REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Universidad Católica de Santa María

Facultad de Ciencias e Ingenierías Físicas y Formales

Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica

"MODELAMIENTO Y CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTOR DC MEDIANTE ALGORITMO PID BASADO EN REGLAS DE ZIEGLER - NICHOLS"

Tesis presentada por el Bachiller:

Valdivia Corzo, Rodrigo Alfonso

Para optar por el Título Profesional de:

Ingeniero Electrónico con Especialidad en Automatización y Control

Asesor:

Ing. Rodríguez Gonzales, Pedro Alex

Arequipa – Perú

2021

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

UCSM-ERP

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

INGENIERIA ELECTRONICA

TITULACIÓN CON TESIS

DICTAMEN APROBACIÓN DE BORRADOR

Arequipa, 18 de Febrero del 2021

Dictamen: 001339-C-EPIE-2021

Visto el borrador del expediente 001339, presentado por:

2012800491 - VALDIVIA CORZO RODRIGO ALFONSO

Titulado:

MODELAMIENTO Y CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTOR DC MEDIANTE ALGORITMO PID BASADO EN REGLAS DE ZIEGLER ? NICHOLS

Nuestro dictamen es:

APROBADO

1475 - MALAGA CHAVEZ CESAR EDUARDO
DICTAMINADOR

1767 - SULLA TORRES RAUL RICARDO
DICTAMINADOR

1843 - URRUTIA ESPINOZA MARIO WILLIAM
DICTAMINADOR

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Dedicatorias

A mis padres, Alfonso y Angélica, imparciales, tiernos y esforzados, que con su sabiduría y sus consejos diarios me enseñaron a ser perseverante y honesto en la vida; por sus invalorables exigencias en mi formación personal y profesional; los cuales me están permitiendo alcanzar uno de los tantos objetivos que me he propuesto.

Y a mi hermana Maria Gracia, por ser desde que nací, mi ejemplo a seguir y mi guía para toda la vida.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Agradecimientos

A la vida por permitirme pasar por días buenos y malos, pero aun así poder aprender de cada experiencia.

A mis padres Alfonso y Angélica, a mi hermana Maria Gracia, y a mi tío Álvaro, por siempre apoyarme e impulsarme a ser mejor persona cada día. A mi abuela Queca y mi abuelo Alfonso, que me cuida desde el cielo, por siempre querer lo mejor para mí.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

RESUMEN

En la presente tesis de investigación se realiza el Modelamiento Matemático y el control de velocidad angular de un Motor DC mediante algoritmo P-I-D (proporcional-integral-derivativo) basado en las reglas de sintonización de Ziegler – Nichols. En el Modelamiento Matemático de un motor DC de armadura en tiempo continuo, se aplica la transformada de Laplace. La velocidad angular (RPM) de un disco acoplado en el eje del motor DC se mide con un sensor óptico, la cual se compara con la velocidad deseada (set-point), esta diferencia de error, es necesaria para que el controlador P-I-D ajuste la velocidad en la salida. Todo el sistema de control es de lazo cerrado. Previamente el controlador P-I-D, se implementó en un microcontrolador ATMega 328, se sintonizó con sus respectivos parámetros Kp, Ti y Td mediante el método de la última ganancia de Ziegler-Nichols. Simultáneamente, se realizó la simulación de los parámetros mediante la sintonización utilizando Matlab. Para lograr esto, se implementó un prototipo del sistema electrónico en una tarjeta de circuito impreso que contiene el sensor de pulsos, el motor DC, el ajuste del set-point y todo el circuito eléctrico necesario para comunicarse con el controlador P-I-D.

El trabajo se desarrolla usando un modelo matemático analítico de primer orden valido para un motor DC de armadura y el análisis de sistemas de tiempo continuo.

Palabras clave: Algoritmo PID, sintonización Ziegler-Nichols, control PID, modelo motor DC armadura, sintonización PID simulink Matlab.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

ABSTRACT

In this research thesis, the Mathematical Modeling and the angular speed control of a DC motor is carried out by means of the P-I-D algorithm (proportional-integral-derivative) based on the Ziegler-Nichols tuning rules. In the Mathematical Modeling of a DC armature motor in a continuous time is characterized by the Laplace transform. An optical sensor measures the angular speed (RPM) of a disk attached to the DC motor shaft, which is compared with the desired speed (set-point), this error difference is necessary for the PID controller to adjust the speed to the output. The entire control system is closed loop. Previously, the P-I-D controller, which is an ATMega 328 microcontroller, was tuned with its respective parameters Kp, Ti and Td by means of the Ziegler-Nichols last gain method. At the same time, the parameters were simulated by using Matlab tuning. To achieve this, a prototype of the electronic system was implemented on a printed circuit board containing the pulse sensor, the DC motor, the set-point adjustment and all the electrical circuit necessary to communicate with the P-I-D controller.

The work is developed using a valid first order analytical mathematical model for a DC armature motor and the analysis of continuous time systems.

Keywords: PID Algorithm, Ziegler-Nichols tuning, PID control, DC armature motor model, PID Simulink Matlab Tuning

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

INTRODUCCIÓN

La Ingeniería Electrónica ha efectuado un enorme progreso en las últimas décadas. Elementos de hardware cada día más potentes, la incorporación de sensores, transductores y actuadores con nuevas funcionalidades y el desarrollo de redes de comunicación industriales permiten realizar excelentes sistemas de automatización solar en tiempos reducidos, bajos costos y altamente eficientes (Piedrafita Moreno, 2003).

El uso de motores de corriente continua es enorme, desde la juguetería, la industria, el sector académico y todo que hace el ser humano. Los motores sean DC o AC permiten movimiento lineal, angular, así mismo el traslado de objetos de un punto a otro; no solo objetos sino también de personas. Más interesante es lograr el control de un motor DC en cualquier aspecto que se utiliza. Para tal maniobra de control hablamos de un control analógico o digital, mas no un control ON/OFF como comúnmente se realiza.

Pues resulta más interesante realizar el control de velocidad y de posición, mediante un algoritmo de control basado en reglas de sintonización. La velocidad de desplazamiento de un cabezal de impresora hasta el desplazamiento de una articulación de un brazo antropomórfico de un robot juega un papel importante los motores DC.

En la actualidad, la mayor parte de los procesos en la industria utilizan el controlador PID por su mediana complejidad y buen desempeño, pues sigue teniendo gran aceptación no solo en el medio industrial, si no, en distintas áreas. Con esta premisa, resulta atrayente más aun con la gran variedad de tarjetas de desarrollo basadas en microcontroladores y sensores que están al alcance.

En la presente tesis de investigación tenemos como finalidad presentar los resultados y conclusiones obtenidos de un estudio de investigación, que permita exponer los mecanismos y actividades de importancia necesaria para poder implementar el modelamiento y control de velocidad angular de un motor DC, mediante algoritmo de control PID basado en la regla de sintonización de Ziegler – Nichols. Previo a la implementación del modelo, es necesario desarrollar un prototipo de control de velocidad de motor DC del cual obtener los datos para el análisis y experimentación. El prototipo de experimentación y su modelamiento,

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

contribuye como fuente de información académica de la Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica de la Universidad Católica Santa María.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

ÍNDICE

Dedicatorias iii
Agradecimientos iv

RESUMEN v
ABSTRACT vi

INTRODUCCIÓN vii

CAPITULO I 1
1. Planteamiento de la Investigación 1
1.1. Antecedentes del Problema 1
1.2. Descripción del Problema 2
1.3. Justificación e Importancia del Problema 3
1.4. Objetivos de la Investigación 3
1.4.1 Objetivo General 3
1.4.2 Objetivo especifico 4
1.5. Variables Involucradas 4
1.6. Metodología de la Investigación 4
1.7. Alcances de la Investigación 5
1.8. Antecedentes de la Investigación 5
1.8.1 Antecedentes nacionales 5
1.8.2 Antecedentes internacionales 6

CAPITULO II 7
2. Fundamentos de Control PID Analógico 7
2.1 Introducción 7
2.2 Revisión de Modelos 7
2.2.1 Descripción al análisis dimensional y la teoría de modelos físicos en Ingeniería 8
2.3 Modelamiento matemático del motor DC 11
2.3.1 Modelo de primer orden 12
2.3.2 Diagrama de bloques del sistema de Motor DC en lazo cerrado 18
2.4 Controlador Proporcional del Sistema de Velocidad de Motor DC 20

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

2.5 Efectos de las Acciones de Control Integral y Derivativa en el Comportamiento del Sistema. 21
2.5.1 Acción de control Integral (I) 21
2.5.2 Control integral de sistemas de velocidad de motor DC 23
2.5.3 Acción de control derivativa (D) 25
2.5.4 Control proporcional de sistemas con carga inercial 25
2.5.5 Control proporcional-derivativo de un sistema con carga inercial 27
2.6 Consideraciones a los Controladores PID 28
2.7 Controladores PID Avanzados 29
2.8 Consideraciones Adicionales de los Controladores PID Comerciales 29
2.9 Sintonía de Controladores PID 30
2.9.1 Reglas de Ziegler-Nichols para sintonización de controladores PID 31
2.9.2 Método de lazo cerrado 32
2.10 Sensor de RPM 33
2.10.1 Características Principales 35
2.11 Tarjeta de desarrollo basado en Microcontrolador 35
2.11.1 Características Principales 36
2.12 Motor de corriente continua 37
2.12.1 Descripción General 38
2.12.2 Detalles Constructivos 38
2.13 Marco Metodológico 39
2.13.1 Tipo de Investigación 39
2.13.2 Población y Muestra 39
2.13.3 Método y Técnica de Recolección de Datos 40
2.13.4 Método de recolección de datos 40
2.13.5 Técnicas 40
2.13.6 Instrumentos y descripción 40
2.13.7 Métodos 41

CAPITULO III 42
3. Diseño de Ingeniería del Sistema de Control de Velocidad Angular del Motor DC 42
3.1 Introducción 42
3.2 Especificaciones Técnicas del prototipo 42
3.3 Diagrama de bloques General del Sistema 43
3.3.1 Componentes del prototipo de control de velocidad de motor DC. 44
3.3.2 Sensor Encoder Infrarrojo 44

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

3.3.3 Motor DC 46
3.3.4 Disco perforado de madera 48
3.3.5 Tarjeta de desarrollo basado en Microcontrolador 48
3.3.6 Implementación del Prototipo 49
3.4 Diagrama Circuital del Prototipo de Control de Velocidad 50
3.5 Diagrama de bloques en lazo cerrado 52
3.6 Modelamiento matemático 52
3.6.1 Obtención de parámetros del modelo matemático 54
3.6.2 Dimensionamiento del motor DC 55
3.6.3 Obtención de la constante Ks del sensor 57
3.6.4 Respuesta ante una entrada escalón unitario U(t) 58
3.7 Prototipo de control de velocidad angular de motor DC 61
3.7.1 Dimensionamiento de la resistencia de base del transistor. 63

CAPITULO IV 67
4. Pruebas de Sintonía del Prototipo de Control de Velocidad Angular 67
4.1 Introducción 67
4.2 Estrategia de Control 67
4.3 Modelo Matemático del Sistema de Control de Velocidad Angular con Controlador PID Analógico 68
4.3.1 Sintonización del P-I-D mediante Simulink de MATLAB 70
4.3.2 Parámetros P-I-D sintonizados o calibrados 71
4.3.3 Simulaciones en Simulink para el modelo de la planta 72
4.3.4 Algoritmo de control P-I-D del sistema 74
4.3.5 Respuesta temporal de la planta en tiempo real 82
4.4 Sintonización del controlador PID para el modelo de planta del prototipo mediante Ziegler-Nichols 84
4.5 Validación del prototipo de control de velocidad de motor DC 87
4.6 Manual y guía de funcionamiento del prototipo 89
4.6.1 Funcionamiento 90

CAPÍTULO V 91
5. COSTOS Y PRESUPUESTOS 91
5.1 Introducción 91
5.1.1 Costo de componentes y desarrollo del programa para el microcontrolador 91

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

RESULTADOS 92
CONCLUSIONES 93

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS 95
ANEXOS 97
ANEXO I: Datasheet del Transistor 2N2222A 97
ANEXO II: Datasheet del Microcontrolador ATMega 328 100
ANEXO III: Circuito Eléctrico de la Placa Impresa de Control 102
ANEXO III: Diseño del PCB 103

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Sistema mecánico y su analogía eléctrica..... 10
Figura 2 Circuito eléctrico equivalente del motor DC..... 12
Figura 3 Relación de entrada salida del motor DC..... 17
Figura 4 Función de transferencia G(s)=Ω(s)/Ea(s) del motor DC en lazo cerrado 18
Figura 5 Función de transferencia G(s)=θ(s)/Ea(s) del motor DC en lazo cerrado19
Figura 6 Diagrama de bloques en lazo cerrado del motor DC con entrada de perturbación 19
Figura 7 Diagrama de bloques del control de motor DC, caracterizado por la ecuación (2.9), con controlador de acción proporcional 20
Figura 8 Diagrama de bloques reducido. (a) Con realimentación. (b) Trayectoria directa..... 21
Figura 9 (a) Curvas de e(t) y U(t) mostrando la señal de control no nula cuando el error actuante es nulo (control integral); (b) Curvas de e(t) y U(t) que muestran la señal de control nula cuando la señal de error actuante es nula (control proporcional). 22
Figura 10 Esquema del sistema de control de velocidad de motor DC. 23
Figura 11 Diagrama de bloques del sistema. 24
Figura 12 (a) Control proporcional de un sistema con carga inercial; (b) Respuesta a una entrada escalón unitario. 26
Figura 13 Raíces conjugadas complejas en el plano s. 26
Figura 14 (a) Control proporcional-derivativo de un sistema con carga inercial; (b) Respuesta a una entrada escalón unitario. 28
Figura 15 Controlador PID de una planta..... 31
Figura 16 Sistema de lazo cerrado con control proporcional..... 32
Figura 17 Respuesta al sistema mostrando la oscilación sostenida de periodo Pcr. 32
Figura 18 Vista superior sensor Infrarrojo FC-03 34
Figura 19 Controlador basado en la tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador, 10 bits de resolución y 9 KM/s. 36
Figura 20 Identificación de pines de la tarjeta electrónica, 10 bits de resolución y 16 MHz..... 37

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Figura 21 Partes de un pequeño motor de corriente directa (C.D.) desarmado... 38
Figura 22 Detalle constructivo del motor DC. 39
Figura 23 Diagrama del control de velocidad de motor DC 43
Figura 24 Ubicación del sensor en la parte baja del prototipo el cual lee los pulsos del disco perforado. 45
Figura 25 Sensor Encoder Infrarrojo FC-03. (a) vista general, (b) Comparación del tamaño con una moneda de un nuevo sol. 46
Figura 26 Motor de corriente continua marca Epson modelo EM-19 N39 E111... 47
Figura 27 Vista frontal del disco perforado necesario para la medición de las RPM del motor DC. 48
Figura 28 Imagen del Microcontrolador ATMega 328utilizado en la presente Tesis. 49
Figura 29 Vista angular que muestra los elementos del prototipo. 50
Figura 30 Vista superior del prototipo. 50
Figura 31 Diagrama circuital del prototipo de control de velocidad de motor DC . 51
Figura 32 Diagrama de bloques del lazo cerrado del sistema de control de velocidad de motor DC. 52
Figura 33 Diagrama esquemático del sistema de control de velocidad angular en estudio. 53
Figura 34 Diagrama de bloques del sistema de control de velocidad angular en estudio. 53
Figura 35 Características constructivas del motor DC de armadura EM 19 en el sistema internacional de unidades. 54
Figura 36 Diagrama de bloques del modelo experimental. 56
Figura 37 Medida de tensión 4.96 V en la resistencia de base del transistor 2N2222 57
Figura 38 Medida de tensión 12.0 V en el colector del transistor 2N2222. 57
Figura 39 Diagrama de bloques general para el modelado del motor DC. 58
Figura 40 Diagrama de bloques simplificado para el modelado del motor DC. 58
Figura 41 Diagrama de bloques del sistema en Simulink. 59
Figura 42 Respuesta del sistema a una entrada escalón unitario μ(t). 59
Figura 43 Controlador solo proporcional de ganancia Kp=1. 60
Figura 44 Identificación de los elementos del Prototipo de control de velocidad angular de motor N39E111 Epson. 60

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Figura 45 Identificación de los elementos del Prototipo de control de velocidad angular de motor N39E111 Epson. 61
Figura 46 Elementos y actuadores del sistema de control de velocidad de motor DC. 62
Figura 47 Visualización del Set-Point y de la velocidad angular del motor DC en la pantalla LCD..... 63
Figura 48 Circuito de conmutación proveniente del microcontrolador al motor DC. 64
Figura 49 Señal PWM en la base del transistor (VBB) de 4,96 VDC de amplitud. (Captura tomada de Osciloscopio digital Rigol DS 1052E) 65
Figura 50 Señal PWM a la salida del transistor (VCE) de 12 VDC de amplitud. (Captura tomada de Osciloscopio digital Rigol DS 1052E) 66
Figura 51 Diagrama esquemático general del sistema de control de velocidad angular de motor DC mediante acción de control PWM. 68
Figura 52 Diagrama de bloques del sistema de control de velocidad angular en estudio (Figura 34 – sección anterior) 69
Figura 53 Diagrama de bloques general del sistema dinámico considerando los parámetros del motor DC. 70
Figura 54 Secuencia del ajuste del controlador PID del sistema dinámico de control de velocidad de motor DC. 71
Figura 55 Respuesta del sistema a una entrada escalón unitario μ(t). 73
Figura 56 Respuesta del sistema a una entrada PWM de amplitud unitaria y periodo de 2s..... 73
Figura 57 Respuesta del sistema a una entrada PWM de amplitud unitaria y periodo de 3s..... 74
Figura 58 Respuesta del sistema a una entrada PWM de amplitud unitaria con periodo de 4s..... 74
Figura 59 Diagrama de flujo del algoritmo del programa de control PID. 76
Figura 60 Respuesta temporal del sistema a diferentes valores de Set-Point. 82
Figura 61 Diversos cambios abruptos del Set-Point no desestabiliza la planta, por más que estos sean rápidos, lo cual se esperaba del diseño realizado. a) Cambios Ligeros del Set-Point b) Cambios bruscos del Set Point. 83
Figura 62 Parámetros iniciales PID pre-sintonizado..... 84

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Figura 63 Respuesta del sistema dinámico mostrando la oscilación sostenida con un periodo crítico Pcr = 0.3846 s aproximadamente (se ha ampliado la escala del segmento entre las líneas punteadas de rojo para mejor visualización) 85
Figura 64 Constantes experimentales del sistema mediante la sintonización de Ziegler-Nichols 86
Figura 65 Respuesta temporal del sistema a diferentes consignas: 800, 900, 1000, 1200 y 1400 rpm. 87
Figura 66 A diferentes consignas del sistema, la salida de la planta sigue a la entrada. 88
Figura 67 Efectos de la perturbación a diferentes valores de frenado en el disco. 89

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 Analogía Fuerza-Voltaje 11

Tabla 2 Valores Propuestos por Ziegler - Nichols 33

Tabla 3 Constantes Electricas del Motor DC 69

Tabla 4 Paramatros PID Sintonizados por Matlab 72

Tabla 5 Datos Numericos de Set-Point y Respuesta del Sistema 88

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CAPITULO I

1. Planteamiento de la Investigación

1.1. Antecedentes del Problema

Alrededor del siglo XVIII, los controladores en la industria utilizaban retroalimentación mecánica para controlar los procesos. Por lo general, conciliaban solo dos acciones del conjunto Proporcional, Integral y Derivado, pero nunca las tres. En ese momento, controlaban la velocidad de conducción de las máquinas de vapor para proporcionar una mayor estabilidad en el funcionamiento de las máquinas industriales.

En 1911, el empresario e inventor Elmer Sperry creó el control PID (Proporcional - Integral - Derivado), que une las tres acciones. Sperry desarrolló este control para la Armada de los Estados Unidos con la finalidad de automatizar la dirección de los barcos para reproducir el comportamiento de un timonel, capaz de compensar las variaciones persistentes y predecir futuras variaciones en alta mar. Unos años después de su creación, el ingeniero Nicolas Minorsky publicó el primer análisis teórico de este control, describiendo el comportamiento en una ecuación matemática que hasta hoy sirve como base de cálculo [1].

El controlador PID (proporcional-integral-derivativo) desde sus inicios, iniciando con electrónica analógica y evolucionando con la electrónica discreta, se usa ampliamente en la industria. Así mismo los motores continuos y alternos lo vemos en casi todo proceso doméstico, agrónomo, medico, académico, industrial, etc. Por su implementación y modo de realizar el ajuste de la variable deseada a la salida del lazo de control, es favorito, al momento de implantar sistemas de control. Hoy en día, se ofrece llave en mano soluciones industriales, soluciones empresariales, educativas y académicas.

Los textos en el área de Control y Automatización no abordan el tema de manera integral para los estudiantes; pero nos proporcionan las bases matemáticas necesarias para lograr nuestros objetivos. La tesis titulada: Modelamiento matemático de un motor de corriente continua con excitación independiente para implementar control de velocidad por tensión de inducido [2], por Apolinario Tapay

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Cuadros, que aborda el tema desde el punto de vista matemático, determina el modelamiento y realiza la simulación en Matlab para establecer el control de velocidad variando la tensión de entrada de un motor de corriente directa Graschopp &Co.4060 Viersen 1 de excitación separada. Similarmente, otro trabajo relacionado es el paper de Manuel Álvarez Alvarado: Modelo matemático de un motor de corriente continua separadamente excitado: Control de velocidad de corriente de armadura [3], donde enfoca el problema del modelo matemático usando ecuaciones diferenciales y a su vez también desarrollo el análisis respectivo en términos de las variables físicas que se tiene en el motor, como en la carga mecánica acoplada al mismo. Del mismo modo realiza la respuesta de control de la velocidad mediante SIMULINK de MATLAB.

Se debe notar que ambos trabajos, enfocan de manera distinta el modelado del motor de corriente continua, obteniendo resultados similares en la respuesta, y ambos trabajos controlan la velocidad del motor variando la tensión continua. Para el caso propuesto, la señal de control es PWM (modulación por ancho de pulso) la cual permitirá controlar la velocidad angular del mismo, junto al algoritmo de control PID implantado al controlador, previamente sintonizado, y esta a su vez controla la velocidad del motor en un prototipo realista. Ambos trabajos, entre otros, y la bibliografía teórica existente permitirán alcanzar el objetivo del presente proyecto de tesis titulado: “Modelamiento y control de velocidad de Motor DC mediante algoritmo PID basado en reglas de Ziegler – Nichols”

1.2. Descripción del Problema

El controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo) desde sus inicios, iniciando con electrónica analógica y evolucionando con la electrónica discreta, se usa ampliamente en la industria. Por su implementación y modo de realizar el ajuste de la variable deseada a la salida del lazo de control, es favorito, al momento de implantar sistemas de control. Hoy en día, se ofrece llave en mano soluciones industriales, soluciones empresariales, educativas y académicas

En este sentido, el controlador convencional PID, presenta un seguimiento continuo de la variable de salida la cual se compara con la entrada. Además, que su

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

realimentación introduce inestabilidad al sistema. Un controlador PID de velocidad angular que evita la inestabilidad y mejora la respuesta de control de la variable de salida respecto de la entrada en un motor DC, es el estado de arte inicial. Por lo tanto, por la situación deseada, lo que se pretende alcanzar en la presente tesis de investigación es obtener el modelo del control de la velocidad angular de un motor DC, mediante reglas de sintonización de Ziegler y Nichols; caracterizar el modelo, diseñar el control, simular, sintonizar y verificar el correcto funcionamiento del microcontrolador ATMega328 (hardware con el algoritmo de control final).

1.3. Justificación e Importancia del Problema

Trabajos relacionados con prototipos de estudio relacionados a la presente Tesis, están enmarcados a prototipos experimentales o de laboratorio. Se pretende entonces, elaborar el prototipo y validar el control del motor de corriente continua con la técnica de control PID desarrollado por John G. Ziegler y Nathaniel B. Nichols (Ziegler – Nichols).

Su importancia radica en el modelado de la planta y del sistema de control en tiempo continuo de un prototipo de control de velocidad de motor DC. Por otro lado, la validación del sistema dinámico mediante la simulación y la sintonización en Simulink de Matlab; y los conocimientos de la teoría de control y de electrónica para desarrollar el sistema de control que tenga autonomía en condiciones ya sea el caso, favorables o desfavorables. Sin embargo, la finalidad de la tesis es probar la sintonización del controlador PID en un modelo de planta de motor DC diseñando previamente un prototipo de prueba y su respectiva validación.

1.4. Objetivos de la Investigación

1.4.1 Objetivo General

Desarrollar un modelo matemático de controlador PID de velocidad angular para motor de corriente continua basado en reglas de sintonización de Ziegler – Nichols.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

1.4.2 Objetivo especifico

a. Identificar y resumir planteamientos teóricos relacionados con el modelo de control PID.
b. Modelar un controlador PID analógico de velocidad angular mediante reglas de Ziegler-Nichols
c. Simular en Matlab el modelo PID analógico de velocidad angular.
d. Elaborar un prototipo de control de motor DC de imán permanente en lazo realimentado para validar el control.
e. Implementar el algoritmo de control PID en el microcontrolador ATMega 328.
f. Elaborar un manual y guía de funcionamiento del prototipo.

1.5. Variables Involucradas

Las variables comprometidas la podemos identificar como:
Variables dependientes:

- Velocidad angular – Variable controlada Señal de control - Variable de control
- Parámetros de rendimiento: *Kp, Ti* y *Td*.

Variables independientes:

- Set-Point o punto de ajuste (SP)
- Perturbación externa (N)

1.6. Metodología de la Investigación

Enmarcada en una Tesis de propósito aplicada científica y de acuerdo al objetivo de estudio del tipo experimental, así mismo el acceso a las fuentes de datos es documental y de campo.

Al ser del tipo aplicada-experimental, se siguen las cinco fases para lograr los objetivos:

- Modelamiento,

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

- Diseño,
- Simulación,
- Implementación,
- Sintonización y Verificación.

1.7. Alcances de la Investigación

Los alcances que pretende abarcar la presente Tesis podemos describirlas como:

- Están centradas en el comportamiento de la velocidad de un motor DC de imán permanente, respecto a una entrada de referencia Set-Point.
- Comprenden un estudio explorativo vinculado el diseño del algoritmo de control PID para alcanzar a controlar la velocidad angular de un motor DC de imán permanente.
- Enmarcado en un estudio descriptivo, ya que se establecerá el modelo matemático del motor de corriente continua de imán permanente para implementar el control de velocidad por voltaje de inducido, posteriormente se identificará los parámetros del modelo en un motor real, para finalmente realizar escenarios de simulación con los mismos para el propósito de implementar un control de velocidad del motor de corriente continua de imán permanente controlado por voltaje de inducido.

