



# **ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO**

## **PLATAFORMA PARA PRUEBAS DE ALGORITMOS DE CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA POLOLU**

**FERNANDO DAVID SAÁ TAPIA**

Trabajo de Titulación modalidad Proyectos de Investigación y Desarrollo, presentado ante el Instituto de Posgrado y Educación Continua de la ESPOCH, como requisito parcial para la obtención del grado de:

## **MAGISTER EN SISTEMAS DE CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL**

Riobamba - Ecuador

Abril - 2017



## ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO

### CERTIFICACIÓN:

EL TRIBUNAL DE TRABAJO DE TITULACIÓN CERTIFICA QUE:

El Trabajo de Titulación modalidad **Proyectos de Investigación y Desarrollo**, titulado: “PLATAFORMA PARA PRUEBAS DE ALGORITMOS DE CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA POLOLU”, de responsabilidad del Ing. Fernando David Saá Tapia ha sido prolijamente revisado y se autoriza su presentación.

Tribunal:

ING. WILSON ZUÑIGA VINUEZA; M.Sc.

**PRESIDENTE**

\_\_\_\_\_

FIRMA

ING. DARÍO MENDOZA CHIPANTASI; M.Sc.

**DIRECTOR**

\_\_\_\_\_

FIRMA

ING. ANDRÉS GORDÓN GARCÉS; M.Sc.

**MIEMBRO**

\_\_\_\_\_

FIRMA

ING. PATRICIO ENCALADA RUIZ; M.Sc.

**MIEMBRO**

\_\_\_\_\_

FIRMA

Riobamba, abril - 2017

## DERECHOS INTELECTUALES

Yo, Fernando David Saá Tapia, declaro que soy responsable de las ideas, doctrinas y resultados expuestos en el **Trabajo de Titulación modalidad Proyectos de Investigación y Desarrollo**, y que el patrimonio intelectual generado por la misma pertenece exclusivamente a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo.

---

FERNANDO DAVID SAÁ TAPIA

Nº Cédula: 180359984-2

## DEDICATORIA

*Todo este esfuerzo lo dedico a mi padre, madre y hermana, ya que nunca me dejaron solo. A toda mi familia, por siempre estar pendiente de mi persona. A mis amigos y amigas, por brindarme su amistad, su tiempo, su carisma, su confianza, su calor, su hombro y su buena voluntad.*

*Fernando David Saá Tapia*

## AGRADECIMIENTO

*De todo corazón, agradezco a Dios y a la Virgencita por la fuerza de voluntad brindada; a mi padre Daniel, mi madre Jenny y mi hermana Verito por su amor, paciencia, esfuerzo y confianza que me han regalado; a mi abuelito, abuelitas, tías, tíos y primas por nunca dejar de creer en mí; a mis tutores de tesis y profesores por compartir su conocimiento y sabiduría; a mis amigos y amigas por siempre estar en los buenos y malos momentos.*

*A todos mil gracias, por ayudar hacer realidad un sueño. Dios se los pague...*

*Fernando David Saá Tapia*

## TABLA DE CONTENIDO

PORTADA.....	i
CERTIFICACIÓN.....	ii
DERECHOS INTELECTUALES.....	iii
DEDICATORIA.....	iv
AGRADECIMIENTO .....	v
TABLA DE CONTENIDO.....	vi
ÍNDICE DE TABLAS.....	viii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	ix
RESUMEN .....	xi
ABSTRACT.....	xii
<b>CAPÍTULO I.....</b>	<b>1</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
<b>1.1. Planteamiento del problema .....</b>	<b>1</b>
<b>1.2. Justificación .....</b>	<b>1</b>
<b>1.3. Objetivos .....</b>	<b>2</b>
<b>1.3.1. <i>Objetivo General</i>.....</b>	<b>2</b>
<b>1.3.2. <i>Objetivos Específicos</i>.....</b>	<b>3</b>
<b>CAPÍTULO II .....</b>	<b>4</b>
<b>2. MARCO DE REFERENCIA.....</b>	<b>4</b>
<b>2.1. Introducción.....</b>	<b>4</b>
<b>2.2. Estudio del Arte.....</b>	<b>5</b>
<b>2.3. Fundamentación Teórica .....</b>	<b>7</b>
<b>2.3.1. <i>La Automatización</i>.....</b>	<b>7</b>
<b>2.3.2. <i>Pirámide de Control</i> .....</b>	<b>8</b>
<b>2.3.3. <i>Introducción a los Sistemas de Control</i> .....</b>	<b>9</b>
<b>2.3.4. <i>Modelo Matemático de Sistemas</i> .....</b>	<b>12</b>
<b>2.3.5. <i>Funciones de Transferencia</i>.....</b>	<b>12</b>
<b>2.3.6. <i>Análisis de respuesta transitoria y estacionaria</i> .....</b>	<b>15</b>
<b>2.3.7. <i>Análisis y diseño de Sistema de Control</i>.....</b>	<b>18</b>
<b>2.3.8. <i>Controladores o Reguladores (Control Clásico)</i>.....</b>	<b>19</b>
<b>2.3.9. <i>Inteligencia Artificial (Control Moderno)</i>.....</b>	<b>20</b>
<b>2.3.10. <i>Motores DC</i>.....</b>	<b>21</b>

2.3.11. <i>Sensores de Velocidad</i> .....	27
<b>CAPÍTULO III</b> .....	30
<b>3. METODOLOGÍA INVESTIGATIVA</b> .....	30
3.1. Metodología .....	30
3.2. Modalidad de Investigación.....	30
3.3. Recolección de Información.....	30
3.4. Procesamiento y Análisis de datos.....	30
3.5. Desarrollo del Proyecto.....	33
<b>CAPÍTULO IV</b> .....	34
<b>4. PROPUESTA DE SOLUCIÓN</b> .....	34
4.1. Introducción.....	34
4.2. Propuesta de Solución .....	34
4.2.1. <i>Requerimientos de Hardware</i> .....	35
4.2.2. <i>Requerimientos de Software</i> .....	35
4.2.3. <i>Modelado del sistema electromecánico</i> .....	35
4.2.4. <i>Estimación de Parámetros del Motor DC</i> .....	39
4.2.5. <i>Diseño de Controladores</i> .....	47
4.2.6. <i>Lógica Difusa</i> .....	53
4.3. Simulación.....	54
4.4. Plataforma de pruebas de algoritmos de control para un motor DC .....	55
4.5. Pruebas y Resultados .....	55
<b>CONCLUSIONES</b> .....	61
<b>RECOMENDACIONES</b> .....	62
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	
<b>ANEXOS</b>	

## ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 1-3:</b> Aspectos específicos .....	31
<b>Tabla 2-3:</b> Aspectos generales.....	32
<b>Tabla 1-4:</b> Requerimientos de Hardware .....	35
<b>Tabla 2-4:</b> Requerimientos de Software .....	35
<b>Tabla 3-4:</b> Características del Motor DC.....	36
<b>Tabla 4-4:</b> Características del Motor DC.....	37
<b>Tabla 5-4:</b> Parámetros a estimar del motor DC .....	39
<b>Tabla 6-4:</b> Aplicación de voltaje al motor DC y medición de la velocidad .....	43
<b>Tabla 7-4:</b> Variables para el controlador difuso tipo MISO .....	53
<b>Tabla 8-4:</b> Datos para realizar la prueba en el sistema .....	56
<b>Tabla 9-4:</b> Datos para realizar la prueba en el sistema .....	57
<b>Tabla 10-4:</b> Datos para realizar la prueba en el sistema .....	58
<b>Tabla 11-4:</b> Datos para realizar la prueba en el sistema .....	58
<b>Tabla 12-4:</b> Datos para realizar la prueba en el sistema .....	59

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1-2:</b> Control PID de una planta.....	5
<b>Figura 2-2:</b> Pirámide de Automatización .....	8
<b>Figura 3-2:</b> Sistema de Control de Velocidad .....	9
<b>Figura 4-2:</b> Diagrama de Bloques de un sistema de organización de Ingeniería .....	10
<b>Figura 5-2:</b> Función de transferencia con un sistema de lazo abierto .....	14
<b>Figura 6-2:</b> Función de Transferencia de un sistema de lazo cerrado.....	14
<b>Figura 7-2:</b> Diagrama de bloques de un sistema de primer orden.....	16
<b>Figura 8-2:</b> Curva de respuesta exponencial. ....	17
<b>Figura 9-2:</b> Respuesta a rampa unitaria del sistema .....	17
<b>Figura 10-2:</b> Respuesta a impulso unitario del sistema .....	18
<b>Figura 11-2:</b> Estructura Motor DC.....	22
<b>Figura 12-2:</b> Motor de excitación en derivación .....	24
<b>Figura 13-2:</b> Motor de Excitación Independiente.....	25
<b>Figura 14-2:</b> Motor de excitación en derivación .....	25
<b>Figura 15-2:</b> Motor de excitación en serie.....	26
<b>Figura 16-2:</b> Motor de Excitación Compuesta .....	27
<b>Figura 17-2:</b> Encoder incremental ELTRA .....	28
<b>Figura 18-2:</b> Señales incrementales A, B y Z.....	29
<b>Figura 19-2:</b> Representación gráfica de las señales incrementales .....	29
<b>Figura 1-4:</b> Motor DC.....	36
<b>Figura 2-4:</b> Motor DC con caja reductora y carga JL.....	36
<b>Figura 3-4:</b> Corriente - Torque.....	40
<b>Figura 4-4:</b> Velocidad- Torque.....	40
<b>Figura 5-4:</b> Potencia de Salida .....	40
<b>Figura 6-4:</b> Eficiencia .....	41
<b>Figura 7-4:</b> Aplicación de Voltaje y medición de Velocidad .....	43
<b>Figura 8-4:</b> Importar datos a Matlab .....	45
<b>Figura 9-4:</b> Entrada y Salidas del Sistema.....	45
<b>Figura 10-4:</b> Importar datos a IDENT de Matlab .....	46
<b>Figura 11-4:</b> Estimar el Modelo del Proceso.....	46
<b>Figura 12-4:</b> Obtención de la Función de Transferencia. ....	47
<b>Figura 13-4:</b> Lazo de control requerido para el sistema.....	48
<b>Figura 14-4:</b> Lazo cerrado para el control de velocidad del Motor DC .....	48
<b>Figura 15-4:</b> Respuesta Escalón.....	49

<b>Figura 16-4:</b> Plano S .....	50
<b>Figura 17-4:</b> Lugar de las raíces del sistema a controlar .....	50
<b>Figura 18-4:</b> Lugar de las raíces del sistema a controlar y polos objetivos .....	51
<b>Figura 19-4:</b> Lugar de las raíces $G^1$ .....	52
<b>Figura 20-4:</b> Funciones de membresía para la entrada del controlador .....	53
<b>Figura 21-4:</b> Funciones de membresía para la salida del controlador.....	53
<b>Figura 22-4:</b> Panel Frontal de simulación .....	54
<b>Figura 23-4:</b> Bloque de diagramas de simulación .....	55
<b>Figura 24-4:</b> Respuesta del sistema con Controlador Proporcional .....	56
<b>Figura 25-4:</b> Respuesta del sistema con Controlador Proporcional Integral .....	57
<b>Figura 26-4:</b> Respuesta del sistema con Controlador Proporcional Derivativo .....	58
<b>Figura 27-4:</b> Respuesta del sistema con Controlador Proporcional Integral Derivativo .....	59
<b>Figura 28-4:</b> Respuesta del sistema con Controlador Borroso.....	60
<b>Figura 29-4:</b> Pruebas con Controlador PID .....	60

## RESUMEN

El objetivo que se alcanzó con el proyecto fue la implementación de una plataforma para pruebas de algoritmos de control de velocidad de un motor de corriente continua. El proyecto ejecutado consistió en realizar diferentes experimentos para determinar un regulador óptimo para el control de velocidad en lazo cerrado, en donde se obtuvo la función de transferencia tomando en cuenta características eléctricas, mecánicas, tarjetas y dispositivos de todo el proceso. Con la ecuación que rige el sistema, se procedió a simular los diferentes reguladores: proporcional, proporcional derivativo, proporcional integral, proporcional integral derivativo y control difuso, todas estas pruebas fueron documentadas para evidenciar el error y la variable de salida. El sistema de control consistió en un motor, controlado por una tarjeta arduino la cual transmitió la acción de control a través de una señal de modulación por ancho de pulso; las acciones de control yacen en LabVIEW en donde se realizó una interfaz de simulación y monitoreo, la cual genera una base de datos de las variables de interés, que al analizar con el proceso se hace un estudio del comportamiento del error para verificar el mejor controlador siendo el proporcional integral derivativo y el fuzzy logic. Se recomienda utilizar sistemas embebidos para el sistema.

**Palabras Claves:** <TECNOLOGÍA Y CIENCIAS DE LA INGENIERÍA>, <CONTROL AUTOMÁTICO>, <FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA>, <ALGORITMOS DE CONTROL>, <ERROR>, <ARDUINO (SOFTWARE - HARDWARE)>, <LabVIEW (SOFTWARE)>.

## **ABSTRACT**

This research aimed to implement a test platform for a DC motor speed control algorithm. Some experiments were done to determine an optimal controller for the closed-loop speed control. Thus, the transfer function was gotten taking into account the electrical, mechanical, card and device characteristics of all the process. From the system equation, the proportional, proportional-integral, proportional-integral-derivative and fuzzy controllers were simulated. All of these tests were documented to show the error and output variable. The system consisted of an Arduino card-controlled motor transmitting the control action through a pulse width modulator signal. The control actions were in the simulation and monitoring-including LabVIEW generating a database of desirable variables. The proportional-integral-derivative and fuzzy logic controllers were the best controllers when analyzing the process. We recommend to use the embedded systems for this system.

**Keywords:** <ENGINEERING SCIENCE AND TECHNOLOGY>, <AUTOMATIC CONTROL>, <TRANSFER FUNCTION>, <CONTROL ALGORITHM>, <ERROR>, <ARDUINE (SOFTWARE - HARDWARE)>, <LabVIEW (SOFTWARE)>.

## CAPÍTULO I

### 1. INTRODUCCIÓN

#### 1.1. Planteamiento del problema

En la actualidad el control de las máquinas eléctricas se ha convertido en un campo de investigación de la ingeniería de gran interés, debido a las numerosas aplicaciones industriales específicamente al control de velocidad y posición de motores eléctricos de todo tipo.

Al no existir herramientas de prueba de algoritmos de control eficientes como bancos de pruebas de motores fuera de línea, la calibración del mismo viene a representar deficiencias en optimización de tiempos de puesta en marcha, una vez que ya estén instalados en alguna línea de producción o un sistema robótico dedicado.

Además se tiene el inconveniente que se presenta en el control de velocidad de los motores de Corriente Continua, es el fuerte acoplamiento entre las variables que intervienen en el proceso de operación del mismo, este hecho complica la situación porque se tiene un sistema no lineal, con un rango limitado de comportamiento lineal (desde cero rpm y por debajo de la velocidad nominal); además multivariable, ya que por lo general el flujo magnético, el par electromagnético, velocidad y la posición son variables que comúnmente se presentan como salidas en el motor.

Otra deficiencia importante en el control de motores de Corriente Continua, es encontrar un controlador óptimo con respuestas temporales requeridas, aplicando técnicas de control clásico tales como controladores P, PD, PI, PID y moderno e inteligente utilizando lógica difusa.

#### 1.2. Justificación

En los últimos años la tecnología ha tenido grandes avances especialmente en el área de control, apareciendo técnicas de control inteligente, sistemas de monitoreo en tiempo real, y mejores capacidades de procesamiento de datos; mostrándose como alternativas en el control de procesos industriales, robótica, entre otras; haciendo necesario la actualización de conocimientos en áreas técnicas en aplicaciones de regulación de variables de operación de motores de corriente continua.

La propuesta de desarrollar una plataforma para pruebas de algoritmos de control de velocidad de un motor de Corriente Continua, permitirá ser aplicado a problemas de control de lazo cerrado, disminuyendo el tiempo de desarrollo de proyectos y costos, además para integrar con otros proyectos de control para investigación de estudiantes y docentes del área.

Para realizar el proyecto se realizará el modelamiento matemático de un motor de Corriente Continua Pololu de 37x57mm y un reductor de 47:1, donde se relacionan las propiedades eléctricas constantes y variables físicas, para poder obtener una representación matemática abstracta del sistema con lo cual se procede a obtener una Función de Transferencia en el dominio S (dominio de la frecuencia); en donde se procede a simular subsistemas de control en lazo cerrado y abierto, para verificar su comportamiento, y luego aplicar estos subsistemas a la parte física implementando la instrumentación necesaria tales como sensores, controladores, así como sistemas de adquisición de señales y representación gráfica para cumplir este objetivo.

En el motor de Corriente Continua se aplicarán los reguladores para poder tener una velocidad estable y predispuesta por el usuario el cual está acoplado un encoder incremental para la medición de la misma, estos datos llegarán a ser adquiridos por entradas respectivas de la tarjeta Arduino, la cual lleva la información vía serial a un Software de monitoreo y almacenamiento donde se encuentran los algoritmos de control.

El modelo matemático del motor permitirá calibrar diferentes tipos de controladores con el fin de obtener el óptimo, el cual está regulado por un controlador que puede ser basado en Open Source; en donde se encuentran bloques de control tales como P, PD, PI, PID y Fuzzy Logic, con una interfaz de usuario realizada en la Web o LabVIEW y la simulación se realizará mediante Wolfram SystemModeller.

### **1.3. Objetivos**

#### **1.3.1. *Objetivo General***

Implementar una plataforma para pruebas de algoritmos de control de velocidad de un motor de Corriente Continua.

### **1.3.2.      *Objetivos Específicos***

- Analizar los modelamientos matemáticos para el control de un motor de corriente continua Pololu 37X57 MM 6 V – 210 RPM.
- Determinar los subsistemas de control para la obtención de especificaciones estáticas y dinámicas del sistema de un motor de Corriente Continua.
- Diseñar e implementar los algoritmos de control para un motor de Corriente Continua.
- Realizar una interfaz humano-máquina (HMI) para observar y documentar los resultados obtenidos.

## CAPÍTULO II

### 2. MARCO DE REFERENCIA

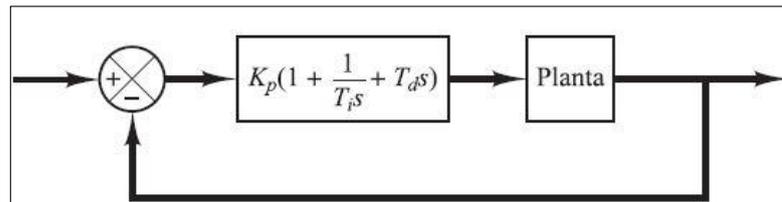
#### 2.1. Introducción

La implementación de un controlador PID o algún regulador para un motor DC no es un problema resuelto en su totalidad. A medida que se incrementa el grado de detalle en el análisis de cualquier problema, surge más complejidad; así como hasta la sintonización de un controlador clásico para el ajuste de la velocidad de un motor DC requiere experticia, además del uso de herramientas matemáticas que en principio parecen no ser necesarias. En particular, incluso desde cuando se identifica la ganancia del sensor, el comportamiento del tacómetro dista de ser ideal; esa aparente dicotomía entre la simulación y la implementación en tiempo real es el problema. Se presenta el diseño de dos controladores, en apariencia sencillos, y aunque se requieren ajustes, el procedimiento de diseño que parte de una función de transferencia, tratamiento matemático y simulaciones es válido, pero solo como punto de partida en la selección de las ganancias del compensador real.

El trabajo con el motor DC y el control PID; se detalla la configuración en lazo cerrado la cual se presenta en la Figura 1-2. En ella se diferencian dos partes del sistema de control que son importantes los bloques de adquisición de datos, la etapa de potencia, el sensor, el motor y el algoritmo de control.

Los motores de corriente continua y sus unidades de control han sido ampliamente utilizados en diversos procesos industriales y electrodomésticos, tales como sillas de ruedas eléctricas, robótica, máquinas laminadoras, herramientas, entre otros. Muchas aplicaciones requieren un control de velocidad muy precisa. Sin embargo, los motores de corriente continua son inestables en su funcionamiento debido a que los parámetros del sistema pueden ser variantes en el tiempo. Estas variaciones son probablemente debido a imprecisiones en la detección de corriente, aumento de la temperatura y cambios en las condiciones de operación, así como a los errores de algún sensor. En los últimos años, muchos investigadores han estado investigando nuevas y diferentes técnicas de control con el fin de mejorar la regulación en el rendimiento de la velocidad del motor DC, los autores aplican un sintonizador de ganancia difusa en conjunto con una técnica de control

tradicional PI (Proporcional Integral) para el control del motor, una técnica como PID, donde los autores se valen además de una mejora en el método, de elementos y software como Xilinx y la FPGA con el fin de hacer control de un motor DC, se implementa un control por Modulación de Ancho de pulso (PWM) utilizando microcontroladores e implementando todo el circuito de control de realimentación en lazo cerrado. La investigación se abordará el tema de control de velocidad y torque de un motor DC con algoritmos de control.



**Figura 1-2:** Control PID de una planta

Fuente: Ogata K., 2010, pp. 568

## 2.2. Estudio del Arte

Bhushan, B. y Singh, M., en el año 2011 en el Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Tecnológica de Delhi, India propone el control adaptativo del motor de corriente continua utilizando el algoritmo de búsqueda de alimento de bacterias. Consiste en un algoritmo de búsqueda de alimento bacteriana para un sistema de control de velocidad (BFA) en función de alto rendimiento para un motor de corriente continua. La velocidad del rotor del motor de corriente continua sigue una trayectoria seleccionada arbitraria. La dinámica no lineal desconocidos del motor y la carga son capturados por BFA. El identificador de BFA entrenado se utiliza con un modelo de referencia deseado para lograr control de la trayectoria de motor de corriente continua. El algoritmo es aplicado para la identificación y control de motor de corriente continua. El estudio de simulación en el sistema propuesto se ha llevado a cabo en MATLAB. El funcionamiento del motor de corriente continua se ha llevado a cabo a través del algoritmo genético (GA) también. Una comparación de los análisis de rendimiento que usa el regulador BFA y la de GA para el seguimiento de la trayectoria muestra que el controlador adaptativo basado BFA funciona de manera efectiva para el seguimiento de la trayectoria deseada en el motor de corriente continua con menos tiempo de cálculo (Bhushan, 2011).

