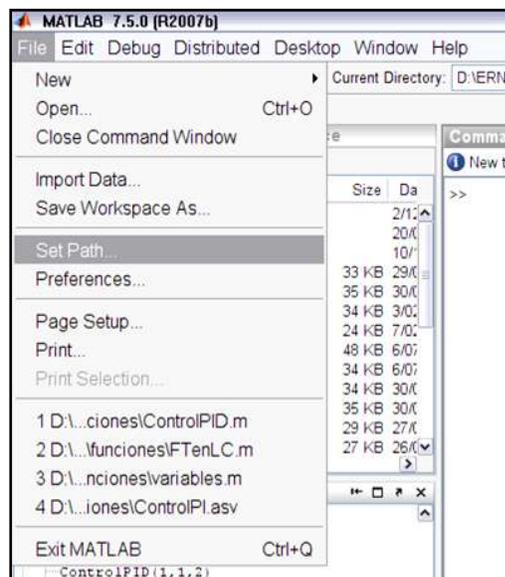


Figura A.1. Añadir ruta de acceso.

Al seleccionar esta opción se abre una nueva ventana con el contenido de carpetas en el Toolbox de MATLAB de ahí seleccionamos la opción Agregar Carpeta (Add Folder...), que abre una ventana de búsqueda para ir a la ubicación del paquete que deseamos agregar y al encontrarla damos en aceptar y después seleccionamos la opción Agregar con Subcarpetas (Add with Subfolders...) de acuerdo con la Figura A.2.

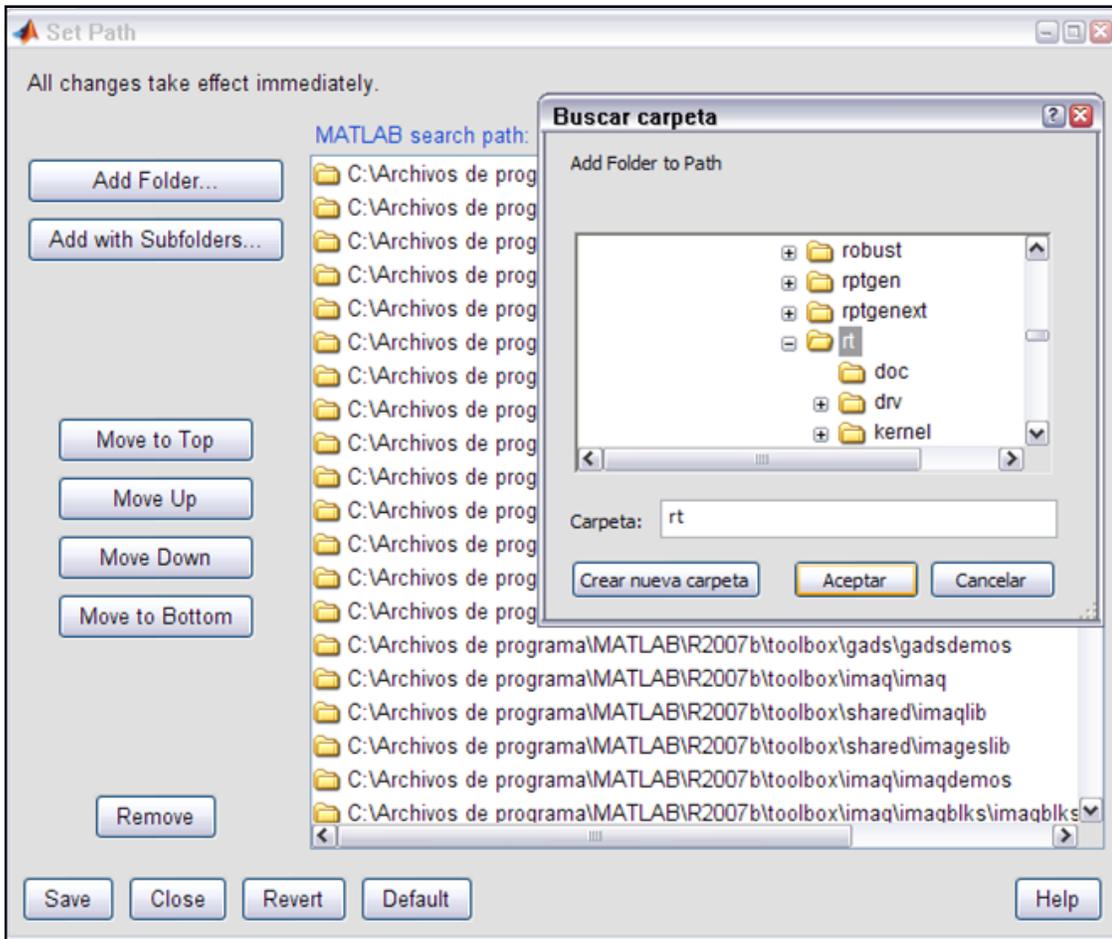


Figura A.2. Búsqueda y anexo de la carpeta de interés.