1.8. Antecedentes de la Investigación

1.8.1 Antecedentes nacionales

En la tesis de Pregrado “Modelamiento matemático de un motor de corriente continua con excitación independiente para implementar control de velocidad por tensión de inducido” indica que es posible controlar la velocidad de un motor de corriente continua con excitación independiente variando el voltaje de inducido a través de un control basado en un modelo del motor de corriente continua con excitación independiente [2].

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Así mismo, la tesis “Control de la velocidad en tiempo real de un motor DC controlado por lógica difusa tipo PD+I usando LABVIEW” llego a la conclusión que, para el diseño del sistema de control mediante la técnica Difuso PD+I, es requerido del modelo para identificar los parámetros del motor DC, siendo estos resultados óptimos para el diseño del control [4].

1.8.2 Antecedentes internacionales

En la tesis de Pregrado “Control PID para el control de velocidad de un motor DC” presenta un control PID implementado mediante amplificadores operacionales (OPAM’s) e indica la importancia de encontrar la dinámica de un sistema representándolo mediante su función de transferencia, pues ésta da a conocer el comportamiento del mismo, y la relación entre la salida y la entrada considerando que con la dinámica correcta se realizan los cálculos necesarios para hallar las constantes PID (Proporcional Integral y Derivativo) para un control adecuado [5].

Asimismo, en el paper “Modelo matemático de un motor de corriente continua separadamente excitado: Control de velocidad por corriente de armadura” concluye que el análisis de los motores de corriente continua separadamente excitados, mediante el uso de un modelo matemático resulta de suma utilidad para poder anticipar los diferentes comportamientos de la máquina, ahorrando tiempo y evitando eventos indeseados [3].

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CAPITULO II

2. Fundamentos de Control PID Analógico

2.1 Introducción

Realizar el modelamiento y el control de velocidad de un motor de corriente continua (DC) mediante algoritmo PID basado en las reglas de sintonización de Ziegler – Nichols requiere un modelamiento matemático donde poder simular el funcionamiento con anterioridad antes de implantar un prototipo de control de velocidad de motor DC.

Dicho prototipo permitirá realizarán las pruebas de desempeño sometido a perturbación externa, pero, sobre todo, de eliminar el riesgo que existe de averiar los componentes como consecuencia de los errores en el diseño del controlador.

2.2 Revisión de Modelos

El modelamiento de los sistemas dinámicos brinda información relevante de las características dinámicas del sistema suponiendo el principio de causalidad, esto quiere decir que la salida actual del sistema, en tiempo t=0, dependen de las entradas pasadas, en tiempo t<0.
En general el objetivo del modelamiento es:

- Comprender mejor el procedimiento de formación de estabilidad del sistema de control.
- Servir de banco de ensayos para la optimización de controladores.

Así las fases en la creación del modelo son:

a. Experimentación. Se ha de realizar ensayos de dos tipos: en régimen estabilizado, con control de velocidad con perturbación, y transitorio, sin perturbación.
b. Selección y definición del prototipo del modelo.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

c. Ajuste de parámetros. Utilizando los resultados de los experimentos y reglas de sintonización de controladores.

d. Validación del modelo. Mediante unos controles realizados en el prototipo realista, comparando las variables obtenidas experimentalmente y las resultantes de simular el modelo con las mismas entradas.

El texto de Ingeniería de control Moderno del autor Katsuiko Ogata introduce al modelamiento como: “La dinámica de muchos sistemas, ya sean mecánicos, eléctricos, térmicos, económicos, biológicos, etc., se describe en términos de ecuaciones diferenciales. Dichas ecuaciones diferenciales se obtienen a partir de leyes físicas que gobiernan un sistema determinado, como las leyes de Newton para sistemas mecánicos y las leyes de Kirchhoff para sistemas eléctricos. Debemos siempre recordar que obtener un modelo matemático razonable es la parte más importante de todo el análisis” [6].

2.2.1 Descripción al análisis dimensional y la teoría de modelos físicos en Ingeniería

El estudio de los modelos constituye una herramienta valiosa para las ciencias la ingeniería desde los mismos inicios de su desarrollo. Cuando los primeros estudios de la naturaleza buscaban explicaciones para los fenómenos que observaban, tratando de encontrar las variables que intervienen en esos fenómenos y las relaciones entre ellas, lo que realmente estaban haciendo era buscar modelos que los representen. Así, por ejemplo, cuando Newton formuló el enunciado de la ley de gravitación universal, que dice: “toda partícula de materia del universo atrae a cualquier otra partícula con una fuerza directamente proporcional al producto de las masas de ambas partículas e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia que las separa”, construyó un modelo general o fenomenología de la gravitación. Luego, traduciendo este enunciado matemático escribió:

$$F \alpha \frac{m * m'}{r^2}$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Donde *m* y *m'* son las masas de las partículas, *r* la distancia entre ellas y *F* el módulo de la fuerza de atracción.

Con esto Newton obtuvo una descripción matemática del fenómeno de gravitación. Finalmente, al calcular la constante de proporcionalidad $\gamma = 6{,}670 \times 10\text{-}11\ N*m^2/kg^2$, obtuvo un modelo matemático para dicho fenómeno:

$$F = \gamma . \frac{m * m'}{r^2}$$

Esto da entender que los modelos matemáticos pueden adoptar muchas formas distintas. Dependiendo del sistema del que se trate y de las circunstancias específicas, un modelo matemático puede ser más conveniente que otros.

Cuando se estudian fenómenos o procesos en los cuales intervienen muchas variables relacionadas entre sí, de modo tal que no es viable hallar una formulación matemática adecuada que los represente, es posible recurrir a la experimentación con modelos físicos. Mediante ellos se reproducen, en una escala apropiada, los fenómenos o procesos que se requiere estudiar, de modo que los resultados obtenidos por medio de la experimentación con los modelos proporcionen información acerca de los fenómenos o procesos reales en estudio.

Otras veces resulta más apropiado utilizar los denominados *modelos análogos*, mediante los cuales un determinado fenómeno o proceso, para su estudio, se sustituye por otro de distinta naturaleza, pero que se comporta de manera análoga al fenómeno o proceso real. En otras palabras, se dice que dos fenómenos son análogos si las ecuaciones que los representan responden a la misma forma matemática, aunque difieran en el significado de las variables y parámetros.

A modo de ejemplo ilustrativo, considérese el circuito eléctrico y el sistema masa-resorte-amortiguados representados en la Figura 1.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

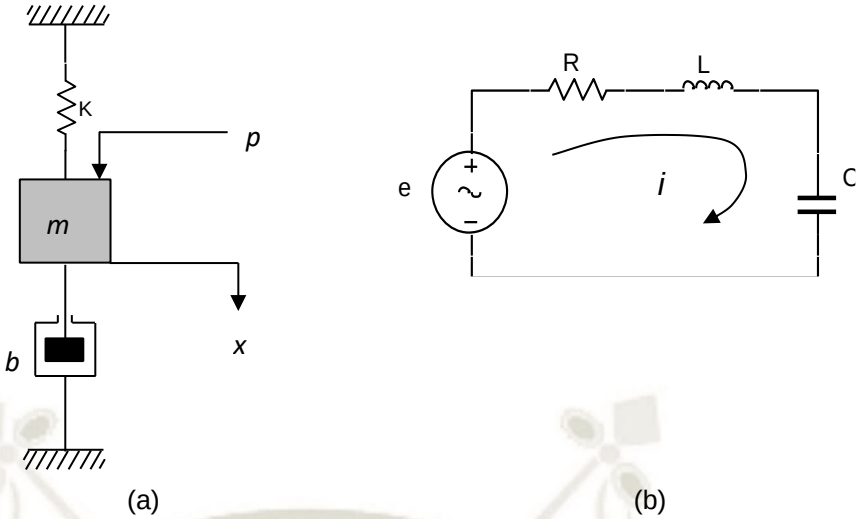


Figura 1. Sistema mecánico y su analogía eléctrica

Fuente: K. OGATA (2010)

Aplicando la ley de Kirchhoff de los voltajes al circuito eléctrico, la ecuación integro diferencial que rige su comportamiento puede escribirse como:

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int idt = e$$

Donde *L* es la inductancia, *R* la resistencia, *C* la capacitancia, *e* el voltaje aplicado e *i* la intensidad de corriente.

Recordando que la integral entre *0* y *t* de la intensidad de corriente *i* es igual a la carga eléctrica transportada en ese intervalo, se deducen las siguientes relaciones:

$$\mathrm{L}\frac{\mathrm{d}^2x}{dt^2} R\frac{\mathrm{dq}}{\mathrm{dt}} + \frac{1}{C}q = e$$

La ecuación que rige el sistema mecánico es

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + R\frac{dx}{dt} + kx = p$$

Por comparación, se ve que las ecuaciones diferenciales para ambos sistemas son idénticas. Entonces estos dos sistemas son análogos. Los términos que ocupan

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

posiciones correspondientes en las ecuaciones diferenciales, se denominan magnitudes análogas. Aquí la analogía indicada es *fuerza-voltaje*.

TABLA 1

ANALOGÍA FUERZA-VOLTAJE

Sistemas Mecánicos	Sistemas Eléctricos
Fuerza *p* (par *T*)	Voltaje *e*
Masa *m* (momento de inercia *J*)	Inductancia *L*
Coeficiente de fricción viscosa *b*	Resistencia *R*
Constante del resorte *k*	Reciproco de capacitancia *1/C*
Desplazamiento *x* (desplazamiento angular *θ*)	Carga *q*
Velocidad *x* (velocidad angular *θ*)	Corriente *i*

Podemos afirmar que los modelos dependen del plano situacional donde se apliquen. Tomemos el caso del control óptimo, donde es más beneficioso usar representaciones en el espacio de estados. En cambio, para los análisis de la respuesta transitoria o de la respuesta en frecuencia de sistemas lineales con una entrada y una salida invariantes en el tiempo (SLIT), la representación mediante la función de transferencia en el domino de Laplace es más conveniente [6].

En nuestro modelamiento del control de velocidad del motor DC relacionaremos la analogía resistencia, capacitancia e inductancia para referirnos al motor eléctrico.

2.3 Modelamiento matemático del motor DC

La primera etapa del diseño de un proceso es el modelado, que identifica una representación matemática de la planta. Plantearemos un modelo que describa la velocidad del motor DC dada una tensión de entrada.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

2.3.1 Modelo de primer orden

Iniciaremos el modelado del sistema del motor DC mediante la función de transferencia. La función de transferencia proporciona una descripción matemática o un modelo de cómo se relacionan las entradas y salidas de un sistema. En este caso, el sistema es un motor; y el modelo del sistema se deriva del modelo físico (usando la física).

- La entrada del motor es el voltaje (V_a),
- La salida del motor es la velocidad angular $\omega(t)$, (rad/seg)

El modelo característico del motor de corriente continua (DC) controlado por armadura es equivalente al circuito de la Figura 2, donde $v_a(t)$ e $i_a(t)$ representan la tensión de entrada y la corriente en el circuito de armadura, $\omega(t)$ es la velocidad de giro, J y f son el momento de inercia de carga y la fricción, respectivamente.

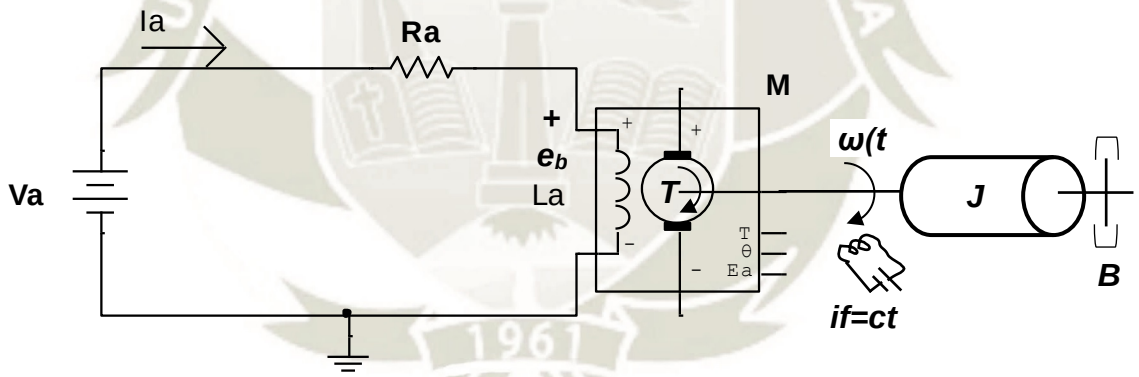


Figura 2 Circuito eléctrico equivalente del motor DC

Fuente: K. OGATA (2010)

Donde:

V_a: Voltaje de alimentación de armadura del motor

R_a: Resistencia de armadura

L_a: Inductancia de armadura

I_a: Corriente de armadura

e_b: Voltaje de inducido

J: Momento de inercia de la carga

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

B: Coeficiente de fricción viscosa de la carga

ω(t): Velocidad angular

i_f : Corriente de campo

Cuando el inducido está girando a cierta velocidad, se induce en el inducido un voltaje proporcional al producto del flujo y la velocidad angular. Asumiendo un flujo constante, el voltaje inducido e_b es directamente proporcional a la velocidad angular $\omega(t)=d\theta/dt$, es decir:

$$e_b = K_1 \frac{d\theta}{dt} \tag{2.1}$$

Donde:

e_b: Fuerza contraelectromotriz,

K_1: Constante de fuerza contraelectromotriz del motor, y

θ: Desplazamiento angular del eje del motor.

Para una corriente de campo constante (i_a), el par *T* desarrollado por el motor es:

$$T = K_2 i_a \tag{2.2}$$

Donde:

K_2: constante del par del motor, y

i_a: corriente del inducido del motor.

La velocidad del motor DC controlado por armadura está determinada por la tensión de la armadura e_a, es decir la tensión de entrada del motor. Aplicando la ley de tensiones de Kirchhoff para el circuito de la armadura, tenemos:

$$V_L + V_R + e_b = e_a$$

En términos de ecuación diferencial, para el circuito del inducido, es dada por:

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_b = e_a$$

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_1 \frac{d\theta}{dt} = e_a \tag{2.3}$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Por otro lado, se debe considerar la ecuación para el equilibrio del par es:

$$J_o \frac{d^2\theta}{dt^2} + b_o \frac{d\theta}{dt} = T = K_2 i_a \qquad (2.4)$$

Donde:

J_o: es el momento de inercia de la combinación del motor (carga y tren de engranaje referido al eje del motor),

b_o: es el coeficiente de fricción viscosa de la combinación del motor.

Aplicando la transformada de Laplace en las ecuaciones (2.3) y (2.4) con condiciones iniciales igual a cero (C.I.=0)

$$\mathcal{L}\left[L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_1 \frac{d\theta}{dt}\right] = \mathcal{L}[e_a]$$

$$\mathcal{L}\left[J_o \frac{d^2\theta}{dt^2} + b_o \frac{d\theta}{dt}\right] = \mathcal{L}[K_2 i_a]$$

Realizando el sistema de ecuaciones:

$$\begin{Bmatrix} (L_a s + R_a) I_a(s) + K_1 s\theta(s) = E_a(s) \\ J_o s^2\theta(s) + b_o s\theta(s) = K_2 I_a(s) \end{Bmatrix}$$

$$\begin{Bmatrix} (L_a s + R_a) I_a(s) + K_1 s\theta(s) = E_a(s) \\ (J_o s^2 + b_o s)\theta(s) = K_2 I_a(s) \end{Bmatrix}$$

Eliminando I_a del sistema de ecuaciones, obtenemos:

$$\begin{matrix} K_2 \\ (L_a s + R_a) \end{matrix} \begin{Bmatrix} (L_a s + R_a) I_a(s) + K_1 s\theta(s) = E_a(s) \\ s(J_o s + b_o)\theta(s) - K_2 I_a(s) = 0 \end{Bmatrix}$$

$$\begin{Bmatrix} K_2(L_a s + R_a) I_a(s) + K_1 K_2 s\theta(s) = K_2 E_a(s) \\ s(L_a s + R_a)(J_o s + b_o)\theta(s) - K_2(L_a s + R_a) I_a(s) = 0 \end{Bmatrix}$$

Desarrollando el sistema de ecuaciones, tenemos:

$$\begin{Bmatrix} K_1 K_2 s\theta(s) = K_2 E_a(s) \\ s(L_a s + R_a)(J_o s + b_o)\theta(s) = 0 \end{Bmatrix}$$

$$s(L_a s + R_a)(J_o s + b_o)\theta(s) + K_1 K_2 s\theta(s) = K_2 E_a(s)$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$$[s(L_a s + R_a)(J_o s + b_o) + K_1 K_2 s]\theta(s) = K_2 E_a(s)$$

Finalmente obtenemos:

$$\frac{\theta(s)}{E_a(s)} = \frac{K_2}{s(L_a s + R_a)(J_o s + b_o) + K_1 K_2 s} \tag{2.5}$$

La función de trasferencia (2.5) representa el desplazamiento angular, *θ(s)*, respecto de la tensión de entrada $E_a(s)$.

De la ecuación (2.1), la velocidad angular *ω(t)* es dado por:

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt}$$

Aplicando la transformada de Laplace con C.I.=0:

$$W(s) = s\theta(s) \tag{2.6}$$

Dividiendo entre $E_a(s)$:

$$\frac{W(s)}{E_a(s)} = \frac{s\theta(s)}{E_a(s)}$$

De (2.5) tenemos:

$$\frac{W(s)}{E_a(s)} = \frac{K_2}{(L_a s + R_a)(J_o s + b_o) + K_1 K_2} \tag{2.7}$$

Dividiendo numerador y denominador entre R_a:

$$\frac{W(s)}{E_a(s)} = \frac{\frac{K_2}{R_a}}{\left(\frac{L_a s}{R_a} + 1\right)(J_o s + b_o) + \frac{K_1 K_2}{R_a}}$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Considerando que en la mayoría de motores DC, la constante de tiempo de armadura es despreciable, $\tau_e = L_a/R_a \approx 0$, se tiene que el modelo matemático aproximado de un motor de corriente continua con campo fijo es:

$$\frac{W(s)}{E_a(s)} = \frac{\frac{K_2}{R_a}}{(J_o s + b_o) + \frac{K_1 K_2}{R_a}}$$

$$\frac{W(s)}{E_a(s)} = \frac{\frac{K_2}{R_a}}{J_o s + (b_o + \frac{K_1 K_2}{R_a})} \qquad (2.8)$$

Si se introduce nuevos parámetros definidos por:

$J=J_o$, momento de inercia referido a la salida del eje

$B = b_o + \frac{K_1 K_2}{R_a}$, coeficiente de fricción viscosa referido a la salida del eje

$K = \frac{K_2}{R_a}$,

La función de transferencia *G(s)* dada por la Ecuación (2.8) se simplifica de la forma:

$$\frac{W(s)}{E_a(s)} = \frac{K}{Js + B} \qquad (2.9)$$

Si consideramos:

$K_m = \frac{K}{B}$, $T_m = \frac{J}{B}$ y $V_m(s)=E_a(s)$

Entonces la función de transferencia se simplifica de la forma:

$$\frac{W(s)}{V_m(s)} = \frac{K_m}{T_m s + 1} \qquad (2.10)$$

Donde:

K_m = constante del motor (V/(rad/s)

R_m =Resistencia de armadura del motor (Ohms)

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

J_{eq} = Momento de inercia de armadura equivalente (kg*m^2) (Asumiendo que $J_{eq}=J_m$

La función de trasferencia (2.10) representa la velocidad angular, *W(s)*, respecto de la tensión de entrada del motor $V_m(s)$.

Tal como se muestra en la Figura 3, se ve representada la causa, $V_m(t)$, la tensión de entrada y el efecto, $\omega_m(t)$, la velocidad angular en el eje del motor DC.

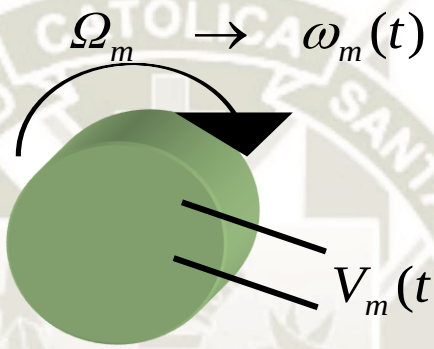


Figura 3 Relación de entrada salida del motor DC

Fuente: Elaboración Propia

Para que el motor cumpla su función de trabajo, normalmente se le coloca una carga mecánica en el eje del rotor y de esto dependerán las características mecánicas las cuales son: *ω* la velocidad angular de giro a la cual trabaja el rotor, *J* el momento de inercia equivalente del eje rotor con la carga que se desea colocar y *B* el coeficiente de rozamiento viscoso. Para el caso de un servomotor se debe incluir el desplazamiento angular *θ* y en el caso de un motor paso a paso el ángulo de paso *α* [3].

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_m(s)} = \frac{K_m}{J_{eq}R_m s + {K_m}^2} \qquad (2.11)$$

El modelo presentado en la ecuación (2.11) representa la característica de trabajo del motor y asume que la planta es lineal. Sin embargo, en general, esto no es

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

cierto para todos los valores de $v_m(t)$, por lo tanto, primero debe estudiarse el comportamiento estático del sistema y como consecuencia obtener el rango de $v_a(t)$ para el que el sistema responda dentro de un rango de respuesta lineal.

2.3.2 Diagrama de bloques del sistema de Motor DC en lazo cerrado

La función de transferencia G(s) del sistema proporciona una descripción matemática o modelo de cómo se relacionan la entrada y salida del sistema. En este caso, el modelo del sistema se deriva del modelo físico de un motor DC. Entonces de la ecuación (2.7) el diagrama de bloques deriva a:

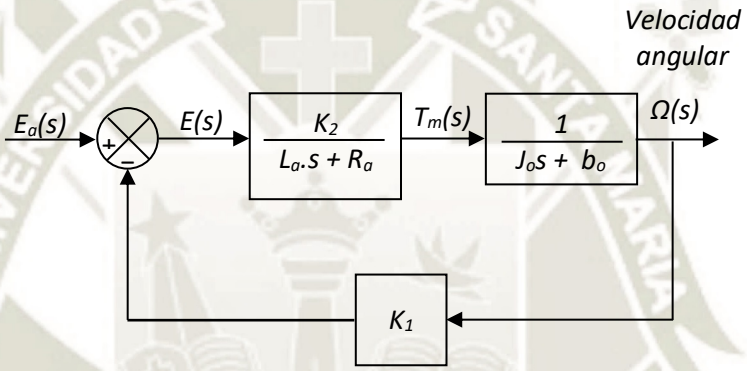


Figura 4 Función de transferencia G(s)=Ω(s)/Ea(s) del motor DC en lazo cerrado
***Fuente*: K. OGATA (2010)**

De la ecuación (2.6):

$$\theta(s) = \frac{W(s)}{s} = \frac{\Omega(s)}{s}$$

Luego la función de transferencia del sistema cambia a:

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

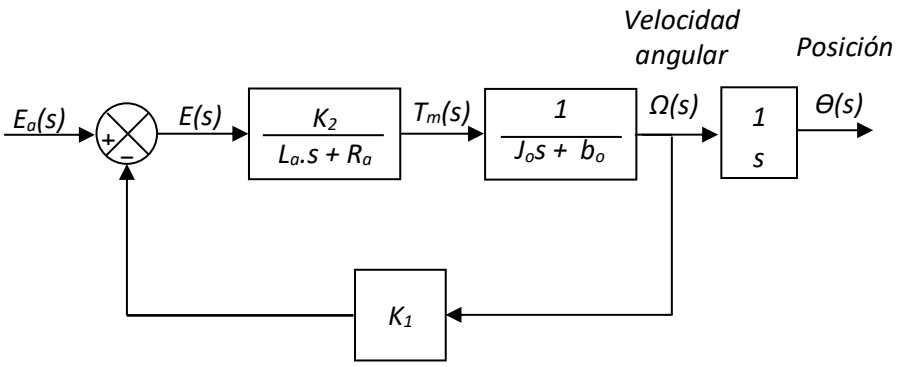


Figura 5 Función de transferencia G(s)=θ(s)/Ea(s) del motor DC en lazo cerrado

Fuente: **K. OGATA (2010)**

Por lo tanto, para el caso:

- El sistema es un motor DC.
- La entrada del motor es el voltaje.
- La salida del motor es la velocidad angular (rad/s).
- La salida del sistema es la posición angular (grados).

Aplicando una perturbación $T_d(s)$ externa:

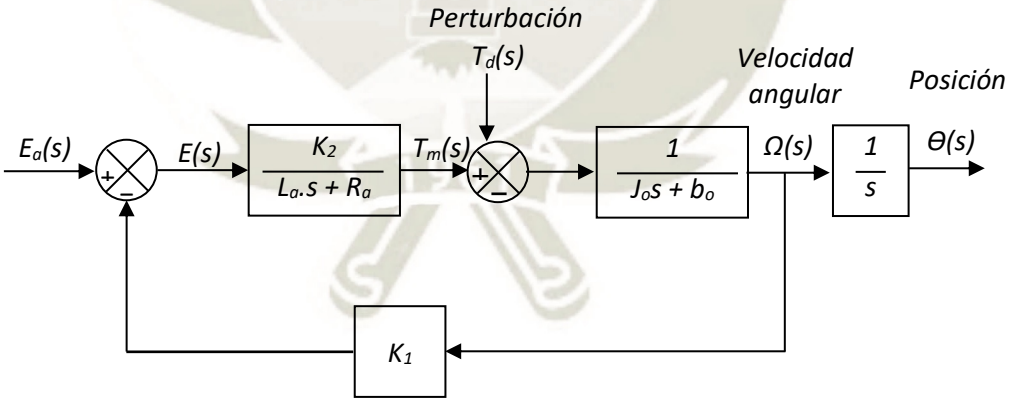


Figura 6 Diagrama de bloques en lazo cerrado del motor DC con entrada de perturbación

Fuente: **K. OGATA (2010)**

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

2.4 Controlador Proporcional del Sistema de Velocidad de Motor DC

Considerando el sistema de velocidad del motor DC de la Figura 4, caracterizado por la función de transferencia $G(s)=\Omega(s)/T_m(s)$ con controlador de tipo proporcional. Se supone que todas las variables están medidas desde sus valores de reposo respectivos. Se supone también que las magnitudes son suficientemente pequeños para que se pueda aproximar al sistema con un modelo matemático lineal, es decir, una función de transferencia.