Fang, L. en el 2013 en Instituto de Tecnología de Nanjing, China realiza la investigación sobre Motor DC con un inteligente algoritmo de control. Propone el análisis del modelo matemático del motor sin escobillas y deficiencias del control tradicional PID DC, combinando con el algoritmo inteligente y el PID convencional, ofrece un algoritmo mejorado y simulaciones en el entorno MATLAB. Un sistema de regulación de corriente continua sin escobillas de velocidad PWM del

motor está basado en MCU de alto rendimiento. El algoritmo mejorado y los efectos de control de algoritmo convencionales fueron analizados y comparados en el experimento (Fang, 2013).

Hudy, W. y Jaracz, K., en el 2011 en Instituto de Tecnología de la Universidad Pedagógica de Cracovia, Polonia proponen un estudio sobre la selección de los parámetros de control en un sistema de control con un motor eléctrico de corriente continua serie, utilizando el algoritmo evolutivo. Se presentó un método de selección de los parámetros del regulador en un sistema de control utilizando el algoritmo evolutivo. El sistema de control tiene un controlador PI y un controlador de histéresis. El valor de la banda proporcional y el valor de la integral de tiempo se definen por los algoritmos evolutivos. El objeto de control fue un motor Brown Boveri GS10A. Las funciones de trabajo fueron el cambio de paso de la velocidad de rotación y cambio de paso del torque del motor. El sistema de control con los parámetros seleccionados por medio del método evolutivo se verificó mediante el uso de medio ambiente MATLAB / Simulink (Hudy, 2011).

Lv, H., Wei, G., Ding, Z. y Ding, X. en el 2014 en el Departamento de Ciencia e Ingeniería de Control, Universidad de Shanghai para la Ciencia y la Tecnología, Shanghai, China proponen un control sin realimentación para el motor de corriente continua sin escobillas: un algoritmo de filtro de Kalman. El algoritmo propuesto UKF se emplea para estimar la posición de velocidad y el rotor del motor BLDC utilizando sólo las mediciones de tensiones en los terminales y las corrientes trifásicas. Con el fin de observar el rendimiento de la unidad, dos ejemplos de simulación se dan y la viabilidad y la eficacia del algoritmo UKF se verifican a través de los resultados de la simulación, y el rendimiento estimado preciso se muestran en las figuras de simulación (Lv, 2014).

Rashidi, B., Esmailpour, M. y Homaeinezhad, M. en el 2015 en el Departamento de Ingeniería Eléctrica e Informática, Universidad de Alberta, Edmonton, Canadá; Departamento de Ingeniería Mecánica, K. N. Universidad de Tecnología de Toosi, Teherán, Irán Mecatrónico Mecanismos de laboratorio (MML), K. N. Universidad de Tecnología de Toosi, Teherán, Irán proponen un Control preciso de la velocidad angular de motores de corriente continua de imanes permanentes en presencia de incertidumbres altas de modelado a través de deslizamiento modo de algoritmo adaptativo basado en la referencia del modelo de observador. El estudio es el desarrollo de un esquema de control con funciones de parametrización y de carga insensibles capaces de regular la velocidad angular precisa de un motor de imán permanente (PM) DC en presencia de incertidumbres de modelización. Un modelo dinámico no lineal apropiado de la fricción, el modelo LuGre modificado, se optó e incorporado en el modelo matemático de un motor de imanes permanentes DC. El modelo deslizante (SMO) está diseñado para calcular la variable de estado

del modelo de fricción, en un sistema de control adaptativo referencia del modelo en el que estima los valores del estado de fricción y los parámetros son alimentados está diseñado para realizar un seguimiento de la trayectoria velocidad deseada al tiempo que alivia los efectos adversos de las incertidumbres del modelo y la fricción. Estabilidad del sistema MRAC basados en SMO propuesto se discute a través de el teorema de estabilidad de Lyapunov, y su estabilidad asintótica se verifica. El algoritmo se implementa en un nuevo banco de pruebas de estructura variable que nos da la capacidad de simular variaciones de los parámetros deseados y los cambios de perturbaciones externas en el experimento (Rashidi, 2015).

Zhao, P. y Shi, Y., en el 2011 en el Ministerio de Educación, Universidad Politécnica del Noroeste, China proponen un diseño del Sistema de Control de Motor DC basado en la selección clonal algoritmo. De acuerdo con la multivariado, el acoplamiento fuerte y la no linealidad del sistema de control de velocidad de motor de corriente continua, y el control PID tradicional es difícil de lograr el más alto rendimiento de velocidad. Combinando el algoritmo de selección clonal (CSA) con el control tradicional PID, un tipo de sistema de control PID inteligente fue diseñado. El controlador cuenta en tiempo real y el ajuste en línea del PID, por lo tanto, se mejoró el rendimiento dinámico y estático y la robustez del sistema de control de motor de corriente continua. El experimento de simulación fue procesado basado en entorno MATLAB. Los resultados de simulación muestran que este controlador PID inteligente logra un mejor rendimiento que el controlador PID tradicional (Zhao, 2011).

## **2.3. Fundamentación Teórica**

### **2.3.1. *La Automatización***

Los sistemas de control aparecen cuando se genera la Revolución Industrial a principios del siglo XX y estaban estructurados a base de dispositivos mecánicos y componentes electromagnéticos; los cuales serían reemplazados años más tarde por dispositivos de control por tiempo, contadores e interruptores electromagnéticos para la automatización de las partes que controlan los sistemas industriales.

En su totalidad, los sistemas de control industriales trabajan a niveles de baja potencia, quienes son las encargadas al comando de los dispositivos encargados del accionamiento que controlan la potencia del sistema.

La automatización industrial forma parte de la ingeniería en control en máquinas o procesos destinada al aumento de la producción y la calidad del producto final. Estos sistemas han sido

divididos en varios niveles o subsistemas descritos por la pirámide de la automatización (Martin, 2012).

### 2.3.2. Pirámide de Control

La Automatización tiene una subdivisión de acuerdo al tipo de función que hacen los dispositivos en el proceso, en la Figura 2-2 se observa este esquema, en donde se tiene:

*Nivel de campo:* Es el nivel compuesto en su mayoría por dispositivos, motores, variables, actuadores, sensores y otros componentes dependientes.

*Nivel de control:* Se compone por dispositivos necesarios para el monitoreo del sistema o el control del mismo entre los cuales se encuentra las interfaces de visualización y los controladores lógicos programables y dispositivos encargados de comandar los componentes del nivel de campo.

*Nivel de supervisión:* Tiene la tarea de inspeccionar el funcionamiento del sistema y el comportamiento de los componentes del nivel de control, permitiendo el monitoreo de controladores maestros y los sistemas de control y adquisición de datos.

*Nivel de gestión:* Es el nivel principal del sistema que se implemente, encargado del control total de los mecanismos, sistemas de control y adquisición de datos y mediante el cual se posibilitan el acceso externo para monitorearlo. Compuesto principalmente por ordenadores diseñados para tareas industriales. (Asociacion, Micro, 2005).



**Figura 2-2:** Pirámide de Automatización

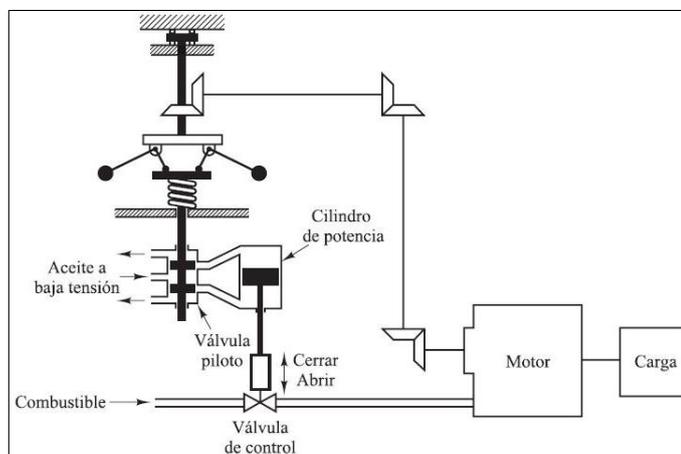
**Fuente:** Ierache J., 2012, pp. 5

### 2.3.3. *Introducción a los Sistemas de Control*

La teoría de control más utilizada es la clásica o convencional, la teoría de control robusto y la de control moderno. El control automatizado cumple un rol importante tanto en la ciencia como para la ingeniería, el cual forma una parte de vital importancia de mucha utilidad en naves de uso espacial, sistemas robotizados, fabricación moderna y cualquier otro sistema con procesos industriales que requieran un control constante de variables continuas. Por tanto, gran cantidad de especialistas en el tema de la ciencia, la ingeniería y el control requieren de la familiarización con estos temas.

#### **Sistema de control de velocidad**

En la Figura 3-2 se presenta el diagrama del principio del regulador de velocidad de Watt, en el cual, el aporte de hidrocarburos administrado para la maquina se regula dependiendo de la diferencia que se genera entre la velocidad de la maquina bajo análisis y la velocidad real. La secuencia de acciones puede describirse del modo siguiente: el dispositivo encargado debe ser regulado hasta un nivel en el que el aceite no genere ningún tipo de presión en el sistema. En caso de que el valor de la velocidad real decrezca debido a determinado evento, el regulador provocara que la válvula que controla el combustible aporte un mayor flujo para compensar la pérdida de la velocidad. De otra manera, si se genera la situación inversa; dicho incremento genera que la válvula de control impida el flujo excesivo del hidrocarburo con el fin de reducir la velocidad hasta que se produzca la estabilización en la velocidad que se desee. El sistema bajo control del sistema presentado sería la máquina y la velocidad, la variable controlada; la diferencia entre la velocidad real y la deseada toma el lugar de la señal de error, el flujo de combustible reemplazaría a la variable de control que se aplica a la señal de actuación o máquina.

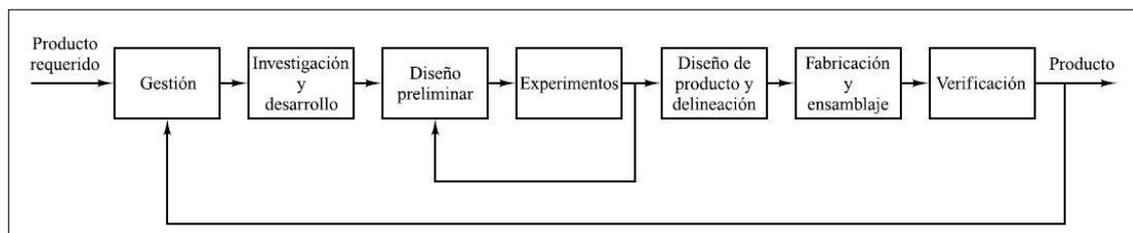


**Figura 3-2:** Sistema de Control de Velocidad

Fuente: Ogata K., 2010, pp. 4

## Sistemas empresariales

El sistema comúnmente implementado en la industria (ver Figura 4-2) está compuesto por varios subsistemas, cada tarea que es establecida para determinado subsistema representado por un elemento dinámico. Un sistema que funcione en óptimas condiciones cuenta con realimentaciones que permiten informar al mismo las metas que han alcanzado cada subsistema. Los acoples entre deferentes subsistemas deben tener el mínimo retardo, para obtener un flujo continuo de señales y material de trabajo. El correcto diseño de un sistema de control de lazo cerrado reduce el control administrativo necesario. Se debe tener en cuenta que la mayoría de perturbaciones presentadas en un sistema son de origen de los materiales, fallos en las comunicaciones o errores humanos, entre otros.



**Figura 4-2:** Diagrama de Bloques de un sistema de organización de Ingeniería

Fuente: Ogata K., 2010, pp. 6

## Sistemas de control robusto

Tomando como punto de partida un brazo flexible como la planta para el sistema de control, en primera instancia, ha de realizarse el modelamiento matemático del mismo basado en las leyes físicas. Generalmente, estos sistemas no son lineales u poseen parámetros distribuidos que pueden llegar a tornarse difícil para el análisis, se recomienda aproximar a un sistema de coeficientes lineales que se acerque, aunque de forma relativa a la planta del sistema. Es factible simplificar el modelo con fines de modelar con alguna característica intrínseca del sistema deseado con un compensador de un orden menor posible. A su vez, en la totalidad de los modelamientos realizados se presenta un valor de error por lo cual se implementan márgenes de fase y ganancia para no descartar esos errores.

La teoría del control robusto se ha desarrollado para asegurar que los controladores diseñados a partir de modelamientos por el método del espacio de estados, basada en ecuaciones diferenciales funcionen de manera óptima incluyendo en el diseño los márgenes obtenidos por el modelamiento.

Esta teoría se basa en el análisis hipotético de que todos los sistemas de control cuentan con errores en el modelamiento, suponiendo que existen parámetros desconocidos o errores que surgen durante el diseño del control. Las propiedades de los sistemas basados en esta teoría son:

1. **Estabilidad robusta.** Sistema de control estable frente a perturbaciones.
2. **Comportamiento robusto.** Sistema de control presenta respuestas predefinidas ante perturbaciones.

Esta teoría requiere consideraciones basadas en los análisis de respuesta en frecuencia y en el dominio del tiempo. Debido a las complicaciones matemáticas asociadas con la teoría del control robusto, el análisis detallado de esta teoría se encuentra fuera del alcance de un estudiante de ingeniería. En esta sección únicamente se hace un análisis introductorio a la teoría de control robusto.

*Sistemas de control re-alimentados.* Son sistemas en los que se mantiene una relación entre la salida y la entrada de referencia con el fin de obtener su diferencia que cumpla como medio de control.

*Sistemas de control en lazo cerrado.* A diferencia de los sistemas anteriores, en estos sistemas se envía al controlador la señal de error, que surge de la diferencia entre la señal de entrada y la de realimentación que puede ser la misma señal de salida o una resultante de la misma con sus integrales o derivadas con la finalidad de obtener un error mínimo en la salida. Para el control en lazo cerrado es necesario utilizar una acción de control con realimentación para llevar al error a un valor mínimo.

*Sistemas de control en lazo abierto.* Son sistemas en los que la señal de salida no tiene ningún efecto sobre la señal de entrada, es decir no se utiliza la realimentación para la comparación con la entrada.

*Sistemas de control en lazo cerrado en comparación con sistemas en lazo abierto.* Entre las principales ventajas que brindan los sistemas de lazo cerrado es que torna insensible relativamente al sistema ante perturbaciones externas o internas debido a la realimentación, de tal forma que es posible implementar dichos sistemas utilizando tecnología genérica o de bajo costo; parámetros que no son aplicables para sistemas en lazo abierto.

Desde el enfoque de la estabilidad, la implementación de un sistema de lazo abierto es mucho más simple debido a que la estabilidad no se torna un problema de alto impacto. A su vez, dicho

conflicto se torna más importante en los sistemas en lazo cerrado debido a que la estabilidad puede llegar a corregir los problemas generados por las oscilaciones de amplitud variante o constante.

Cabe señalar que en la implementación de sistemas en los que se conoce con antelación que no se han de tener perturbaciones, ha de utilizarse un sistema en lazo abierto debido a que los controles en lazo cerrado solo aportan positivamente en sistemas con variantes o perturbaciones que no son posibles de predecir en la parte de sus componentes. La potencia de salida nominal del sistema ha de determinar de manera aproximada el costo de la implementación debido a que cuando mayor sea la potencia se requerirá de controles en lazo cerrado que involucra una cantidad mayor de componentes y viceversa con un sistema en lazo abierto. Generalmente se recomienda una combinación entre un lazo abierto y cerrado para obtener un comportamiento estable a un costo razonable (Ogata, Ingeniería de Control., 2010).

#### **2.3.4. Modelo Matemático de Sistemas**

El modelamiento matemático es capaz de adaptarse en dependencia del sistema de trabajo y ciertas circunstancias, cada modelamiento puede aprovecharse de mayor forma que otro. Un claro ejemplo de aquello en los problemas de control es usar representaciones en el espacio de estados. Sin embargo, en análisis de respuesta transitoria o frecuencia de los sistemas lineales con entradas/salidas que no cambian en razón del tiempo. La representación a través la función de transferencia sería la mejor opción. Habiendo obtenido el modelo matemático de determinado sistema es posible la utilización de recursos computacionales para su procesamiento (Ogata, Ingeniería de Control, 2010).

#### **2.3.5. Funciones de Transferencia**

La función de transferencia de un sistema descrito mediante una ecuación diferencial lineal e invariante en el tiempo es definida como el cociente entre la transformada de Laplace de la salida y la transformada de Laplace de la entrada suponiendo que las condiciones iniciales son cero, definida por la ecuación 1:

$$a_{\{0\}}^{[n]} + a_{\{1\}}^{\{(n-1)\}} y + \dots + a_{\{n-1\}} y + a_{\{n\}} y = b_{\{0\}}^{[m]} + b_{\{1\}}^{\{m-1\}} x + \dots + b_{\{m-1\}} x + b_{\{m\}} x \quad (1)$$

$$(n \geq m)$$

donde  $Y$  es la salida y  $X$  es la entrada del sistema.

La Función de Transferencia está dada en la ecuación 2, tomando en cuenta condiciones iniciales cero, siendo esta la relación entre la salida y la entrada:

$$\text{Función de transferencia} = G(s) = \frac{L[\text{salida}]}{L[\text{entrada}]}; \text{condiciones iniciales} = 0 \quad (2)$$

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} + a_n}$$

Cuando sea igual a n la potencia más alta de s en el denominador de la anterior función, este se denominará de n-ésimo orden (Ogata, Ingeniería de Control, 2010).

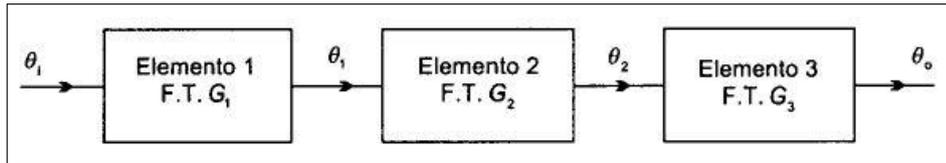
Este concepto ha de verse limitado a sistemas definidos por ecuaciones diferenciales lineales que no varían en el tiempo, aunque el enfoque de la misma es usado de forma externa cuando se realizan los diseños o análisis de los sistemas.

1. La función de transferencia de un sistema es un modelo matemático porque es un método operacional para expresar la ecuación diferencial que relaciona la variable de salida con la variable de entrada.
2. La función de transferencia es una propiedad de un sistema, independiente de la magnitud y naturaleza de la entrada o función de excitación.
3. La función de transferencia incluye las unidades necesarias para relacionar la entrada con la salida; sin embargo, no proporciona información acerca de la estructura física del sistema. (Las funciones de transferencia de muchos sistemas físicamente diferentes pueden ser idénticas).
4. Si se conoce la función de transferencia de un sistema, se estudia la salida o respuesta para varias formas de entrada, con la intención de comprender la naturaleza del sistema.
5. Si se desconoce la función de transferencia de un sistema, puede establecerse experimentalmente introduciendo entradas conocidas y estudiando la salida del sistema. Una vez establecida una función de transferencia, proporciona una descripción completa de las características dinámicas del sistema, a diferencia de su descripción física.

### **Modelo matemático para sistemas de lazo abierto**

La función de transferencia de un sistema de lazo abierto como el de la Figura 5-2 se establece

por  $G1 = \frac{\theta_1}{\theta_i}$ ,  $G2 = \frac{\theta_2}{\theta_1}$ ,  $G3 = \frac{\theta_0}{\theta_1}$



**Figura 5-2:** Función de transferencia con un sistema de lazo abierto

Fuente: Bolton W., 2001, pp. 21

Y la función de transferencia global del sistema, es la salida:  $\frac{\theta_0}{\theta_i} = \frac{\theta_1}{\theta_i} \times \frac{\theta_2}{\theta_1} \times \frac{\theta_0}{\theta_2}$

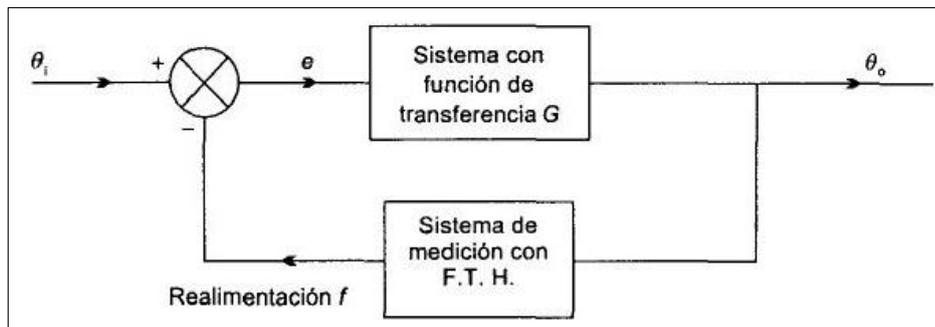
Por tanto, para el sistema de lazo abierto *Funcion de transferencia* =  $G_1 \times G_2 \times G_3$ .

La función de transferencia global en lazo abierto es el producto de las funciones de transferencia de los elementos individuales y se aplica a todos los elementos conectados en serie sin importar el número.