Ahora que se han agregado los paquetes de Real Time Toolbox contenidos en la carpeta “rt” seleccionamos Guardar (Save) y después Cerrar (Close) en los menús de la Figura A.2 y listo ya se cuenta con los bloques en SIMULINK del Real Time Toolbox y los controladores necesarios para habilitar la tarjeta HUMUSOFT AD 622.

Para verificar la correcta instalación del Real Time Toolbox en la ventana de comandos de MATLAB escribimos “rtlib” que abre una nueva ventana con los bloques contenidos por la librería y un bloque con ejemplos denominado Real Time Demos el cual nos abre otra ventana que contiene varias demostraciones de implementaciones de los bloques de la librería que activan entradas y salidas de la tarjeta para ejecutar acciones en tiempo real como es de esperarse. La Figura A.3 muestra los bloques de la librería y los demos que contiene.

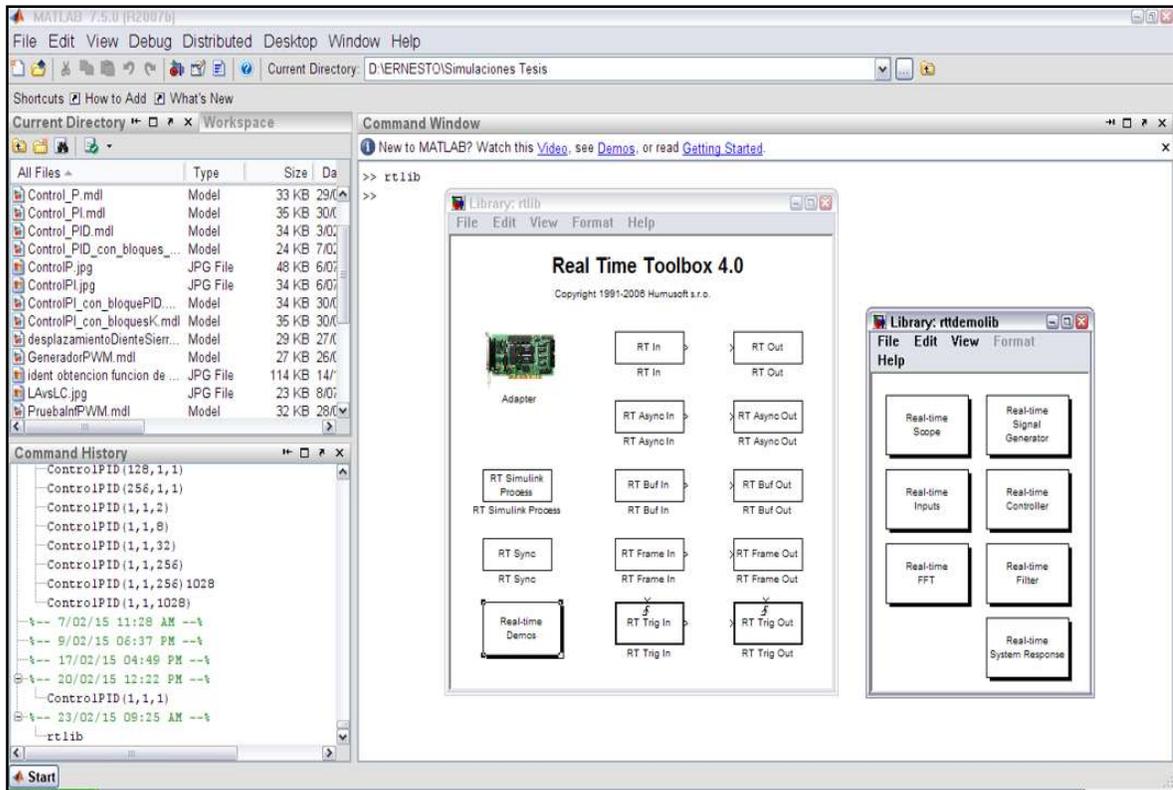


Figura A.3. Librería Real Time Toolbox y Demos.

Con estos sencillos pasos se logran habilitar los paquetes requeridos por la tarjeta HUMUSOFT AD 622 para su funcionamiento y se agregan los bloques que permiten habilitar las entradas y salidas de la tarjeta en un ambiente gráfico de fácil manipulación.