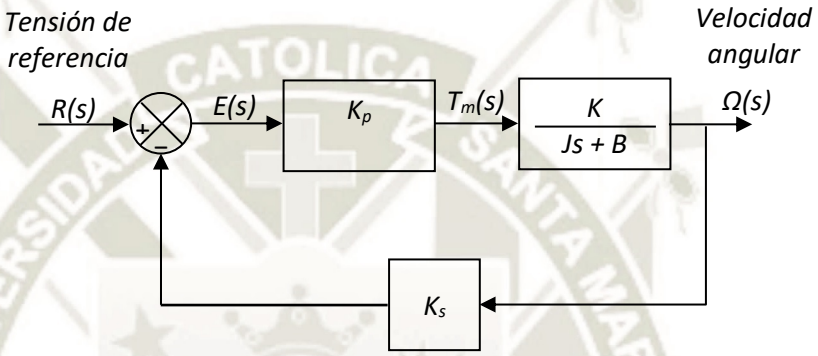


Figura 7 Diagrama de bloques del control de motor DC, caracterizado por la ecuación (2.9), con controlador de acción proporcional

Fuente: K. OGATA (2010)

Dónde:

K_p es la ganancia proporcional.

K_s es la constante de elemento sensor de velocidad.

K es la constante del elemento motor.

J es el momento de inercia.

b es el coeficiente de fricción viscosa.

Reduciendo el diagrama de bloques de la Figura 7, se obtiene:

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

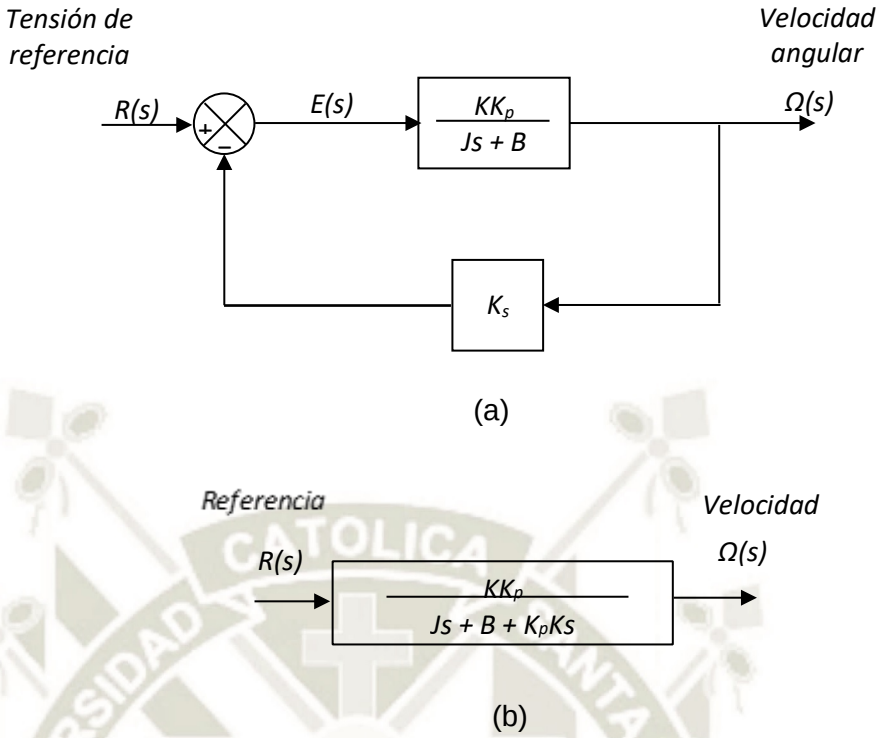


Figura 8 Diagrama de bloques reducido. (a) Con realimentación. (b) Trayectoria directa

Fuente*:* K. OGATA (2010)

En la Figura 8 se representa el diagrama de bloques del control de velocidad del motor DC. Un controlador de acción proporcional (P) debe controlar la velocidad *Ω(s)* a la salida, tomando como referencia el Set-point *R(s).*

2.5 Efectos de las Acciones de Control Integral y Derivativa en el Comportamiento del Sistema.

Los controladores PID en gran medida poseen beneficios, el controlador proporcional su acción es de amplificar la señal de error. Consideremos los efectos de las acciones de control integral y derivativa en el comportamiento del sistema de control.

2.5.1 Acción de control Integral (I)

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

En el control proporcional de una planta cuya función de transferencia no posee un integrador 1/s, hay un error de estado estacionario, o corrimiento, en la respuesta a la entrada escalón. Tal corrimiento se puede eliminar si se incluye la acción de control integral en el controlador [7].

En el control integral de una planta, la señal de salida del controlador en cualquier instante, es el área bajo la curva del error actuante hasta ese instante. La señal de control U(t) puede tener un valor no nulo cuando la señal de error actuante e(t) es cero, como se puede ver en la Figura 9 (a). Esto es imposible en el caso de un controlador proporcional, ya que una señal de control no nula requiere una señal de error actuante no nula. (Una señal actuante no nula en estado estacionario significa que hay un corrimiento). La Figura 9 (b) muestra una curva de e(t) en función de t y la correspondiente curva de U(t) en función de t cuando el controlador es del tipo proporcional [6].

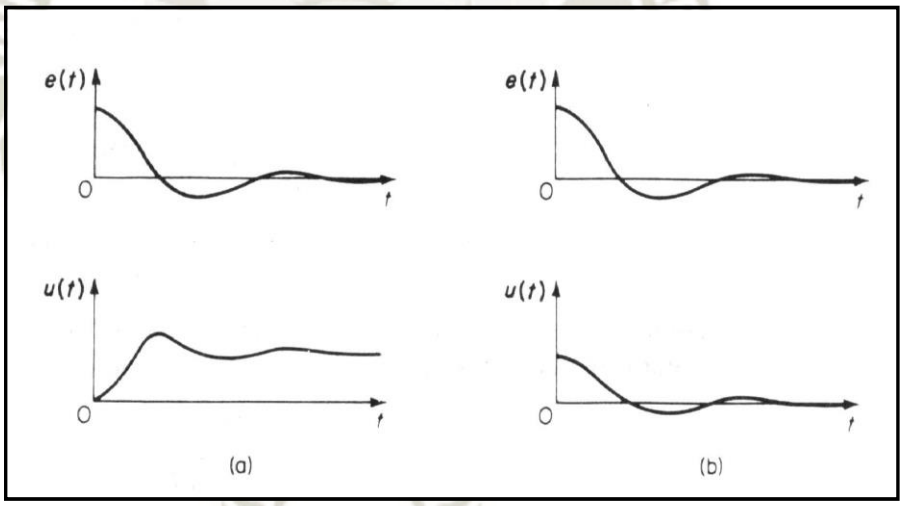


Figura 9 (a) Curvas de e(t) y U(t) mostrando la señal de control no nula cuando el error actuante es nulo (control integral); (b) Curvas de e(t) y U(t) que muestran la señal de control nula cuando la señal de error actuante es nula (control proporcional).

Fuente*:* K. OGATA (2010)

Nótese que la función de control integral, si bien remueve el corrimiento o error estacionario, puede llevar a una respuesta oscilatoria de amplitud lentamente decreciente o aun de magnitud creciente, ambas son indeseables generalmente.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

2.5.2 Control integral de sistemas de velocidad de motor DC

El control proporcional de un sistema de control de velocidad de motor resultaría en un error estacionario con una entrada escalón. Ahora se mostrará cómo se puede eliminar un error de este tipo si se incluye acción integral en el controlador.

La Figura 10 muestra un sistema de control de velocidad angular de motor DC. Supóngase que el controlador es un controlador integral. También supóngase que las variables x y ω, se miden desde sus respectivos valores de estado estacionario X y W son magnitudes pequeñas, de manera que el sistema se pueda considerar lineal.

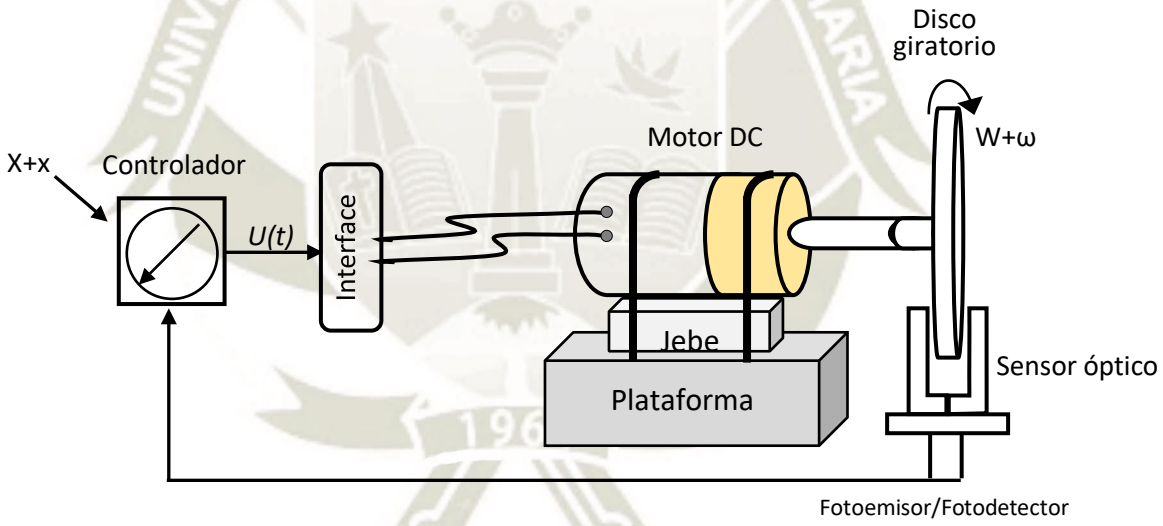


Figura 10 Esquema del sistema de control de velocidad de motor DC.

Fuente: Elaboración Propia

Bajo estas suposiciones, el diagrama de bloques del sistema se puede obtener como se ve en la Figura 11.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

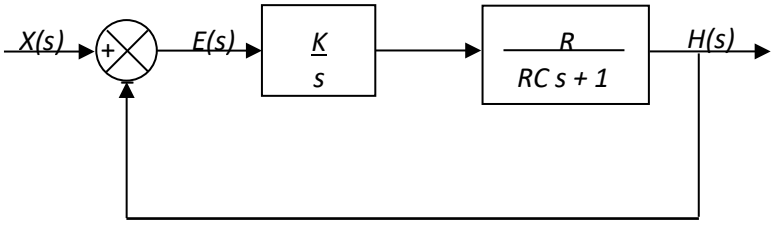


Figura 11 Diagrama de bloques del sistema.

Fuente: K. OGATA (2010)

De la Figura 11, la función de transferencia de lazo cerrado entre H(s) y X(s) es:

$$\frac{E(s)}{X(s)} = \frac{KR}{RC\,s^2 + s + KR}$$

Por tanto:

$$\frac{E(s)}{X(s)} = \frac{X(s) - H(s)}{X(s)} = 1 - \frac{H(s)}{X(s)}$$

$$\frac{E(s)}{X(s)} = \frac{RC\,s^2 + s}{RC\,s^2 + s + KR}$$

Como el sistema es estable, el error en estado estacionario para la respuesta escalón unitario se obtiene aplicando el teorema del valor final, como sigue:

$$e_{ss} = \lim_{s \to 0} sE(s)$$

$$X(s) = 1/s$$

$$e_{ss} = \lim_{s \to 0} \frac{s(RC\,s^2 + s)}{RC\,s^2 + s + KR} \cdot \frac{1}{s}$$

$$e_{ss} = 0$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Así, el control integral del sistema de velocidad de motor DC elimina el error en estado estacionario en respuesta al escalón de entrada. Esto mejora el comportamiento en estado estacionario con respecto a utilizar solamente una acción proporcional que produce corrimiento.

2.5.3 Acción de control derivativa (D)

Al añadir la acción de control derivativa al controlador proporcional, se brinda un medio de obtener un controlador con alta sensibilidad. Una ventaja de usar acción de control derivativa es que responde al ritmo de variación del error y puede producir una corrección significativa antes que la magnitud del error sea excesivamente grande. Así, el control derivativo anticipa el error actuante, inicia una acción correctiva temprana y tiende a incrementar la estabilidad del sistema [6].

Aun cuando el control derivativo no afecta directamente el error estacionario, añade amortiguamiento al sistema y permite así usar valores más elevados de ganancia K, lo que resulta en una mejora de la exactitud en estado estacionario [6].

Debido a que el control derivativo actúa sobre el ritmo de variación del error, y no sobre el error en sí, este modo nunca se utiliza solo; siempre en combinación con la acción de control proporcional o proporcional-integral [6].

2.5.4 Control proporcional de sistemas con carga inercial

Antes de estudiar el efecto de la acción de control derivativa en el comportamiento del sistema, se considera el control proporcional de una carga inercial.

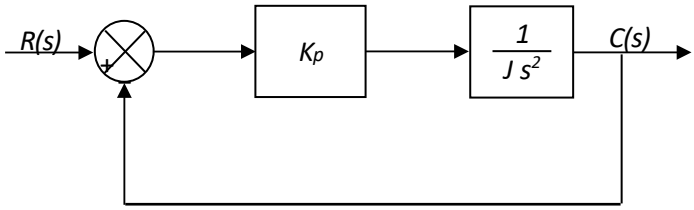
Considere el sistema de la Figura 12. La función de transferencia en lazo cerrado será:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K_p}{J s^2 + K_p}$$

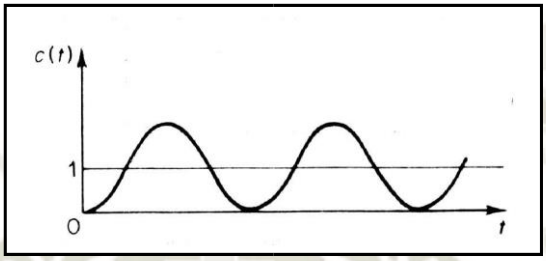
Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA



(a)



(b)

Figura 12 (a) Control proporcional de un sistema con carga inercial; (b) Respuesta a una entrada escalón unitario.

Fuente: K. OGATA (2010)

Como las raíces de la ecuación característica

$$Js^2 + K_p = 0$$

$$s = \pm\sqrt{-\frac{K_p}{J}}$$

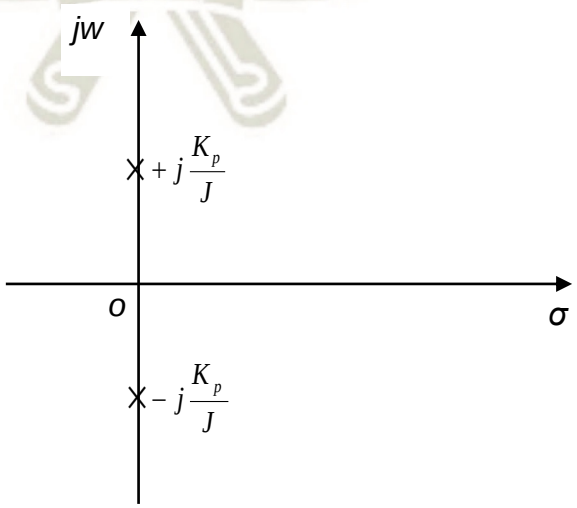


Figura 13 Raíces conjugadas complejas en el plano s.

Fuente: K. OGATA (2010)

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Son magnitudes imaginarias, la respuesta a una entrada escalón unitario continúa oscilando indiferentemente, como se muestra en la Figura 12 (b), esto indica una clara inestabilidad del sistema. Los sistemas de control con esta característica no son deseables. Se verá que al agregar el control derivativo el sistema se estabiliza.

2.5.5 Control proporcional-derivativo de un sistema con carga inercial

El control proporcional se modifica convirtiéndolo en un control proporcional-derivativo cuya función de transferencia es:

$$K_p\,(1 + T_d s)$$

El par desarrollado por el control es proporcional a $K_p(e + T_d e)$. El control derivativo es esencialmente anticipativo, mide la velocidad instantánea del error y predice los sobreimpulsos grandes, brindando una compensación adecuada antes que se produzca un sobreimpulso excesivo.

Consideremos el sistema mostrado en la Figura 14 (a). La función de transferencia de lazo cerrado está dada por:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K_p(1+T_d s)}{J s^2 + K_p T_d s + K_p}$$

La ecuación característica es:

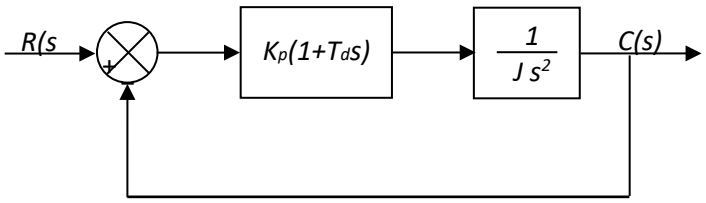
$$Js^2 + K_p T_d\, s + K_p = 0$$

Tiene ahora dos raíces con partes reales negativas para valores positivos de J, K_p y T_d. Así, el control derivativo introduce un efecto de amortiguamiento.

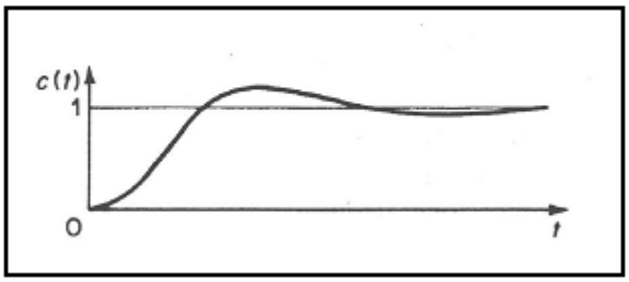
Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA



(a)



(b)

Figura 14 (a) Control proporcional-derivativo de un sistema con carga inercial; (b) Respuesta a una entrada escalón unitario.

Fuente*:* K. OGATA (2010)

En la Figura14 (b) se muestra la curva de respuesta c(t) a una entrada escalón unitario. La curva de respuesta indica una marcada mejora respecto a la curva de respuesta original mostrada en la Figura 12 (b). Esto indica una clara estabilidad del sistema con controlador P-D.

2.6 Consideraciones a los Controladores PID

El análisis estático anterior está basado en la suposición de que el proceso se puede describir mediante un modelo estático. Cuando se considera la dinámica del sistema se introducen otras propiedades sobre el comportamiento del sistema en lazo cerrado. La más importante es que el sistema en lazo cerrado normalmente será inestable si se le eligen altas ganancias de lazo. En la práctica, es la dinámica del sistema la que determina la máxima ganancia del lazo que puede ser utilizada [8].

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

2.7 Controladores PID Avanzados

La teoría convencional de control propone los clásicos controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo) los cuales, son de tipo lineal y cuyo rendimiento, ante procesos no lineales, se ve deteriorado. Investigaciones proponen un controlador PID conformado por unas nuevas expresiones de sintonización encontradas a partir de la estructura IMC (Control de Modelo Interno). Además, la integración, a este nuevo controlador, se integra un módulo de filtrado difuso variables (MFD). La hibridación entre el IMC y la lógica difusa son puestas a prueba en un reactor de tipo agitado permanente. Los resultados obtenidos muestran una robustez marcada ante continuas perturbaciones promovidas hacia el sistema. Estas tres nuevas ecuaciones de sintonización relacionan cada uno de los factores de escalamiento del MFD, en función de los parámetros que identifica la personalidad del proceso. La regresión lineal multivariable y análisis de varianzas fueron necesarios para la deducción de tales ecuaciones [7].

2.8 Consideraciones Adicionales de los Controladores PID Comerciales

Además de las características descritas anteriormente sobre la aplicación de los modos de control (P-I-D), los controladores comerciales deben incluir otras funciones. Puede contar como un selector de acción directa o inversa, transferencias sin saltos del modo manual al automático, variación de la salida del controlador en modo manual, prevención de la saturación del modo integral o anti-reset *windup*, como se denomina en inglés, realimentación externa y modo local o remoto para el valor deseado [9].

También podrían incluir un filtro de la señal de entrada para la reducción del ruido de medición, una lista de ganancia o tabla de conjuntos de parámetros para el control de plantas no lineales y opciones para control en adelanto o prealimentado. Posiblemente, dependiendo del fabricante hay otras características optativas que en su mayoría no están relacionadas directamente con la selección de los parámetros, razón por la cual no se incluyen dentro de las ecuaciones universales propuestas [9].

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

2.9 Sintonía de Controladores PID

Sintonizar el controlador es ajustar los parámetros de control (P, I, D) a valores que den una respuesta estable a la planta. Tales variables de control permanecen dentro de rangos teóricos aceptables. La sintonía del controlador PID se realiza con el sistema dinámico de control en funcionamiento.

Los controladores PID se utilizan con mucha frecuencia en sistemas de control industrial. Sabemos que la función de transferencia $G_C(s)$ del controlador es:

$$G_c(s) = K_p(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s) \qquad (2.01)$$

Donde:

Kp = Ganancia proporcional,

Ti = Tiempo integral, y

Td = Tiempo derivativo

Si la entrada al controlador PID es $e(t)$, la salida $u(t)$ está dada por

$$g_c(t) = \frac{u(t)}{e(t)}$$

$$u(t) = K_p\left[e(t) + \frac{1}{T_i}\int e(t)dt + T_d\frac{de(t)}{dt}\right] \qquad (2.02)$$

Las constantes K_p, T_i y T_d son los parámetros del controlador. La ecuación (2.02) también se puede escribir como

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \qquad (2.03)$$

Donde:

K_p = Ganancia proporcional

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

K_i = Ganancia integral y

K_d = Ganancia derivativa

K_p, K_i y K_d son los parámetros del controlador.

En el caso real de los controladores PID, en lugar de ajustar la ganancia proporcional se ajusta la banda proporcional. La banda proporcional es igual a $1/K_p$ y está expresada en porcentaje. (Por ejemplo, una banda proporcional de 25% corresponde a $K_p = 4$).

2.9.1 Reglas de Ziegler-Nichols para sintonización de controladores PID

Ziegler y Nichols (1942) propusieron reglas para determinar los valores de la ganancia proporcional K_p, del tiempo integral T_i, y del tiempo derivativo T_d basados en las características de respuesta transitoria de una planta dada. Es decir, sintonizar el controlador con la selección de los mejores valores de K_p, T_i, y T_d. La determinación de estos parámetros de los controladores PID la pueden realizar ingenieros en el sitio mismo, efectuando experimentos en la planta. Ziegler y Nichols presentan dos métodos de sintonización.

a. De lazo abierto (o método de la curva de reacción del proceso) y
b. De lazo cerrado (o método de la última ganancia).

El método de lazo cerrado es el de uso más frecuente. Por tanto, en el presente trabajo de Tesis, sólo se presenta este método.

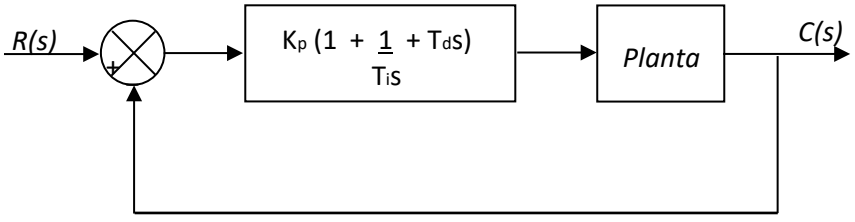


Figura 15 Controlador PID de una planta

Fuente: **K. OGATA (2010)**

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

El término “sintonía de controladores” se refiere al hecho de encontrar un conjunto de valores para las acciones PI y PD, las cuales posibilitan a un controlador operar de manera eficiente y armoniosa con un dato particular del proceso. Si el mismo controlador fuese removido para operar otro proceso diferente, su calibración podrá persistir, pero se deberá hacer la sintonización nuevamente.

2.9.2 Método de lazo cerrado

Primero se hace $T_i = \infty$ y $T_d = 0$. Usando solamente la acción de control proporcional (Figura 16), incremente K_p desde 0 hasta un valor crítico K_{cr} en el cual la salida exhiba por primera vez oscilaciones sostenidas. Si no se presentan oscilaciones sostenidas para cualquier valor que pueda tomar K_p, entonces no se puede aplicar este método. Así, se determina experimentalmente la ganancia crítica K_{cr} y el período correspondiente P_{cr} [6] (vea la Figura 17).

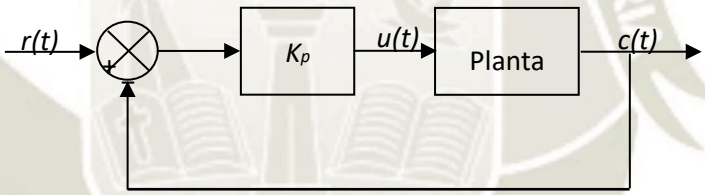


Figura 16 Sistema de lazo cerrado con control proporcional.

Fuente: K. OGATA (2010)

Al incrementar la ganancia se consigue una oscilación mantenida tal como la figura siguiente:

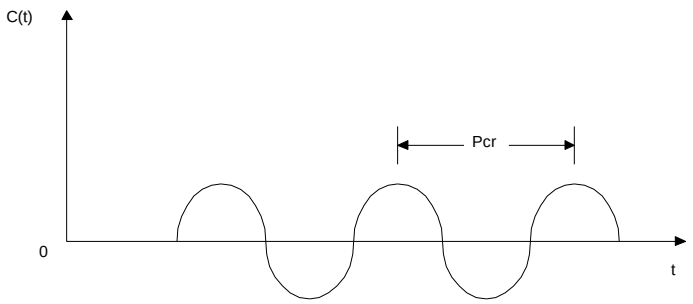


Figura 17 Respuesta al sistema mostrando la oscilación sostenida de periodo Pcr.

Fuente: K. OGATA (2010)

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Ziegler y Nichols sugirieron fijar los valores de K_p, T_i y T_d de acuerdo con la fórmula de la Tabla 2.

TABLA 2

VALORES PROPUESTOS POR ZIEGLER - NICHOLS

Tipo de Controlador	Kp	Ti	Td
P	0,5 K_{cr}	∞	0
PI	0,45 K_{cr}	P_{cr} / 1,2	0
PID	0,6 K_{cr}	0,5 P_{cr}	0,125 P_{cr}

La sintonización del controlador PID mediante el segundo método de Ziegler y Nichols se expresa como:

$$G_c(s) = K_p\left(1+\frac{1}{T_i s}+T_d s\right)$$

$$G_c(s) = 0{,}6K_{cr}\left(1+\frac{1}{0{,}5P_{cr}s}+0{,}125P_{cr}s\right)$$

$$G(s) = 0{,}075K_{cr}P_{cr}\frac{\left(s+\frac{4}{P_{cr}}\right)^2}{s}$$

De esta manera el controlador PID tiene un polo en el origen y un cero doble en $s=\frac{-4}{P_{cr}}$

2.10 Sensor de RPM

Los encoders en general son dispositivos que se encargan de convertir el movimiento angular o lineal en pulsos eléctricos que puedan ser interpretados por el controlador del sistema. Los encoders incrementales ópticos realizan la medición de movimiento con el uso de un haz de luz infrarrojo que se ve interrumpido por las

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

ranuras de un disco acoplado al eje. La cantidad de ranuras por vuelta determinará la precisión del encoder [10].