### Modelo matemático para sistemas de lazo cerrado

Para los sistemas de lazo cerrado donde  $\theta_i$  es el valor de referencia o entrada y si  $\theta_0$  o es el valor real o salida del sistema (Bolton, 2001), la función de transferencia de todo el sistema se establece mediante la ecuación 3, donde el controlador del sistema recibe una información de error diferencia entre la entrada y el estado del sistema o la realimentación por el bloque F.T.H de la Figura 6-2.

$$FT = \frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} = \frac{\varphi_i}{\varphi_0} \quad (3)$$



**Figura 6-2:** Función de Transferencia de un sistema de lazo cerrado

Fuente: Bolton W., 2001, pp. 22

### **2.3.6. *Análisis de respuesta transitoria y estacionaria***

En su totalidad, la señal que ingresa a los sistemas de control son desconocidas, aunque se puede tomar en cuenta que son aleatorias y es imposible expresarlo analíticamente. Únicamente en ciertos casos especiales es posible conocer dicha naturaleza de la señal y puede ser expresable mediante curvas o analíticamente, como es el caso de los controladores para herramientas de corte; En la mayoría de análisis y/o diseño de sistemas de control, hay que evaluar el comportamiento de diversos sistemas de control, esta base se la desarrolla especificando señales de entrada de prueba frente a señales de respuesta de varios sistemas. Mayormente los criterios para el diseño están basados en las señales anteriormente mencionadas o en respuestas al cambio en las condiciones iniciales, la utilización de señales de prueba han de justificar la existencia de una reciprocidad entre las características del sistema como respuesta a una entrada común de prueba y su capacidad de trabajar con señales reales (Ogata, Ingeniería de Control, 2010).

#### ***Respuesta transitoria y respuesta en estado estacionario***

La respuesta del sistema de control está conformada de dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta en estado estacionario.

La respuesta transitoria hace referencia quien va desde el estado inicial al final se refiere a la que va del estado inicial al estado final. Y por respuesta en estado estacionario está ligada a la manera en la que se comporta la salida en un lapso de tiempo que tiende al infinito. La respuesta del sistema  $c(t)$  puede ser expresada por la ecuación 4.

$$c(t) = c_{\{tr\}} + c_{\{ss\}}(t) \quad (4)$$

Donde el primer término es la respuesta transitoria y el segundo término es la respuesta en el estado estacionario.

#### ***Señales de prueba típicas:***

Las señales de prueba que se usan regularmente son funciones escalón, rampa, parábola, impulso, etc. Al aplicar estas señales es factible el uso de análisis matemáticos o experimentales de sistemas de control, debido a que las señales son funciones del tiempo (Bolton, 2001).

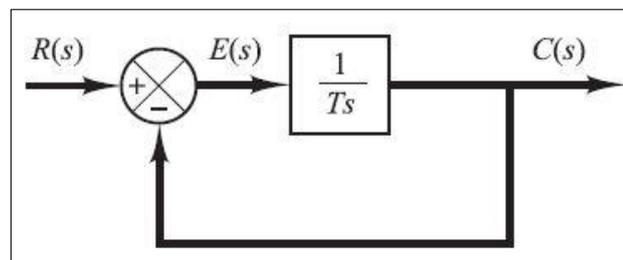
### *Sistemas de primer orden*

De un punto de vista físico, estos sistemas son representados por un circuito RC o similar, cuya relación entrada-salida se obtiene aplicando la ecuación 5.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{Ts + 1} \quad (5)$$

El análisis de las respuestas a las entradas primordiales se las realiza en condiciones iguales a cero.

Sistemas que cuenten con la misma función de transferencia generaran la misma salida (Ogata, Ingeniería de Control, 2010). Según puede observarse en la Figura 7-2.



**Figura 7-2:** Diagrama de bloques de un sistema de primer orden

Fuente: Bolton W., 2001, pp. 161

### *Respuesta escalón unitario de sistemas de primer orden*

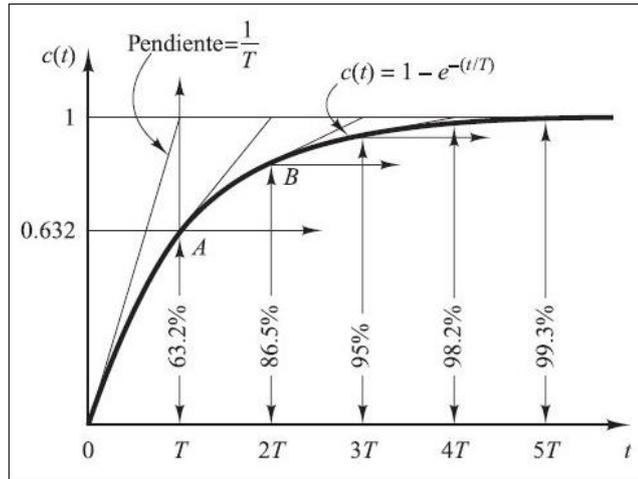
Sustituyendo  $R(s)=1/s$  en la ecuación partiendo de que la función escalón unitario es  $1/s$ , se tiene que:

$$C(S) = \frac{1}{Ts + 1} \frac{1}{s} \quad (6)$$

Obteniendo la transformada inversa de la misma:

$$C(t) = 1 - e^{-t/T}$$

Para  $t \geq 0$ , y en la Figura 8-2 se observa la respuesta



**Figura 8-2:** Curva de respuesta exponencial.

Fuente: Ogata K., 2010, pp. 162

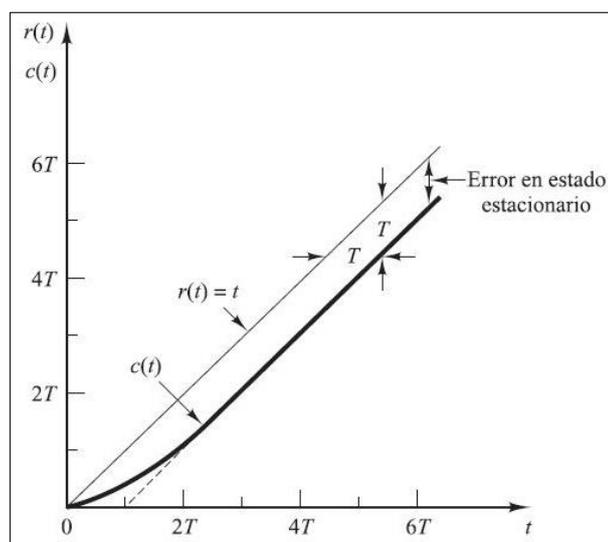
**Respuesta rampa unitaria de sistemas de primer orden**

Dado que la transformada de Laplace en una rampa unitaria es  $1/s^2$ , se obtiene que:

$$C(S) = \frac{1}{Ts + 1} \frac{1}{s^2} \quad (7)$$

Realizando la transformada inversa de Laplace se obtiene la Figura 9-2, para  $t \geq 0$ .

$$C(t) = t - T + T e^{-t/T}$$



**Figura 9-2:** Respuesta a rampa unitaria del sistema

Fuente: Ogata K., 2010, pp. 163

### ***Respuesta impulso unitario de sistemas de primer orden***

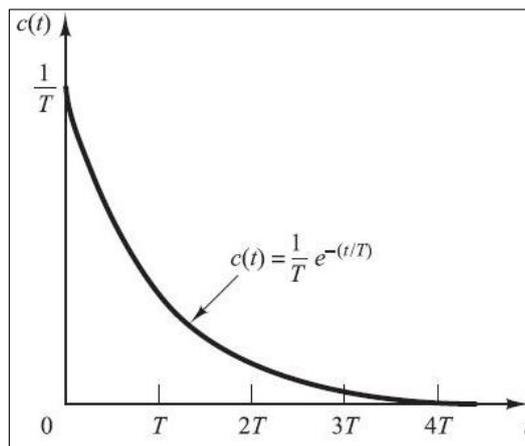
Analizando el sistema con un impulso unitario  $R(s)=1$ , la salida del sistema será dada por la ecuación 8, se tiene:

$$C(s)R(s) = \frac{1}{Ts + 1} \quad (8)$$

Obteniendo la transformada inversa de Laplace obtenemos:

$$C(t) = \frac{1}{T} e^{-t/T}$$

Para  $t \geq 0$ , y en la Figura 10-2 se observa la respuesta.



**Figura 10-2:** Respuesta a impulso unitario del sistema

Fuente: Ogata K., 2010, pp. 163

### **2.3.7. *Análisis y diseño de Sistema de Control***

La planta a controlar necesita ser analizada, para poder probar estabilidad y tiempos de respuesta, para lo cual se establecen pruebas de reacción en lazo abierto del sistema con señales típicas como el escalón unitario, rampa, etc.; Así como el análisis de la ubicación del lugar de las raíces también entregan información valiosa para luego aplicar el controlador adecuado para la planta, ubicando en el plano S, los polos y ceros del sistema y observar de manera fácil criterios de estabilidad del sistema.

Para controlar el sistema se cierra el lazo con la señal entregada por un sensor de velocidad que adquiere el dato del valor del proceso, y se puede recurrir a la calibración del bloque del regulador utilizando diferentes métodos tales como el método de Ziegler-Nichols o por el método basado en la curva de proceso o el método de Tyreus y Luyben en Lazo Cerrado, etc. siendo el más utilizado para procesos simples el método de tanteo (Kuo, 2004).

### **2.3.8. Controladores o Reguladores (Control Clásico)**

#### **Controladores PID**

Los controladores Proporcional, Integral, Derivativo (PID) industriales utilizados en la actualidad utilizan esquemas de control PID o PID modificado. En su mayoría estos controladores se ajustan en el sitio, por lo que se han definido reglas de sintonización para obtener un control delicado y fino en el sitio de implementación.

Se han desarrollado métodos automáticos de sintonización y algunos de los controladores PID poseen capacidad de sintonización automática en línea. Varios de los PID actuales tienen capacidad de sintonización automática en línea y se han utilizado versiones modificadas o variaciones de estos como: PI, PD y PID con dos grados de libertad. (Ogata, Ingeniería de Control, 2010).

Frecuentemente las especificaciones sobre perturbaciones de entrada o salida son aplicadas para casos prácticos, pero son incompatibles entre sí por lo que es imposible tener un solo grado de libertad. Para satisfacer ambas partes es necesario aumentar los grados de libertad.

#### **Reglas de Ziegler-Nichols para la sintonía de controladores PID**

En el caso de obtener un modelo matemático de la planta bajo análisis, es posible aplicar varias técnicas de diseño con la finalidad de determinar los parámetros del controlador que cumpla las especificaciones del estado transitorio y estacionario del sistema en lazo cerrado. De otra manera, si no procede este método en casos de no obtener el modelo matemático ha de recurrirse a métodos experimentales para la sintonización.

Los procedimientos para la selección de estas especificaciones de sintonía del controlador han sido sugeridos por Ziegler y Nichols, basándose en las respuestas escalón experimentales o en el valor de la constante proporcional ( $K_p$ ) que produce estabilidad marginal. Estas reglas que se presentan a continuación, son muy aplicables cuando se desconocen los modelos matemáticos de

las plantas y aun mejor cuando se las conocen. Dichas reglas proponen un conjunto de valores de  $K_p$ ,  $T_i$  y  $T_d$  que darán estabilidad al sistema. Las reglas de sintonía de Ziegler-Nichols estiman de manera razonable la parametrización del controlador para obtener una base de la sintonía fina en lugar de setear las constantes de primera y única instancia  $K_p$ ,  $T_i$  y  $T_d$ .

### **Variaciones de controladores PID**

El control automático se basa principalmente en la realimentación, por tanto, el controlador funcionará como un operario del sistema que genera en función de la salida deseada y la salida medida una acción de control que se aplicará al sistema. Aun cuando existe gran cantidad de sistemas de control basado en este tipo, el campo de mayor explotación es el de la industria, el control reside en la obtención de una variable de control con el resultante de las constantes  $K_p$ ,  $T_i$  y  $T_d$ . Se pueden obtener variaciones a este esquema consistentes en la no introducción de los términos derivativo e integral; en dicho caso el control coincide con el llamado control proporcional o en ocasiones suele llegar a prescindir de alguno de aquellos definiendo únicamente controles PD o PI. Según Amstrom El 95% de los bucles de control en la industria son del tipo PID, y fundamentalmente PI. Los factores a considerarse son: (Ogata, Ingeniería de Control, 2010):

- La actuación en función de la señal de error proporciona una estructura de realimentación negativa, que como es conocido, permite obtener en muchas ocasiones un comportamiento satisfactorio del sistema a pesar de la existencia de perturbaciones e incertidumbres sobre el modelo del sistema.
- El término derivativo permite anticiparse a la respuesta del sistema.
- El término integral permite eliminar el error en régimen permanente.
- El control PID obtiene resultados satisfactorios para una amplia gama de procesos.

### **2.3.9. *Inteligencia Artificial (Control Moderno)***

#### **Lógica Difusa**

Los sistemas de control con lógica difusa son una alternativa a los controles implementados con el método clásico, introduciendo un tanto de imprecisión en sus evaluaciones. Debido a que el mundo en si está compuesto por cierta cantidad de información incierta o imprecisa, la lógica difusa ha sido desarrollada para asemejarse al comportamiento humano que trabaja bajo este concepto.

Lotfi A.Zadeh plantea la lógica difusa en los años de 1964 como una herramienta de control para sistemas complejos aparentes en la industria, electrónica consumible, sistemas para diagnósticos entre otros (Control Difuso, 2007).

La lógica difusa es aplicable en sistemas sin solución simple o imprecisión en el modelamiento matemático y aún más cuando se tratan de sistemas implementados por expertos con conceptos imprecisos. Por otra parte, este método es aplicable en ciertos componentes de un sistema que se desconocen en las que su medición no es confiable o el ajuste de ciertas variables induce al cambio de otras (KLIR, 1995).

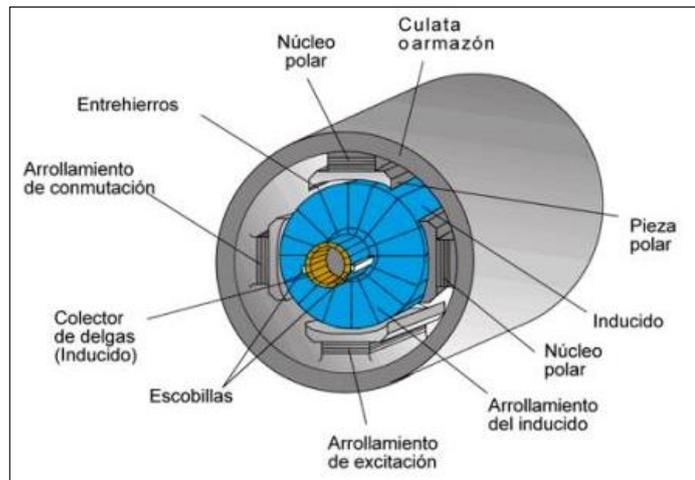
Las aplicaciones de la lógica difusa tienen un número inmensurable de aplicaciones en el vivir cotidiano, que inclusive en ocasiones no se las percata. Por consiguiente, es aplicable en diferentes áreas tales como:

- Control de sistemas: Aplicable en sistemas de tráfico, automóviles, control de hidroeléctricas, línea blanca, generación de electricidad, elevadores, etc.
- Predicción de terremotos, optimización de horarios.
- Visión artificial o por ordenadores: Sistemas de autoenfoco, reconocimiento de imágenes, compensación anti vibraciones, visión por cámara.
- Sistemas de emulación de razonamiento y bases de datos.

### **2.3.10. Motores DC**

Un motor de corriente continua (Figura 11-2) se compone de las partes descritas a continuación:

- *Inductor o estator (Arrollamiento de excitación):* Electroimán formado por una cantidad par de polos y las bobinas que las forman se encargan de generar un campo magnético inductor cuando se aplique una corriente de excitación.
- *Inducido o rotor (Arrollamiento de inducido):* Pieza giratoria fabricada con un núcleo magnético envuelto por un devanado de inducido, el cual se ve afectado por el campo magnético generado.
- *Colector de delgas:* Anillo de láminas de cobre o delgas, colocado en el eje del rotor, utilizado para la conexión entre el inducido y el circuito exterior a través de las escobillas.
- *Escobillas:* Piezas de grafito colocadas sobre el colector de delgas, que permite la conexión entre delgas y los bornes de conexión del inducido (Hughes & Bill, 2013).



**Figura 11-2:** Estructura Motor DC

Fuente: Hughes A., 2010, pp. 163

Los carbones completan el circuito de fuente conjuntamente con las delgas y la espira vinculada a ellas, haciendo que los campos electromagnéticos hagan que el rotor gire. Cuando la espira gire cortando las líneas de campo y las fuerzas, hace que induzca una fuerza electromotriz en oposición a la de la fuente conocida como fuerza contra electromotriz definida por la ley de Lenz (9).

$$V = f_{cem} + I \cdot R_i \quad (9)$$

Dónde:

V: tensión de la fuente.

$f_{cem}$ : fuerza contra electromotriz (E).

$R_i$ : resistencia interna de la máquina.

Multiplicando ambos términos por la corriente:

$$V \cdot I = I \cdot E + I^2 \cdot R_i$$

Dónde:

V.I: Potencia absorbida.

I.E: Potencia mecánica.

$I^2 \cdot R_i$ : Potencia disipada en el cobre.

$$\text{Si: } E = k \cdot \Phi \cdot n$$

Dónde:

$\Phi$ : Flujo del campo.

n: velocidad de giro (rpm)

Se tiene la ecuación 10, principal de la máquina:

$$V = k \cdot \{\Phi\} \cdot n + I^2 \cdot R \quad (10)$$

De donde se deduce que para cualquier máquina de corriente continua disminuye el campo disminuyendo el número de vueltas:

$$n = (V - I \cdot Ri) / (k \cdot \Phi) \quad (11)$$

En cuanto a la potencia mecánica tenemos la ecuación 12:

$$P_{mec} = 1,027 \cdot T(kgm) \cdot n(rpm) = 0,104 \cdot T(Nm) \cdot n(rpm) \quad (12)$$

Donde la constante k depende de las unidades que se usen.

Con respecto al torque (T), cupla o par tenemos:

$$T = k' \cdot P_{mecánica} / n$$

$$T = k' \cdot E \cdot I / n$$

$$T = k' \cdot k \cdot \Phi \cdot n \cdot I / n$$

$$T = k' \cdot k \cdot \Phi \cdot I$$

Finalmente:

$$T = k2 \cdot \Phi \cdot I \quad (13)$$

Para el momento del arranque de la máquina  $n = 0$ .

$$I = (V - k \cdot \Phi \cdot n) / Ri$$

$$I = V / Ri$$

Como  $R_i$  es pequeña la corriente sería muy grande, por lo tanto, se debe agregar una resistencia para el arranque lo suficientemente grande como para que la corriente este dentro de valores admisibles.

$$I = (V - k \cdot \Phi \cdot n) / R_i$$

$$I_{arranque} = V / (R_i + R_{arranque})$$

El arranque de motores de corriente continua se expresa en la ecuación 14

$$M_{arranque} > M_{Resistente}$$

$$I_{arranque} = \frac{U}{R_i}$$

$$I_{arranque} = \frac{U}{R_i + R_{Adicional}} \quad (14)$$

### Ecuación eléctrica del inducido de un motor c.c.

En la parte del motor que se muestra en la Figura 12-2 se verifica la ecuación 15:

$$V_i = E + R_i I_i + V_{esc} \quad (15)$$

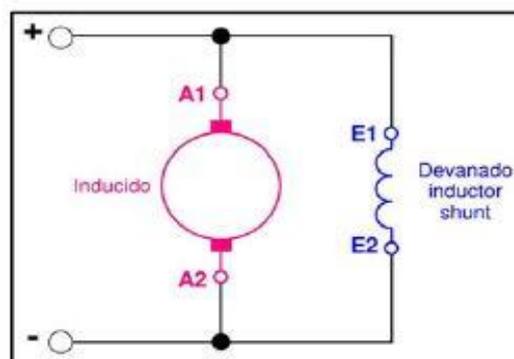
Donde:

$V_i$ : Tensión de alimentación del circuito inducido

$I_i$ : corriente del inducido

$R_i$ : resistencia del circuito de inducido y de los devanados conectados en serie.

$V_{esc}$ : caída de tensión en un par de escobillas ( $\approx 2V$ ).



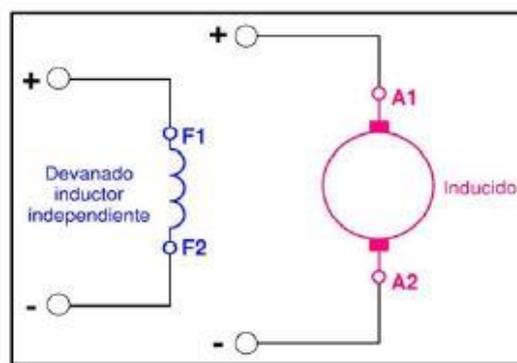
**Figura 12-2:** Motor de excitación en derivación

Fuente: Rodríguez M., 2015, pp. 24

### 2.3.10.1. Tipos de motores de corriente continua

#### *De excitación Independiente*

Son motores que cuentan con dos fuentes de alimentación independiente (Figura 13-2). En consecuencia, el campo del estator es constante quien no depende de la carga del motor y por tanto el par de fuerza es constante prácticamente. La variación de velocidad es directamente proporcional a la disminución de la FEM por el aumento de la caída de tensión en el rotor. Este tipo de motores no es mucho uso en la industria debido a la necesidad de una fuente de corriente.

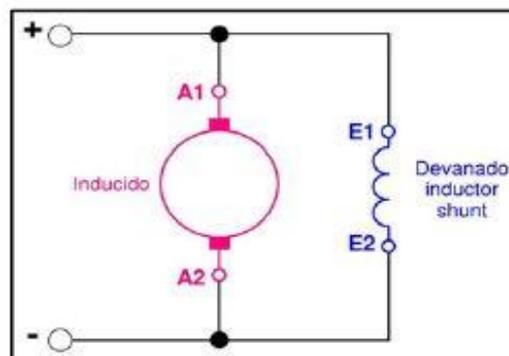


**Figura 13-2:** Motor de Excitación Independiente

Fuente: Rodríguez M., 2015, pp. 24

#### *De excitación en Derivación*

Son denominados maquinas Shunt, estos motores están conectados por una fuente común que se utiliza tanto para inductor e inducido (Figura 14-2) haciendo que el aumento de voltaje sea directamente ligado al incremento de la velocidad.