## B. Sintonización de los bloques implementados

Ahora se analizan algunos de los parámetros que se definieron en los bloques agregados por la librería Real Time Toolbox para lograr un correcto funcionamiento e interacción con la tarjeta.

Para el bloque de entrada implementado denominado **RT In** los parámetros de la configuración que se lleva a cabo se muestran en la Figura B.1 de la cual se aprecia que cuenta con dos etapas de configuración la etapa General y Avanzada, comenzaremos analizando la etapa General y la configuración de los parámetros.

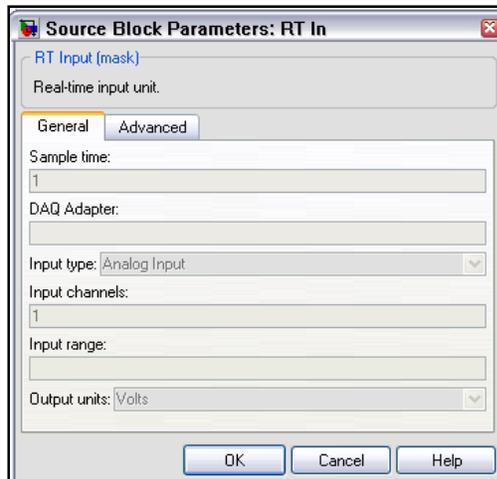


Figura B.1. Visualización de los parámetros de la configuración general del RT In.

El primer parámetro que hay que definir es el período de muestreo y debe de cumplir con el teorema del muestreo de Nyquist que dicta que el periodo de muestreo debe de ser al menos dos veces mayor que el período de la señal analógica que se desee discretizar para obtener una correcta conversión. Dado que la señal introducida al bloque de entrada es la señal analógica del sensor que esta acondicionada en términos de voltaje que varía de  $0\text{ V} - 5\text{ V}$ , bastará con un periodo de muestreo en el orden de los milisegundos.

El siguiente parámetro es el del adaptador de la tarjeta de adquisición de datos, en el cual se selecciona la opción Adapter que hace referencia al bloque con ese nombre y en el cual se seleccionan los controladores de la tarjeta y se habilita la adquisición de datos.

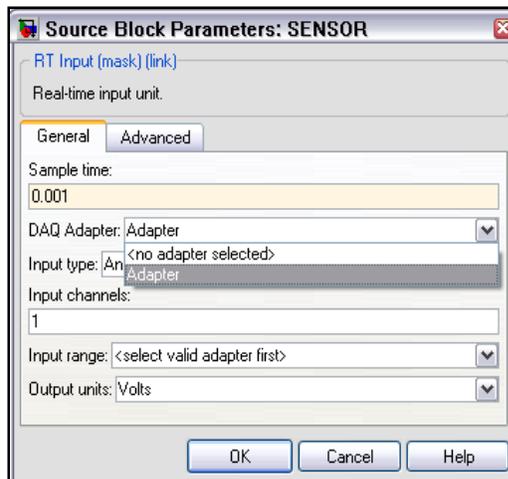


Figura B.2. Selección del adaptador.

En la Figura B.2 se selecciona el adaptador como complemento del bloque de entrada en tiempo real y su configuración se muestra en la Figura B.3 y en la cual sólo se agrega el controlador de la tarjeta implementada para habilitar su funcionamiento.