El sensor Encoder Infrarrojo FC-03 utiliza el opto interruptor infrarrojo MOCH22A. El Dispositivo MOCH22A cuenta con dos partes: Un emisor IR y un receptor o sensor IR. Entre el emisor y receptor IR existe un espacio para el objeto que bloqueará el paso de luz (disco ranurado). Los pulsos son digitalizados por el OPAMP LM393 en modo comparador entregando pulsos TTL que son interpretados por el microcontrolador ATMega 328 [10].

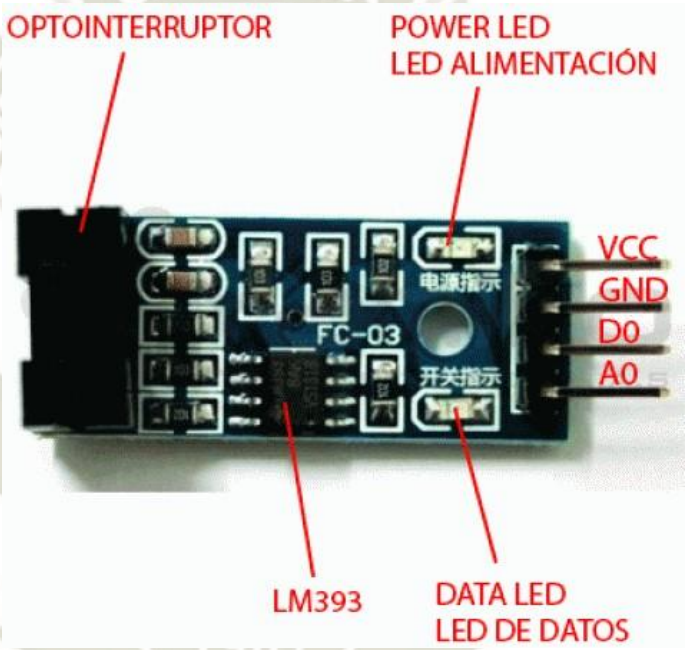


Figura 18 Vista superior sensor Infrarrojo FC-03

Fuente: https://altronics.cl/sensor-velocidad-ir-fc03

Por medio de la programación del microcontrolador ATMega 328, la rutina lee los pulsos por segundo y los convierten en contador de RPM (Revoluciones por minuto) del eje del motor DC.

El fabricante recomienda utilizar interrupciones por flancos de subida/bajada para detectar los pulsos. El microcontrolador ATMega 328 Uno los pines de interrupción por flanco son el pin 2 y pin 3. Se recomienda agregar un capacitor de 100nF entre

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

la línea de salida *D0* y tierra a modo de filtro pasa bajo y así evitar falsos disparos en la interrupción [10].

Otra recomendación que da el fabricante es alimentar el sensor Infrarrojo FC-03 con 3.3 V_{DC}.

2.10.1 Características Principales

Las especificaciones del fabricante del sensor encoder infrarrojo FC-03 son:

- Voltaje de Operación: 3.3V - 5V DC
- Salidas: Analógica y Digital TTL
- Sensor: MOCH22A
- Modelo Placa: FC-03 / FZ0888
- Tipo de emisor: Fotodiodo IR
- Tipo de detector: fototransistor
- Longitud de onda del emisor: 950 nm (infrarrojo)
- Peso: 8 gramos
- Dimensiones: 3.2*1.4*0.7 cm
- Ranura de 5mm
- Comparador Opamp: LM393
- Led indicador de alimentación
- Led indicador de pulso
- Salida TTL ON: Sensor bloqueado
- Salida TTL OFF: Sensor sin bloquear

  Fuente: (Naylamp Mechatronics SAC, 2020)

2.11 Tarjeta de desarrollo basado en Microcontrolador

El controlador del sistema es la Tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador de desarrollo libre (open source) de origen italiano. Por lo generalmente el hardware consiste de un microcontrolador Atmel AVR, conectado bajo la configuración de "sistema embebido" sobre una placa de circuito impreso a la que se le pueden adicionar placas de expansión (shields) a través de la disposición de los puertos de entrada y salida presentes en la placa. Los shields complementan la funcionalidad

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

del modelo de placa empleada, agregando circuitería, sensores y módulos de comunicación externos a la placa original [11].

La Tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador o ATMega 328 tiene capacidad multifunción con seis canales de entrada analógicas, 14 líneas E/S digitales y un contador de pulsos (interrupción). Este dispositivo se alimenta con la corriente del bus USB. Adicionalmente necesita una fuente de energía externa de 12 V para trabajar. La tarjeta incluye el ambiente de desarrollo IDE para programar la tarjeta y los diversos shields existentes.

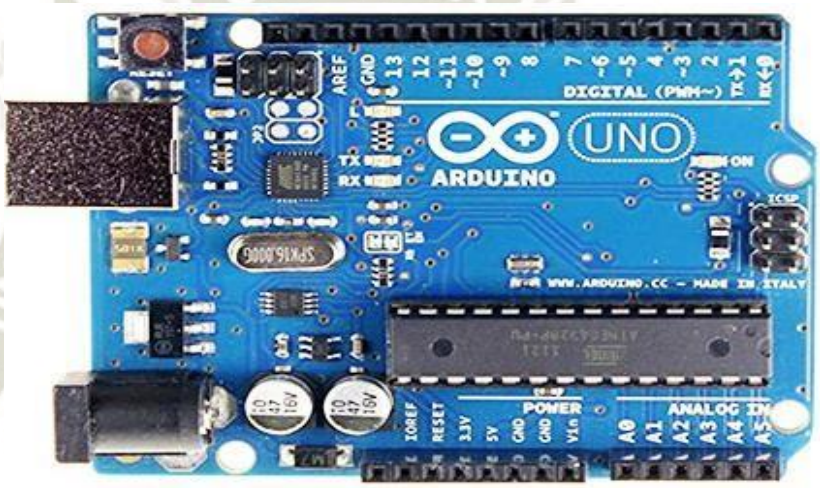


Figura 19 Controlador basado en la tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador, 10 bits de resolución y 9 KM/s.

Fuente: http://www.iescamp.es/miarduino/2016/01/21/placa-arduino-uno/

De los 14 puertos I/O digitales programables se utilizaron 6 de ellos, los puertos 2, 3, 4, 5 y 6 que fueron configurados como salidas digitales.

2.11.1 Características Principales

Las características principales de la Tarjeta Arduino son:

- Microcontrolador: ATmega 328
- Voltaje Nominal de operación: 5 V
- Voltaje de Entrada (recomendado): 7 – 12 V
- Pines de Entradas/Salidas Digital: 14 (De las cuales 6 son salidas PWM)

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM
UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

- Corriente DC por Pin I/O 20 mA
- Corriente DC para Pin 3,3V 60 mA
- Pines de Entradas Análogas: 6
- Memoria Flash: 32 KB (ATmega328) de los cuales 0,5 KB es usado por Bootloader.
- SRAM: 2 KB (ATmega328)
- EEPROM: 1 KB (ATmega328)
- 1 Trigger digital (interrupción).
- Velocidad del Reloj: 16 MHZ.
- Corriente DC para Pin 3,3 V 60 mA

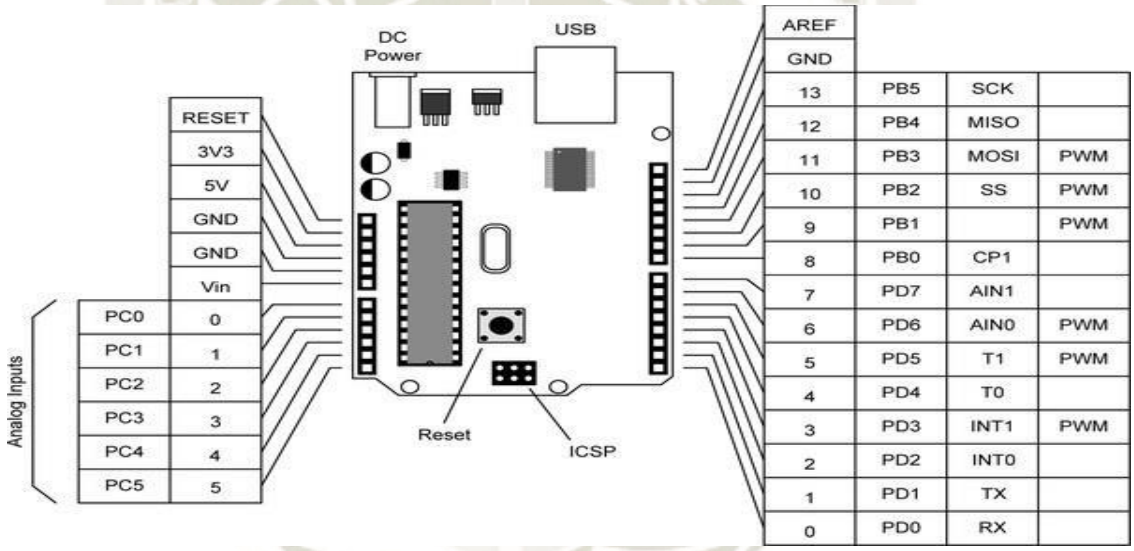


Figura 20 Identificación de pines de la tarjeta electrónica, 10 bits de resolución y 16 MHz

Fuente: https://www.infootec.net/arduino/

2.12 Motor de corriente continua

Los conceptos esenciales para comprender la naturaleza requerida del control, modelado, diseño, simulación, implementación, sintonización y operación de un sistema de control están enfocados en un motor DC.

Conocer las características y el funcionamiento interno es loable para una perfecta integración con el hardware.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

2.12.1 Descripción General

El motor de corriente continua, denominado también motor de corriente directa, motor CC o motor DC, es una máquina que convierte energía eléctrica en mecánica, provocando un movimiento rotatorio, gracias a la acción de un campo magnético. Su diseño permite ofrecerse en una infinidad de tamaños, formas y precios [12].

2.12.2 Detalles Constructivos

El motor de corriente directa o continua como sistema integral en su construcción está compuesto por componentes mecánicos y eléctricos. Se compone de las siguientes partes o piezas: Carcasa metálica o cuerpo del motor. Aloja en su interior, de forma fija, dos imanes permanentes con forma de semicírculo, con sus correspondientes polos norte y sur. Rotor o parte giratoria del motor [13].



Figura 21 Partes de un pequeño motor de corriente directa (C.D.) desarmado.
Fuente: https://www.asifunciona.com

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM
UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA



Figura 22 Detalle constructivo del motor DC.
Fuente: https://www.asifunciona.com

2.13 Marco Metodológico

2.13.1 Tipo de Investigación

La presente investigación es básica o pura y aplicada, buscando adquirir nuevos conocimientos al plantear una solución al control de la velocidad de un motor de corriente continua mediante algoritmo de control proporcional -integral - derivativo basado en las reglas de sintonización de Ziegler y Nichols (publicadas en 1942).

La técnica empleada para el propósito de la tesis ha sido: Modelamiento en el dominio e Laplace, la simulación, prototipo, sintonía del controlador y su aplicación.

Se ha planteado y formulado el algoritmo de control y se ha implementado el programa *MotorDC_PID.ino* en el microcontrolador ATMega 328, para lograr los objetivos del desarrollo de la propuesta de la tesis.

2.13.2 Población y Muestra

Las muestras recolectadas, para este caso, son los datos de la velocidad angular (RPM) que se muestrean cada 10 ms. en cada lazo de control. Las muestras son

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

capturadas por el sensor óptico de tipo optoacoplador ranurado de alta conmutación. La población, lo podemos sintetizar, es el prototipo de control de motor DC el cual es el interés de la tesis.

2.13.3 Método y Técnica de Recolección de Datos

Considerando alta la tasa de datos a procesar por cada 10 ms., estos son procesados por el microcontrolador ATMega 328 y almacenados en memoria interna para tomar la decisión de generar la señal de control en el motor.
La recolección de la data está basada en el proceso del muestreo y retención (Sample/Hold) del Convertidor Analógico/Digital (A/D) interno del controlador de tipo flash del microcontrolador. La data se almacena en memoria o marca interna. Además, los datos que van cambiando la dinámica del sistema, permiten ser accedidos y monitoreados en tiempo real (RunTime).

2.13.4 Método de recolección de datos

Los datos han sido obtenidos en forma sistemática del prototipo de control de velocidad angular, de las cuales se ha recabado esta información en formato digital. Con este propósito se ha trabajado con instrumentos virtuales para recabar la información numérica necesaria en archivo de texto (txt) o excel (xls).

2.13.5 Técnicas

Los datos han sido copiados a archivo digital desde la fuente de origen, el microcontrolador ATMega 328. Los datos textuales son procesados desde el *monitor serial* y la información gráfica mediante el *serial plotter* del IDE del microcontrolador.

2.13.6 Instrumentos y descripción

Toda la información ha sido procesada en la hoja electrónica MS EXCEL el cual permite conservar, consultarla y posteriormente recuperar la información. La

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

simulación del modelo matemático, control de velocidad de motor DC, se ha desarrollado con Simulink de Matlab.

Asimismo, se han utilizado equipo e instrumento de laboratorio, como ser la tarjeta de adquisición de datos, un computador y cámara digital para evidenciar la información del módulo de prototipo de control de velocidad de motor DC.

2.13.7 Métodos

La población y toda la información de datos ha sido procesada con el software IDE del microcontrolador, Versión 1.8.0, el controlador del sistema, la técnica de análisis de datos es cuantitativa, es decir la data digital cuantificada se almacena en memoria o marca interna del mismo y se presenta en forma de gráficos y tablas.

Para la data cuantificada, proveniente del sensor de rpm, se obtuvo la media aritmética de 10 muestras como tendencia general del conjunto de datos. Esta instantánea rápida de la información ingresa al microcontrolador el cual procesa y realiza la toma de decisión de acuerdo al algoritmo de control.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CAPITULO III

3. Diseño de Ingeniería del Sistema de Control de Velocidad Angular del Motor DC

3.1 Introducción

En este capítulo se realiza el diseño de ingeniería, es decir se realiza el modelamiento y se implementa un prototipo de control de velocidad de un motor de corriente continua. Un disco giratorio que hace de planta, acoplado a un motor, es donde se mide la velocidad angular con respecto a la entrada de referencia. Todo el sistema de control está integrado con la tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador y un sensor de velocidad mide las revoluciones por minuto (RPM) del disco el cual es proporcional a la velocidad del eje del rotor del motor DC.

La estrategia aplicada es el control PID (Proporcional – Integral – Derivativo), una técnica muy usada en control industrial el cual le da robustez y eficiencia al sistema. El algoritmo PID calcula la desviación o error entre un valor medido (salida de velocidad) y un valor deseado (entrada de referencia o Set-Point=SP) utilizando esta información para forzar la salida a seguir dicho valor de la entrada.

En la presente Tesis de pregrado se implementó un algoritmo PID analógico sintonizado con reglas de Ziegler-Nichols eliminando la necesidad de la atención de un operador. Para lograr uno de los objetivos, primero se desarrolló el software de adquisición de datos para la lectura de velocidad angular y la aplicación del control. Posteriormente, se implementó el PID analógico con algoritmo del microcontrolador.

3.2 Especificaciones Técnicas del prototipo

Para iniciar el diseño se propone la característica relevante que se debe alcanzar:

- Modo de trabajo: Debe poseer un modo automático y manual mediante el algoritmo de control PID

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

- Tracking de salida: Trabajar en lazo cerrado con sensor de medida de rpm.
- Tracking de setpoint: Comparar en cada instante de tiempo la salida con la entrada
- Límites de setpoint: Ajuste del SP mediante potenciómetro desde 800 a 1400 rpm
- Límites de salida: 800 rpm – 1400 rpm
- Seguridad en parámetros de sintonía: Sintonización en lazo cerrado

3.3 Diagrama de bloques General del Sistema

Para realizar el prototipo de la Tesis se realizó el diseño y su posterior construcción de un modelo a escala como se muestra en la Figura 23.

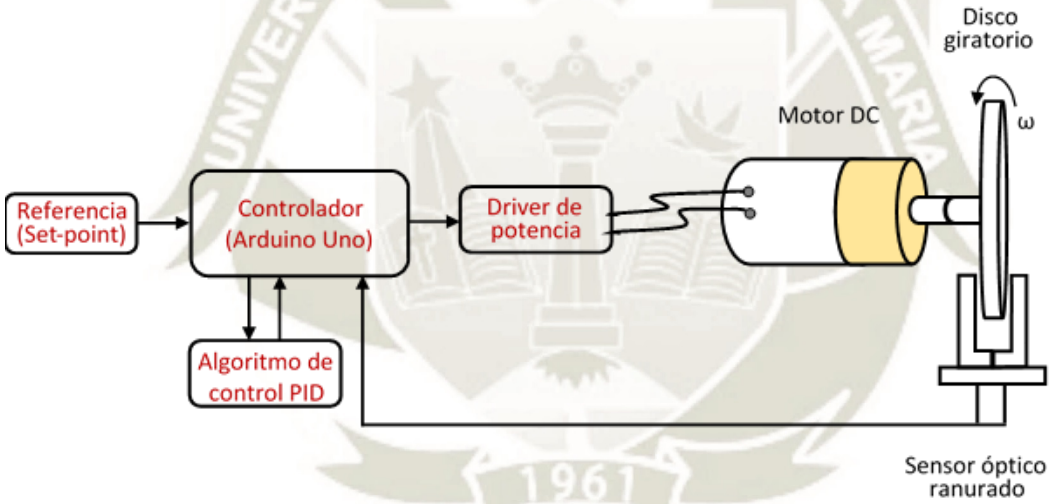


Figura 23 Diagrama del control de velocidad de motor DC

Fuente: Elaboración Propia

El controlador continuamente compara la velocidad del disco giratorio con la referencia de entrada. El error de la comparación, que es la diferencia entre la referencia y el valor medible, indica la variación en la salida. El error es necesario para que el controlador pueda generar la señal correctora del error, es decir la señal de control el cual fuerza al motor a seguir el valor preestablecido por el Set-Point. La señal generada es de tipo PWM (Modulación por ancho de pulso) dado que el motor es un sistema mecánico relativamente lento, si se genera una señal periódica cuadrada de una frecuencia suficientemente elevada (5 KHz, por ejemplo) el motor

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

responderá a la tensión o corriente continua promedio que se le aplique. El valor medio de una señal PWM es directamente proporcional a su ciclo de trabajo. El ciclo de trabajo es la relación entre el tiempo que está en nivel alto dentro de un periodo, dividido por la duración de dicho periodo.

El controlador a emplear será la tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador conectado a un computador vía el puerto USB. El desarrollo del programa de aplicación será elaborado en el IDE del microcontrolador ver 1.8.0 en lenguaje C. Al combinar las funciones de control PID con las funciones lógicas y matemáticas en el microcontrolador se logra el control de velocidad angular del motor DC estable en tiempo estacionario.

3.3.1 Componentes del prototipo de control de velocidad de motor DC.

El prototipo está conformado por cuatro partes principales que mencionamos:

- Sensor de velocidad
- Motor DC
- Disco giratorio
- Tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador.

3.3.2 Sensor Encoder Infrarrojo

El sensor que mide la velocidad de giro del motor DC (movimiento angular) es un sensor encoder infrarrojo FC-03 en presentación de ranura tipo U como se visualiza en la Figura 24, el cual permite detectar los pulsos de un encoder óptico.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

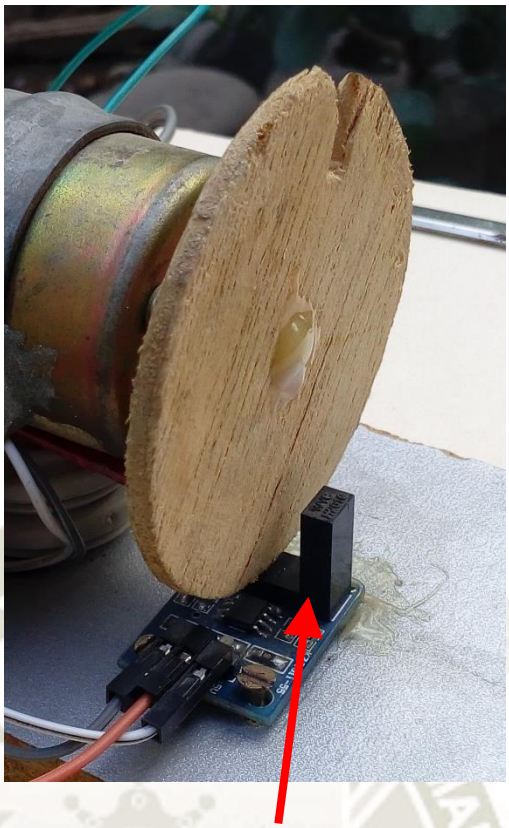
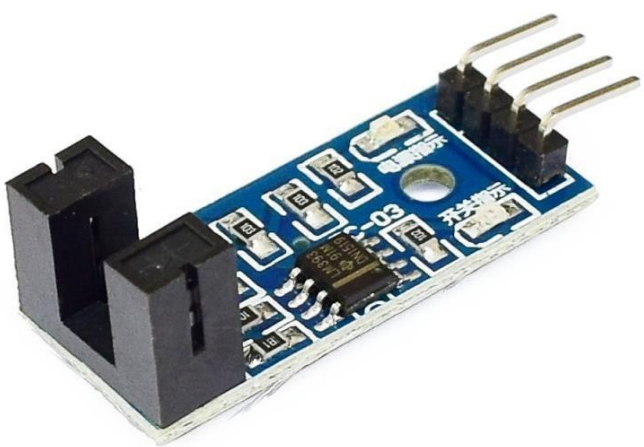


Figura 24 Ubicación del sensor en la parte baja del prototipo el cual lee los pulsos del disco perforado.

Fuente: Elaboración Propia

El sensor viene en formato de tarjeta electrónica (Figura 25) que realiza la conversión de los pulsos del disco perforado con ruido a pulsos de onda cuadrada.

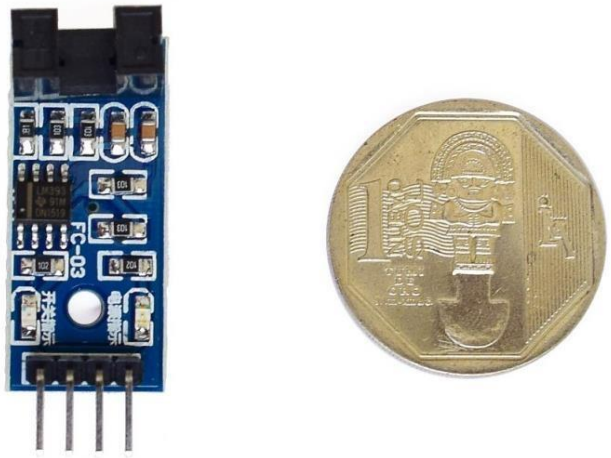


(a)

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA



(b)

Figura 25 Sensor Encoder Infrarrojo FC-03. (a) vista general, (b) Comparación del tamaño con una moneda de un nuevo sol.

Fuente: https://www.naylampmechatronics.com/robotica-movil/240-encoder-infrarrojo.html

3.3.3 Motor DC

El elemento actuador que se utilizo es un motor de corriente continua de marca Epson de tensión variable 0 a 24 V_{DC}. Al motor Epson, para los efectos de prototipo de la Tesis, se le acoplo un disco de madera de 1.5 mm como se muestra en la Figura 26.

Para la elección del motor era necesario tener los parámetros de diseño del mismo, como ser la resistencia, los henrios de la bobina de arrollamiento, etc. Buscando información se encontraron los parámetros del motor Epson EM-19. Característica importante de mencionar es que el motor Epson EM-19 posee en la línea de alimentación un filtro de línea pasivo para minimizar el ruido de los armónicos propio de los motores de inductancia variable.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA



Figura 26 Motor de corriente continua marca Epson modelo EM-19 N39 E111.

Otros detalles adicionales del motor EM-19 tenemos:

- Diámetro del motor: 35mm
- Altura del motor: 55mm
- Peso del motor: 107g
- Eje de salida: 2.5mm
- Longitud del eje de salida: 10mm
- Voltaje: 12-24 V
- Corriente: 0.08 A
- Velocidad: 12 v: 1700
- 24 v: 7600 RPM
- Agujeros de tornillo: M3

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

3.3.4 Disco perforado de madera

El disco giratorio es la planta del sistema. Este está acoplado al eje del motor. El disco presenta una perforación de 5 mm en su borde del tamaño del sensor que corta la luz infrarroja en cada giro. El diámetro del disco es de 60 mm y el espesor de 2 mm. El haz de luz es de 5mm y la altura de 10 mm como se muestra en la Figura 27.

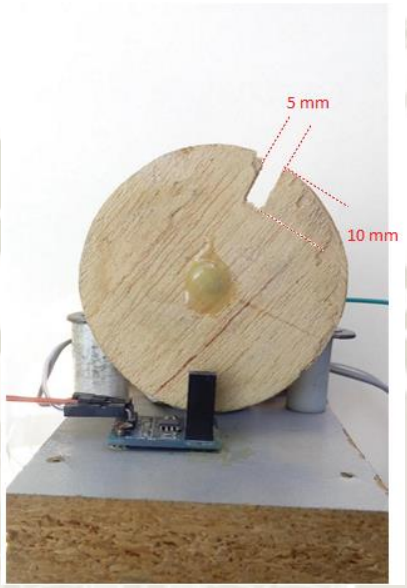


Figura 27 Vista frontal del disco perforado necesario para la medición de las RPM del motor DC.

Fuente: Elaboración Propia

3.3.5 Tarjeta de desarrollo basado en Microcontrolador

El controlador a utilizar debe ser de arquitectura libre, tanto en hardware y software, por lo que se ha optado por la tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador, la cual es ampliamente utilizada por su estabilidad medianamente en el tiempo para efectos de la presente tesis de pregrado.

La tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador de procedencia italiana son placas de color azul verdusco, mientras que el copia o chino es de PCB color azul fuerte. Ambos incorporan el microcontrolador ATMega328.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

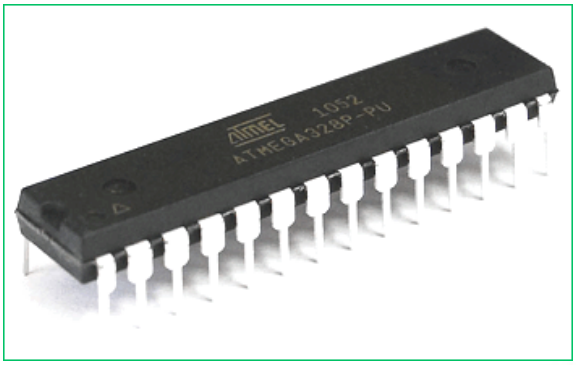


Figura 28 Imagen del Microcontrolador ATMega 328utilizado en la presente Tesis.
Fuente: Foto tomada del microcontrolador que utilizaremos.