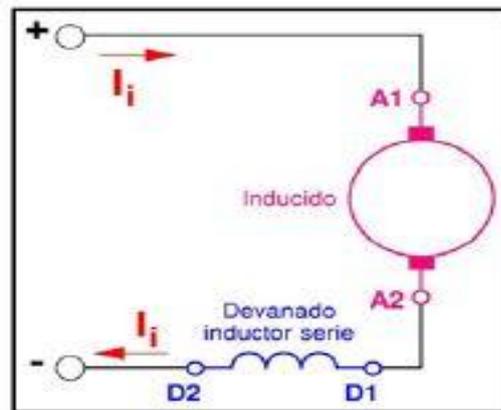


**Figura 14-2:** Motor de excitación en derivación

Fuente: Rodríguez M., 2015, pp. 24

### *De excitación en serie*

En este tipo de motores el inductor y el inducido son conectados en serie y energizados por una sola fuente de voltaje (Figura 15-2). Generando una dependencia entre el par de fuerza y la velocidad, haciendo inversamente proporcional el aumento de corriente de excitación con la disminución de velocidad y directamente con el par de fuerza.

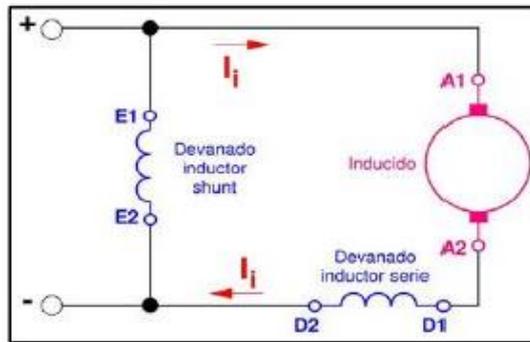


**Figura 15-2:** Motor de excitación en serie

Fuente: Rodríguez M., 2015, pp. 24

### *De excitación compuesta*

Muy conocidos en el campo de las maquina eléctricas como motor Compound, para este tipo de motores el devanado de excitación se encuentra conectado en serie y en paralelo a la vez (Figura 16-2). El arrollamiento en serie con el inducido está constituido por pocas espiras de gran sección, mientras que el otro está formado por un gran número de espiras de pequeña sección. Lo cual permite tener un motor con ventajas de los motores en serie sin los inconvenientes de los mismos. Entre los dos tipos de excitación compuesta que se genera, se encuentra la llamada compuesta adicional en la que el sentido de la corriente es la misma para los arrollamientos serie y paralelo por lo que se suman sus efectos, frente a la compuesta diferencial, donde el sentido de la corriente es inverso (Mora, 2003).



**Figura 16-2:** Motor de Excitación Compuesta

Fuente: Rodríguez M., 2015, pp. 24

### 2.3.11. Sensores de Velocidad

Son dispositivos encargados de transformar una magnitud física en un valor equivalente en este caso eléctrico. Los sensores, deben cumplir con variedad de parámetros que brinden confiabilidad al sistema, tales como:

*Precisión.* Los valores de los errores aleatorios en la medición deben ser lo más pequeños posibles.

*Rango de funcionamiento.* Deben ser capaces de medir de manera precisa y exacta un sinnúmero de valores de la magnitud elegida.

*Velocidad de respuesta.* El tiempo de respuesta ante la variación de la señal debe ser mínimo por no mencionar instantáneo.

*Calibración.* Se requiere que permita una calibración de manera sencilla y no requiera una constante re-calibración.

*Fiabilidad.* No debe presentar fallos inesperados mientras se encuentra en funciones.

*Coste.* Los costos de adquisición adaptación y manejo deben ser razonables.

*Facilidad de funcionamiento.* El sensor debe permitir que el operario que la instale no requiera demasiado aprendizaje.

Para el caso de la medición de la velocidad, comúnmente se utilizan diferentes tipos de sensores, siendo los más utilizados los encoders tanto incrementales como absolutos, estos se basan en medir la velocidad del sistema rotatorio o a su vez midiendo la posición angular respectivamente.

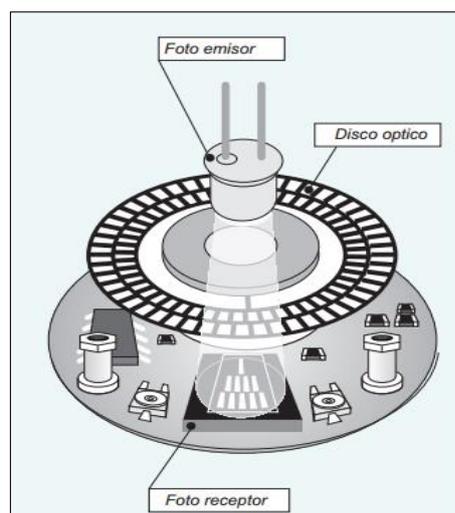
### ***Encoder Incremental***

Es un transductor rotativo encargado de la transformación del movimiento en impulsos digitales, los cuales puede utilizarse para control lineal o angular. Estas señales pueden ser utilizadas por autómatas programables, sistemas de control numérico computarizado o contadores para:

- Máquinas
- Herramientas
- Elaboración de materiales
- Robots
- Sistema de motores

### **Funcionamiento**

El principio de funcionamiento se basa en señales fotoeléctricas Figura 17-2. La lectura de estas señales se logra mediante la rotación de discos ranurados, grabados o delineados de manera alternada entre transparencias y líneas opacas, quienes son iluminados mediante emisores infrarrojos que permiten la proyección sobre receptores ubicados perpendicularmente y por ende su captación transformándolas de interrupciones ópticas a señales eléctricas. (Eltra, 2000).

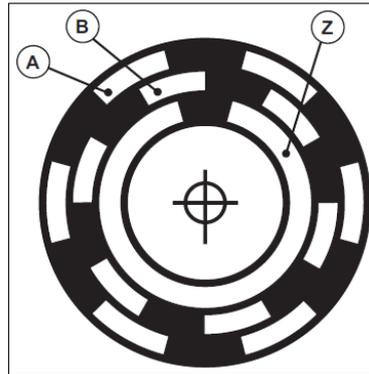


**Figura 17-2:** Encoder incremental ELTRA

Fuente: Eltra R., 2000, pp. 16

Este tipo de encoder entrega dos señales con un desfase de 90° frecuentemente conocidos como "canal A" y "canal B", como se observa en la Figura 18-2 y Figura 19-2.

El canal "A" informa sobre la velocidad de rotación mientras "B" permite la determinación del sentido de rotación utilizando como base la señal A. Además, utiliza un tercer canal conocido como "z", que informa sobre la posición absoluta del eje.

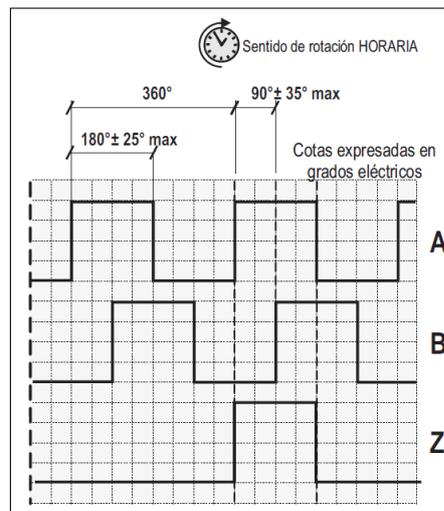


**Figura 18-2:** Señales incrementales A, B y Z

Fuente: Silge E., 2000, pp. 16

La precisión del encoder depende de factores eléctricos y mecánicos en valores de grados eléctricos, mediante la ecuación 16 se hace referencia a cuantos grados mecánicos corresponde un grado eléctrico.

$$360^\circ \text{eléctricos} = \frac{360^\circ \text{mecánicos}}{N^\circ \text{impulsos/giro}} \quad (16)$$



**Figura 19-2:** Representación gráfica de las señales incrementales

Fuente: Eltra R., 2000, pp. 16

## **CAPÍTULO III**

### **3. METODOLOGÍA INVESTIGATIVA**

#### **3.1. Metodología**

#### **3.2. Modalidad de Investigación**

La presente es una investigación aplicada, que se desarrolló utilizando:

- Investigación Bibliográfica, porque la explicación científica de los contenidos del tema de investigación se realizó consultando en libros de electrónica, revistas y publicaciones de internet referentes a algoritmos de control de velocidad de un motor de Corriente Continua.
- Investigación de Campo, para lo cual se realizó un estudio sistemático de la situación del control de velocidad de un motor de Corriente Continua, así como también el desarrollo de los mismos mediante la aplicación de algoritmos de control y el uso de sistemas alternativos.

#### **3.3. Recolección de Información**

##### **Fuentes, técnicas e instrumentos.**

Para el presente proyecto se recopiló información de libros, internet, revistas científicas, trabajos de investigación, papers, patentes, guía del tutor para el desarrollo del proyecto, etc.

#### **3.4. Procesamiento y Análisis de datos**

Una vez que se ha obtenido la información necesaria acerca de la investigación, esta fue procesada de manera ordenada y sistemática, de acuerdo a la matriz de consistencia de la Tabla 1-3 y Tabla 2-3.

**Tabla 1-3:** Aspectos específicos

<b>Variable</b>	<b>Conceptualización</b>	<b>Dimensiones</b>	<b>Indicadores</b>
<b>Variable dependiente: Algoritmos de control de velocidad</b>	Es un modelo matemático que regula la velocidad del dispositivo con retroalimentación tomando variables físicas con margen de probabilidad de error.	Modelo matemático	Ecuación matemática
			Representación abstracta del fenómeno físico
			Estabilidad
		Regulador de velocidad	Rendimiento
			Consumo de energía
			Retroalimentación
			Estado de procesos
		Control de calidad	Monitoreo de la variable de proceso
<b>Variable independiente: El motor de Corriente Continua</b>	Es una máquina que convierte la energía eléctrica en energía mecánica, dando origen a un movimiento rotatorio debido a la acción que genera el campo magnético, conformado por el estator y los devanados	Energía eléctrica	Corriente Eléctrica
			Voltaje eléctrico
			Potencia eléctrica
		Movimiento rotatorio	Velocidad del motor
			Rendimiento
			Torque o par
		Campo magnético	Intensidad Magnética
			Ley de Faraday
			Número de polos

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

**Tabla 2-3:** Aspectos generales

<b>Problema</b>	<b>Objetivos</b>	<b>Hipótesis</b>	<b>Variables</b>	<b>Metodología</b>	<b>Población</b>
<p><b>Problema general</b></p> <p>¿De qué manera el modelamiento de los subsistemas de control de velocidad en el motor de Corriente Continua, permitirá establecer el mejor algoritmo de regulación para optimizar su rendimiento y eficiencia?</p> <p><b>Problemas Específicos</b></p> <p>¿Cuáles son los modelamientos del control de velocidad de un motor de Corriente Continua?</p> <p>¿Qué algoritmos de regulación de un motor de Corriente Continua, permitirá optimizar el rendimiento y eficiencia del sistema electromecánico?</p> <p>¿Qué características debe tener la plataforma de pruebas de algoritmos de control de velocidad de un motor de Corriente Continua?</p>	<p><b>Objetivo General</b></p> <p>Implementar un prototipo de plataforma para pruebas de algoritmos de control de velocidad de un motor de Corriente Continua.</p> <p><b>Objetivos Específicos</b></p> <p>Analizar los modelamientos matemáticos para el control de un motor de Corriente Continua Pololu 37X57 MM 6V – 210 RPM.</p> <p>Determinar los subsistemas de control para la obtención de especificaciones estáticas y dinámicas del sistema de un motor de Corriente Continua.</p> <p>Diseñar e implementar los algoritmos de control para un motor de Corriente Continua. Realizar una interfaz humano-máquina (HMI) para observar y documentar los resultados obtenidos.</p>	<p><b>Hipótesis General</b></p> <p>El modelamiento de los subsistemas de control de velocidad en el motor de Corriente Continua, permitirá establecer el mejor algoritmo de regulación, basados en técnicas de control clásico como moderno para optimizar su rendimiento y eficiencia.</p>	<p><b>Variable 1:</b></p> <p>Algoritmos de control de velocidad</p> <p><b>Variable 2:</b></p> <p>El motor de Corriente continua</p>	<p><b>Investigación Bibliográfica,</b></p> <p>porque la explicación científica de los contenidos del tema de investigación se realizará consultando en libros de electrónica, revistas y publicaciones de internet referentes a algoritmos de control de velocidad de un motor de Corriente Continua</p> <p><b>Investigación de Campo,</b> para lo cual se realizará un estudio sistemático de la situación del control de velocidad de un motor de Corriente Continua, así como también el desarrollo de los mismos mediante la aplicación de algoritmos de control y el uso de sistemas alternativos.</p>	<p>Por la característica de la investigación no se requiere de población ni muestra.</p>

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

### **3.5. Desarrollo del Proyecto**

Para el desarrollo de la investigación se efectuó los siguientes pasos:

- Analizar los modelamientos matemáticos para el control de velocidad de un motor de Corriente Continua.
- Analizar los métodos de control de operación de un motor de Corriente Continua.
- Estudiar los diferentes sistemas y dispositivos existentes para el control de un motor de Corriente Continua.
- Seleccionar los elementos electrónicos que se utilizarán en el sistema a desarrollarse.
- Simular el algoritmo de control de un motor de Corriente Continua.
- Diseñar la plataforma para pruebas de algoritmos de control de velocidad de un motor de Corriente Continua.
- Implementar la plataforma para pruebas de algoritmos de control de velocidad de un motor de Corriente Continua.
- Realizar ensayos de funcionamiento de la plataforma para pruebas de algoritmos de control de velocidad de un motor de Corriente Continua, para corrección de errores.
- Implementar un HMI (Interfaz Humano Máquina), para la visualización y control del proceso.

## **CAPÍTULO IV**

### **4. PROPUESTA DE SOLUCIÓN**

#### **4.1. Introducción**

En el presente se describe la solución sobre el control de velocidad de un motor DC aplicando varios métodos de control, entre ellos técnicas de control clásico (P, PD, PI, PID) y moderno (Control Difuso), por un lado realizando una simulación del sistema, basándose en las características físicas intrínsecas del motor utilizado para poder llegar a una representación abstracta del modelo matemático del mismo, el cual nos permite aplicar algoritmos de control en un entorno virtual, para luego aplicarlos al sistema físico y corroborar los resultados. La formulación de la Función de Transferencia del motor se la realiza en base a sus propiedades mecánicas y eléctricas, luego se reduce esta función en base de datos obtenidos de la entrada y de la salida de la planta de forma experimental, con ayuda de la aplicación IDENT de Matlab, el sistema simulado se trabajó en Wolfram SystemModeler, mientras que la parte del diseño físico del sistema se ejecuta en la plataforma LabVIEW con respaldo de una tarjeta Arduino Mega 2560 y la parte de potencia del circuito con un dispositivo IBT\_2 los cuales en conjunto con la PC manejan el motor DC en donde cuyo rotor se conecta mecánicamente a un encoder incremental, para cerrar el lazo de control de velocidad en un rango de 0 a 210 RPM.

#### **4.2. Propuesta de Solución**

El circuito a realizar para poder hacer las pruebas consta de material eléctrico, mecánico y de software para poder adquirir los datos, realizar el control y monitorear el sistema, entonces se necesita de primera plana el sistema electromecánico que viene a ser el motor de 6Vdc y 210 RPM para los ensayos, el cual debe ser comandado por una tarjeta controladora, esta tarjeta debe soportar tanto el amperaje del motor así como una señal PWM (Modulación por Ancho de Pulso), señal a la cual variando su periodo varía proporcionalmente la velocidad del motor; la tarjeta la cual comanda el controlador del motor debe tener las entradas digitales necesarias para la conexión de un encoder incremental para la adquisición de la velocidad, la cual debe ser observada en una PC en la cual también yacen los algoritmos de control para las pruebas.

Se utiliza también software de simulación y de cálculo para acelerar los procesos matemáticos.

#### 4.2.1. *Requerimientos de Hardware*

En la Tabla 1-4 se enumeran los requerimientos de hardware del sistema.

**Tabla 1-4:** Requerimientos de Hardware

<b>Requerimiento</b>	<b>Material Utilizado</b>
Motor DC	Motor Pololu 210 RPM a Vdc con reductor
Sensor de velocidad	Encoder Incremental 48 ppr
Tarjeta Controladora	Arduino Mega
PC	Intel (R) Core (TM) i5-4210U CPU @ 2.4 GHz
Controlador de motor	IBT-2
Fuente de alimentación	Fuente de DC, 1800 mA, 3V,6V, 9V, 12V

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

#### 4.2.2. *Requerimientos de Software*

En la Tabla 2-4 se enumeran los requerimientos de hardware del sistema.

**Tabla 2-4:** Requerimientos de Software

<b>Requerimiento</b>	<b>Material Utilizado</b>
Software de Monitoreo	LabVIEW 2012
Software de Programación de algoritmos	LabVIEW 2012
Software para programación de tarjeta Arduino	Arduino IDE
Software de Simulación	Wolframe SystemModeller
Software para cálculo matemático	Matlab

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

#### 4.2.3. *Modelado del sistema electromecánico*

El sistema electromecánico utilizado, es un motor DC Pololu que consta en la Figura 1-4, y cuyos datos técnicos se plasman en la Tabla 3-4.



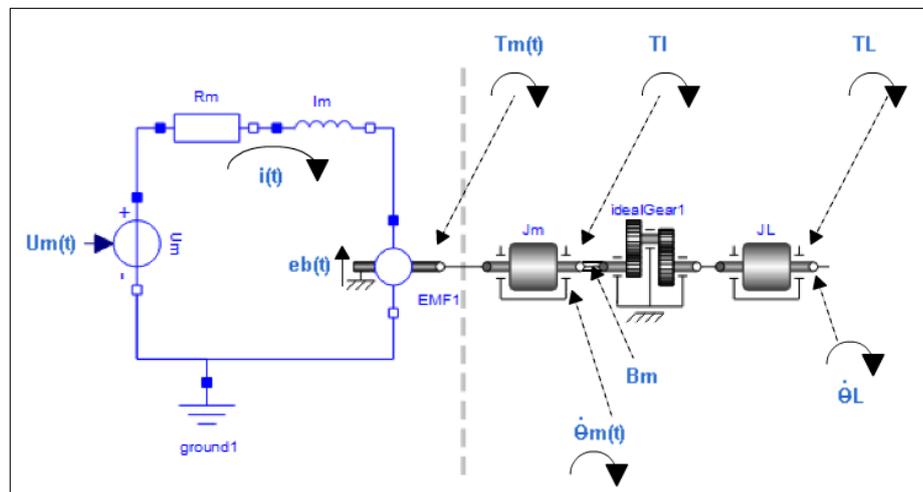
**Figura 1-4:** Motor DC

Fuente: Pololu RE, 2016, pp. 2

**Tabla 3-4:** Características del Motor DC

Parámetro	Valor
Voltaje de Operación	6 VDC
Velocidad	210 rpm a 6 VDC
Torque	80 oz in
Corriente	450 mA
Reductor	47:1
Diámetro del eje	4mm
Encoder	48 ppr/2249 ppr

Realizado por: Fernando Saá. 2017



**Figura 2-4:** Motor DC con caja reductora y carga JL

Realizado por: Fernando Saá. 2017

En la Tabla 4-4 se define cada una de las variables y constantes que intervienen al modelar el sistema, tanto variables mecánicas como eléctricas, tal como se observa en la Figura 2-4.