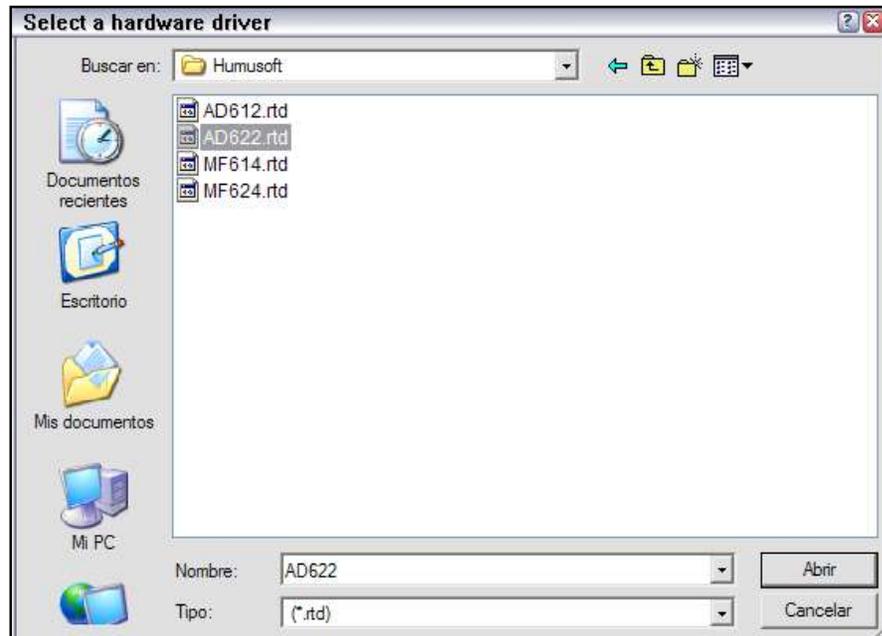


Figura B.3. Selección del controlador en el bloque Adapter.

El siguiente parámetro a fijar es el tipo de entrada (Input type), se puede elegir entre entradas analógicas, entradas digitales, entradas contadoras, entrada de encoder u otras entradas, para este caso en particular trabajamos con entradas analógicas pero el bloque permite adaptarse a otros requerimientos, la Figura B.4 muestra esta configuración.

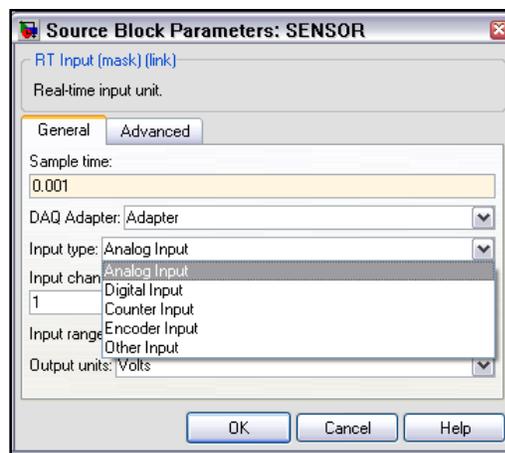


Figura B.4. Tipo de entradas del RT In.

En la sección de canales de entrada (Input channels) se asignan los canales que se requieran en la implementación, se cuenta con 8 canales de entrada para cualquier tipo de entrada seleccionada y se codifican en el manual de usuario los pines a los cuales corresponde cada canal pudiéndose habilitar individualmente o por grupos en el mismo formato que se definen los vectores en MATLAB, por ejemplo, que para este bloque necesito habilitar los canales 1, 3 y 8, se definen en el bloque como [1 3 8] y en relación con la asignación de pines se habilitan los tres canales de entrada analógica en tiempo real.

El rango de las entradas analógicas se puede definir de manera bipolar máximo hasta 10V, de hecho esta predeterminado este parámetro y solo hay que tener en cuenta que la señal a obtener no sobrepase estos límites.

Por último se pueden definir las unidades de salida (Output units) que escalarán la señal obtenida en el bloque de entrada en tiempo real, las unidades que se pueden seleccionar son volts, bipolar normalizado, unipolar normalizado y puro como se aprecia en la Figura B.5.

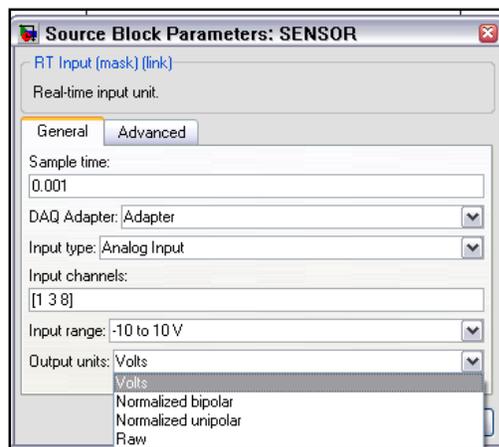


Figura B.5. Unidades de salida del bloque RT In.

En la configuración avanzada se puede establecer el tipo de dato a la salida del bloque para una adecuada interacción con los demás bloques que conformen el sistema además se puede fijar el número máximo de muestras perdidas que evitan la desincronización del reloj de la tarjeta y del bloque de entrada en tiempo real, además se tienen las opciones de

mostrar el número de muestras perdidas en un cuadro de diálogo y liberar al CPU cuando se está esperando la respuesta de la tarjeta. La Figura B.6 muestra la configuración avanzada de estos bloques.