3.3.6 Implementación del Prototipo

El prototipo del control de velocidad angular de motor DC posee una base de melamina la cual sirve de soporte para los materiales y dispositivos necesarios. Su esquema se puede observar en la Figura 29.
Indicamos las medidas del prototipo elaborado:

- Largo: 15,5 cm
- Ancho: 7 cm
- Altura: 8,5 cm
- Volumen: 922.25 cm^3

En funcionamiento el motor producía vibraciones tanto al inicio y al final del giro, esto es natural en todo motor, por lo que se colocó en su base, un reductor de goma blanda como amortiguador el cual redujo notablemente dichas vibraciones.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

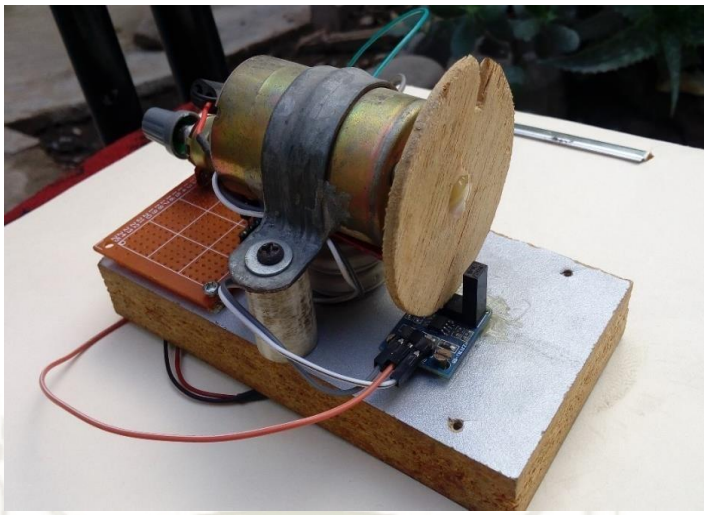


Figura 29 Vista angular que muestra los elementos del prototipo.

Fuente: **Elaboración Propia**

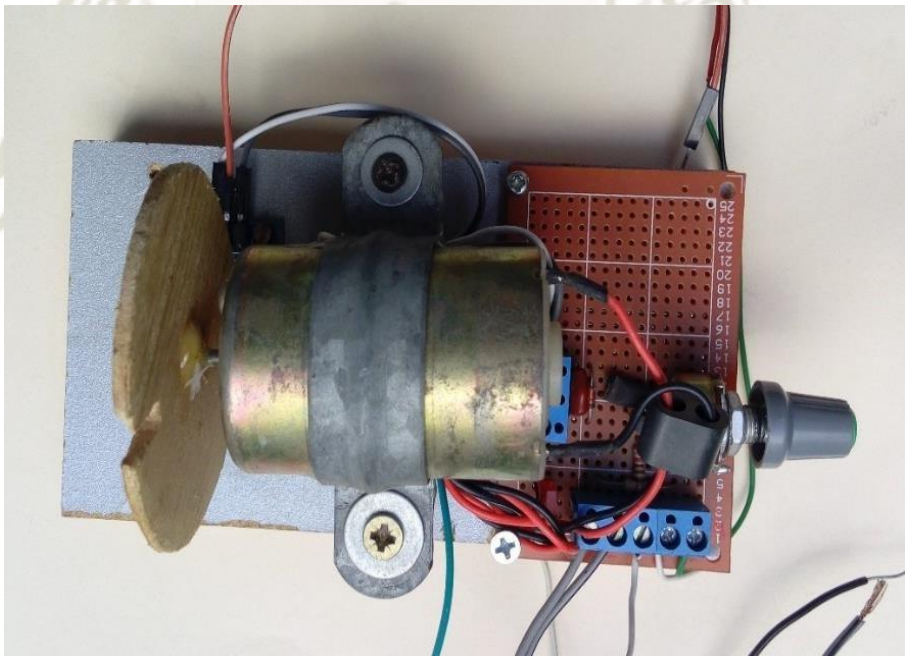


Figura 30 Vista superior del prototipo.

Fuente: Elaboración Propia

3.4 Diagrama Circuital del Prototipo de Control de Velocidad

Integrando todo el Hardware (HW) del prototipo de control del motor DC y considerando las medidas de seguridad como ser cortocircuitos y adaptación de impedancias entre los elementos, el circuito eléctrico es mostrado en la Figura 31.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

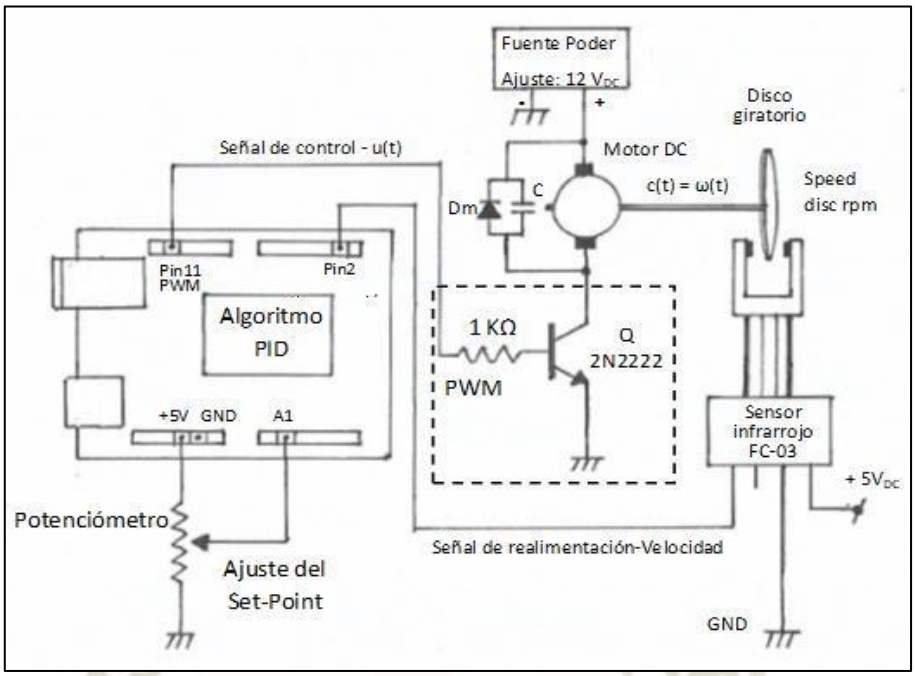


Figura 31 Diagrama circuital del prototipo de control de velocidad de motor DC

Fuente: Elaboración Propia

Donde:

Dm: es un diodo semiconductor de marcha libre IN4148

C: es un condensador cerámico de 0.01 µF

Como elemento de protección a la tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador, se utiliza el diodo de marcha libre Dm, debido que la inductancia del motor DC almacena campo magnético cuando deja de excitarse este. Al interrumpir la corriente el campo magnético debe bajar abruptamente y generaría un alto voltaje excesivo. El diodo Dm mantiene la corriente de la energía almacenada, disipando la energía a muy bajo voltaje, evitando cualquier daño al circuito de conmutación y al puerto PWM de la tarjeta.

Como la señal de control es de tipo PWM, va existir alto voltaje en cada ciclo del PWM, pudiendo pasar por el colector y llegar a la base del transistor dañando así el puerto de salida Pin 11 del microcontrolador.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

La señal del sensor es leída por el microcontrolador en el puerto digital del Pin 2. La señal de referencia o SP es almacenada por la entrada analógica A1, ajustando la misma por el potenciómetro de 10 KΩ; ambas señales son comparadas durante 10 ms de ciclo de control, generando la señal de control por el puerto de salida PWM del pin11. El Q2N2222 es un transistor de alta conmutación, pues trabaja en las zonas de corte y saturación. La señal de salida PWM en el colector es amplificada al valor de la fuente de poder de 12 V_{DC}, tensión de trabajo del motor DC. De esta forma se logra controlar la velocidad angular del motor mediante los pulsos de corta o larga duración del PWM.

3.5 Diagrama de bloques en lazo cerrado

La velocidad angular del motor esta relaciona con la señal de control PWM la cual efectúa el movimiento del eje del mecanismo. Dicho diagrama en bloque realimentado se muestra en la Figura 32.

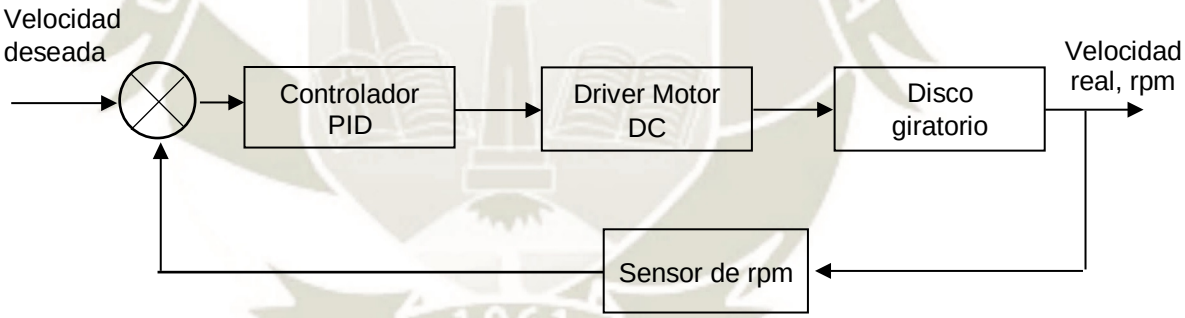


Figura 32 Diagrama de bloques del lazo cerrado del sistema de control de velocidad de motor DC.

Fuente: K. OGATA (2010)

3.6 Modelamiento matemático

El sistema de control de control de velocidad angular de motor DC estudiado en la presente tesis es el que se muestra en el esquema siguiente:

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

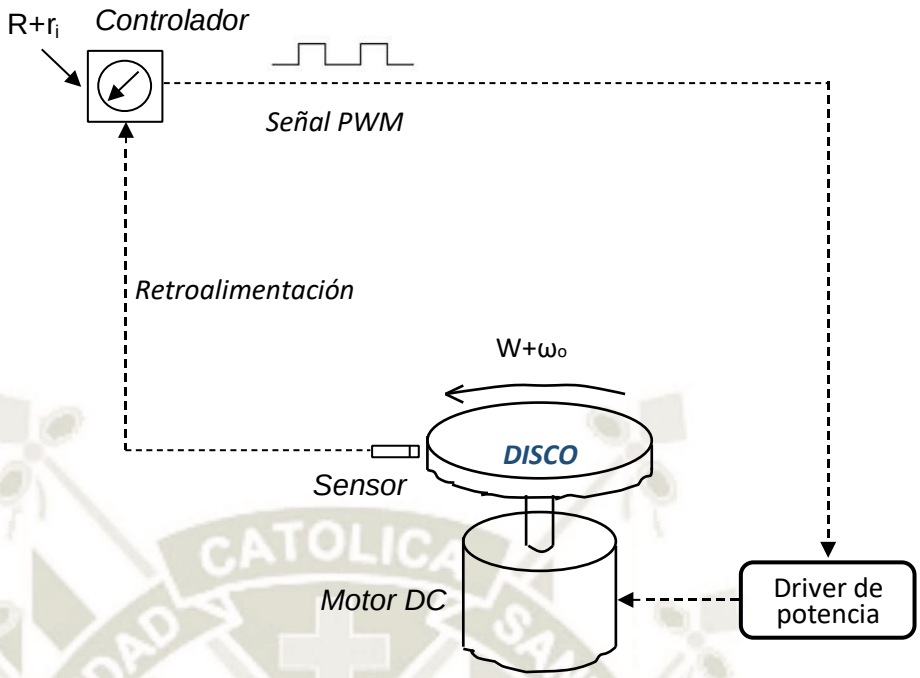


Figura 33 Diagrama esquemático del sistema de control de velocidad angular en estudio.

Fuente: Elaboración Propia

Si r_i se considera la entrada de referencia del sistema y ω_0 la velocidad de salida del sistema, tomando la ecuación 2.11, se representa el sistema mediante el diagrama en bloques para el sistema dinámico de control de un motor DC operando a lazo abierto:

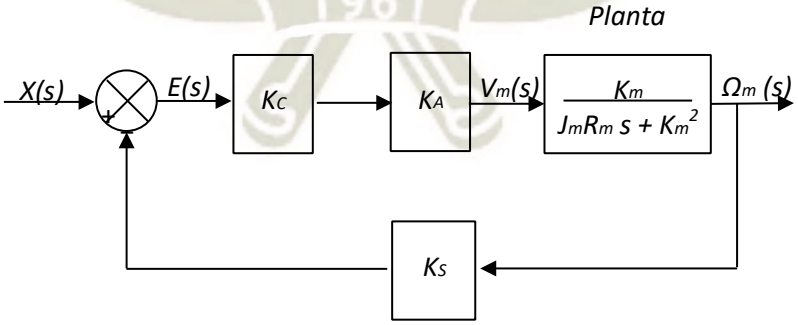


Figura 34 Diagrama de bloques del sistema de control de velocidad angular en estudio.

Fuente: K. OGATA (2010)

Donde:

K_C es la ganancia del controlador,

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

K_A es la ganancia del driver de potencia,

K_S, es la ganancia del sensor,

J_m es el momento de inercia del motor DC,

K_m es la constante del motor DC,

R_m es la resistencia del motor DC

Ω(s) es la velocidad angular actual del motor y

X(s) es el set-point o velocidad angular deseada en la salida.

En el sistema de la Figura 34 se tiene interés en conocer cómo responde la velocidad angular, ω(t), del disco en el motor a los cambios en el set-point de entrada, $x_i(t)$.

3.6.1 Obtención de parámetros del modelo matemático

El modelo de este diseño se basa en el EM 19, N39E111 Epson Japan DC Motor, motor altamente lineal en términos de velocidad en relación al voltaje.

Las características del motor DC de armadura son:

Symbol	Description	Value	Unit
Motor:			
R_m	Motor armature resistance.	35.8	ohms
K_t	Motor torque constant.	0.0280	N.m
K_m	Motor back-emf constant	0.0280	V/(rad/s)
J_m	Moment of inertia of motor rotor	9.64e-6	$kg.m^2$
M_l	Inertial load disc mass	0.033	kg
r_l	Inertial load disc radius	0.0242	m
Pulse-Width Modulated Amplifier:			
V_{max}	PWM amplifier maximum output voltage	24	V
	PWM amplifier maximum output current	5	A
	PWM amplifier gain	2.3	V/V

Figura 35 Características constructivas del motor DC de armadura EM 19 en el sistema internacional de unidades.

Fuente: Fabricante EM 19, N39E111 Epson Japan DC Motor

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Con esta información encontramos las constantes eléctricas necesarios del motor DC de armadura:

R_m= 35.8 Ω

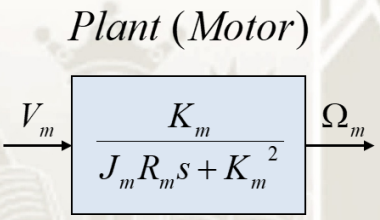
K_m= 0.0280 V/(rad/s)

J_m= $9.64x10^{-6}$ $kg.m^2$

r_i = 2.42 cm

3.6.2 Dimensionamiento del motor DC

La estimación de los parámetros del motor DC según los datos del fabricante y su modelamiento es dado por la Figura 34 y la Figura 35, cuya función de transferencia del sistema dinámico es:

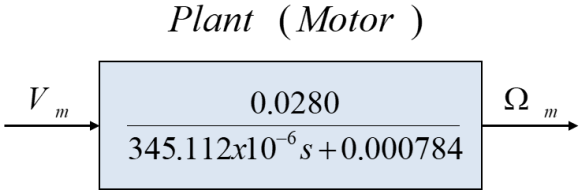


Tomando los parámetros del fabricante y reemplazando:

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_m(s)} = \frac{0.0280 \quad v/(rad/s)}{9.64x10^{-6}\ Kg.m^2 * 35.8\Omega s + (0.028)^2 (v/(rad/s))^2}$$

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_m(s)} = \frac{0.0280}{345.112x10^{-6} s + 0.000784}$$

Luego la dinámica de la planta estará dada por:



Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

El diagrama de bloques analítico del sistema dinámico es:

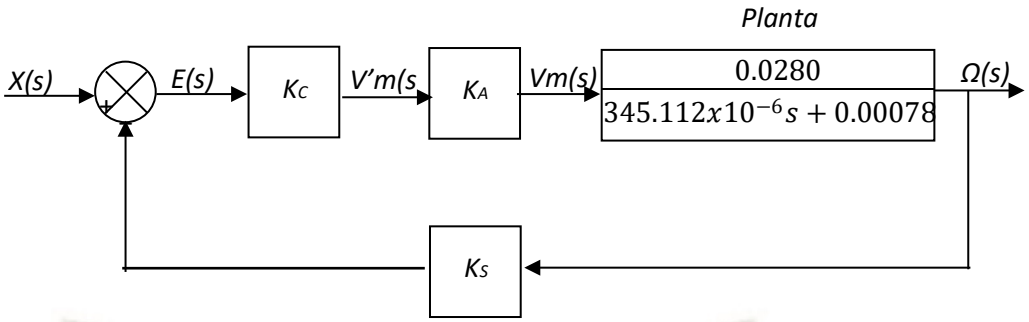


Figura 36 Diagrama de bloques del modelo experimental.

Fuente: **K. OGATA (2010)**

El dimensionamiento de la constante de amplificación, K_A, es el procedimiento mediante el cual se calcula la ganancia del driver de potencia, K_A. El coeficiente K_A define de la relación de ganancia de la salida respecto de la entrada del circuito driver de potencia.

Teóricamente, la relación es de 12 V_{DC} a 5 V_{DC}. Es decir, el Motor de armadura se alimenta con 12 V_{DC}. Por otro lado, la señal PWM proveniente del controlador es de 5 V_{DC} con ciclo de trabajo del 50%.

$$\therefore \quad K_A = \frac{12}{5} = 2.4$$

Experimentalmente, se obtiene midiendo desde un osciloscopio. Para esto se utilizó un osciloscopio digital de marca Rigol, modelo DS 1052E. Se aplica una señal de control *PWM,* con ciclo de trabajo del 50%, desde el microcontrolador a la tarjeta driver. Luego se realiza la medida en la resistencia de base del transistor 2N2222 y otra a la salida del mismo, es decir en el colector. La Figuras 37 y la Figura 38 muestran la respuesta en la entrada y salida de la tarjeta driver debido a la señal PWM generada por el microcontrolador.

$$\therefore \quad K_A = \frac{12}{4.96} = 2.419$$

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

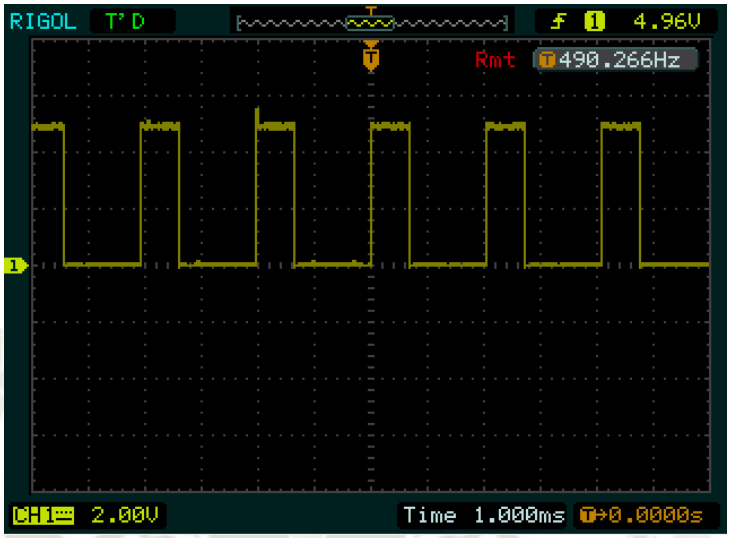


Figura 37 Medida de tensión 4.96 V en la resistencia de base del transistor 2N2222

Fuente: Elaboración Propia

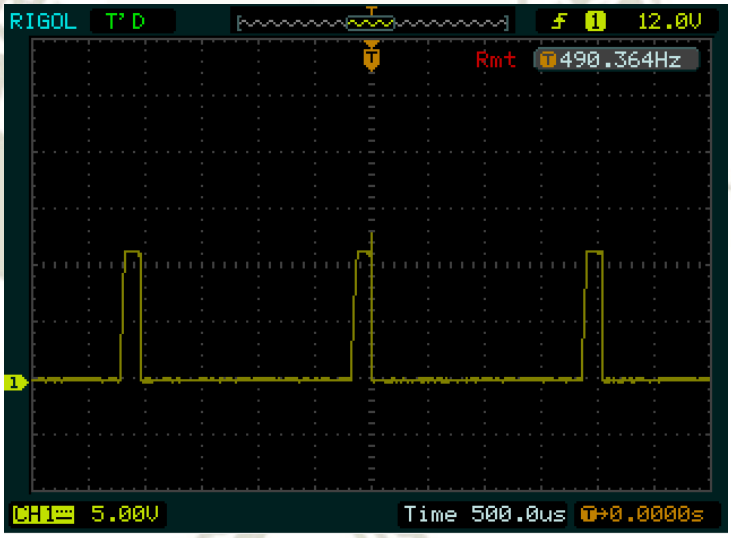


Figura 38 Medida de tensión 12.0 V en el colector del transistor 2N2222.

Fuente: Elaboración Propia

3.6.3 Obtención de la constante Ks del sensor

La constante, K_S, define el número de pulsos por vuelta (CPR, Cycles Per Revolution) del sensor de velocidad. En esta parte se simplifica enormemente el modelado del sensor. Asumiendo que el modelo matemático deseado se corresponda con el de un sistema lineal de orden cero en velocidad angular, por lo

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

que K_S tiende a la unidad. Pero esto no siempre es así, por lo que se verá en el capítulo siguiente con un ejemplo sobre un motor real.

3.6.4 Respuesta ante una entrada escalón unitario U(t)

Del ítem anterior, las constantes evaluadas son las siguientes:

$$K_A = 2.42$$

$$K_S = 1$$

Luego el diagrama en bloques del sistema dinámico es:

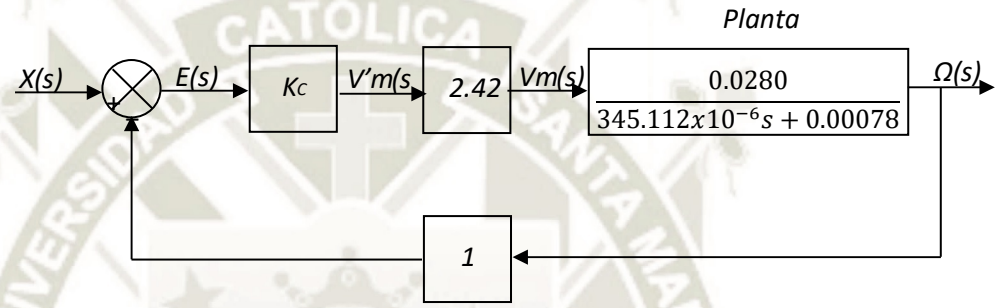


Figura 39 Diagrama de bloques general para el modelado del motor DC.
Fuente: K. OGATA (2010)

Luego simplificando el diagrama de bloques:

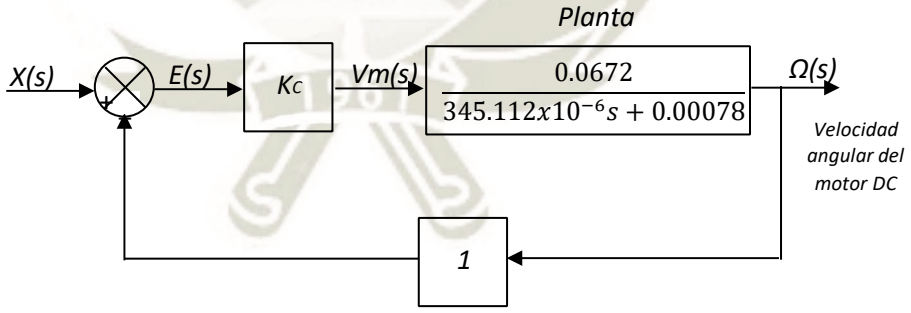


Figura 40 Diagrama de bloques simplificado para el modelado del motor DC.
Fuente: **K. OGATA (2010)**

La prueba de desempeño sometido el sistema dinámico a una entrada escalón unitario μ(t) se realiza mediante Simulink de Matlab. Simulink permite modelar la respuesta de un sistema de control mediante la conexión de bloques de funciones.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

El modelo de bloques de Simulink ante una entrada escalón unitario, considerando un controlador de característica unitaria, es decir $K_p=1$, $T_i=0$ y $T_d=0$, es dado por la Figura 41 y Figura 42 respectivamente.

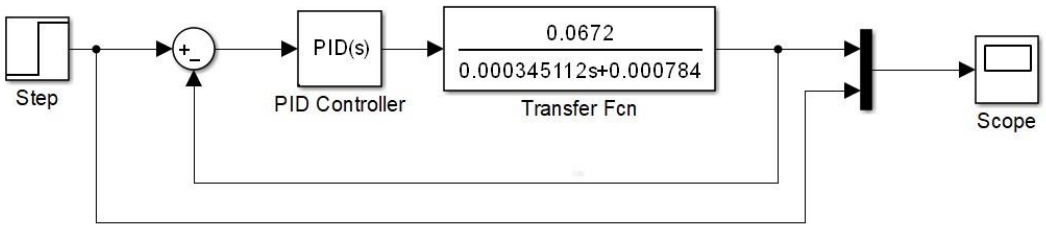


Figura 41 Diagrama de bloques del sistema en Simulink.