**Tabla 4-4:** Características del Motor DC

<b>Descripción</b>	<b>Símbolo</b>
Voltaje de entrada al motor	$u_m(t)$
Corriente de armadura	$i(t)$
Fuerza Contraelectromotriz	$e_b(t)$
Resistencia terminal	$R_m$
Inductancia del rotor	$L_m$
Par del motor	$\tau_m(t)$
Velocidad angular del motor	$\theta_m(t)$
Aceleración angular del motor	$\dot{\theta}_m(t)$
Inercia del motor	$J_m$
Par de carga visto desde el eje del motor	$\tau_l(t)$
Par de fricción	$\tau_f(t)$
Constante de fricción viscosa	$B_m$
Constante de fuerza electromotriz	$k_b$
Constante de par	$k_m$

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

### **Ecuación Eléctrica del Motor**

Al observar la Figura 2-4 se puede definir la ecuación eléctrica 17, (Nise, 2002; Mablekos, 1980); que rige el funcionamiento del motor, resolviendo la única malla del circuito tenemos:

$$u_m(t) = R_m i(t) + L_m \frac{di(t)}{dt} + e_b(t) \quad (17)$$

### **Ecuación Mecánica del Motor**

La ecuación mecánica que rige el funcionamiento del motor viene dada por la ecuación 18, en donde el par del motor va a ser igual a la sumatoria de todos los pares que se presenten en el sistema, con lo cual se obtiene:

$$\tau_m(t) = J_m \dot{\theta}_m(t) + \tau_l(t) + \tau_f(t) \quad (18)$$

En donde  $B_m \dot{\theta}_m(t)$  es el par de fricción viscosa y  $\tau_c$  el par que incorpora la carga y la fricción, sin contar con la fricción viscosa.

$$\tau_m(t) = J_m \theta_m(t) + B_m \dot{\theta}_m(t) + \tau_c(t) \quad (19)$$

Tomando en cuenta que el motor tiene caja de reducción, además se establece una carga externa y una carga eficiente, la cual se establece en la ecuación 20 (Huelin, 2016).

$$J_{eff} = J_m + \frac{r^2}{\eta} \quad (20)$$

En donde r es el factor de reducción y  $\eta$  la eficiencia de la caja reductora, reemplazando la ecuación eq:20 en la eq:19 obtenemos la ecuación 21:

$$\tau_m(t) = J_{eff} \ddot{\theta}_m(t) + B_m \dot{\theta}_m(t) + \tau_c(t) \quad (21)$$

El motor DC se rige a las ecuaciones de acoplo electromecánico, (Nise, 2002; Huelin, 2016):

$$e_b(t) = k_b \dot{\theta}_m(t) \quad (22)$$

$$\tau_m = k_m i(t) \quad (23)$$

Como se trabaja en el Sistema Internacional de unidades se cumple que:

$$k_m = k_b \quad (24)$$

Con estas, se puede encontrar una función de transferencia, en donde la entrada viene dada por el voltaje de entrada y la salida sería la velocidad del motor, reemplazando en la ecuación 17 la ecuación 22 se tiene:

$$u_m(t) = R_m i(t) + L_m \frac{di(t)}{dt} + k_b \dot{\theta}_m(t) \quad (25)$$

y reemplazando la ecuación 23 en la ecuación 19, sin tomar en cuenta la carga, se tiene:

$$k_m i(t) = J_m \ddot{\theta}_m(t) + B_m \dot{\theta}_m(t) \quad (26)$$

### **Función de Transferencia**

Aplicando la transformada de Laplace a los términos implicados, es decir:

$$L(u_m(t)) = U(s) \quad (27)$$

$$L(\theta_m(t)) = \theta_m(s) \quad (28)$$

$$L(Ri(t)) = RI(s) \quad (29)$$

$$L\left(L \frac{di}{dt}\right) = LsI(s) \quad (30)$$

Haciendo un arreglo para obtener una función de transferencia que exprese la relación entre salida y entrada y aplicando la transformada de Laplace se obtiene la expresión de la ecuación 31:

$$\frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{k_m}{(J_m s + B_m)(L_m s + R_m) + k_b k_m} \quad (31)$$

#### 4.2.4. Estimación de Parámetros del Motor DC

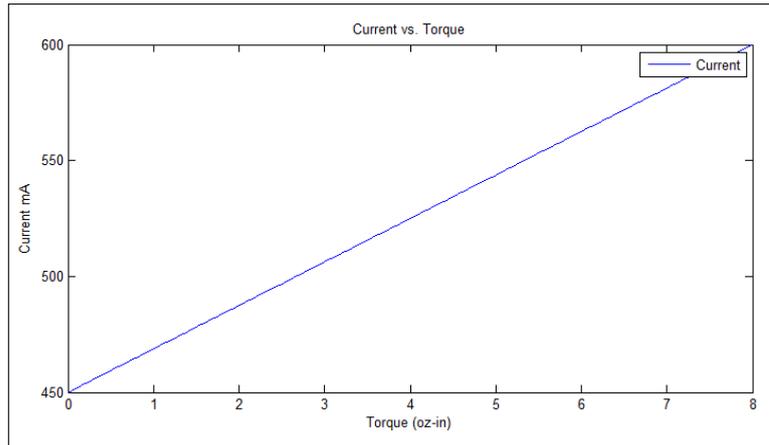
De acuerdo a la obtención del modelo matemático del motor, para valores de entrada de voltaje de armadura y de salida la velocidad angular es expresada en la ecuación 31; en la Tabla 5-4, se detallan los parámetros a estimar para completar la Función de Transferencia para el motor en específico que se utilizó para la regulación de velocidad.

**Tabla 5-4:** Parámetros a estimar del motor DC

Parámetro	Descripción
1	Resistencia de Armadura (Ra)
2	Inductancia de Armadura (La)
3	Constante de la Fuerza Electromotriz (Kb)
4	Coefficiente de Fricción
5	Momento de Inercia

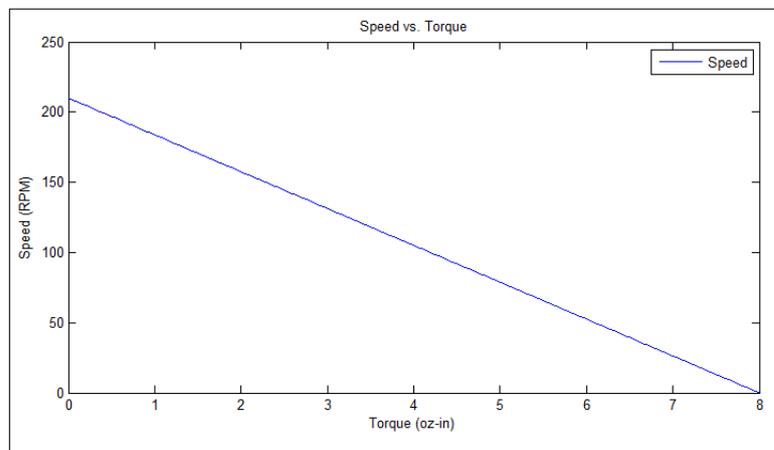
Realizado por: Fernando Saá. 2017

Utilizando los datos del motor que están plasmados en el **Anexo A** facilitados por el fabricante, y ejecutando el programa mostrado en el **Anexo B**, se pueden obtener las siguientes curvas características del motor mostrados en las Figuras 3-4 a Figura 6-4.



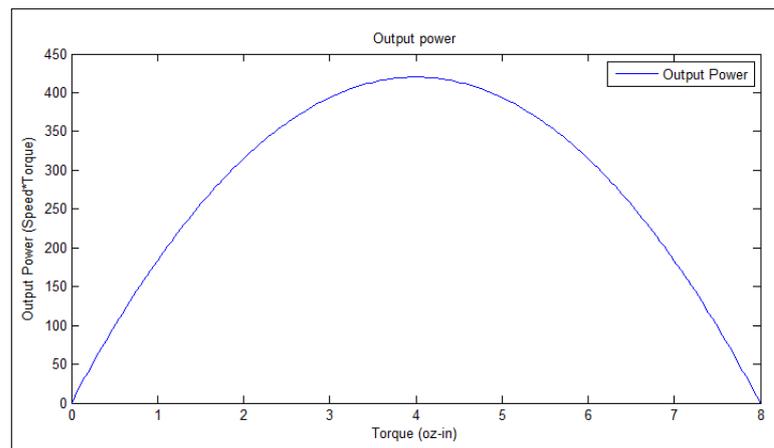
**Figura 3-4:** Corriente - Torque

Realizado por: Fernando Saá. 2017



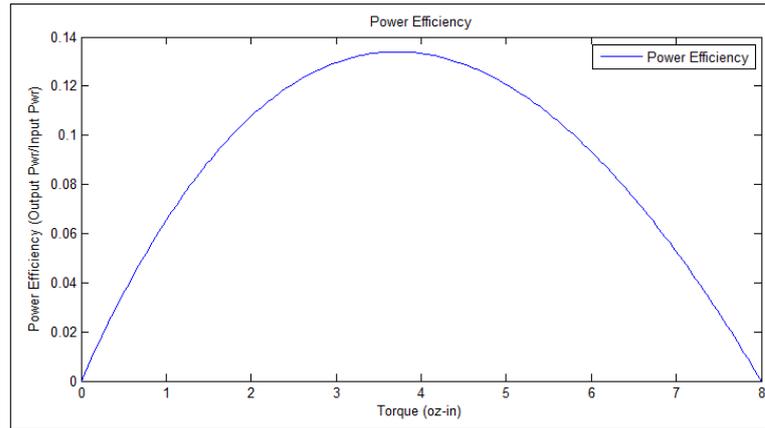
**Figura 4-4:** Velocidad- Torque

Realizado por: Fernando Saá. 2017



**Figura 5-4:** Potencia de Salida

Realizado por: Fernando Saá. 2017



**Figura 6-4:** Eficiencia

Realizado por: Fernando Saá. 2017

### Resistencia de Armadura

La resistencia de armadura de un motor de corriente continua se obtiene midiendo directamente los terminales del motor DC, pero como se está trabajando con un motor con escobillas se procede a aplicar la ley de Ohm descrita en la ecuación 32, y con los datos de placa del motor que se observan en el **Anexo A**, se obtiene:

$$Ra = \frac{e_a(t)}{i_a(t)} = \frac{6}{600mA} = 0.01\Omega \quad (32)$$

### Inductancia de Armadura

La inductancia del motor se puede obtener aplicando la ecuación:

$$L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{2\pi F} \quad (33)$$

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{6Vdc}{600mA} \quad (34)$$

$$Z = 10\Omega \quad (35)$$

Aplicando la ecuación 33 se obtiene el valor de la inductancia, con una frecuencia de 60 HZ:

$$L = \frac{\sqrt{10^2 - 0,01^2}}{376} = 0,02Hz \quad (36)$$

### Constante de la Fuerza Electromotriz

Según (Nise, N. S. & Romo, J. H. , Sistemas de control para ingeniería, 2002), se puede calcular la constante  $K_b$  con la ecuación 37, y con ayuda de la Figura 4-4 obtenida con el programa del **Anexo B** se obtiene:

$$k_b = \frac{e_a}{w_{sincarga}} \quad (37)$$

Transformado los valores que se observan en la Figura 4-4 se obtiene:

$$k_b = \frac{6Vdc}{21.99rad/s} = 0.27[Vdc/rad/s] \quad (38)$$

### Constante de Par

Cuando se trabaja en las mismas unidades  $k_b$  y  $k_m$  vienen a tener el mismo valor (Nise, N. S. & Romo, J. H. , Sistemas de control para ingeniería, 2002).

### Coefficiente de Fricción Viscoso

Para el cálculo del coeficiente de fricción se parte de la siguiente ecuación 39:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = k_b i_a - B_m \frac{d\theta}{dt} \quad (39)$$

Tomando en cuenta que no existe aceleración en estado estable, se obtiene la ecuación que reemplazando los datos del motor nos da el Coeficiente de Fricción Viscoso.

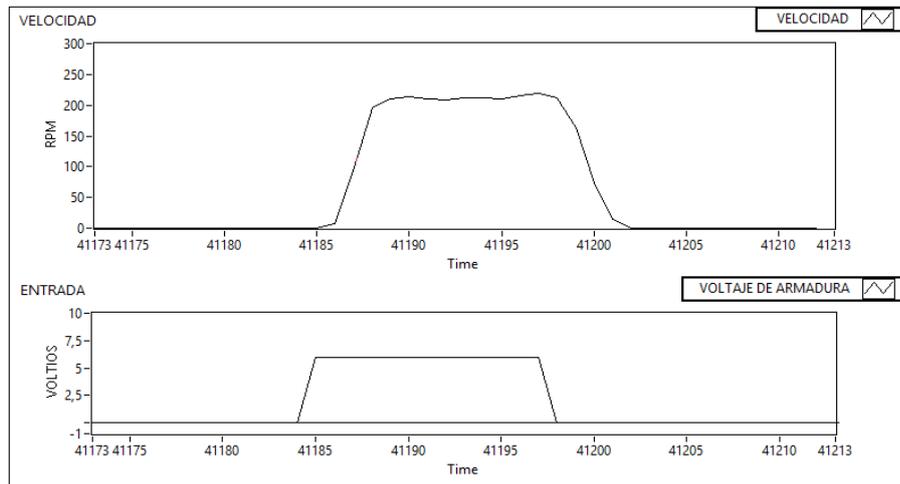
$$B_m = \frac{k_b i_a}{\frac{\theta_m(t)}{dt}} = \frac{(0.27)(600/1000)}{210} = 0.00077[N - m/rad /s] \quad (40)$$

### Momento de Inercia

Para el cálculo de este parámetro del motor, se tiene que obtener la constante de tiempo mecánica  $\tau_m$ , el cual tiene que ver con el tiempo de parada del motor luego de que se desconecte la alimentación de voltaje en la armadura, entonces la ecuación 41 muestra cómo se calcula el momento inercia  $J$ .

$$J = \tau_m B \quad (41)$$

Para calcular la constante de tiempo mecánica se aplica voltaje a la entrada del motor, en este caso 6 Vdc, y se mide la velocidad obtenida por el encoder, el programa mostrado en el **Anexo C** y en el **Anexo D** se encuentra la conexión para que funcione el sistema, entrega la gráfica de entrada y de salida del motor en forma experimental, y con los datos obtenidos en la Tabla 6-4 podemos medir el tiempo mecánico.



**Figura 7-4:** Aplicación de Voltaje y medición de Velocidad

Realizado por: Fernando Saá. 2017

**Tabla 6-4:** Aplicación de voltaje al motor DC y medición de la velocidad

Muestra	Tiempo (ms)	Voltaje (V)	Velocidad (RPM)
1	7002	0	0
2	7089	6	0
3	7179	6	7,554
4	7265	6	97,519
5	7350	6	192,29
6	7437	6	207,857
—	—	—	—
26	9169	6	209,917
27	9255	6	208,086
28	9341	0	210,833
29	9427	0	166,423
30	9514	0	73,711
31	9599	0	14,193
32	9686	0	1,374
33	9771	0	0

Realizado por: Fernando Saá. 2017

Se observa que en la muestra uno del programa aún no se alimenta el circuito, en la muestra dos se comienza alimentar con 6 Vdc el motor, pero hasta la muestra tres el motor comienza a variar su velocidad venciendo la inercia, de igual manera se observa en que en la muestra veintiocho ya se corta el voltaje, y comienza a bajar la velocidad, pero hasta la muestra treinta y tres ya se muestra el motor parado, entonces ayudándonos de la columna de tiempo se puede estimar el tiempo mecánico:

$$\tau_m = t_{32} - t_{28} = 341[ms] \quad (42)$$

Entonces sustituyendo en la ecuación 41 los resultados de las ecuaciones 40 y 42 se obtiene:

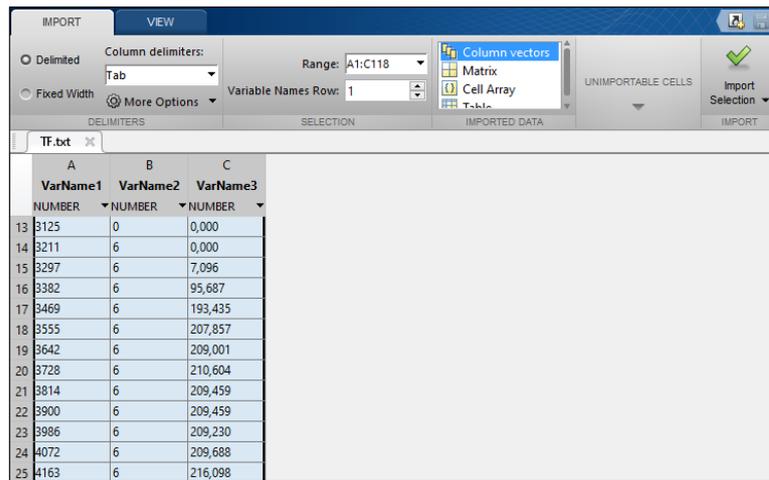
$$J = (0,341)(0,00077) = 0,26E^{-3}[Kg * m^2] \quad (43)$$

Una vez obtenidos todos los valores que rigen la Función de Transferencia del motor obtenida por el análisis en la ecuación 31, se sustituye y se consolida la ecuación 44, siendo una ecuación de segundo orden:

$$\frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{0.27}{0.005s^2 + 0.018E^{-3} + 0.0806} \quad (44)$$

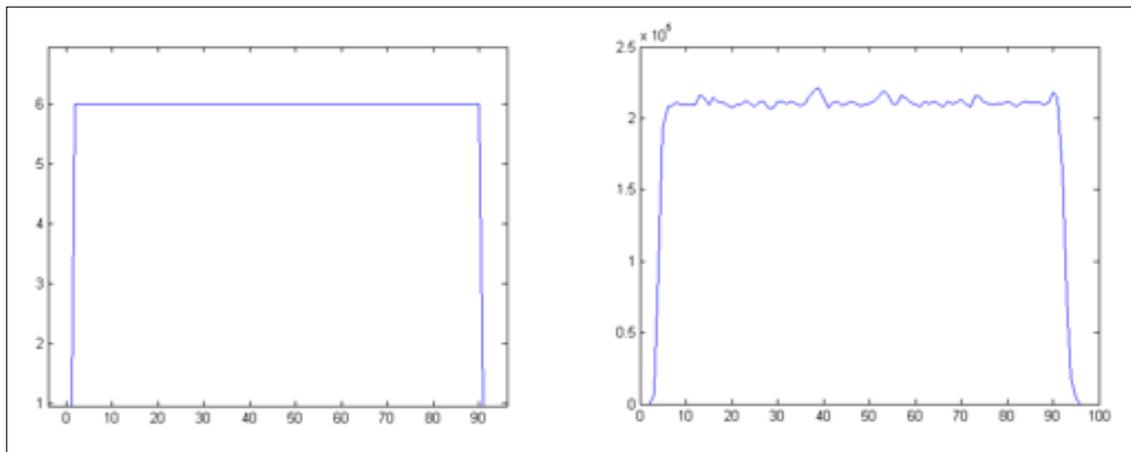
La función obtenida en 44 se toma como referencia para observar de qué elementos depende la velocidad del motor, entonces se procede a hacer una identificación de la función de transferencia del motor con un proceso experimental, ayudado por la herramienta IDENT de Matlab (Mathworks, 2016) conjuntamente con LabVIEW de la siguiente manera:

- Establecer las conexiones eléctricas mostradas en el **Anexo E** Obtener un documento .txt, en donde se muestre en una columna la velocidad y en otra el voltaje aplicado al motor, es decir, la entrada y la salida del sistema, tal como se muestra en la Tabla 4-4, obtenida con ayuda del programa documentado en el **Anexo C**.
- Exportar el archivo a Matlab con ayuda de la herramienta ImportData, tal como se muestra en la Figura 8-4, estos datos se quedan guardados en el Workspace listos para ser utilizados.



**Figura 8-4:** Importar datos a Matlab

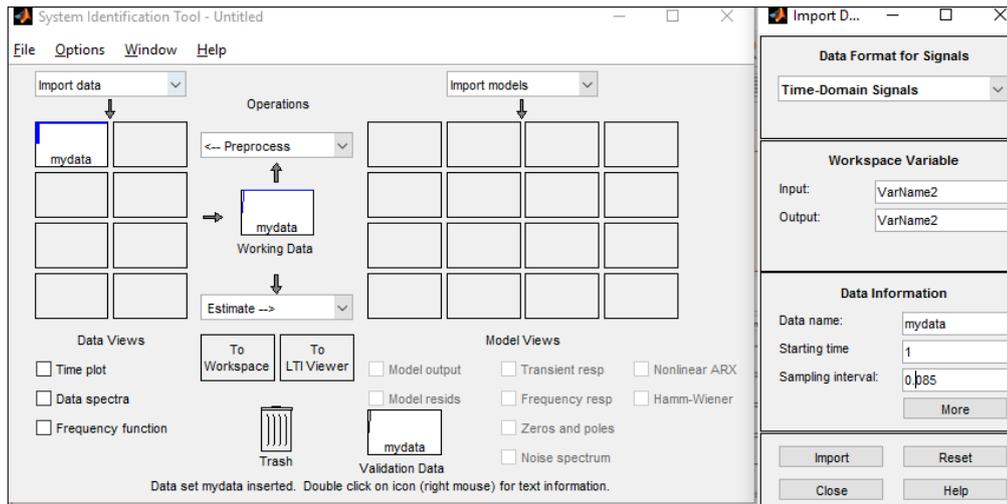
Realizado por: Fernando Saá. 2017



**Figura 9-4:** Entrada y Salidas del Sistema

Realizado por: Fernando Saá. 2017

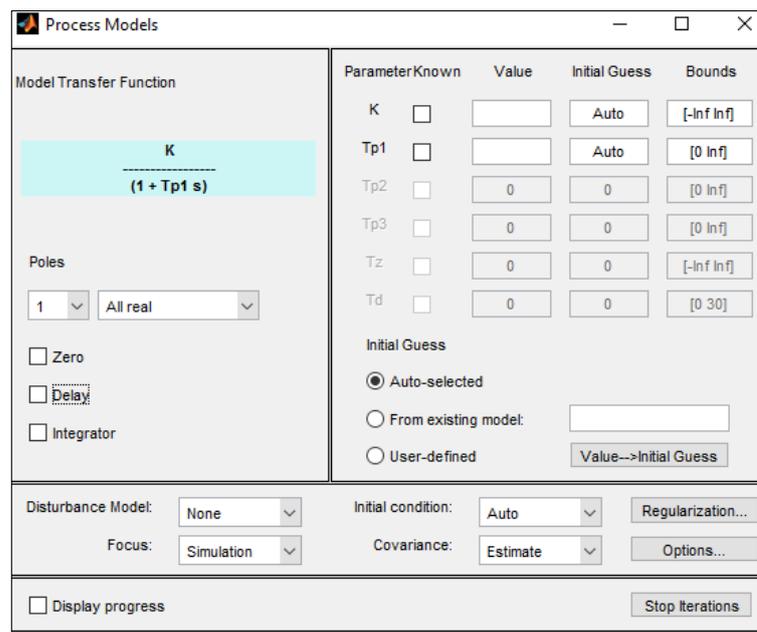
- En el Command Window de Matlab se ejecuta la función IDENT, en donde se tiene que Importar las variables de entrada y salida del motor como se observa en la Figura 9-4 y Figura 10-4 en dominio del tiempo, y con un intervalo de muestreo de 0.085 segundos que es el que se realiza en el programa de LabVIEW del **Anexo B**.



**Figura 10-4:** Importar datos a IDENT de Matlab

Realizado por: Fernando Saá. 2017

- Estimar el modelo del proceso, como se puede observar en la Figura 11-4, el cual ya se puede ver el Workspace con nombre de variable P1, se muestra en la Figura 12-4.



**Figura 11-4:** Estimar el Modelo del Proceso

Realizado por: Fernando Saá. 2017

```

P1 =
Process model with transfer function:
      Kp
G(s) = -----
      1+Tp1*s

      Kp = 35559
      Tp1 = 1.8046

Name: P1
Parameterization:
  'P1'
  Number of free coefficients: 2
  Use "getpvec", "getcov" for parameters and their uncertainties.

Status:
Estimated using PROCEST on time domain data "mydata".
Fit to estimation data: 79.93%
FPE: 7.423e+07, MSE: 7.301e+07

```

**Figura 12-4:** Obtención de la Función de Transferencia.

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

Como se aprecia en la Figura 12-4 se obtiene la Función de Transferencia 45 con la cual se va a trabajar en adelante.