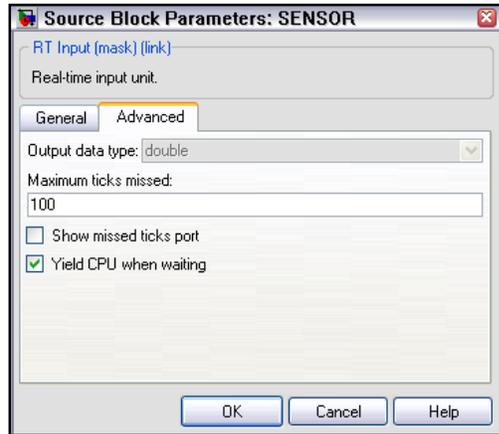


Figura B.6. Visualización de los parámetros de configuración avanzada del RT In.

El bloque **RT Out** se configura de manera similar al de entrada en tiempo real, la configuración general del bloque se muestra en la Figura B.7 y se definen sólo los parámetros que no se involucraron en el bloque RT In.

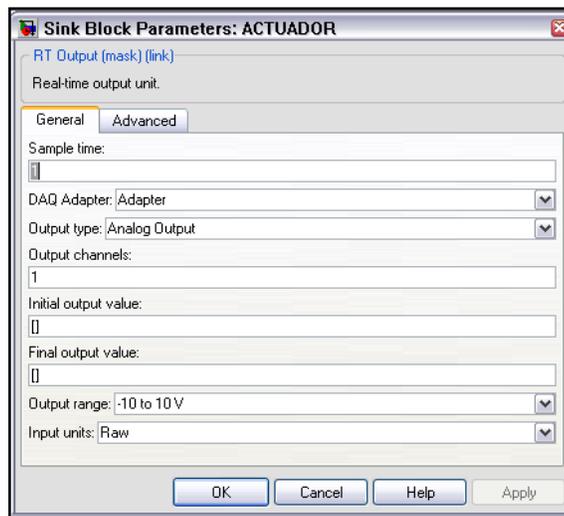


Figura B.7. Visualización de los parámetros de la configuración general del RT Out.

De manera similar al bloque de entrada, el bloque de salida se configuran los parámetros de periodo de muestreo, adaptador, tipo de salida, canales de salida, rango de

salida y unidades, los únicos parámetros que difieren con respecto al bloque de entrada son el valor inicial y el valor final que entregará el bloque al activarlo y desactivarlo, respectivamente, esto con el fin de mantener estos parámetros en la salida para aplicaciones que requerían establecer estos parámetros.

La configuración avanzada muestra las mismas opciones del bloque de entrada, ya analizadas y se muestran en la Figura B.8.

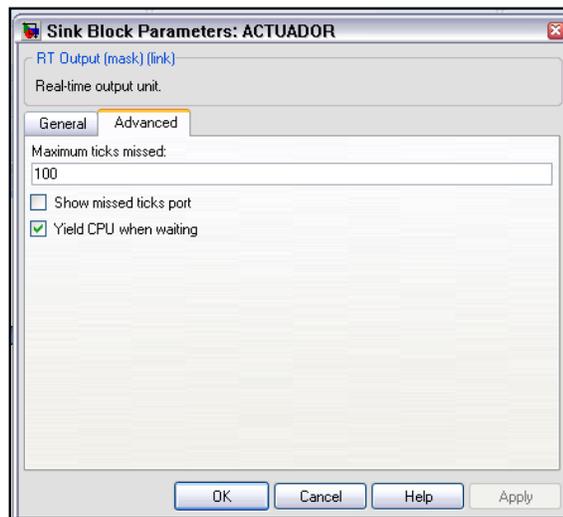


Figura B.8. Visualización de los parámetros de configuración avanzada del RT Out.

Ahora se tiene la información básica de la configuración de los bloques implementados de la librería que presta las herramientas para implementaciones en tiempo real y con las cuales fue posible llevar a cabo el trabajo aquí desarrollado.

### **C. Obtención de la F.T. de 2º orden con IDENT de MATLAB**

La herramienta IDENT de MATLAB se implementa como auxiliar para obtener la función de transferencia de segundo orden del sistema en base a los resultados experimentales de la respuesta al escalón, el proceso mediante el cual se realizó se describe a continuación y se analiza de manera superficial el funcionamiento de la herramienta IDENT.

Partimos de la obtención de los vectores del escalón y la respuesta teórica del sistema que al obtener los parámetros de constante de tiempo y la ganancia del sistema se pudieron simular y obtener dichos vectores por medio de la siguiente función en MATLAB:

```
%Función en MATLAB de la respuesta al escalon teórica.
t=0:0.001:1-.001;%Periodo
ref=4.8;%Referencia en base a los experimentos realizados.
escalon=ref*heaviside(t);%generador de escalón.
respuesta=ref*0.875*(1-exp(-t/0.0475));%Respuesta teórica

hold on
plot(t,escalon)
plot(t,respuesta,'r')
```

En el workspace de MATLAB identificamos las variables de interés que son “escalón” y “respuesta” y verificamos que se trate de un vector de una sola fila (Figura C.1).