Fuente: Elaboración Propia

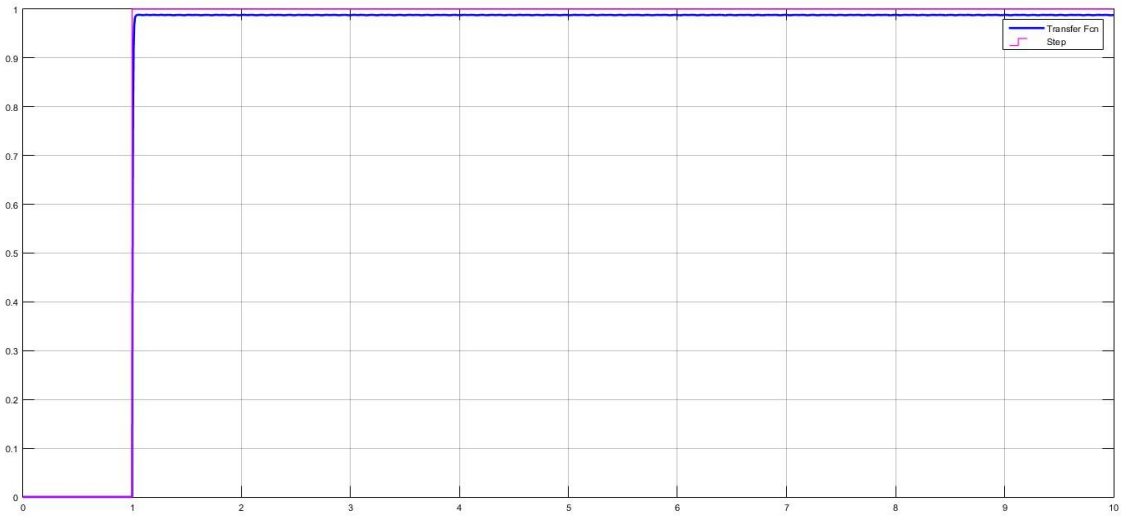


Figura 42 Respuesta del sistema a una entrada escalón unitario μ(t).

Fuente: Elaboración Propia

La respuesta a la entrada escalón unitario muestra la característica típica de una planta de primer orden, con cierto error en estado estacionario de $e_{ss} = 1-0.98 = 0.02$. Dicho error se debe compensar con el controlador PID.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

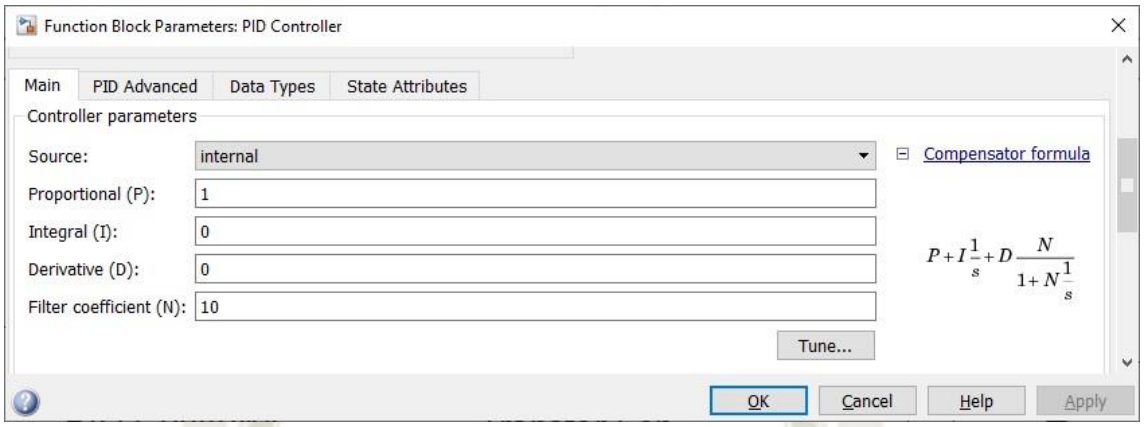


Figura 43 Controlador solo proporcional de ganancia Kp=1.

Fuente: Elaboración Propia

Simulink de Matlab permite seleccionar los parámetros PID del controlador, para el caso es un controlador de ganancia unitaria como se muestra en la Figura 43.

Como aun el Controlador PID, no está sintonizado, si consideramos solo el controlador de característica Proporcional (P); al cargar dicho parámetro K_p=1 al microcontrolador, se observa la respuesta (Figura 44) a la salida del circuito. Se debe notar para este caso, posee un error en estado estacionario de aproximadamente 380 rpm, esto es debido que la ganancia es muy alta. Se demuestra, en el capítulo IV, que el valor de Kp valido es 0,03696.

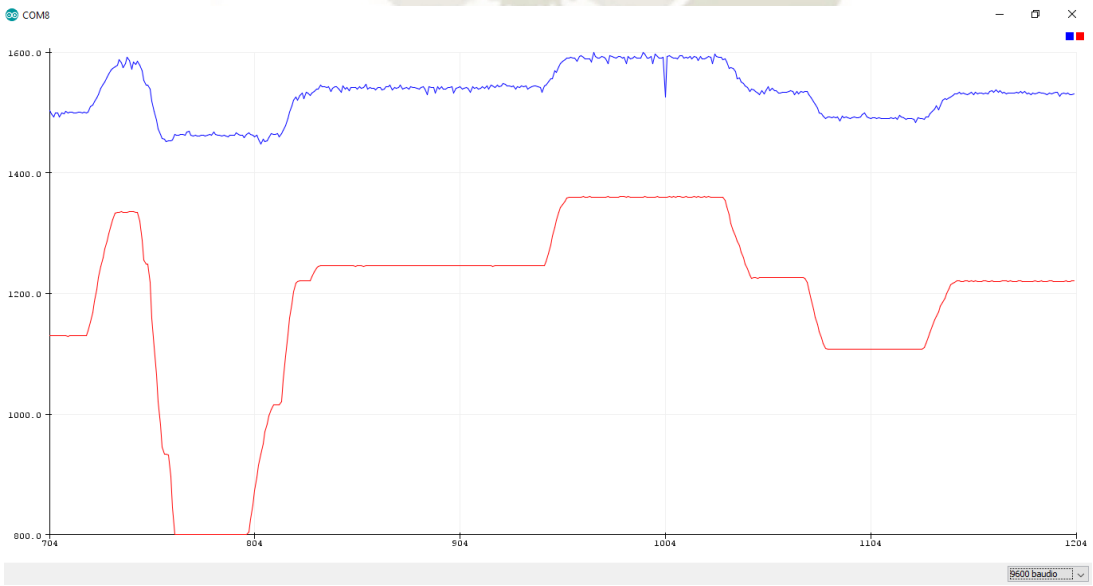


Figura 44 Identificación de los elementos del Prototipo de control de velocidad angular de motor N39E111 Epson.

Fuente: Elaboración Propia

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

3.7 Prototipo de control de velocidad angular de motor DC

La Figura 45, muestra el prototipo de control de velocidad angular del motor de corriente continua, el cual es nuestro sistema de análisis y de estudio, cuyos elementos involucrados se muestra a continuación.

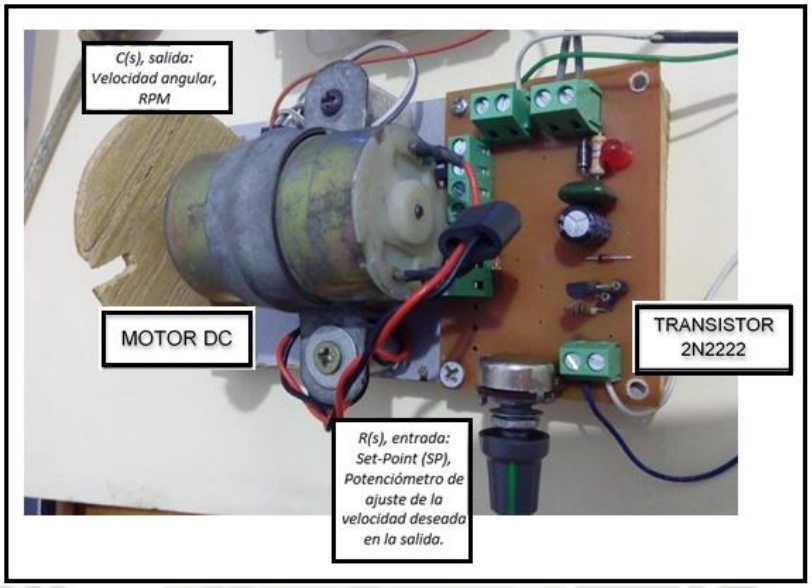


Figura 45 Identificación de los elementos del Prototipo de control de velocidad angular de motor N39E111 Epson.

Fuente: Elaboración Propia

El prototipo completo incluyendo una pequeña pantalla LCD y la fuente de alimentación se muestra a continuación:

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

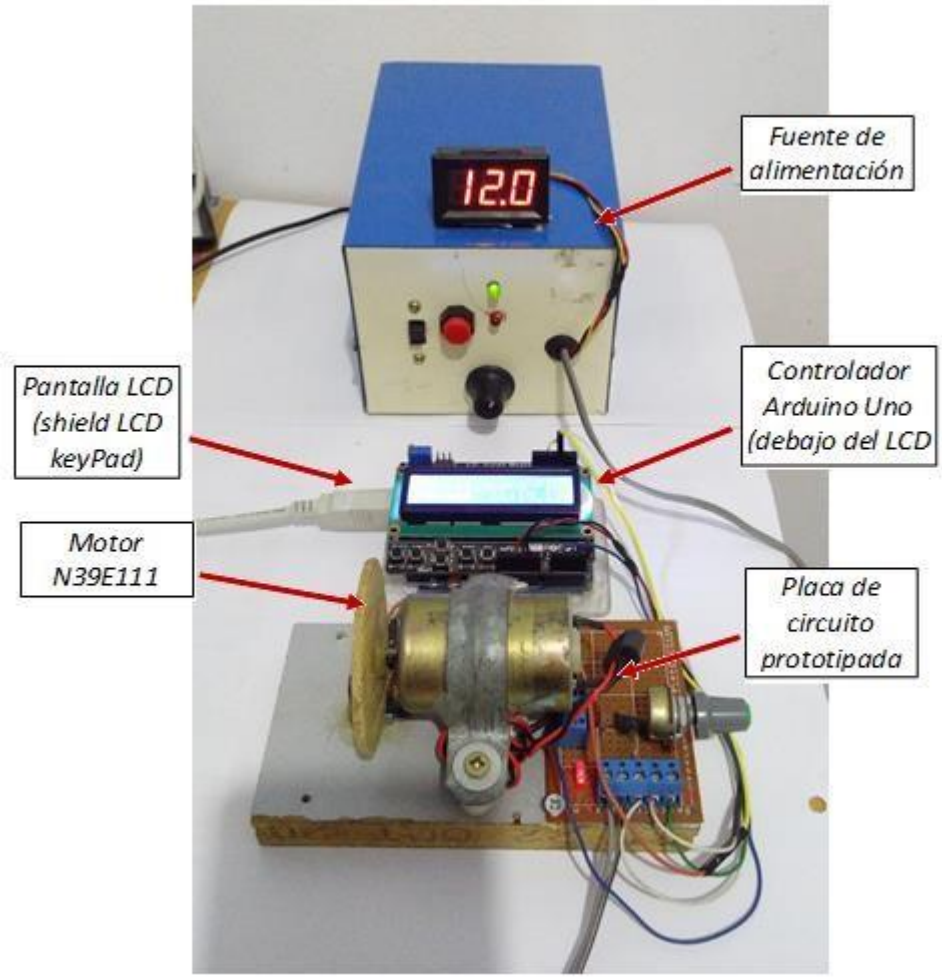


Figura 46 Elementos y actuadores del sistema de control de velocidad de motor DC.
Fuente: Elaboración Propia

La pantalla LCD se trata de un shield LCD keyPad para Arduino, la cual visualiza la información (Set-point y velocidad en rpm) sin necesidad de estar conectada a la computadora por medio de un cable USB. Note, en la Figura 47, que la variable de salida c(t) ha alcanzado a la entrada de referencia el Set-point en 1070 RPM.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

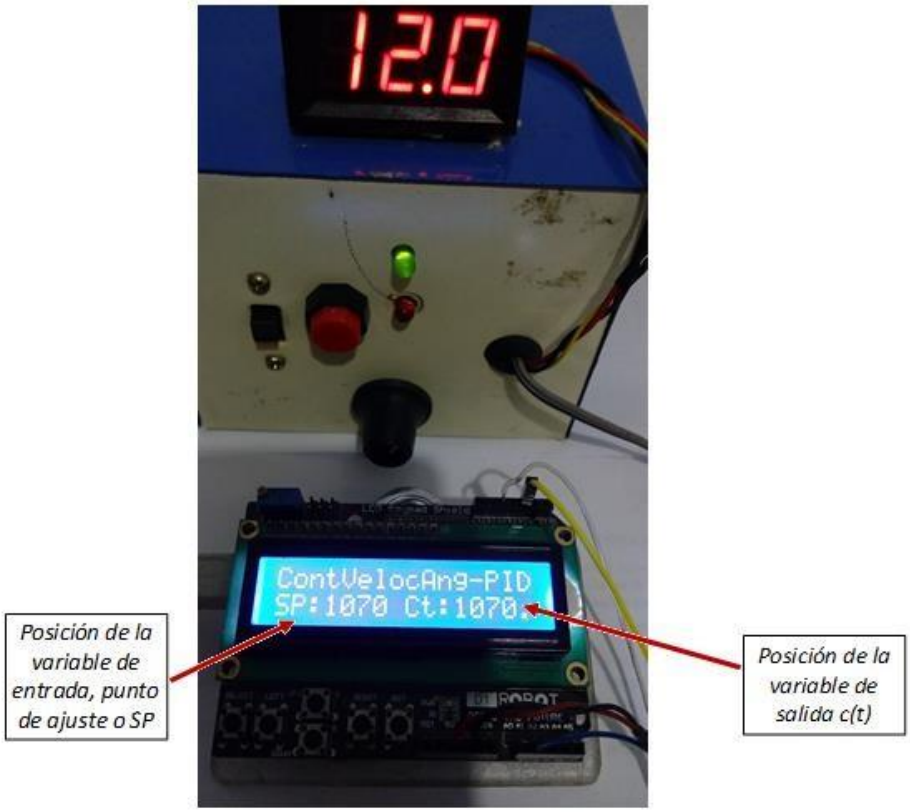


Figura 47 Visualización del Set-Point y de la velocidad angular del motor DC en la pantalla LCD.

La pequeña placa de circuito contiene al transistor configurado en modo de corte y saturación, quiere decir que cuando la señal de PWM de control está en nivel alto, el transistor pasa al estado de saturación, y si la señal del PWM está a nivel bajo, el transistor cambia al estado de corte (alta impedancia).

3.7.1 Dimensionamiento de la resistencia de base del transistor.

Para encontrar el valor adecuado de R_B procedemos del siguiente modo. Realizamos una ecuación en la malla de entrada, para ello consideramos el modelo aproximado del transistor con V_{BE}=0.65 V y sabiendo que la corriente máxima de las salidas digitales *PWM* del microcontrolador no debe superar los 10 mA, consideremos la I_B=5 mA.

En la malla de entrada, por la segunda ley de Kirchhoff, que dice ΣV=0,

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

$$-V_{PWM} + I_B.R_B + V_{BE} = 0$$

$$R_B = \frac{V_{PWM} - V_{BE}}{I_B}$$

$$R_B = \frac{(5 - 0.65)V}{5mA}$$

$$R_B = 0.87\ K\Omega$$

Dicho valor de R_B no es comercial, por lo que aproximamos a 1KΩ por 1/4 W por la pequeña corriente que fluye por el circuito.

$$Por\ tanto: \quad R_B = 1\ K\Omega$$

El transistor 2N2222 o PN2222 es otro de los transistores más usados junto con el BC548. Es un transistor PNP de silicio de baja potencia y diseñado para aplicaciones de conmutación y amplificación lineal. En nuestro caso trabajará como conmutador electrónico que deberá activarse y desactivarse según la señal PWM proveniente del controlador, de esta manera se logra controlar la velocidad del motor DC. Aun a cambios rápidos en la frecuencia del PWM el transistor 2N2222 logra responder.

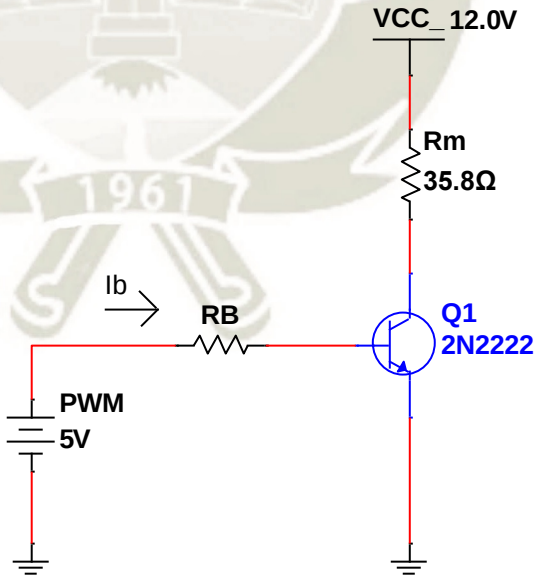


Figura 48 Circuito de conmutación proveniente del microcontrolador al motor DC.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Por otro lado, según el datasheet del fabricante menciona I_C=800mA y una potencia disipada de 500 mW. Para nuestro caso:

$$I_{Csat} = \frac{12\ V}{35.8\ \Omega} = 0.335\ A = 335\ mA$$

La cual no supera los 800 mA permitido por el fabricante.

El nivel de tensión de la salida PWM (señal de control) que envía el controlador a la base del transistor son mostradas en la Figura 49. A la salida del transistor (Colector) se mide el nivel de tensión PWM de 12 VDC que alimenta al motor DC. (Figura 49)

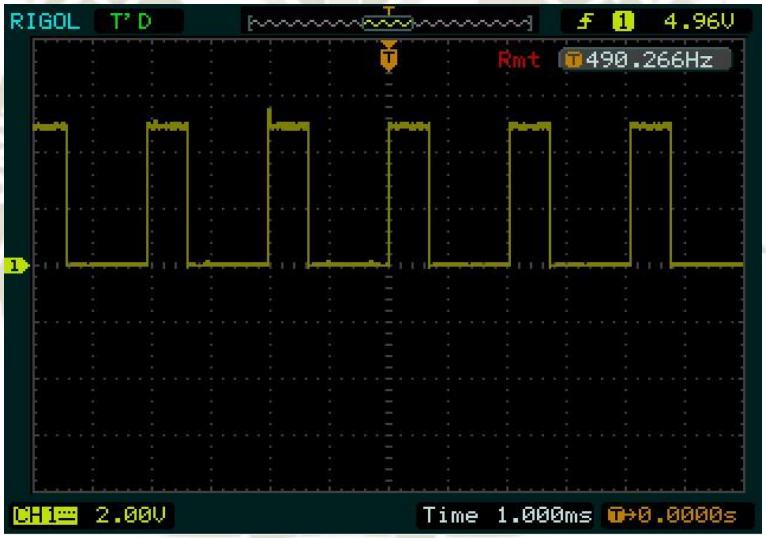


Figura 49 Señal PWM en la base del transistor (VBB) de 4,96 VDC de amplitud. (Captura tomada de Osciloscopio digital Rigol DS 1052E)

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

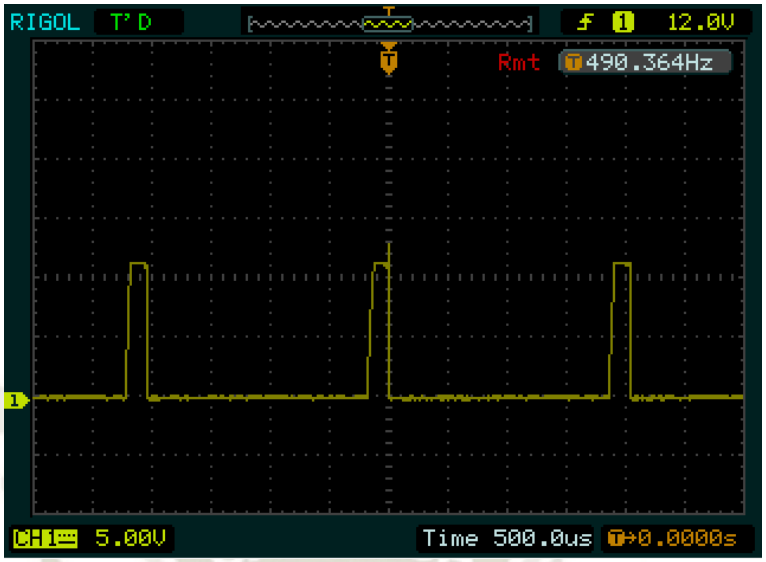


Figura 50 Señal PWM a la salida del transistor (VCE) de 12 VDC de amplitud. (Captura tomada de Osciloscopio digital Rigol DS 1052E)

La forma de onda de tipo cuadrada de la Figura 49 es propiamente dicho una señal *PWM* de 4.96 V y 490.2 Hz de frecuencia. La Figura 50 medida en el colector del transistor, es la señal PWM de 12 V y 490.3 Hz de frecuencia, es decir es la señal que recibe el motor DC. Para el caso el transistor de conmutación acopla la señal del controlador (5 V) con la del motor (12 V). Se utilizó un condensador de filtro y diodo de marcha libre colocado al motor DC (véase Figura 31).

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CAPITULO IV

4. Pruebas de Sintonía del Prototipo de Control de Velocidad Angular

4.1 Introducción

En este capítulo se realizan las pruebas del prototipo. Se adopta la técnica de cómo se puede abordar el diseño de un controlador PID cuando se conoce el modelo lineal del sistema, *G(s)*, que se quiere controlar.

Obtenido el modelo matemático del sistema de control de la velocidad angular del motor DC de imán permanente es necesario encontrar. experimentalmente las constantes que gobiernan tal sistema. Se debe evaluar los parámetros K_p, T_i y T_d del controlador PID diseñado. Paralelamente se indica cómo se han obtenido dichas constantes y su respectivo algoritmo de control en el microcontrolador, así mismo las pruebas ante una entrada tren de pulsos unitarios de característica PWM.

4.2 Estrategia de Control

La estrategia consiste en medir la diferencia entre la referencia de entrada o “Set Point” de la velocidad angular deseada ω_o del motor DC con la velocidad medida a la salida del mismo motor (ver Figura 51). Una vez calculado el error de corrección (R – W), el controlador demanda la acción de control adecuada para mantener la referencia en ω_o respecto de la referencia. La variable manipulada es la velocidad angular del motor. Para este fin, se utiliza un controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo), el cual se lo ha calibrado (es decir verificar la correcta operación de la acción de control P-I-D) basado en la regla de *sintonización de Ziegler y Nichols*, el mismo que decide en qué momento elevar o disminuir la velocidad angular para mantener a la velocidad de referencia en un ciclo de tiempo muy pequeño.

Frente a una señal de entrada simulada, debe observarse la respuesta correspondiente a un conjunto de valores adoptados para las acciones de control proporcional, integral o derivativo, estos conjuntos de valores son llamados

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

parámetros de respuesta transitoria. Cualquier desvío del comportamiento será debido a la calibración del controlador. La regla de sintonización determinará en detalle las medidas correctivas. Esta operación será realizada independientemente del proceso a controlar [14].

4.3 Modelo Matemático del Sistema de Control de Velocidad Angular con Controlador PID Analógico

El sistema de control de velocidad estudiado en la presente tesis es el que se muestra en el esquema siguiente:

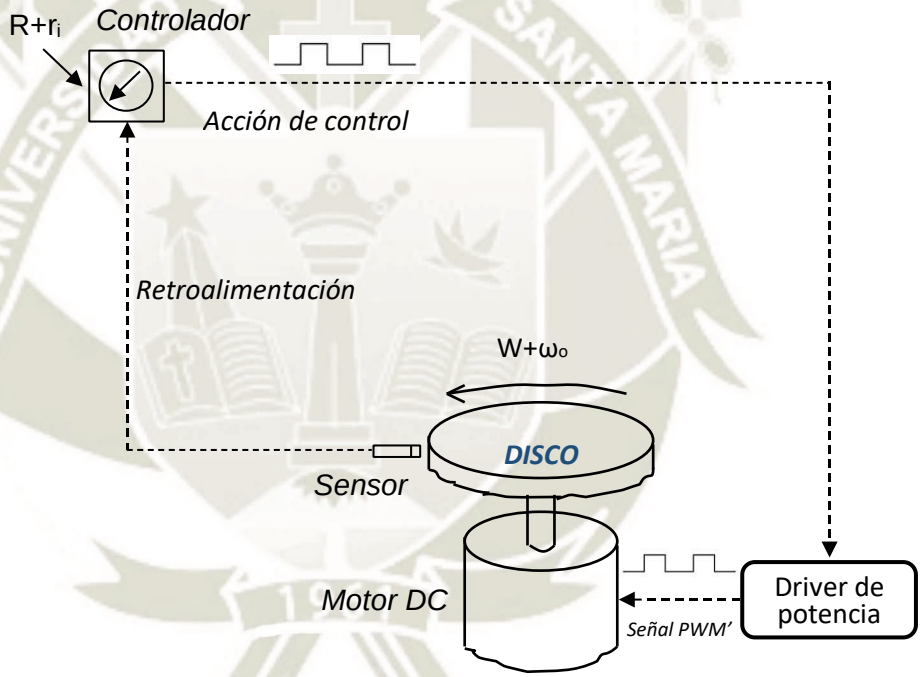


Figura 51 Diagrama esquemático general del sistema de control de velocidad angular de motor DC mediante acción de control PWM.

Fuente: Elaboración Propia

Si *PWM'* se considera la entrada de la planta, ω_o la salida y r_i la entrada de referencia del sistema de control de velocidad, el diagrama en bloques para el sistema dinámico de control es dado por la Figura 34 de la sección anterior:

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

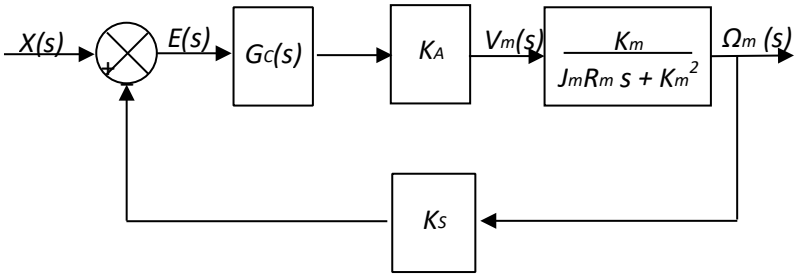


Figura 52 Diagrama de bloques del sistema de control de velocidad angular en estudio (Figura 34 – sección anterior)

Fuente: Elaboración Propia

Los parámetros eléctricos (evaluados en la sección 3.6.1) del motor DC de armadura se muestran en la Tabla 3:

TABLA 3

CONSTANTES ELÉCTRICAS DEL MOTOR DC

Parámetro	Valor
R_m	35.8 Ω
K_m	0.0280 V/(rad/s)
J_m	9.64×10^{-6} kg.m^2
r_i	2.42 cm
K_A	2.4
K_S	1

En este sistema se tiene interés en conocer cómo responde la velocidad angular, *ωo(t)*, del disco giratorio del motor a los cambios a la señal de entrada, *PWM'(t)* y a los cambios en la referencia de entrada, $r_i(t)$. El diagrama en bloques simplificado del sistema de control general, según la Figura 40 de la sección anterior, es de la siguiente forma:

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

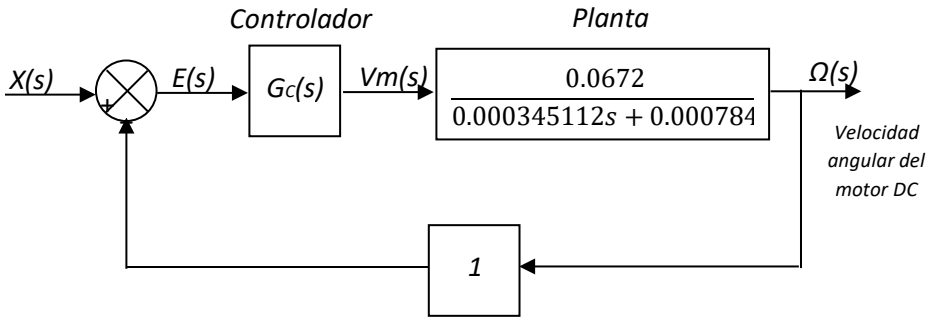


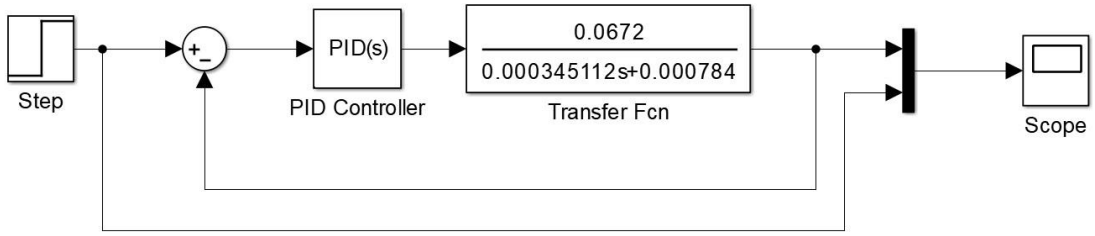
Figura 53 Diagrama de bloques general del sistema dinámico considerando los parámetros del motor DC.