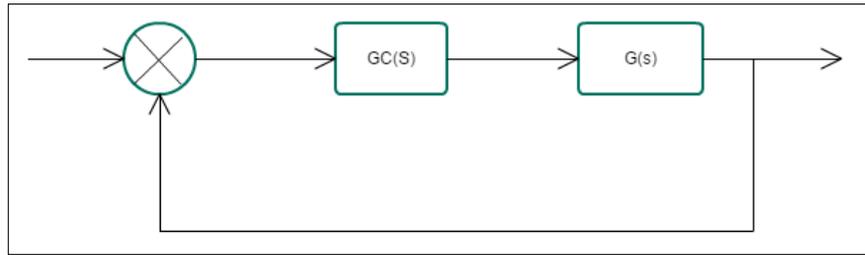
$$FT = \frac{3.556e4}{1,805s + 1} \quad (45)$$

#### 4.2.5. *Diseño de Controladores*

Para solventar este ítem se debe tener en cuenta los siguientes ítems:

- La planta a controlar (Figura 14-4), en donde G(S) se representa con la Función de Transferencia de la ecuación 45
- La variable a regular, en este caso la velocidad, a partir de cambios en el voltaje de armadura.
- Las especificaciones deseadas, principalmente en un sistema dinámico son el tiempo de estabilización y el sobre impulso, (Matía F., Jiménez A., & Aracil R., 2003).

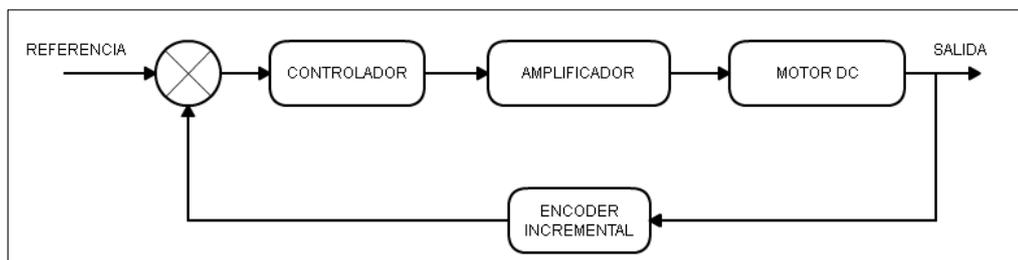
Entonces se hace necesario encontrar un regulador GC(S) como se muestra en la Figura 13-4, que nos permita mantener a la planta en determinados parámetros.



**Figura 13-4:** Lazo de control requerido para el sistema

Realizado por: Fernando Saá. 2017

El diseño físico del sistema que reemplazaría la representación de la Figura 13-4 se presenta en la Figura 14-4.

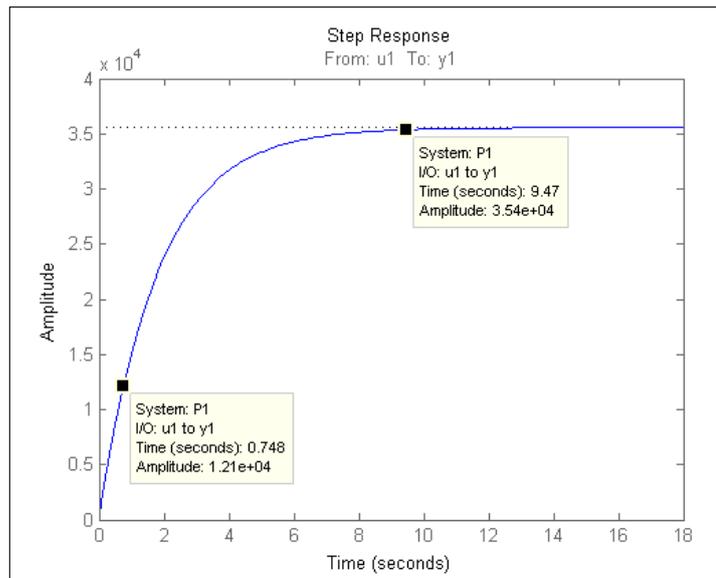


**Figura 14-4:** Lazo cerrado para el control de velocidad del Motor DC

Realizado por: Fernando Saá. 2017

Entonces una vez teniendo la planta y la variable a controlar, se establece un tiempo de estabilización  $t_s = 1$  seg y el sobre impulso o amortiguación  $M_p < 5\%$ , para tener una respuesta rápida del sistema al cambio del Set Point.

Entonces se comienza haciendo un análisis, aplicando un escalón al sistema en lazo abierto para observar la respuesta natural del sistema, y al observar la Figura 15-4 se puede apreciar un tiempo de estabilización  $t_s = 9.47$  seg, que es un tiempo muy largo para la especificación que requiere el sistema.



**Figura 15-4:** Respuesta Escalón

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

Por otro lado, se hace un análisis en lugar de las raíces para observar si el sistema se estabiliza en un polo objetivo, calculado en base a  $t_s$  y  $M_p$ , en donde se ubican los polos objetivos de la ecuación 46.

$$P_{1,2} = -\sigma \pm \omega_d j \quad (46)$$

$$t_s (2\%) = \frac{4}{\sigma} \quad (47)$$

$$\sigma = \frac{4}{1 \text{seg}} = 4$$

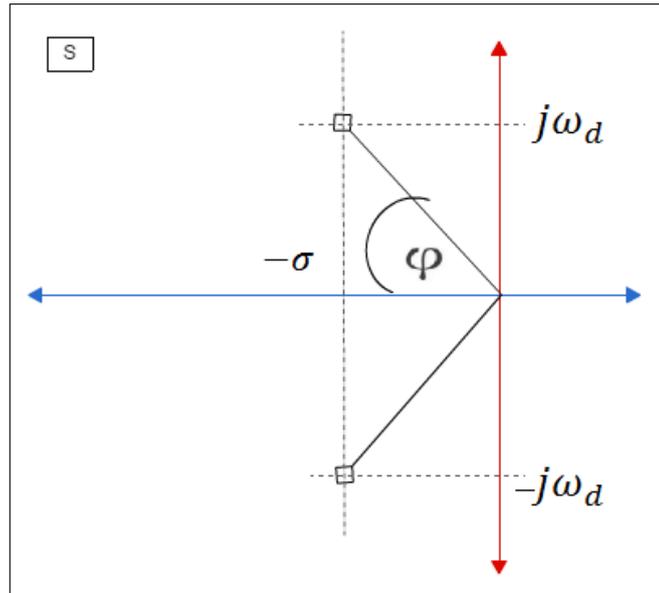
$$M_p = e^{-\frac{\pi}{\tan(\varphi)}} \quad (48)$$

$$\varphi = -\frac{\pi}{\ln(0,05)} = 60^\circ$$

$$\tan(60^\circ) = \frac{4}{\sigma}$$

$$\sigma = 2.31$$

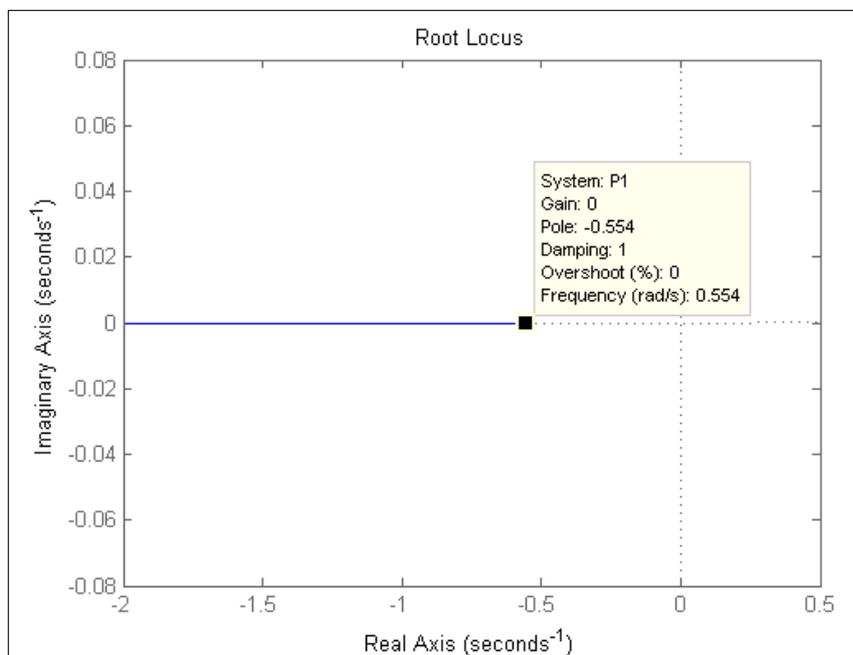
entonces reemplazando 47 y 48 tenemos los polos objetivos ubicados en  $P_{1,2} = (4, \pm 2.31j)$  que se representa en el plano S como en la Figura 16-4



**Figura 16-4:** Plano S

Realizado por: Fernando Saá. 2017

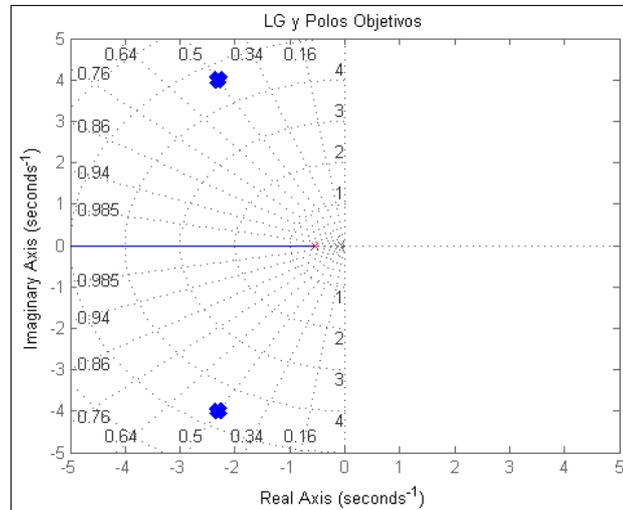
Entonces el lugar de las raíces del sistema debe pasar por los polos objetivos, que en este caso al analizar la Figura 17-4 se observa que no lo hace puesto que el sistema tiene un polo ubicado en el eje real del plano S en -0.554, entonces se debe buscar una Función de Transferencia GC(s), que haga que el sistema cruce por los polos objetivos.



**Figura 17-4:** Lugar de las raíces del sistema a controlar

Realizado por: Fernando Saá. 2017

En la Figura 18-4, se aprecia claramente que el Lugar Geométrico de las raíces del sistema no cruza por los polos objetivos representados con una “X” azul.



**Figura 18-4:** Lugar de las raíces del sistema a controlar y polos objetivos

Realizado por: Fernando Saá. 2017

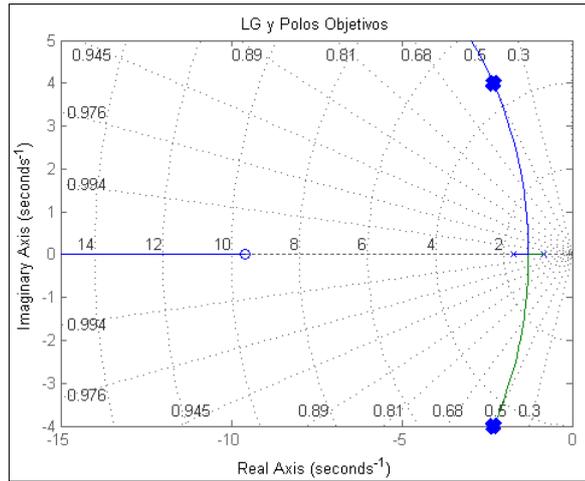
El control proporcional del sistema que viene dado por la ecuación 49:

$$Y(S) = K_p \cdot E(s) \quad (49)$$

en donde  $Y(s)$  viene a ser la salida del controlador  $G(s)$  y  $E(s)$  el error (Consigna - Valor del Proceso), no va a satisfacer las necesidades del sistema, puesto a que, al aumentar la ganancia definida positivamente hasta el infinito, esta ubicará los polos en lazo cerrado solo por el Lugar Geométrico de las Raíces de la Figura 17-4, sin pasar por los polos objetivos, entonces se requiere un controlador que, si resuelva este caso, es decir debemos añadir acción integral o derivativa al sistema.

Entonces se busca la función  $G(s)$  que mueva la trayectoria del Lugar de las Raíces para pasar por los puntos de interés, esto se logra aumentando ceros o polos a la función de transferencia, estos polos y ceros se los encuentra con método ensayo error, luego de algunos intentos se encuentra que al aumentar un polo y un cero a  $G(s)$  como se ve en la ecuación 50, este pasa por el lugar de las raíces, tal como se observa en la Figura 19-4.

$$G^1(S) = \frac{(1.04s + 1)(3559)}{(0.3934s + 1)(1,805s + 1)} \quad (50)$$



**Figura 19-4:** Lugar de las raíces  $G^1$

Realizado por: Fernando Saá. 2017

De acuerdo a (National Instruments, 2016), se puede sacar la ganancia proporcional del sistema haciendo una relación de distancias hacia el polo objetivo, desde los polos y ceros tal como se muestra en la ecuación:

$$K_p = \frac{\text{producto-distancia-polos}}{\text{producto-distancia-ceros}} \quad (51)$$

$$K_p = \frac{4.04 * 4.27}{8.29} = 2.08$$

Para el cálculo de la ganancia derivativa se aplica:

$$K_p(1.04s + 1) \quad (52)$$

entonces el aporte derivativo dado por S es

$$K_D = K_p * 0.3934 = 2.16 \quad (53)$$

y el aporte integral dado por 1/S es

$$K_i = 0.81 \quad (54)$$

#### 4.2.6. *Lógica Difusa*

Para el diseño del control difuso se toma como referencia la estructura de un sistema de simple entrada y simple salida, en donde la entrada se toma el valor del incremento del error y de salida la señal de PWM, que regula la velocidad del motor.

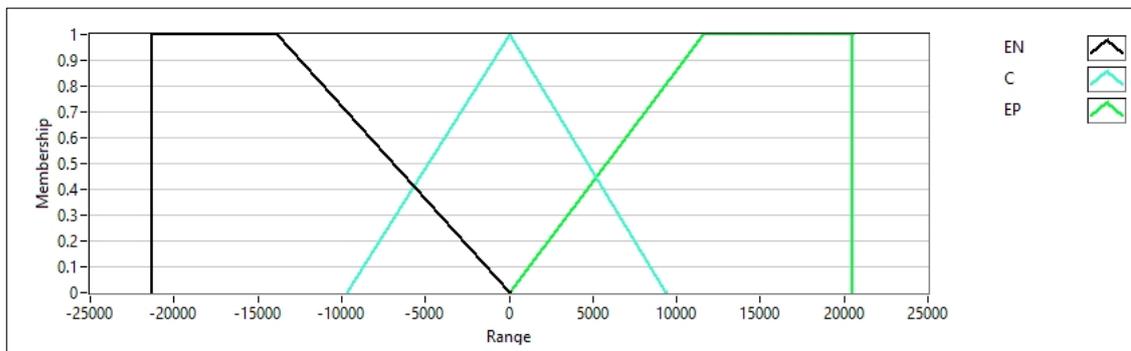
Las variables involucradas serían las descritas en la Tabla 7-4 en donde también se denota el universo de discurso de cada una.

**Tabla 7-4:** Variables para el controlador difuso tipo MISO

Variable	Universo de Discurso
Integral del Error	0 a 2000
Salida	0 a 255 (PWM)

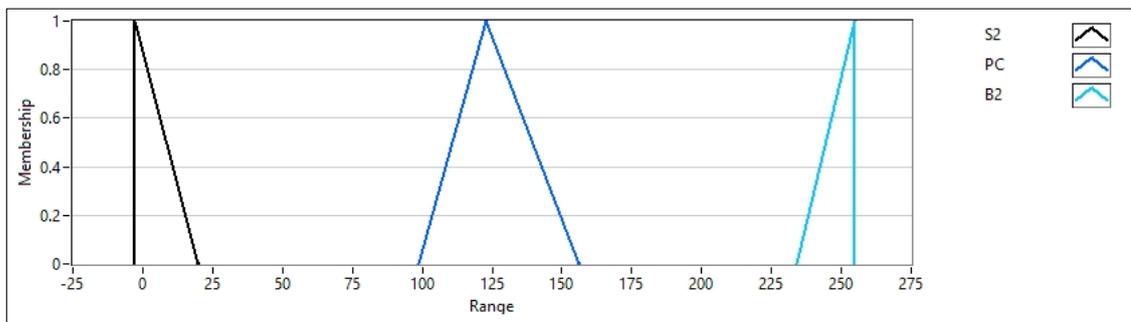
**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

Para cubrir el universo de discurso de la entrada y de la salida se han tomado funciones de membresía tipo trapecoide y triangulares, como se observa en la Figura 20-4 y Figura 21-4.



**Figura 20-4:** Funciones de membresía para la entrada del controlador

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017



**Figura 21-4:** Funciones de membresía para la salida del controlador

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

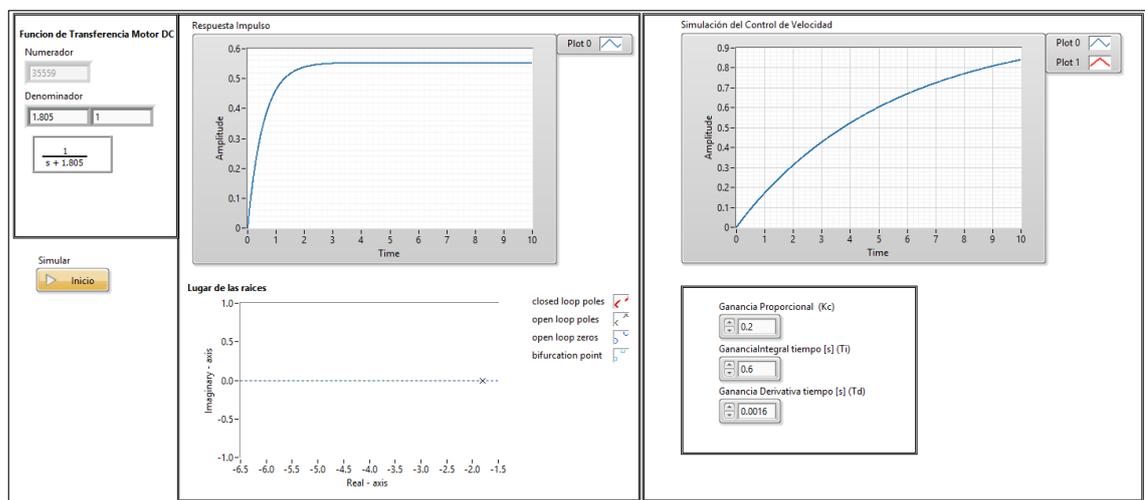
Luego se establecen una lógica de reglas para que el controlador tome el valor de salida, luego de realizar la defucificación .

Reglas:

1. IF 'IN' IS 'EP' THEN 'PWM' IS 'S2' connective: AND (Minimum); implication: Minimum; degree of support: 1.00
2. IF 'IN' IS 'EN' THEN 'PWM' IS 'PC' connective: AND (Minimum); implication: Minimum; degree of support: 1.00
3. IF 'IN' IS 'C' THEN 'PWM' IS 'B2' connective: AND (Minimum); implication: Minimum; degree of support: 1.00

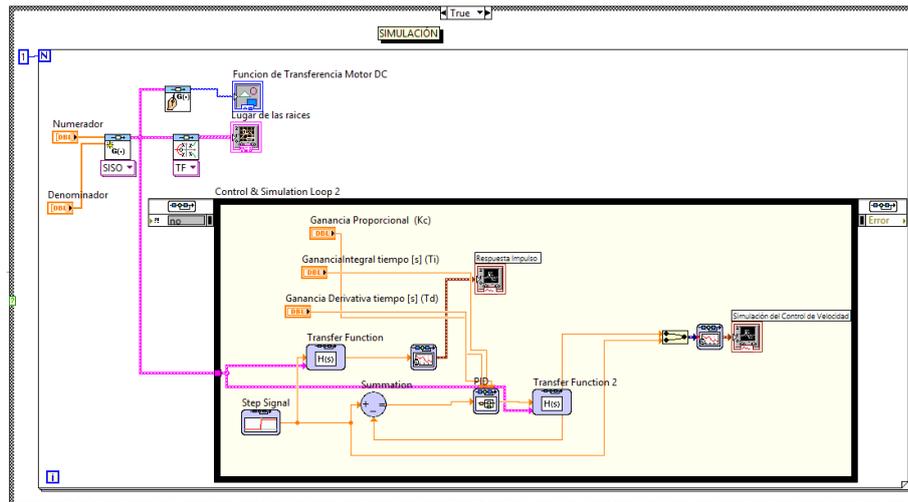
### 4.3. Simulación

En la interfaz del usuario se realiza un programa utilizando el toolkit Control Design & Simulation de LabVIEW (National Instruments, 2016), para poder introducir las funciones de transferencia, observar la respuesta impulso a lazo abierto del sistema, el lugar de las raíces, en la Figura 22-4 y Figura 23-4, además se pueden establecer controladores P, PI, PD y PID para observar la respuesta del sistema observando la velocidad y la consigna.



**Figura 22-4:** Panel Frontal de simulación

Realizado por: Fernando Saá. 2017



**Figura 23-4:** Bloque de diagramas de simulación

Realizado por: Fernando Saá. 2017

#### 4.4. Plataforma de pruebas de algoritmos de control para un motor DC

Para establecer una plataforma para múltiples pruebas de algoritmos de control para el motor, se hacen pruebas de los diferentes tipos de controladores descritos en los objetivos del proyecto, en donde se realiza el programa en LabVIEW 2012, utilizando de por medio una tarjeta Arduino Mega 2560, la cual con una salida de PWM controla el motor de DC a través del módulo de potencia IBT\_2.

En el **Anexo E**, se observa la conexión del sistema, en el **Anexo F** se observa con detalle el programa principal, conformado de dos partes, el panel frontal y el bloque de diagramas, de igual modo en el **Anexo D** se observa el diseño del prototipo para hacer las pruebas del sistema.

Entonces a continuación se muestran diferentes pruebas realizadas con el fin de establecer el controlador con mejor rendimiento para el sistema, en donde el error tienda a cero en un tiempo de establecimiento mínimo.