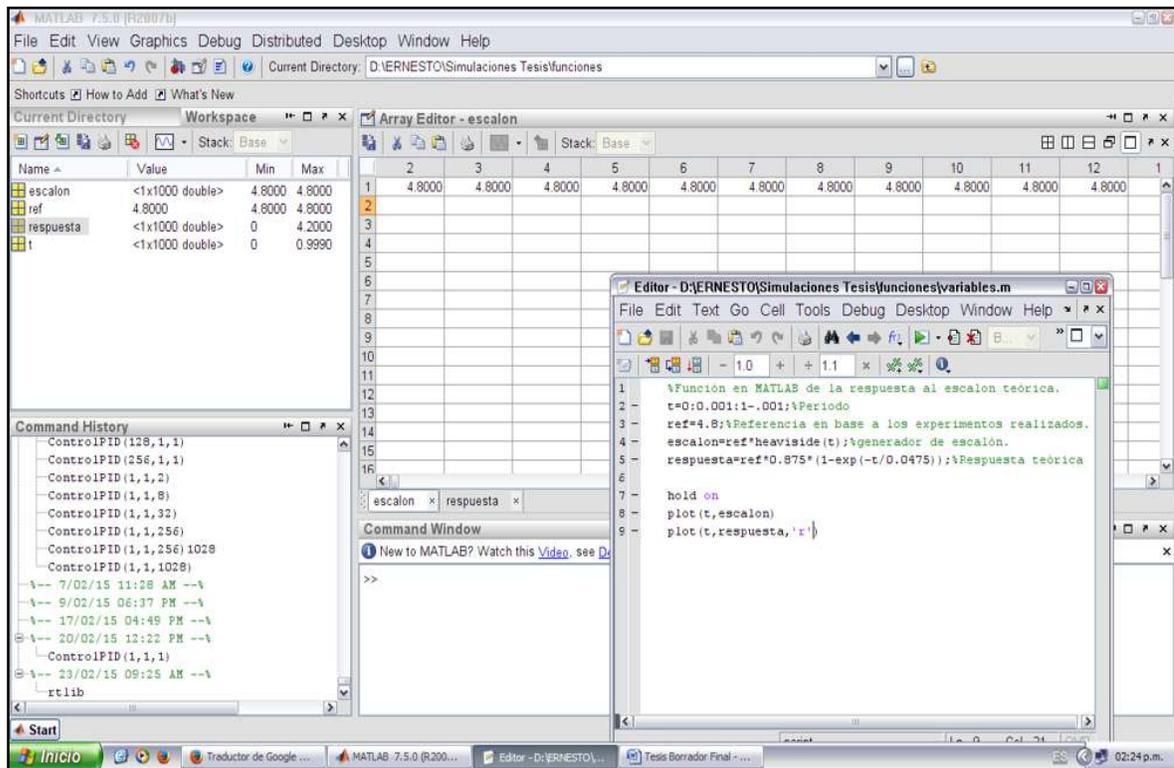


Figura C.1. Función en MATLAB y variables de interés.

Una vez obtenidas las variables se teclea la palabra “ident” en la ventana de comandos de MATLAB y nos abrirá una ventana de la herramienta de identificación de sistemas en la

cual hay que importar las variables mencionados en el dominio del tiempo como se muestra en la Figura C.2.