Fuente: Elaboración Propia

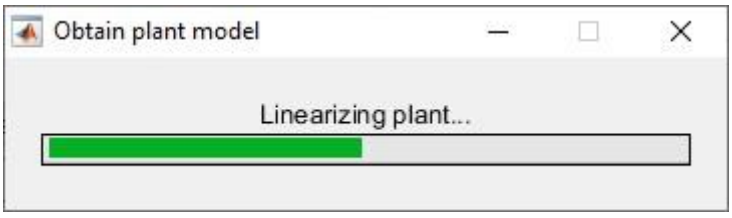
Una vez obtenidas las constantes que modelan el sistema de velocidad angular, se debe sintonizar el controlador para obtener los parámetros K_P, K_i y K_D. La manera de sintonizar el controlador se detalla en la sección siguiente.

4.3.1 Sintonización del P-I-D mediante Simulink de MATLAB

Utilizando Simulink que permite realizar el ajuste y la sintonización de control PID de una planta, en la cual se especifican todos los parámetros involucrados del sistema de control. La simulación nos da el resultado mostrado en las siguientes figuras.



(a)

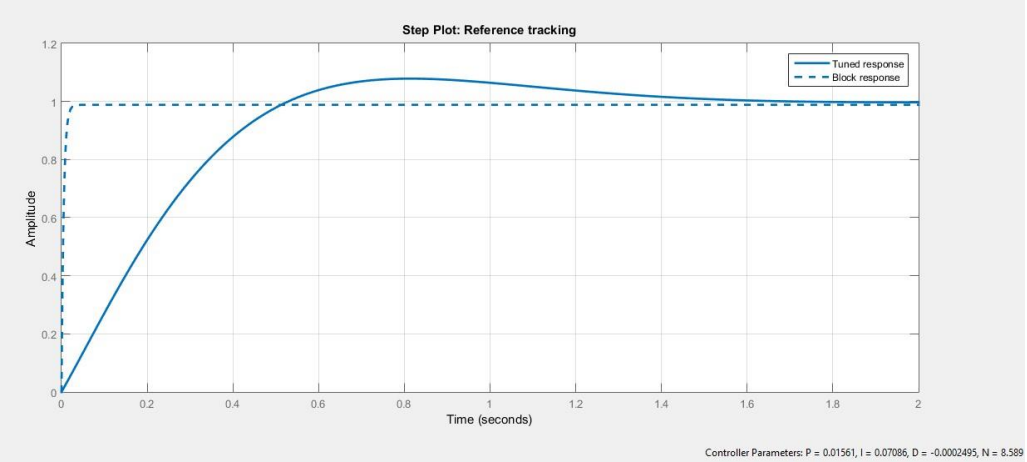


(b)

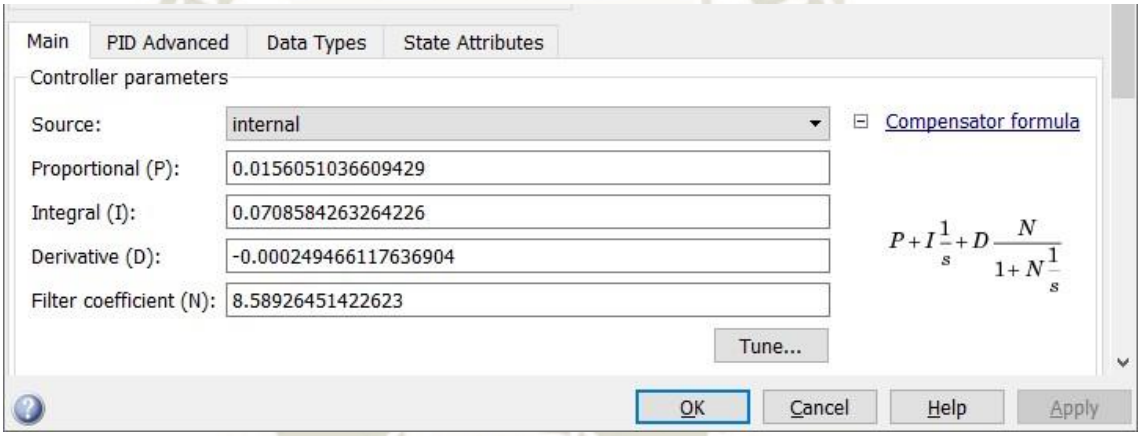
Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA



(c)



(d) Pantalla de los parámetros sintonizados del PID

Figura 54 Secuencia del ajuste del controlador PID del sistema dinámico de control de velocidad de motor DC.

Fuente: Elaboración Propia

4.3.2 Parámetros P-I-D sintonizados o calibrados

Se ha utilizado la forma ideal de la fórmula del PID de Simulink. Si queremos podemos modificar el tiempo de respuesta del sistema para hacerlo más rápido o lento, según queramos. Para el caso de nuestra planta, el motor DC, es mostrado en la tabla siguiente:

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

TABLA 4

PARÁMETROS PID SINTONIZADOS POR MATLAB

Parámetro	Valor
Kp	0.0156051036609429
Ti	0.0708584263264226
Td	0.000249466117636904
N	8.58926451422623

Tales valores de auto sintonización que trae Simulink son valores cercanos al valor optimo, puesto que el método de Ziegler-Nichols no nos proporciona un ajuste muy fino, más bien nos da unos valores para empezar y ajustarlos en planta [15].

Partiendo de dichos valores se puede realizar una segunda sintonización si es meritorio, para nuestro caso debemos probarlos con el algoritmo de control del microcontrolador y ver los resultados de la salida de planta en tiempo real.

4.3.3 Simulaciones en Simulink para el modelo de la planta

Se mostrará los resultados obtenidos al variar el punto de trabajo con los mismos parámetros del controlador PID. Las simulaciones comenzarán con una referencia [15] escalón unitario. Luego la referencia será del tipo PWM con periodo de 2 s, luego cambiará a 3 s y por último a 4 s.

Los parámetros seleccionados se han elegido del método de sintonización vistos en el apartado anterior.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

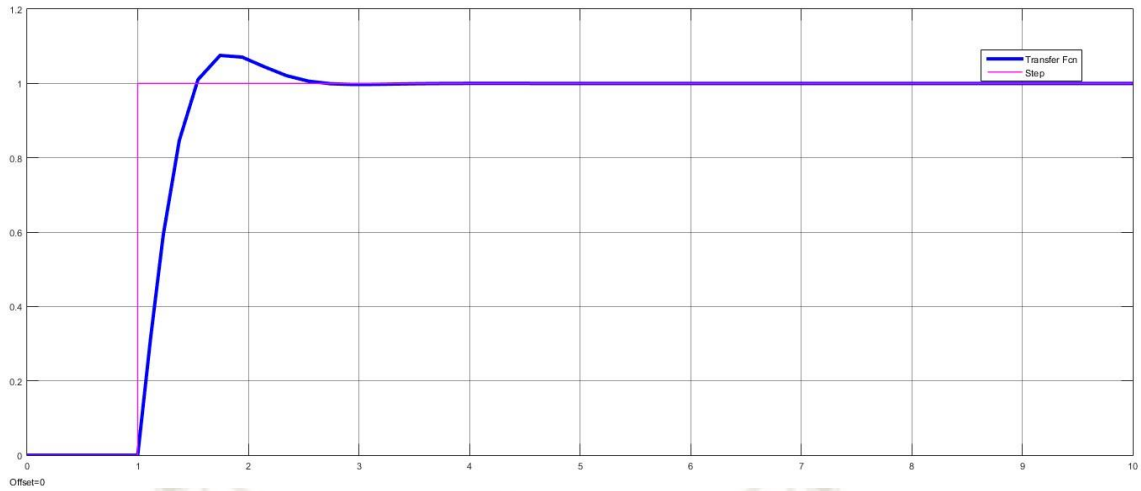


Figura 55 Respuesta del sistema a una entrada escalón unitario μ(t).

Fuente: Elaboración Propia

La señal PWM, $\mu_m(t)$, con PWM unipolar, donde la señal generada por el controlador es v_m. Además, la velocidad angular está relacionada con la señal de control PWM unipolar la cual efectúa el movimiento del eje del motor DC, la respuesta ante una entrada PWM (ciclo de trabajo 50%) de amplitud unitaria y periodo de 2 seg. se muestra en la Figura 56.

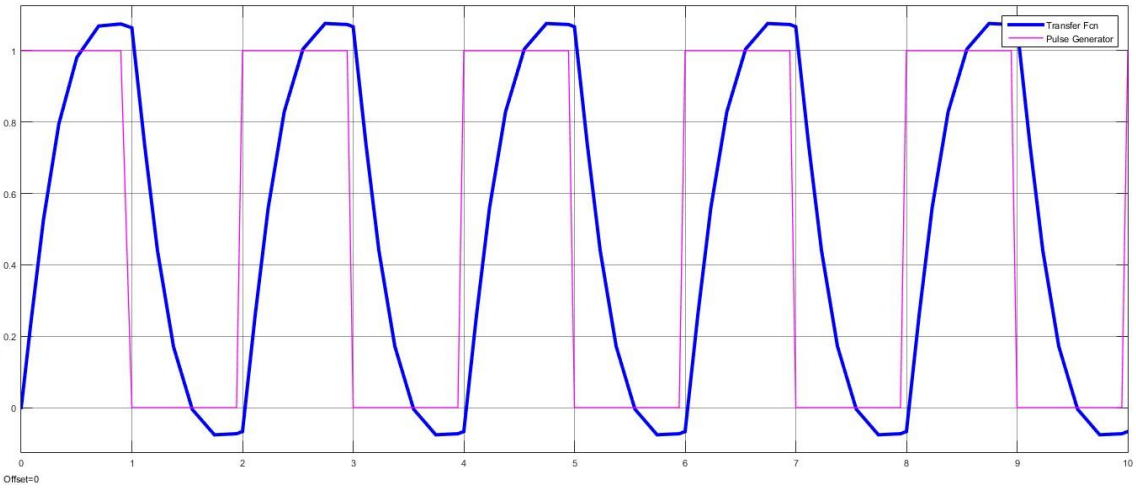


Figura 56 Respuesta del sistema a una entrada PWM de amplitud unitaria y periodo de 2s.

Fuente: Elaboración Propia

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

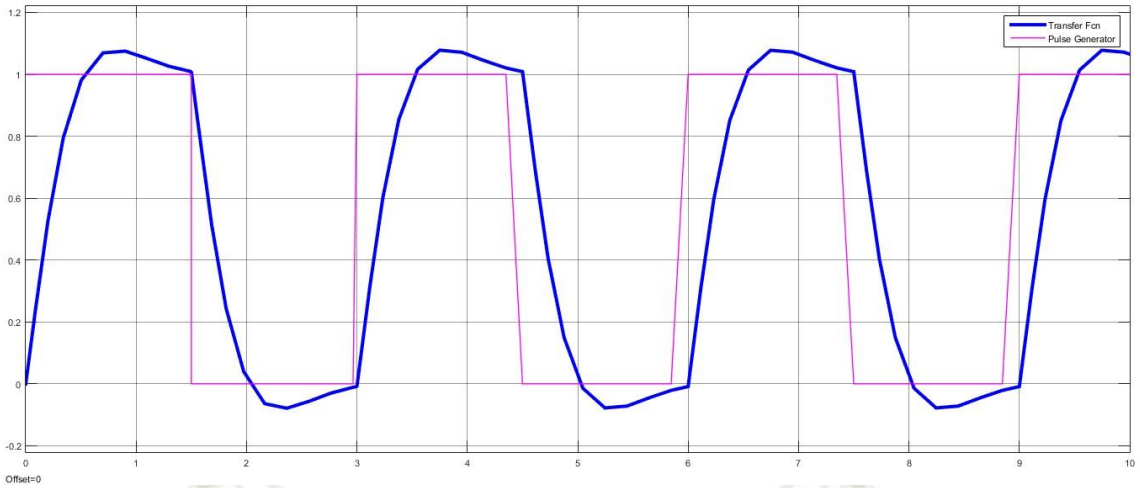


Figura 57 Respuesta del sistema a una entrada PWM de amplitud unitaria y periodo de 3s.

Fuente: Elaboración Propia

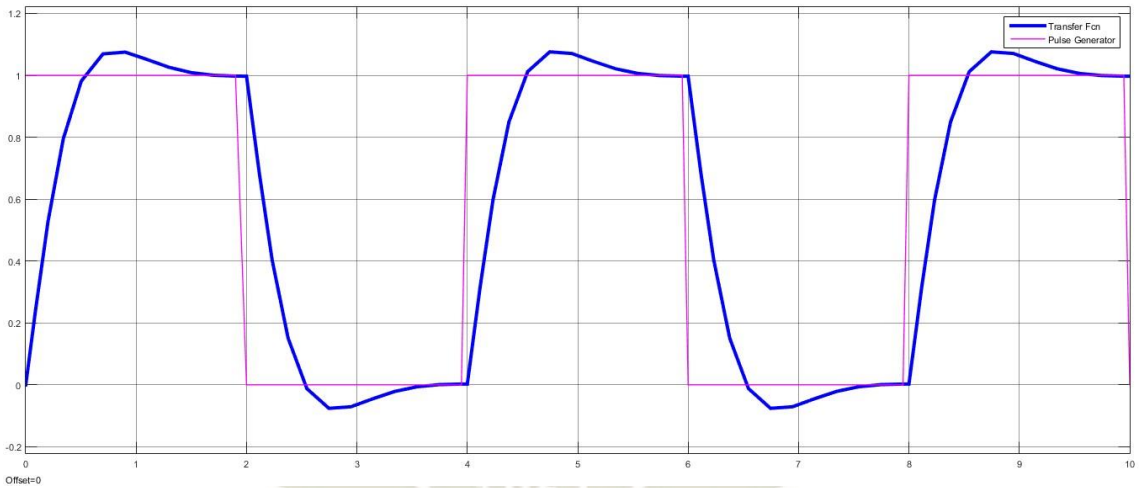


Figura 58 Respuesta del sistema a una entrada PWM de amplitud unitaria con periodo de 4s.

Fuente: Elaboración Propia

Al realizar una comparación del modelo teórico de primer orden, debe notar que la respuesta permanece estable ante las variaciones del PWM.

4.3.4 Algoritmo de control P-I-D del sistema

En la programación, el microcontrolador ATMega 328, juega un papel importante y crucial al momento de programar sistemas de control autónomos. El sistema de control de velocidad angular debe contener todos los elementos y mecanismos

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

necesarios para lograr la rutina de algoritmo PID que genera la señal de salida de control.

El diagrama de flujo del programa de control PID contiene la secuencia de declaración de variables de E/S, el cálculo de error y el control PID. La estructura es la siguiente:

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

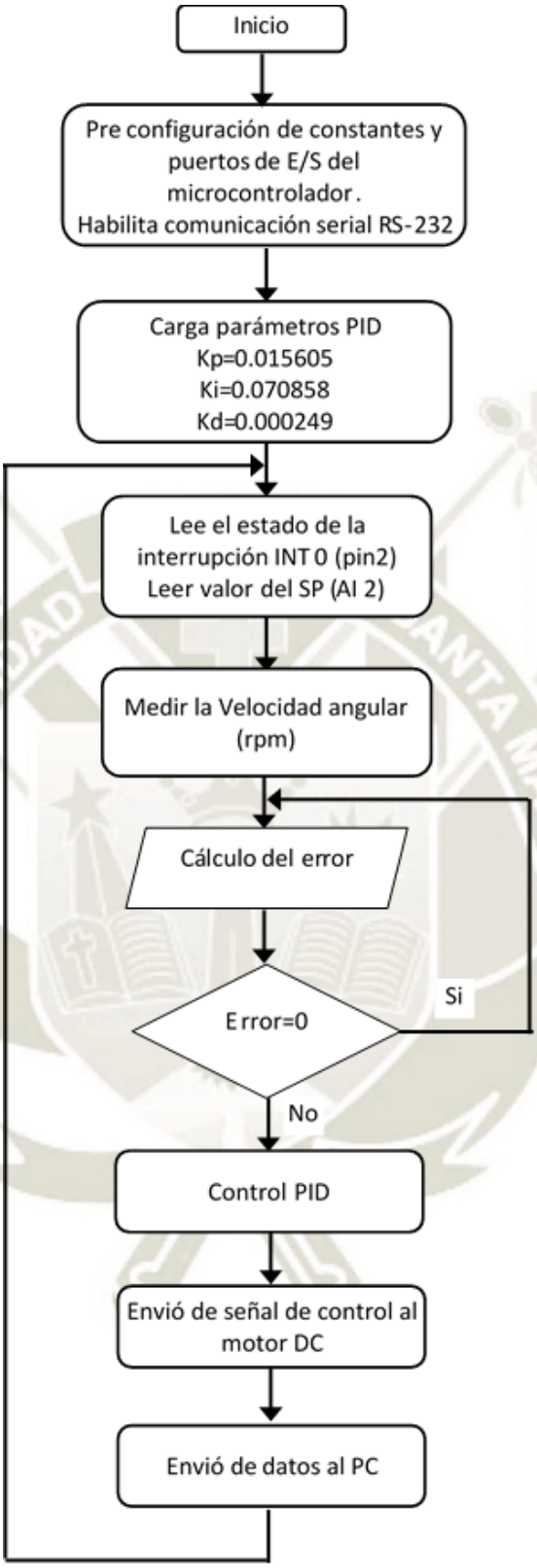


Figura 59 Diagrama de flujo del algoritmo del programa de control PID.

Fuente: Elaboración Propia

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

De acuerdo al diagrama de flujo se realiza la codificación del controlador, la cual es la siguiente:

```
[code]
////////////CONTROL PID DE VELOCIDAD ANGULAR DE MOTOR DC DE ARMADURA////////////
//RANGO DE CONTROL: 750 - 1450 RPM
//BANDA PROPORCIONAL: DeltaB = 700

float SET_POINT = 0;       //Manual 1350
const int PWM_PIN = 9;    //Pin 9 salida PWM
const int T_MSEC = 10;
const float T_SEC = 0.01;
const float Pot = A2;          //Va ser el nuevo Set-Point

struct speed_sensor {
  unsigned long last_t;
  float rpm;
};

struct pid_controller {
  float kp, ki, kd;
  float delta;
  float sum;
  float prevError;
};

struct speed_sensor motor_speed_sensor;
struct pid_controller motor_pid_controller;
unsigned long last_t;
unsigned char n;

void speed_sensor_init(struct speed_sensor &ss) {
  ss.last_t = 0;
  ss.rpm = 0;
}

void speed_sensor_turn(struct speed_sensor &ss) {
  unsigned long t = micros();
  unsigned long inc = t - ss.last_t;
  float tempRpm = (1.0 / inc) * 60000000;
```


Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

```
  if (tempRpm < 8000) {
    ss.rpm = tempRpm;
    ss.last_t = t;
  }
}

void pid_controller_init(struct pid_controller &pid, float delta, float kp, float ki, float kd) {
  pid.delta = 0.05;     //delta;0.05
  pid.kp = 0.0156051036609429;
  pid.ki = 0.0708584263264226;
  pid.kd = -0.000249466117636904;
  pid.sum = 0.075;
  pid.prevError = 0.65;
}

float pid_controller_run(struct pid_controller &pid, float error) {
  float p = pid.kp * error;
  pid.sum += error;
  float i = pid.ki * pid.delta * pid.sum;
  float d = pid.kd * (error - pid.prevError) / pid.delta;
  pid.prevError = error;
  return p + i + d;
}

void rotorTurn() {
  speed_sensor_turn(motor_speed_sensor);
}

void setup() {
  speed_sensor_init(motor_speed_sensor);
  pid_controller_init(motor_pid_controller, T_SEC, 0.5, 0.5, 0.5);
  Serial.begin(9600);
  attachInterrupt(0, rotorTurn, RISING);
  last_t = 0;
  n = 0;
}

void loop() {
  unsigned long t = millis();
  if ((t - last_t) >= T_MSEC) {
    if (n == 0) {
      Serial.print(motor_speed_sensor.rpm);
```


Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

```
    //Serial.println(" rpm");
    SET_POINT = map(analogRead(Pot), 0, 1023, 800, 1400);
    Serial.print(",");
    Serial.println(SET_POINT);
    n = 10;
   }
   else
    n--;
   float error = SET_POINT - motor_speed_sensor.rpm;
   analogWrite(PWM_PIN, (int) pid_controller_run(motor_pid_controller, error));
   last_t = t;
 }
}
[/code]
```

Como la señal proveniente del sensor de velocidad posee ruido es necesario filtrar dicha señal mediante un promediador, para esto se toma 10 muestras provenientes del sensor y se obtiene el promedio, la cual es la que procesa el algoritmo PID. Para este caso el algoritmo PID seria:

```
////////////CONTROL PID DE VELOCIDAD ANGULAR DE MOTOR DC DE ARMADURA////////////
//RANGO DE CONTROL: 750 - 1450 RPM
//BANDA PROPORCIONAL: DeltaB = 700

float SET_POINT = 0;            //Manual 1350
const int PWM_PIN = 11;         //Pin 9 salida PWM
const int T_MSEC = 10;
const float T_SEC = 0.01;
const float Pot = A2;            //Va ser el nuevo Set-Point

//Filtrado
int Lecturas[10]; //Vector de lecturas.
int Val, i = 0, Total = 0, Promedio = 0;

struct speed_sensor {
  unsigned long last_t;
  float rpm;
};

struct pid_controller {
```


Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

```
  float kp, ki, kd;
  float delta;
  float sum;
  float prevError;
};

struct speed_sensor motor_speed_sensor;
struct pid_controller motor_pid_controller;
unsigned long last_t;
unsigned char n;

void speed_sensor_init(struct speed_sensor &ss) {
  ss.last_t = 0;
  ss.rpm = 0;
}

void speed_sensor_turn(struct speed_sensor &ss) {
  unsigned long t = micros();
  unsigned long inc = t - ss.last_t;
  float tempRpm = (1.0 / inc) * 60000000;
  if (tempRpm < 8000) {
    ss.rpm = tempRpm;
    ss.last_t = t;
  }
}

void pid_controller_init(struct pid_controller &pid, float delta, float kp, float ki, float kd) {
  pid.delta = 0.05;    //delta;0.05
  pid.kp = 0.0156051036609429;
  pid.ki = 0.0708584263264226;
  pid.kd = -0.000249466117636904;
  pid.sum = 0.075;    //0.075
  pid.prevError = 0.65;  //0.65
}

float pid_controller_run(struct pid_controller &pid, float error) {
  float p = pid.kp * error;
  pid.sum += error;
  float i = pid.ki * pid.delta * pid.sum;
  float d = pid.kd * (error - pid.prevError) / pid.delta;
  pid.prevError = error;
  return p + i + d;
```


Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

```
}

void rotorTurn() {
  speed_sensor_turn(motor_speed_sensor);
}

void setup() {
  speed_sensor_init(motor_speed_sensor);
  pid_controller_init(motor_pid_controller, T_SEC, 0.5, 0.5, 0.5);
  Serial.begin(9600);
  attachInterrupt(0, rotorTurn, RISING);
  last_t = 0;
  n = 0;
  //Filtrado
  for (i = 0; i < 10; i++) //Inicialización del vector.
    Lecturas[i] = 0;
  i = 0;
}

void loop() {
  //Sustrae el total con la lectura inmediata anterior
  Total = Total - Lecturas[i];
  //Agrega una lectura a la posición actual dentro del vector
  Lecturas[i] = analogRead(Pot);
  //Realiza la sumatoria entre lecturas
  Total = Total + Lecturas[i];
  i = i + 1;
  //Calcula el promedio y envía el resultado al servomotor
  if (i >= 10) {
    i = 0;
    Promedio = Total / 10;
    Val = map(Promedio, 0, 1023, 800, 1400);
    SET_POINT = Val;
    //}
        unsigned long t = millis();
    if ((t - last_t) >= T_MSEC) {
      if (n == 0) {
        Serial.print(motor_speed_sensor.rpm);
        //Serial.println(" rpm");
        //SET_POINT = Val;    //map(analogRead(Pot),0,1023,800,1400);
        Serial.print(",");
        Serial.println(SET_POINT);
```


Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

```
      n = 10;
    }
    else
      n--;
    float error = SET_POINT - motor_speed_sensor.rpm;
    analogWrite(PWM_PIN, (int) pid_controller_run(motor_pid_controller, error));
    last_t = t;
  }
 }
}
```

Se ha incluido un display LCD (KeyPad Shield) que visualiza los parámetros de control para no depender del computador.

4.3.5 Respuesta temporal de la planta en tiempo real

El diseño del controlador PID muestra la respuesta temporal real ante un cambio de consigna de 800, 900, 1000, 1200 y 1400 rpm respectivamente, lo cual se puede visualizar en la Figura 60. La línea en color rojo representa la consigna, SP, mientras que la línea de color azul la salida de la planta, c(t), es decir la velocidad angular del motor DC.