#### 4.5. Pruebas y Resultados

Las pruebas y resultados se realizan probando uno a uno los diferentes reguladores, para la calibración final del regulador más adecuado se hace el método de prueba error, partiendo de los valores de la simulación obtenida en las ecuaciones 36, 37 y 38 y validando así el mejor funcionamiento del sistema, en donde para cada tipo de controlador que se ha probado, se realiza un funcionamiento del sistema a controlar un tiempo constante de 10 segundos para poder obtener

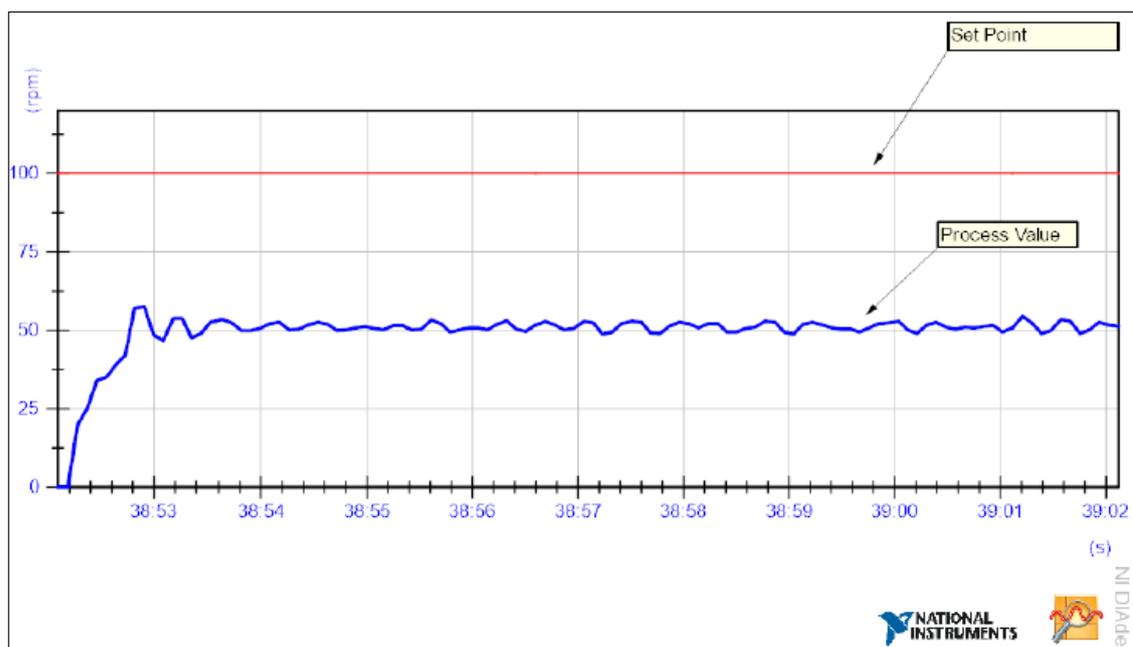
medidas de error obtenido por cada regulador, registrarlos y luego realizar operaciones de estadísticas para poder evaluar el comportamiento del algoritmo de control.

**Pruebas y ajuste de un controlador P (Proporcional).** Se realiza la prueba cerrando el lazo con encoder incremental colocando un regulador proporcional, con las características de la Tabla 8-4, obteniendo los resultados de la Figura 24-4.

**Tabla 8-4:** Datos para realizar la prueba en el sistema

Dato	Valor
Tiempo de simulación	10 segundos
Número de muestras	114
Promedio del error	49.99 rpm
Tipo de respuesta	Subamortiguado

Realizado por: Fernando Saá. 2017



**Figura 24-4:** Respuesta del sistema con Controlador Proporcional

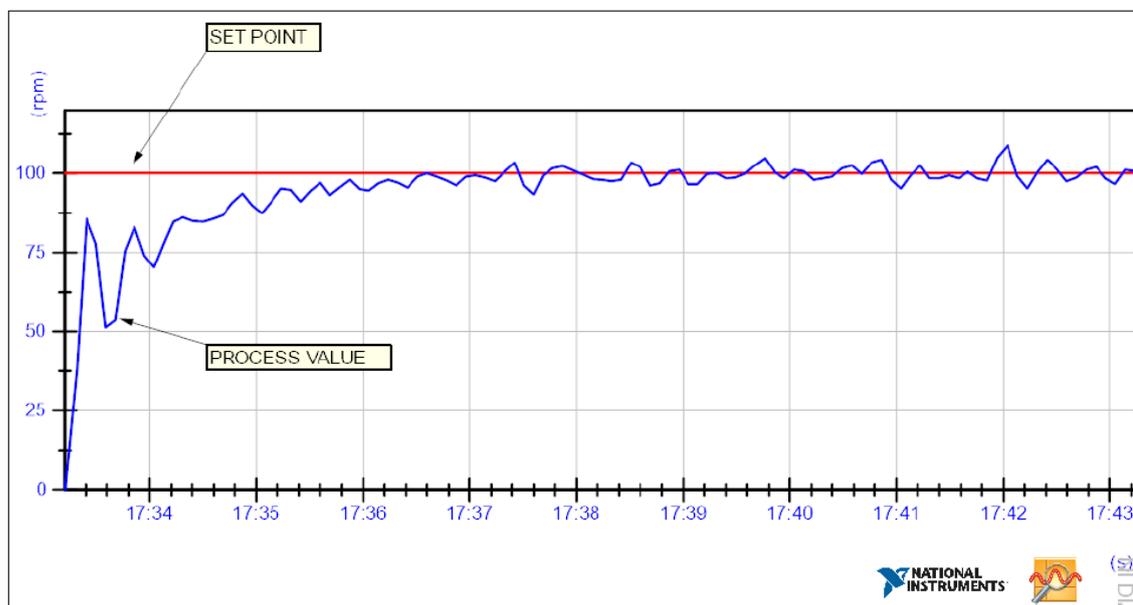
Realizado por: Fernando Saá. 2017

**Pruebas y ajuste de un controlador PI (Proporcional Integral).** Se realiza la prueba cerrando el lazo, con en encoder incremental colocando un regulador proporcional integral, con las características de la Tabla 9-4, obteniendo los resultados de la Figura 25-4.

**Tabla 9-4:** Datos para realizar la prueba en el sistema

Dato	Valor
Tiempo de Simulación	10 segundos
Número de muestras	114
Promedio del error	6.75 rpm
Tipo de respuesta	Sobreamortiguado

Realizado por: Fernando Saá. 2017



**Figura 25-4:** Respuesta del sistema con Controlador Proporcional Integral

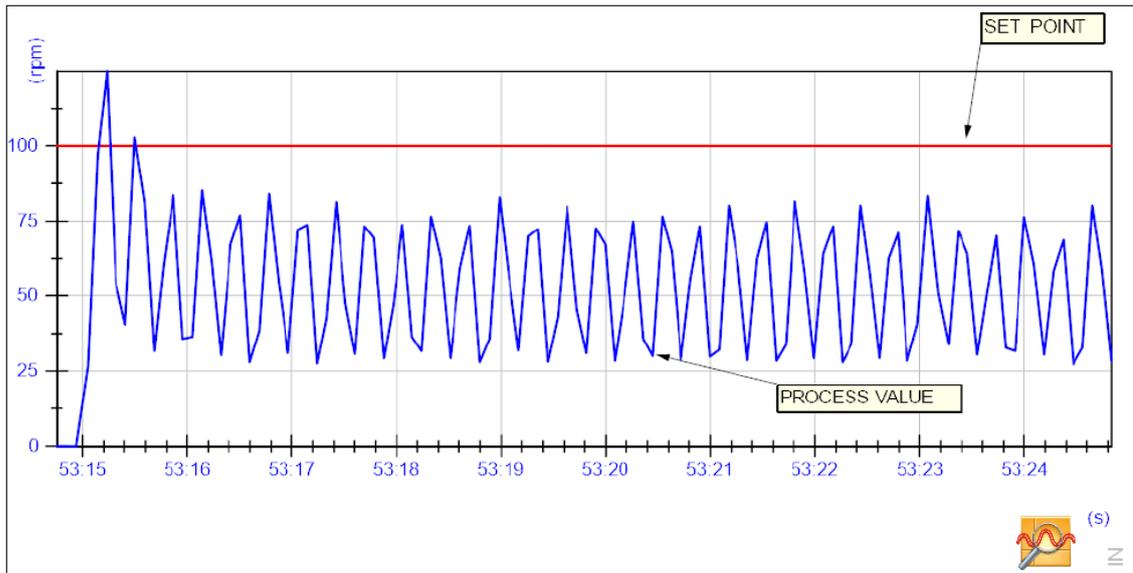
Realizado por: Fernando Saá. 2017

**Pruebas y ajuste de un controlador PD (Proporcional Derivativo).** Se realiza la prueba cerrando el lazo con en encoder incremental colocando un regulador proporcional derivativo con las características de la Tabla 10-4, obteniendo los resultados de la Figura 26-4.

**Tabla 10-4:** Datos para realizar la prueba en el sistema

Dato	Valor
Tiempo de Simulación	10 segundos
Número de muestras	114
Promedio del error	65 rpm
Tipo de respuesta	Oscilatorio

Realizado por: Fernando Saá. 2017



**Figura 26-4:** Respuesta del sistema con Controlador Proporcional Derivativo

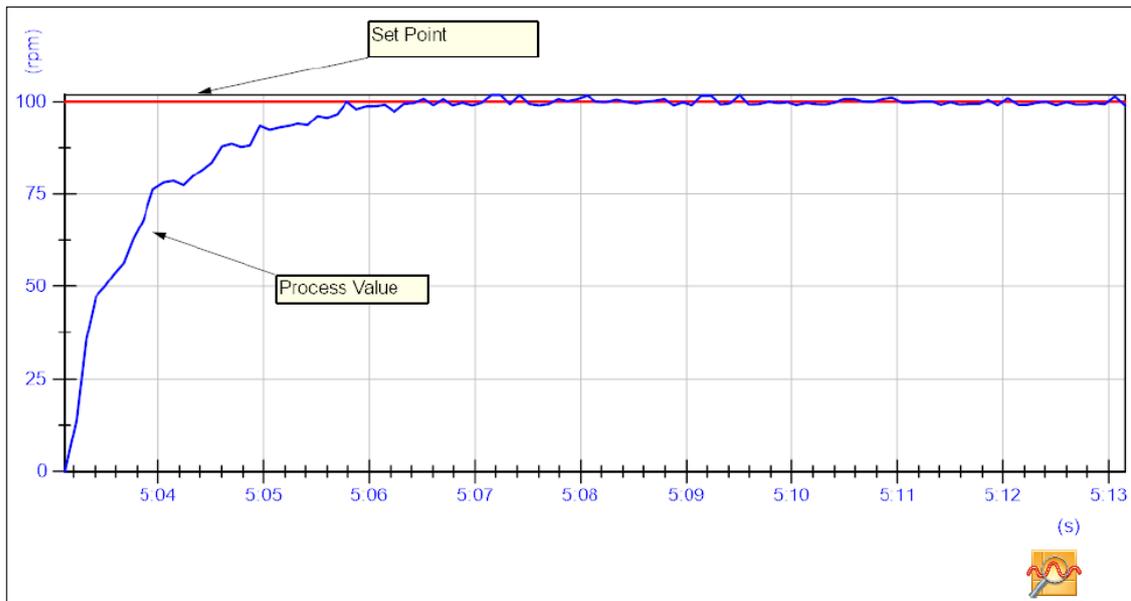
Realizado por: Fernando Saá. 2017

**Pruebas y ajuste de un controlador PID (Proporcional Integral Derivativo).** Se realiza la prueba cerrando el lazo con un encoder incremental colocando un regulador proporcional integral derivativo con las características de la Tabla 11-4, obteniendo los resultados de la Figura 27-4.

**Tabla 11-4:** Datos para realizar la prueba en el sistema

Dato	Valor
Tiempo de Simulación	10 segundos
Número de muestras	114
Promedio del error	4.19 rpm
Tipo de respuesta	Sobreamortiguado

Realizado por: Fernando Saá. 2017



**Figura 27-4:** Respuesta del sistema con Controlador Proporcional Integral Derivativo

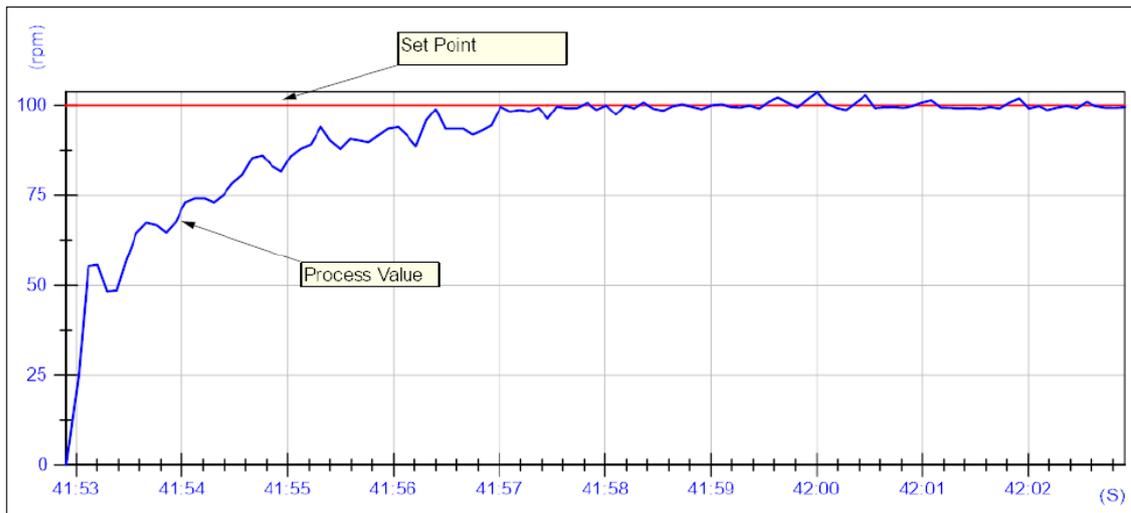
Realizado por: Fernando Saá. 2017

**Pruebas de un controlador Fuzzy.** Se realiza la prueba cerrando el lazo con un encoder incremental colocando un regulador Borroso con las características de la Tabla 12-4, obteniendo los resultados de la Figura 28-4.

**Tabla 12-4:** Datos para realizar la prueba en el sistema

Dato	Valor
Tiempo de Simulación	10 segundos
Número de muestras	114
Promedio del error	9.19 rpm
Tipo de respuesta	Sobreamortiguado

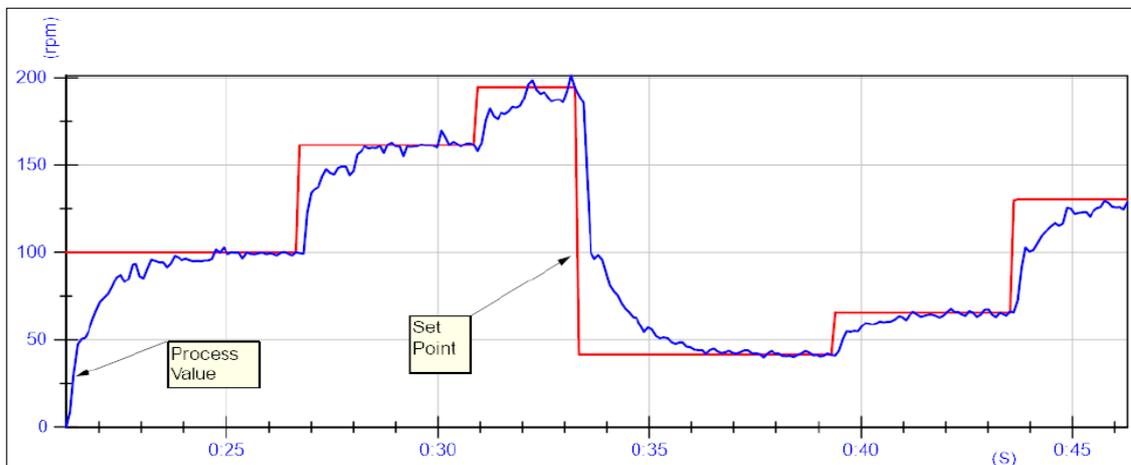
Realizado por: Fernando Saá. 2017



**Figura 28-4:** Respuesta del sistema con Controlador Borroso

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

**Pruebas con el controlador PID.** Se realizan varias pruebas para constatar el buen seguimiento del valor del proceso al Set Point en un experimento de 25 segundos, en donde al observar la Figura 29-4 se puede apreciar el buen comportamiento del sistema aplicando un controlador PID.



**Figura 29-4:** Pruebas con Controlador PID

**Realizado por:** Fernando Saá. 2017

## CONCLUSIONES

- Se establece el modelo del motor DC, de acuerdo a características mecánicas y eléctricas, llegando a una función de transferencia la cual depende de las características intrínsecas del motor, llevando a cabo una manera experimental de conocer cada uno de estas constantes, procedimiento el cual puede acarrear muchos errores al estimar los parámetros, por lo que se realizó una identificación completa del sistema de manera experimental utilizando la herramienta IDENT de Matlab, en donde la función de transferencia obtenida involucra todas las tarjetas electrónicas del sistema y la PC, además se pueden colocar carga en el motor, cambiando de manera significativa el modelo del proceso.
- Se realizaron pruebas en las mismas condiciones de la planta, pero con diferente controlador, en donde se realiza un monitoreo y registro del sistema, para luego obtener un dato estadístico del comportamiento del error y de esta manera balancear las respuestas de los algoritmos de control para elegir el mejor.
- Las pruebas de motores DC se pueden hacer en el sistema con motores hasta de 12 Vdc, 1800 mA, siendo estos datos característicos de las condiciones de alimentación del sistema diseñado y llevando el mismo proceso de identificación de la Función de Transferencia para por el mismo procedimiento poder hacer pruebas a motores en ese rango de funcionamiento.
- De acuerdo a datos estadísticos de un valor promedio de error en tomas consecutivas de 114 muestras tomadas en 10 segundos de funcionamiento, se determina que el controlador PID y el PI resultan ser una buena alternativa para controlar el motor de prueba, eliminando la posibilidad de posibles regulaciones con controladores tipo P y PD, también se observa que el control Fuzzy tiene una buena respuesta al controlar el sistema, pero con un tiempo de establecimiento más largo que un controlador PI o PID, que de acuerdo a los requerimientos del sistema puede ser válido.
- Se establece un HMI, en donde se puede controlar, simular, monitorear y documentar el sistema en tiempo real, para luego los valores recolectados puedan ser analizados para cada experimento, pudiendo al mismo tiempo simular y verificar resultados sobre las respuestas de la utilización de varios algoritmos de control.

## RECOMENDACIONES

- Si se desea obtener una Función de Transferencia más exacta del motor DC, se pueden utilizar valores de sus parámetros entregados por el fabricante, para que los valores obtenidos de forma experimental no desvíen de manera significativa los resultados reales.
- Si se quiere realizar pruebas con diferente carga se aconseja que para cada una se haga una identificación del sistema, y observar el cambio de la Función de Transferencia y luego aplicar las estrategias de control.
- Si se requiere una respuesta aún más rápida del control se puede utilizar una tarjeta embebida (FPGA) en donde en este reposen los algoritmos de control para realizar las pruebas regulación, monitoreo y documentación de las respuestas del sistema, eliminando así tiempos de procesamiento gracias al paralelismo en la ejecución de comandos en este tipo de tarjetas.

## BIBLIOGRAFÍA

1. **ASOCIACION MICRO.** (2005). *Automatizacion y Control*. Obtenido de [http://www.microautomacion.com/catalogo/10Automatizacion\\_y\\_control.pdf](http://www.microautomacion.com/catalogo/10Automatizacion_y_control.pdf)
2. **BHUSHAN, B.** (2011). Adaptive control of DC motor using bacterial foraging algorithm. *Applied Soft Computing*. pp. 4913-4920
3. **BOLTON, W.** (2001). *Ingenieria de Control*. Control Difuso. Obtenido de Universidad Simon Bolivar: [prof.usb.ve/montbrun/ps2320/fuzzy/fuzzy.html](http://prof.usb.ve/montbrun/ps2320/fuzzy/fuzzy.html). pp. 21-23
4. **ELTRA.** (2000). *Encoder Incremental*. Obtenido de <http://facultad.bayamon.inter.edu/arincon/encoderincrementales.pdf>
5. **FANG, L.** (2013). Research on DC Motor Intelligent Control Algorithm. *AMM* . pp. 775-781.
6. **HUDY, W.** (2011). Selection of control parameters in a control system with a DC electric series motor using evolutionary algorithm. *Archives of Electrical Engineering*. pp. 3-4
7. **HUELIN, F.** (2016). *Motor DC, etapa de potencia y PWM*. Obtenido de [http://www.robolabo.etsit.upm.es/asignaturas/seco/apuntes/motor\\_dc.pdf](http://www.robolabo.etsit.upm.es/asignaturas/seco/apuntes/motor_dc.pdf)
8. **HUGHES, A.** (2013). *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications*. Oxford. Editorial: Elsevier. pp. 60-115
9. **KLIR, J.** (1995). *Fuzzy Sets And Fuzzy Logic Theory And Aplications*. New Jersey. Editorial: Prentice Hall. pp. 35-40
10. **KUO, B.** (2004). *Sistemas de Control Automático*. New York. Editorial: Prentice Hall. pp. 55-60
11. **LV, H.** (2014). Sensorless control for the brushless DC motor: an unscented Kalman filter algorithm. *Systems Science & Control Engineering*. pp. 8-13.