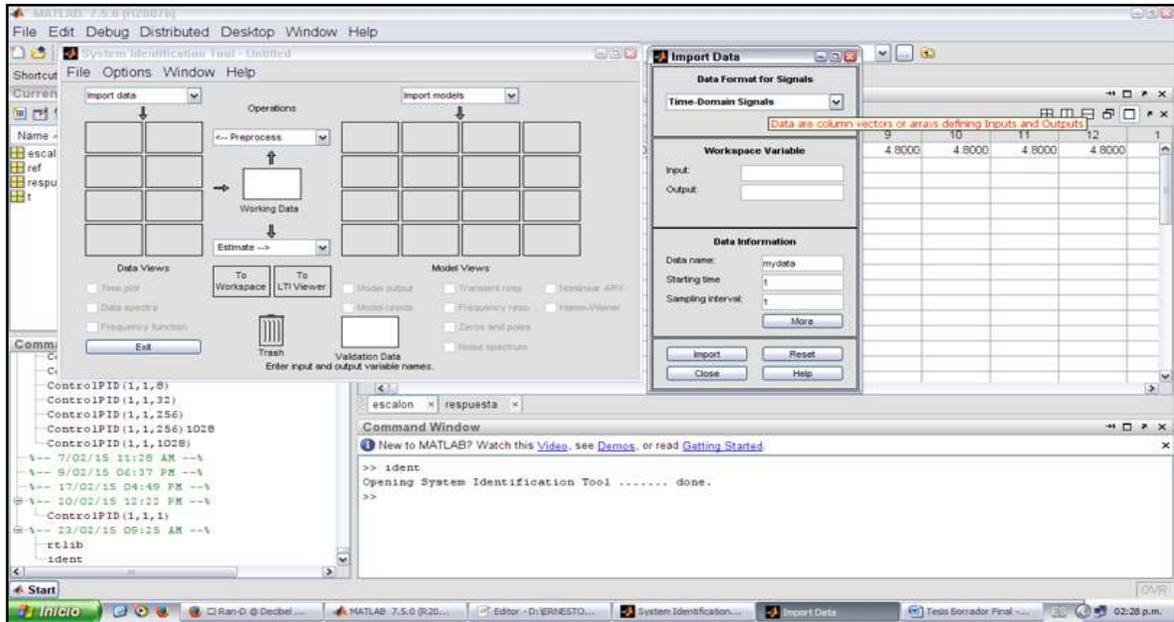


Figura C.2. Importación de las variables en el dominio del tiempo.

De la ventana que se abre al seleccionar importar datos en el dominio del tiempo (Figura C.3) se rellenan los espacios con los nombres de las variables y los parámetros de muestreo y tiempo inicial así como la asignación del nombre del sistema en estudio.

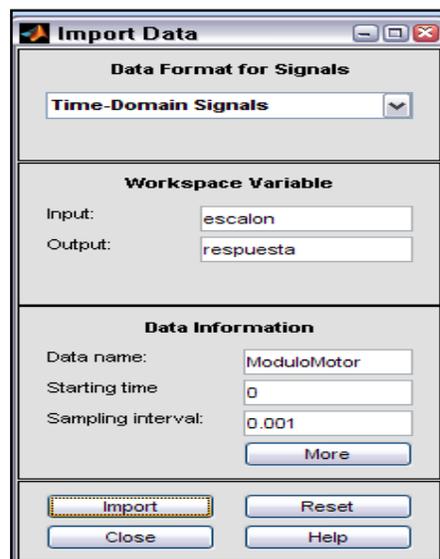


Figura C.3. Importación de datos.

Al dar click en importar se agrega el sistema generado por la importación de las variables y se pueden estimar varios resultados de interés del modelo tal como el lugar de las raíces, función de transferencia del sistema para diferentes grados, parámetros de modelos lineales y no-lineales, modelos espectrales y correlación de modelos.

Para este trabajo se requiere estimar la ecuación de segundo orden del sistema lo cual se logra seleccionando el “Modelos a Procesar” (Process Models) de la opción “Estimar” (Estimate...>) de acuerdo a la Figura C.4.

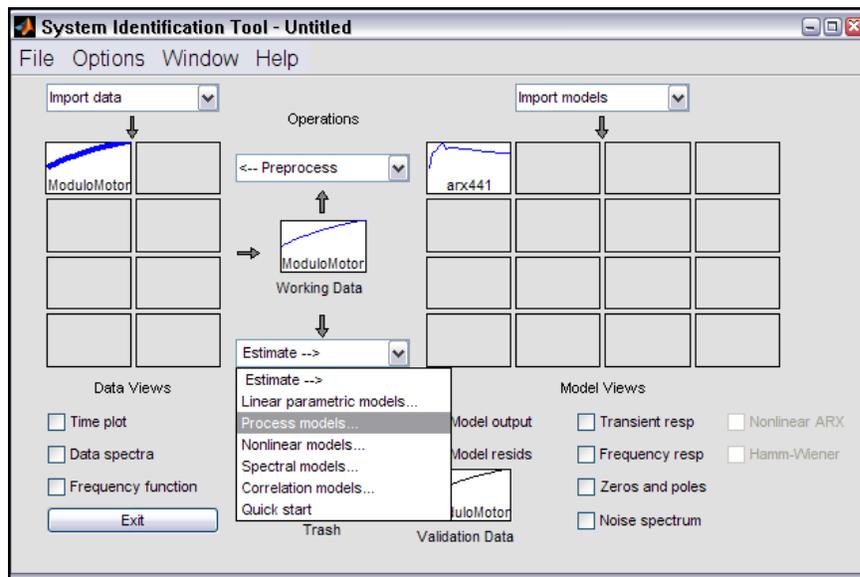


Figura C.4. Selección de “Modelos a procesar”.