12. **MABLEKOS, V.** (1980). Electric machine theory for power engineers. *Harper Collins Publishers*. pp. 3-5
13. **MARTIN, M.** (2012). *Ingeniería de Automatización*. Obtenido de <http://isa.uniovi.es/docencia/IngdeAutom/transparencias/Sistemas%20Automatizados.pdf>
14. **MATHWORKS.** (2016). *System Identification Toolbox*. Obtenido de <http://www.mathworks.com/products/sysid/features.html#model-identification-from-data>
15. **MATÍA, F., JIMÉNEZ, A., & ARACIL, R.** (2003). *Teoría de Sistemas*. Madrid. Editorial: E.T.S. pp. 275-316
16. **MORA, J.** (2003). Canales y Puertos. *Máquinas Eléctricas*. pp. 9-15
17. **NATIONAL INSTRUMENTS.** (2016). *Módulo LabVIEW Control Design and Simulation*. Obtenido de <http://www.ni.com/labview/cd-sim/esa/>
18. **NISE, N.** (2002). *Sistemas de control para ingeniería*. México. Editorial: Cesca. pp. 87-91
19. **OGATA, K.** (2010). *Ingeniería de Control*. Madrid. Editorial: Pearson Education. pp. 9-10
20. **RASHIDI, B.** (2015). Precise angular speed control of permanent magnet DC motors in presence of high modeling uncertainties via sliding mode observer-based model reference adaptive algorithm. *Mechatronics*. pp. 79-95
21. **ZHAO, P.** (2011). Design of DC Motor Control System Based on Clonal Selection Algorithm. *AMR*. pp. 2343-2348.

# **ANEXOS**

## ANEXO A

### RB-Pol-195

Pololu 6VDC, 210 RPM 80 oz-in Gearmotor w/ Encoder



### Description

This cylindrical, 2.54" x 0.98" x 0.98" gearmotor uses a brushed DC motor with extra strong magnets and a 46.851:1 metal gearbox to deliver a lot of power in a relatively small package. It has an integrated 48 CPR quadrature encoder on the motor shaft, which provides 2249 counts per revolution of the gearbox's output shaft. These units have a 0.315"-long, 4 mm-diameter D-shaped output shaft.

### Gearmotor Options

These motors are intended for use at 6 V. In general, these kinds of motors can run at voltages above and below this nominal voltage, so they should comfortably operate in the 3 – 9 V range, though they can begin rotating at voltages as low as 1 V. Higher voltages could start negatively affecting the life of the motor.

### Gearmotor Dimensions

These gearmotors have output shafts with a diameter of 4 mm. The Pololu universal aluminum mounting hub for 4mm shafts can be used to mount our larger Pololu wheels (60mm-, 70mm-, 80mm-, and 90mm-diameter) or custom wheels and mechanisms to the gearmotor's output shaft (see the left

picture below). These are the same type of motors used in the Wild Thumper all-terrain chassis, and the gearbox's output shaft works directly with the 120mm-diameter Wild Thumper wheels.



The face plate has two mounting holes threaded for M3 screws. You can use our custom-designed 25D mm metal gearmotor bracket (shown in the picture below) to mount the gearmotor to your project via these mounting holes and the screws that come with the bracket.



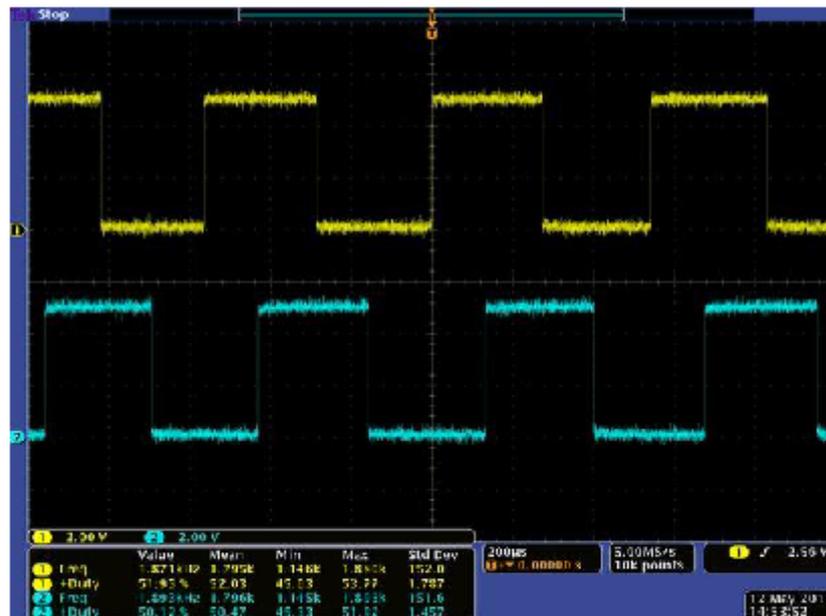
## Using the Encoder



A 2-channel Hall effect encoder is used to sense the rotation of a magnetic disk on a rear protrusion of the motor shaft. The quadrature encoder provides a resolution of 48 counts per revolution of the motor shaft. To compute the counts per revolution of the gearbox output, multiply the gear ratio by 48. The motor/encoder has six color-coded, 11" (28 cm) leads:

Color	Function
Black	motor power
Red	motor power
Blue	Hall sensor Vcc (3.5 – 20 V)
Green	Hall sensor GND
Yellow	Hall sensor A output
White	Hall sensor B output

These leads have stripped, unterminated ends that can be soldered or crimped to make solder free connectors. The Hall sensor requires an input voltage, Vcc, between 3.5 and 20 V and draws a maximum of 10 mA. The A and B outputs are square waves from 0 V to Vcc approximately 90° out of phase. The frequency of the transitions tells you the speed of the motor, and the order of the transitions tells you the direction. The following oscilloscope capture shows the A and B (yellow and white) encoder outputs using a motor voltage of 6 V and a Hall sensor Vcc of 5 V:



By counting both the rising and falling edges of both the A and B outputs, it is possible to get 48 counts per revolution of the motor shaft. Using just a single edge of one channel results in 12 counts per revolution of the motor shaft, so the frequency of the A output in the above oscilloscope capture is 12 times the motor rotation frequency.

#### Specifications

- Free-run speed @ 6V: 210 rpm
- Free-run current @ 6V: 450 mA
- Stall current @ 6V: 6000 mA
- Stall torque @ 6V: 80 oz in
- Lead length: 8 in

#### Dimensions

- Size: 25D x 64L mm
- Weight: 3.55 oz
- Shaft Diameter: 4 mm

## ANEXO B

```
%CURVAS CARACTERÍSTICAS DEL MOTOR
%Insetar datos del motor dados por el fabricante.

StallTorque = input('Please enter the stall torque in oz-inch : ');
StallCurrent = input('Please enter the stall current in mA : ');
RatedVoltage = input('Please enter the rated voltage in Volts : ');
FreeRunCurrent = input('Please enter the free run current in mA : ');
FreeRunSpeed = input('Please enter the free run speed in RPM : ');
Resistance = RatedVoltage / StallCurrent;

torque1 = 0;
torque2 = StallTorque; % oz-inch * (1/141.611932278) = N-m;

current1 = FreeRunCurrent; % / 1000; %mA to Amps
current2 = StallCurrent; % / 1000; %mA to Amps

speed1 = FreeRunSpeed; %RPM = 1/9.5493 radians per sec
speed2 = 0;

line([torque1 torque2], [current1 current2]);
line([torque1 torque2], [speed1 speed2]);

totSamples = 200; %will break the torque into 200 discrete values

redlineY = zeros(1,totSamples);
redlineX = zeros(1,totSamples);
blueLineY = zeros(1,totSamples);
blueLineX = zeros(1,totSamples);
greenlineY = zeros(1,totSamples);
greenlineX = zeros(1,totSamples);
orangelineY = zeros(1,totSamples);
orangelineX = zeros(1,totSamples);

%a = (torque2 - torque1)/totSamples;
%looper = 1, torque = torque1, looper = 2, torque = torque1 + (t2-t1)/FS
Index = 1;
maxPwrIndex = 1;
maxEffIndex = 1;
lastEff = 0;
lastPwr = 0;

for T = torque1:(torque2 - torque1)/totSamples:torque2
    blueLineY(Index) = ((speed2 - speed1) / (torque2 - torque1)) * (T - torque1) + speed1;
    blueLineX(Index) = T;

    redlineY(Index) = ((current2 - current1) / (torque2 - torque1)) * (T - torque1) + current1;
    redlineX(Index) = T;

    orangelineY(Index) = blueLineY(Index) * T; %Speed into Torque to give the Output
    %power curve
    orangelineX(Index) = T;
    if orangelineY(Index) > lastPwr
```

```

        maxPwrIndex = Index;
        lastPwr = orangelineY(Index);
    end
    greenlineY(Index) = orangelineY(Index) / ((redlineY(Index)) * RatedVoltage); %C
Output power divided by curent line * Voltage (power) .
    greenlineX(Index) = T;
    if greenlineY(Index) > lastEff
        maxEffIndex = Index;
        lastEff = greenlineY(Index);
    end

    Index = Index + 1;
end

fprintf('Resistance of motor = %f\n', Resistance)
fprintf('Peak Output Power %f @ Current = %f, Torque = %f\n', orangelineY(
(maxPwrIndex), redlineY(maxPwrIndex), orangelineX(maxPwrIndex))
fprintf('Peak Efficiency %f @ Current = %f, Torque = %f\n', greenlineY(maxEffIndex),
redlineY(maxEffIndex), orangelineX(maxEffIndex))

dim1 = 2;
dim2 = 2;
subplot(dim1,dim2,1);
plot(redlineX, redlineY);
title('Current vs. Torque');
legend('Current');
xlabel('Torque (oz-in)');
ylabel('Current mA');
subplot(dim1,dim2,2);
plot(bluelineX, bluelineY);
title('Speed vs. Torque');
legend('Speed');
xlabel('Torque (oz-in)');
ylabel('Speed (RPM)');
subplot(dim1,dim2,3);
plot(orangelineX, orangelineY);
title('Output power');
legend('Output Power');
ylabel('Output Power (Speed*Torque)');
xlabel('Torque (oz-in)');
subplot(dim1,dim2,4);
plot(greenlineX, greenlineY);
title('Power Efficiency');
legend('Power Efficiency');
ylabel('Power Efficiency (Output Pwr/Input Pwr)');
xlabel('Torque (oz-in)');

```

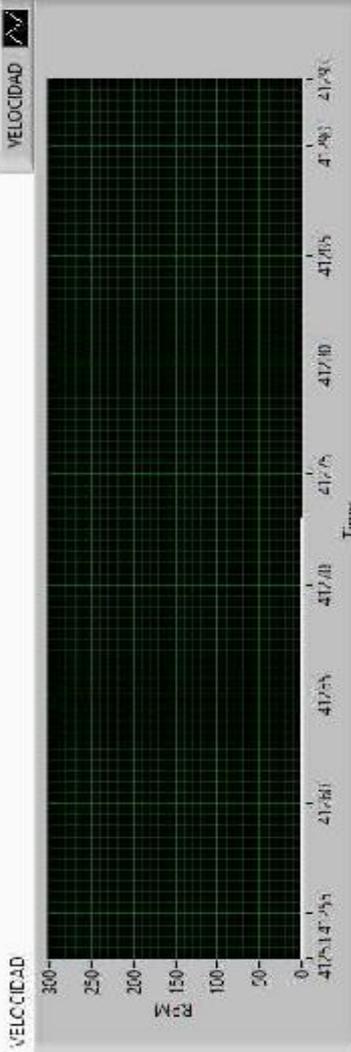
ANEXO C



**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO**  
MAESTRÍA EN SISTEMAS DE CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL  
CARACTERIZACIÓN DEL MOTOR DC

Por: **Fernando David Saa Tapia**

VELOCIDAD

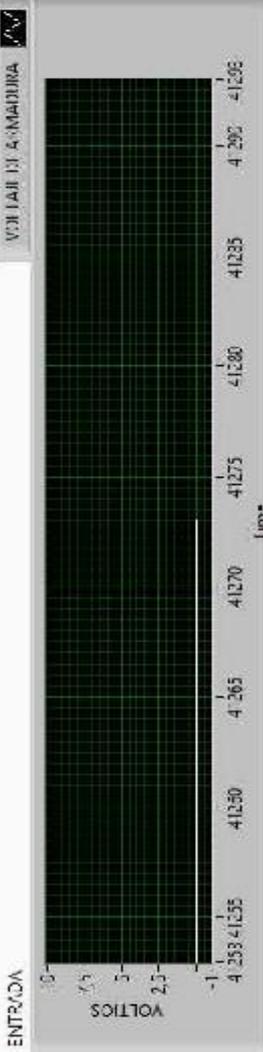


VELOCIDAD 

RPM

Time

ENTRADA



ENTRADA 

VOLTIOS

Time

COMUNICACIÓN

COMUNICACIÓN

CONTEO DE ENCODER

0

Reset

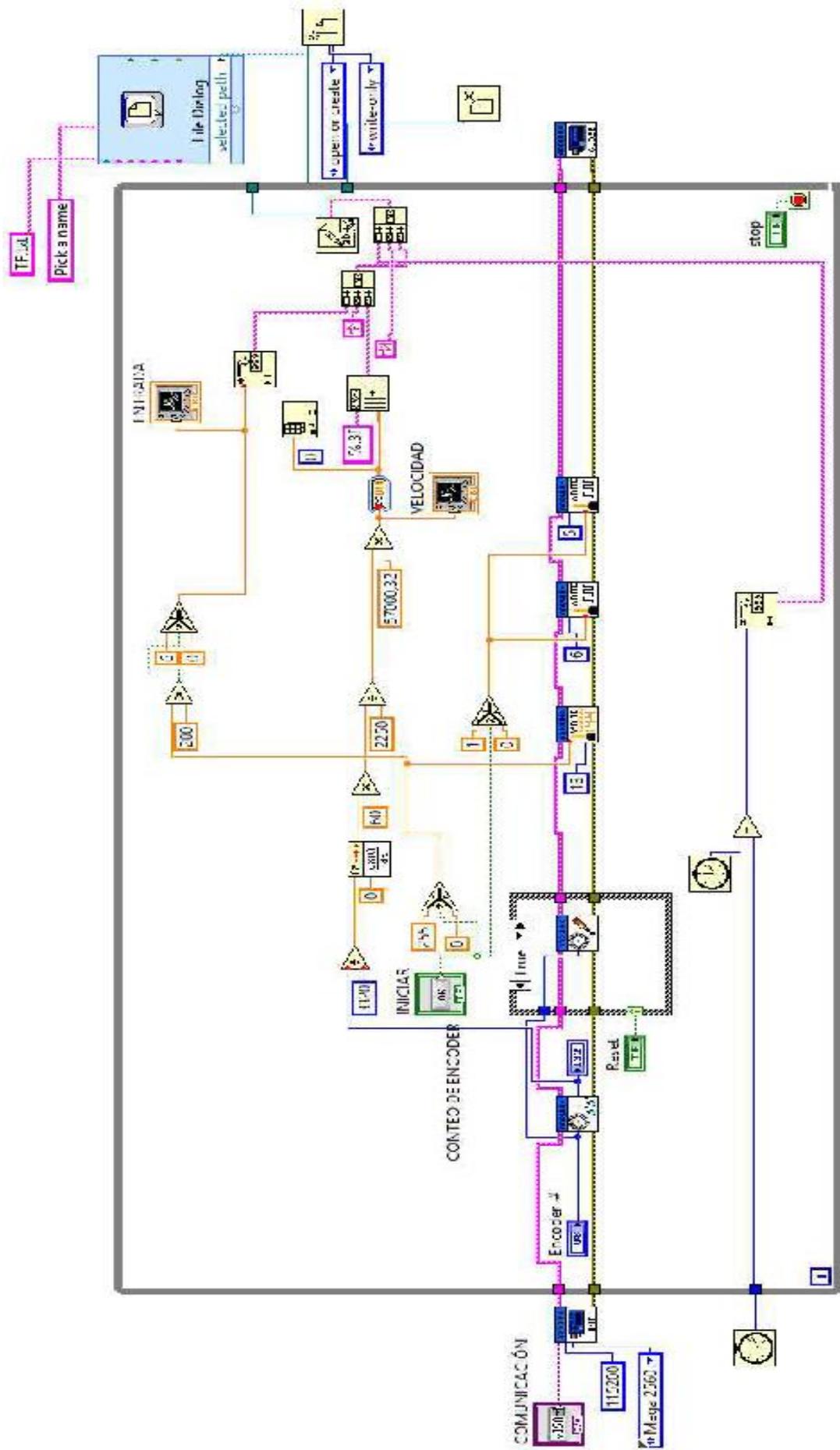
Encoder: 0

INICIAR



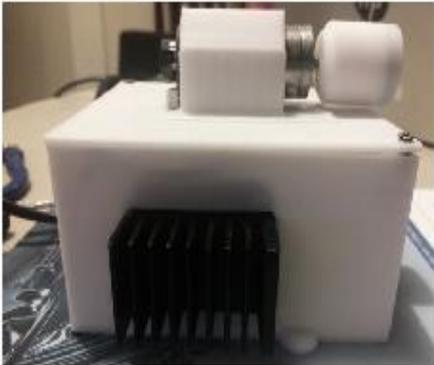
PARAR







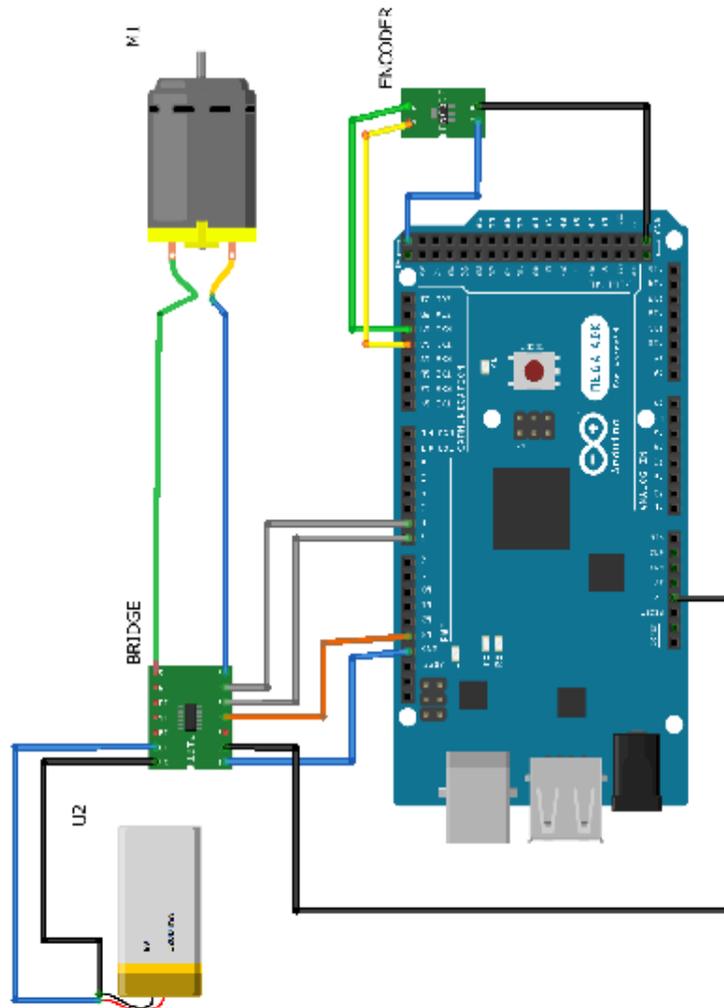
**VISTAS PRINCIPALES DEL SISTEMA**



Por: Fernando Saá Tapia

# ANEXO E

## CONEXIONES ELÉCTRICAS





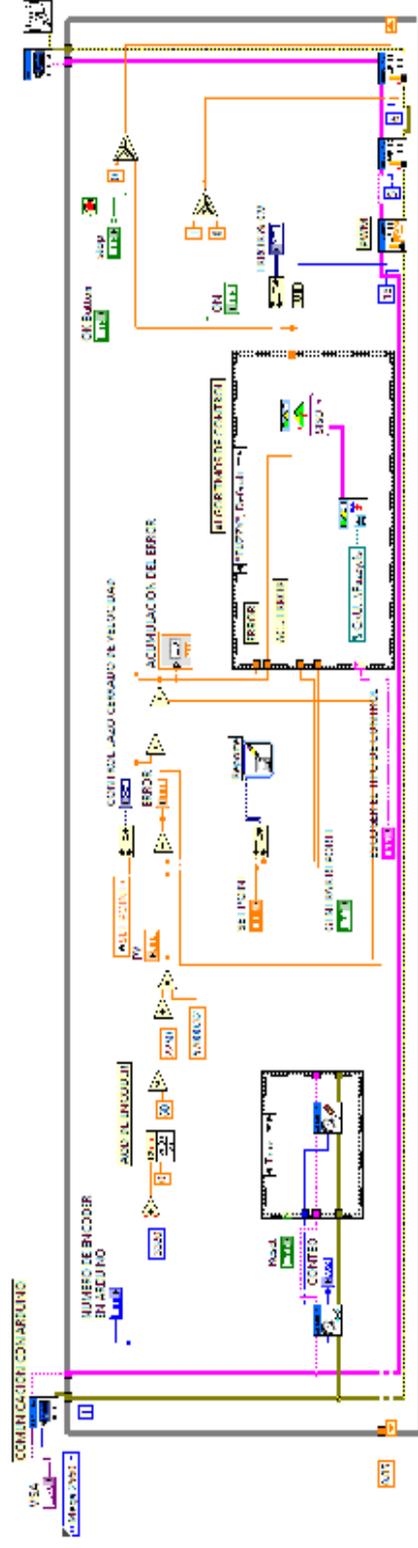


**Tercera parte: Interfaz para configuración de puerto de comunicaciones y encoder.**

The image shows a software interface with two main sections. The left section is titled "CONFIGURACIÓN DEL ENCODER" and contains three fields: "CONTEO" with a value of "0", "NÚMERO DE ENCODER" with a value of "1", and "LN ADJUNTO" with a value of "1". There is an "Aceptar" button to the right of these fields. The right section is titled "PUERTO DE COMUNICACIÓN CON ARDUINO" and contains a "VISA" label and a dropdown menu currently showing "COM3".

## DIAGRAMAS DE BLOQUE

Primera parte: Loop de comunicación con Arduino, adquisición de datos de encoder, algoritmos de control y reporte de datos.



**Segunda parte: Estructuras de caso de algoritmos de control**