Al hacer dicha selección se abre la ventana de “Modelos a Procesar” mostrada en la Figura C.5 y se configura tal como se aprecia, para estimar la función de segundo orden requerida, la cual calcula la ganancia del sistema y los dos polos que contiene la función de transferencia de segundo orden, al seleccionar en la opción de polos el número 2 y las demás condiciones se calibran de acuerdo a la Figura C.5 que al estimar los parámetros genera un sub-modelo que ha calculado los valores de los polos y la ganancia de la función de segundo orden que representa al sistema del modulo de motor de CD implementado en este trabajo y con lo cual se cuenta con el modelo que involucra todos los factores del sistema que está conformado por el actuador, el motor y el sensor, brindando la posibilidad de implementar el controlador PID a este sistema.

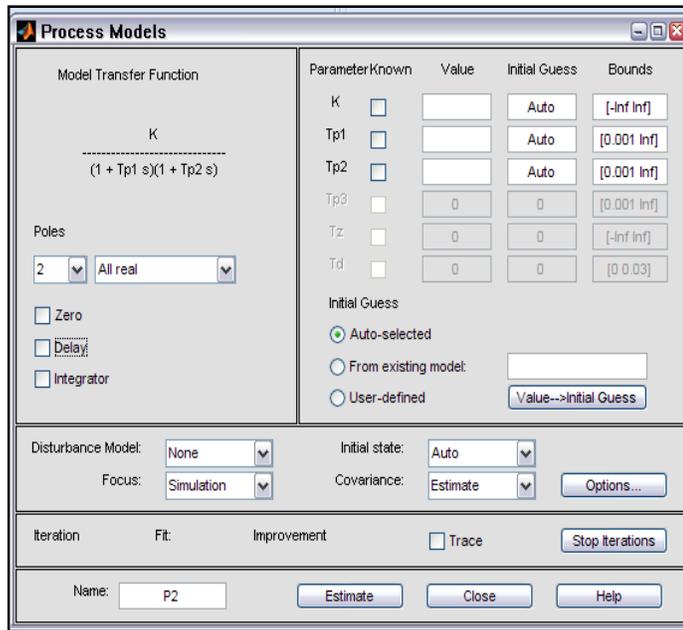


Figura C.5. Configuración de “Modelos a Procesar” para estimar F.T. de 2º Orden.

En la Figura C.6 se observa el sub-modelo generado de la estimación de la ecuación de segundo orden que se desea obtener para lograr la implementación del controlador PID.

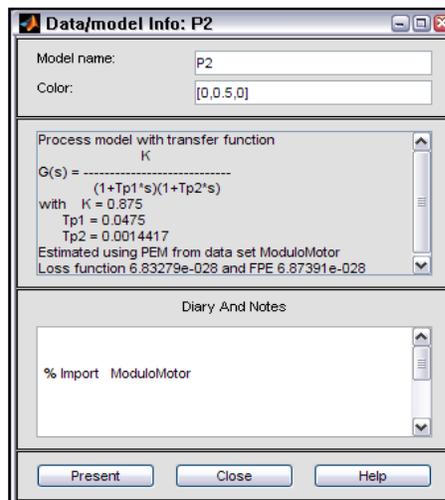


Figura C.6. Obtención de los parámetros de la F.T. de 2º Orden.

Con ayuda de la herramienta IDENT de MATLAB fue posible obtener la función de transferencia de segundo orden que se requería para llevar a cabo la implementación del controlador PID, es por ello que se anexa una breve descripción del proceso que se ha realizado al utilizar esta herramienta.

# Bibliografía

1. Ingeniería de control moderna.  
Katsuhiko Ogata.  
Editorial Prentice Hall.
2. Sistemas de control automático.  
Benjamin C. Kuo.  
Editorial Prentice Hall.
3. Sistemas de control continuos y discretos.  
Carlos Valdivia Miranda.  
Editorial Paraninfo.
4. Solving control engineering problems with Matlab.  
Katsuiko Ogata.  
Editorial Prentice Hall.
5. Manual de usuario Humusoft AD622.  
HUMUSOFT.
6. Manual Matlab Simulink.  
The Math Works.
7. Prácticas de laboratorio de control analógico II.  
José Juan Rincón Pasaye.  
Laboratorio de Electrónica “Ing. Luis Garcia Reyes”. FIE-UMSNH