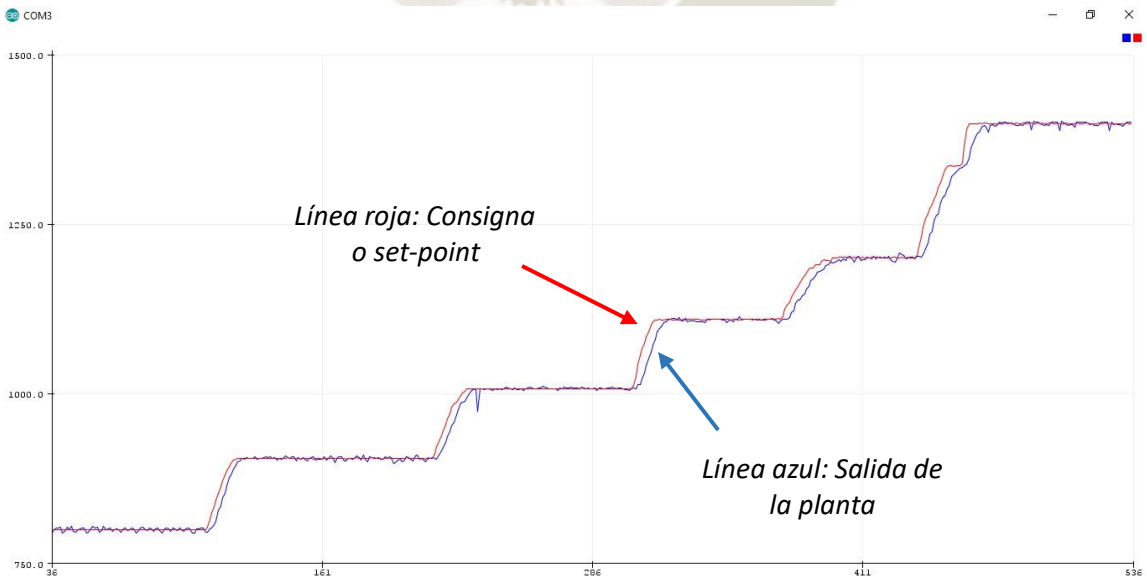


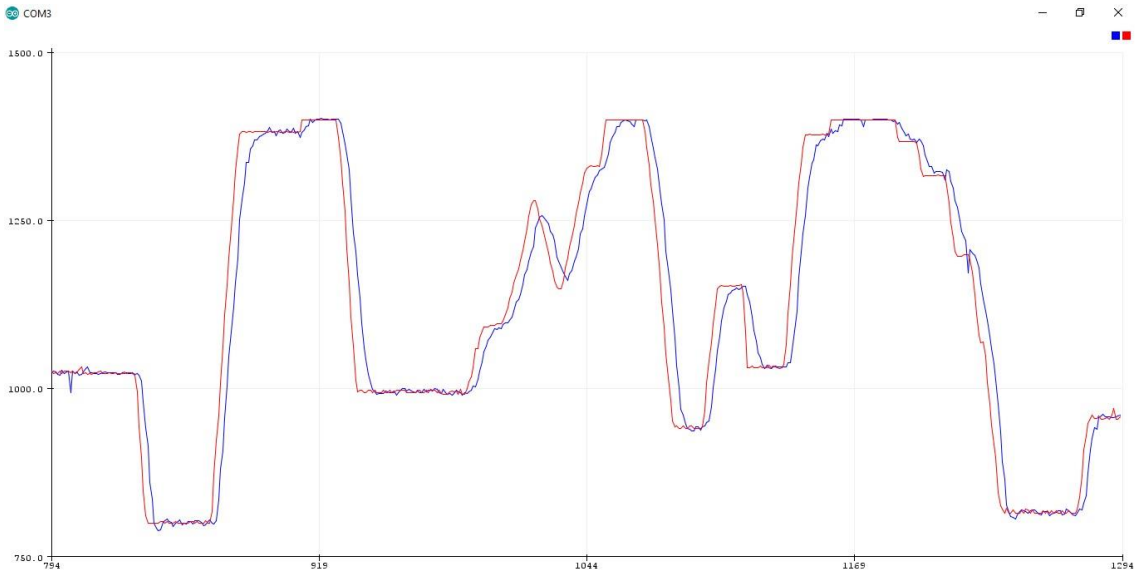
Figura 60 Respuesta temporal del sistema a diferentes valores de Set-Point.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

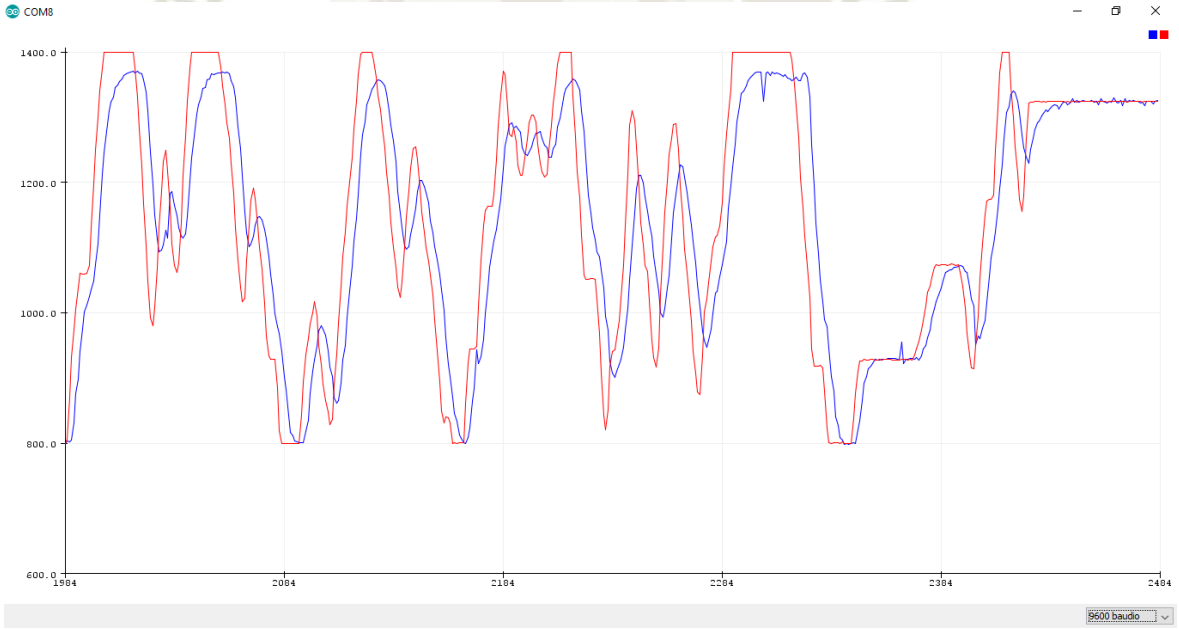
REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

En la Figura 61, puede apreciarse las pequeñas oscilaciones producidas antes de llegar al estado estacionario. En cada momento la salida sigue a la entrada, por muy rápida que sea el cambio en la consigna.



(a)



(b)

Figura 61 Diversos cambios abruptos del Set-Point no desestabiliza la planta, por más que estos sean rápidos, lo cual se esperaba del diseño realizado. a) Cambios Ligeros del Set-Point b) Cambios bruscos del Set Point.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

4.4 Sintonización del controlador PID para el modelo de planta del prototipo mediante Ziegler-Nichols

Para este caso para la sintonía del controlador en tiempo real, fijamos los parámetros pid.kp= 0.0616, pid.ki=0.0 y pid.kd=0.0 en el algoritmo de la tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador; luego transferimos el programa al controlador y ajustamos la referencia de entrada SP = 1000 RPM; luego esperamos como responde el sistema ante dichos parámetros iniciales de presintonía.



Figura 62 Parámetros iniciales PID pre-sintonizado.

La respuesta oscilatoria del sistema es como se aprecia en la Figura 63. No muestra una similitud a una senoidal oscilatoria. Una razón es que el método de Ziegler-Nichols, está referido a señales que cambian en el tiempo, es decir continua. En nuestro caso son pulsos PWM, por lo que habrá que validar cómo responderá el PID con tales parámetros presintonizados.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

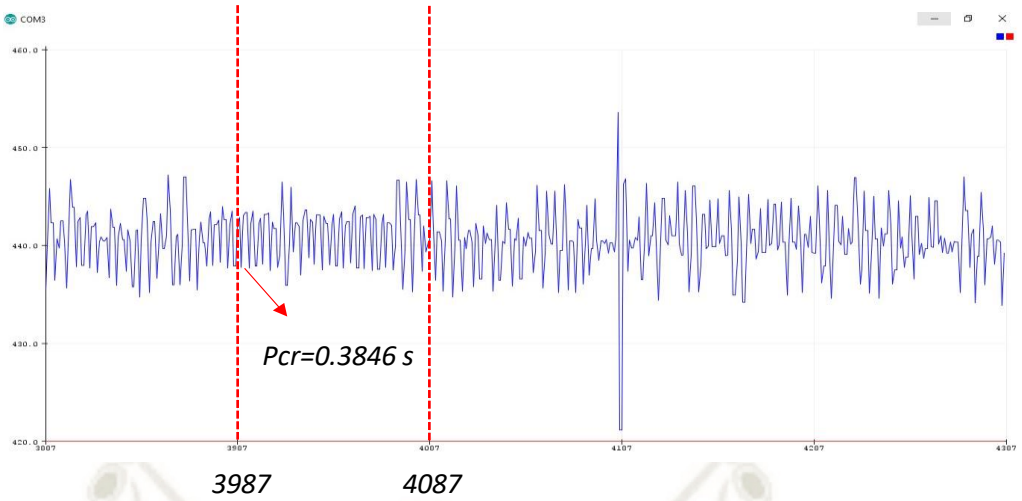


Figura 63 Respuesta del sistema dinámico mostrando la oscilación sostenida con un periodo crítico Pcr = 0.3846 s aproximadamente (se ha ampliado la escala del segmento entre las líneas punteadas de rojo para mejor visualización)

Para obtener el periodo crítico, según Ziegler y Nichols, para el caso nuestro; contamos el número de picos dentro del segmento de 3987 y 4087; y lo dividimos entre el número total de picos de la onda, es decir:

$$P_{cr} = \frac{4087 - 3987}{26\ picos} = \frac{100}{26} = 3.8461\ s$$

Por tanto:

$$\therefore K_{cr} = 0{,}0616$$

$$\therefore P_{cr} = 3.8461\ s$$

Luego, evaluando los valores de K_P, T_i y T_d de acuerdo con las fórmulas de la Tabla 2 de Ziegler y Nichols (sección 2.9.2), obtenemos:

Kp = 0,6 Kcr = 0,6 * 0,0616 = 0,03696

Ti = 0,5 Pcr = 0,5 * 3,8461 s = 1,92305 s

Td = 0,125 Pcr = 0,125 * 3,8461 s = 0,4807625 s

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Es necesario representar los parámetros sintonizados en términos de las constantes K_p, K_i y K_d

$$K_p = 0{,}03696$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{0{,}03696}{1{,}92305} = 0{,}0192194691$$

$$K_d = K_p * T_d = 12{,}6 * 0{,}7125 = 0{,}017768982$$

El modelo del controlador PID sintonizado mediante las reglas de ZieglerNichols es de la siguiente forma:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$$

$$G_c(s) = 0{,}03696 + \frac{0{,}0192194691}{s} + 0{,}017768982s$$

Por lo tanto, el sistema dinámico considerando los parámetros evaluados experimentalmente se muestra en el siguiente diagrama en bloques:

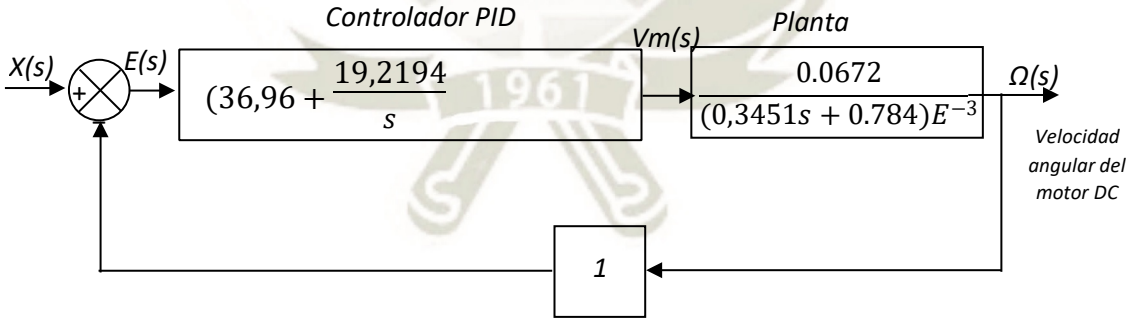


Figura 64 Constantes experimentales del sistema mediante la sintonización de Ziegler-Nichols

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

4.5 Validación del prototipo de control de velocidad de motor DC

Para poder probar el funcionamiento y la estabilidad temporal del controlador PID diseñado, implica el comportamiento estable dentro del rango del PID, aun cuando existan perturbaciones externas.

A continuación, se muestran diferentes imágenes de la respuesta del sistema de primer orden, donde se aprecia la estabilidad a los diferentes cambios en la consigna.



Figura 65 Respuesta temporal del sistema a diferentes consignas: 800, 900, 1000, 1200 y 1400 rpm.

En la Figura 65 se puede apreciar como por medio de pequeñas oscilaciones la salida del circuito sigue a la entrada, por muy rápida que sea el cambio en la consigna antes de llegar al estado estacionario, asimismo también se desea ver la respuesta numérica, para su almacenamiento en base de datos y análisis posterior. El programa desarrollado también permite ver datos numéricos. Del monitor serie del IDE de Arduino visualizamos los datos, los cuales son exportados a Excel, como se muestra en la siguiente tabla:

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

TABLA 5

DATOS NUMÉRICOS DE SET-POINT Y RESPUESTA DEL SISTEMA.

VELOCIDAD ANGULAR DEL MOTOR (RPM)			
800	**1000**	**1200**	**1400**
801.37 , 800	1000.87 , 1000	1199.62 , 1200	1400.56 , 1400
800.09 , 800	1001.40 , 1000	1199.81 , 1200	1400.56 , 1400
799.06 , 800	1002.81 , 1000	1200.19 , 1200	1400.56 , 1400
799.19 , 800	1001.87 , 1000	1200.67 , 1200	1400.56 , 1400
795.17 , 800	1001.34 , 1000	1200.38 , 1200	1400.43 , 1400
799.45 , 800	1003.34 , 1000	1199.71 , 1200	1400.56 , 1400
798.93 , 800	1001.87 , 1000	1198.18 , 1200	1400.56 , 1400
799.70 , 800	1002.34 , 1000	1199.90 , 1199	1400.56 , 1400
799.49 , 800	1000.93 , 1000	1200.00 , 1200	1400.43 , 1400
800.64 , 800	1000.13 , 1000	1200.38 , 1200	1400.82 , 1400
797.02 , 800	1002.14 , 1000	1199.71 , 1200	1401.08 , 1400
800.30 , 800	1000.07 , 1000	1198.75 , 1200	1400.95 , 1400
797.41 , 800	1002.74 , 1000	1200.00 , 1200	1401.21 , 1400
801.75 , 800	1001.47 , 1000	1196.46 , 1200	1400.82 , 1400
799.02 , 800	1000.67 , 1000	1198.18 , 1200	1400.82 , 1400
800.17 , 800	1001.13 , 1000	1198.94 , 1200	1399.91 , 1400

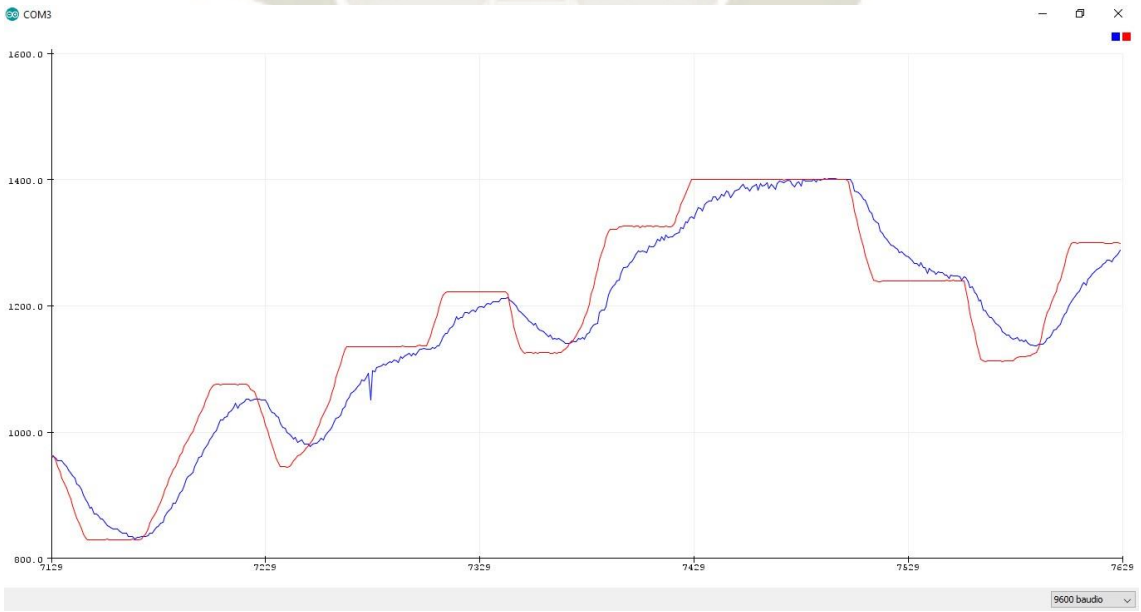


Figura 66 A diferentes consignas del sistema, la salida de la planta sigue a la entrada.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

Para la respuesta a la perturbación externa se procedió de la siguiente manera: Al disco del motor, se le presiono ligeramente (tratando de frenarlo) de modo que llevemos a la inestabilidad, se notó que, el controlador PID generaba mayor señal PWM tratando de compensar la pérdida de velocidad llevándolo nuevamente a la estabilidad relativa. Finalmente, al soltar el freno, nuevamente el controlador PID volvía a su valor de consigna.

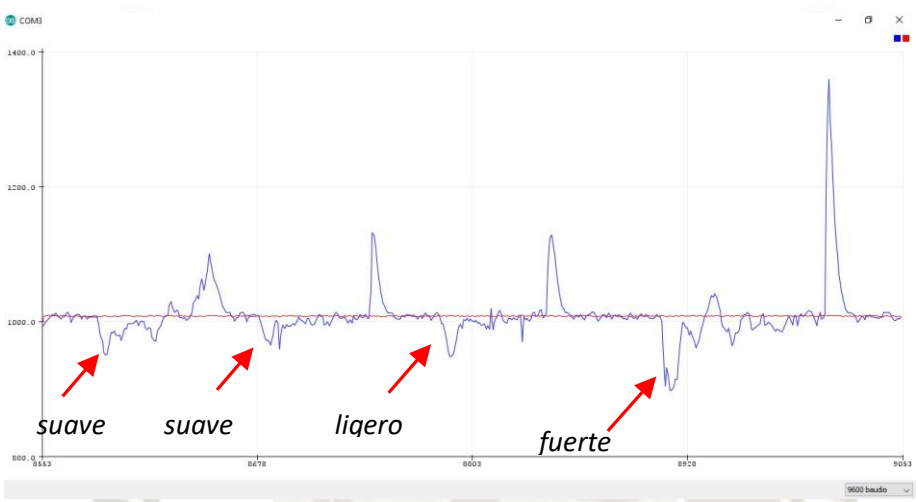


Figura 67 Efectos de la perturbación a diferentes valores de frenado en el disco.

4.6 Manual y guía de funcionamiento del prototipo

Más que un manual, la presente Tesis logra probar las reglas de sintonización de Ziegler-Nichols, en un prototipo de controlador de velocidad de motor DC. Como tal el prototipo se alimenta con tensión de 12 VDC que alimenta al motor DC y con tensión de 5 VDC que da energía a los componentes electrónicos incluido el microcontrolador ATMega 328.

Se recomienda que las tensiones tengan un rizado menor al 0.1 %, es decir sean tensión continua pura, para reducir lo menos posible el ruido eléctrico provenientes de las fuentes de poder. Sin embargo, el prototipo cuanta con un filtro de línea de la fuente de poder de 12 VDC. La fuente de poder de 5 VDC es propia del puerto USB del computador, o de fuente de poder externa.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

Fuentes de poder:

- +12 VDC, 1.5 A.
- + 5 VDC, 0.5 A

Consumo de corriente: Menor a 1 A

4.6.1 Funcionamiento

En general el prototipo presenta 3 pasos o secuencia de trabajo:

- Alimentar con 12 VDC la tarjeta de control de prototipo, tener en cuenta la polaridad al momento de conectar en la bornera respectiva. Un LED color rojo se enciende como señal que existe energía al motor DC
- Alimentar con 5 VDC la tarjeta de control de prototipo, tener en cuenta la polaridad al momento de conectar en la bornera respectiva. En este punto la pantalla LCD se enciende y el motor DC empieza a girar a cierta velocidad. Así mismo el LED del sensor de velocidad se enciende. Tener presente que la tensión de 5 VDC alimenta al microcontrolador ATMega 328 y el sensor de velocidad.
- Ajustar mediante la perilla del potenciómetro el SP dentro de un rango de 800 rpm a 1400 rpm. La pantalla del LCD monitorea la PV (variable del proceso) y el SP.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CAPÍTULO V

5. COSTOS Y PRESUPUESTOS

5.1 Introducción

En este capítulo se presenta los gastos administrativos y el cuadro de costos de Hardware y Software, así como del presupuesto de materiales del prototipo diseñado a base de componentes existentes en el mercado local.

5.1.1 Costo de componentes y desarrollo del programa para el microcontrolador

COSTOS Y PRESUPUESTOS		
HARDWARE		
Componentes	**Cantidad**	**Costos**
Tarjeta Arduino	1	75.00
Transistor	2	3.00
Sensor	1	15.00
Motor	1	25.00
LED	3	0.50
Resistor	6	1.50
Total Nuevos Soles S/.		120.00
SOFTWARE		
Software Elaborado	07 horas x S/. 30 hora	210.00
Mano de Obra del Prototipo	10 horas x S/. 20 hora	200.00
Total Nuevos Soles S/.		410.00
TOTAL FINAL Nuevos Soles S/.		530.00

- La Tesis será autofinanciada por el tesista.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

RESULTADOS

a) Que el método de sintonía de Ziegler-Nichols nos proporciona un ajuste fino, debido a que se trabaja a valores extremos (críticos) es decir que por encima dichos valores empiezan a entrar a la frontera de la inestabilidad. Estos valores son un buen punto de partida para empezar y ajustarlos en planta.

b) El método de sintonización por software de Simulink de Matlab nos da unos valores más cercanos a los óptimos, se procedió a realizar un ajuste fino manualmente de los parámetros de acuerdo al sistema. Además, Simulink, nos da los parámetros de la respuesta transitoria (Tiempo de retardo, tiempo de crecimiento, tiempo de pico, tiempo de establecimiento, sobre impulso máximo, entre otras) según la respuesta del sistema.

c) El método de sintonía por software de Matlab necesita el modelo de la planta para evaluar los parámetros sintonizados del PID. Muchas veces no se tiene el modelo de la planta, por lo que en estos casos se utiliza la función de transferencia de primer orden más retraso.

d) Los parámetros calibrados o sintonizados del controlador PID no son únicos, como se demostró en la presente tesis. Se calculó los parámetros mediante el software de Matlab y mediante el diseño de Ziegler-Nichols, así mismo se validó la estabilidad en tiempo transitorio del modelo de planta de velocidad del motor DC, respecto a la sintonización del método teórico de Matlab. Adicionalmente, la herramienta Sisotool en Matlab puede reemplazar a Simulink.

e) Para realizar un ajuste fino, podemos sintetizar que para una buena sintonización es necesario considerar:

- Selección del algoritmo de control PID apropiado (P, PI o PID).
- Ajuste de ganancia.
- Programación.
- Ajuste Fino

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

CONCLUSIONES

1. Se realizó el diseño e implementación de un prototipo de controlador PID de velocidad angular de motor DC basado en la sintonización de Ziegler-Nichols.

2. Se efectuó el planteamiento de la teoría del modelamiento matemático así mismo aspectos teóricos de controladores PID y su respectivo método de sintonización, los cuales permitieron una mejor comprensión.

3. Se logró el modelamiento matemático del controlador PID analógico de velocidad angular mediante las reglas de Ziegler-Nichols, obteniéndose los parámetros óptimos para el controlador PID del sistema de 1er orden, utilizando el modelo diseñado del motor de corriente continua.

4. Se comprendió mejor la simulación en Matlab del modelo de planta y de cómo el PID logra controlar la velocidad angular del motor DC cuando se aplica una señal de Set-Point en la entrada del sistema.

5. Se elaboró un prototipo de control de velocidad de motor DC en lazo cerrado, el cual, posteriormente, se validó su óptimo funcionamiento y versatilidad durante las pruebas realizadas en la presente tesis.

6. Se logró el diseño del algoritmo de control PID en microcontrolador ATMega 328, demostrando la implementación de sistemas de control robustos a bajo costo, mediante la selección de los dispositivos y componentes electrónicos, las especificaciones que da el fabricante y su disposición en el mercado. El programa desarrollado, *PID_VEL_ANG_MOTOR_DC_LCD.ino,* incluye las rutinas del algoritmo de control necesarias para controlar la velocidad del motor DC.

7. Se elaboró un manual y guía de funcionamiento de uso del prototipo de control de velocidad angular de motor DC.

8. En el presente trabajo de Tesis, el análisis planteado, el modelamiento y el algoritmo de control PID están en tiempo continuo, pero partiendo del prototipo

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

implementado, es meritorio alcanzar como trabajo futuro el planteamiento en tiempo discreto.

9. Un controlador PID de tiempo continuo, si bien es cierto se utiliza mucho en la industria por su relativa facilidad y comprensión, no se debe desmejorar el controlador PID discreto, los cuales mejoran ligeramente el criterio del 3% y del 5% de la respuesta de los sistemas de tiempo continuo.

10. El controlador PID planteado en la presente Tesis fue la tarjeta de desarrollo basado en microcontrolador, se escogió por su bajo costo y suficiente arquitectura de Hardware para realizar el control PID de velocidad angular en un motor DC, a diferencia de Raspberry Pi, Galileo 101, DAQ USB 6008 (Nationals Instruments), myDAQ. myRIO, entre otras.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1] W. Bolton. *Ingeniería de Control*. México D.F. Editorial Alfa Omega, 2001.

[2] A. Tapay Cuadros, "*Modelamiento Matemático de un motor de corriente continua con excitación independiente para implementar control de velocidad por tensión de inducido*", Tesis, UNSA, Arequipa, 2018.

[3] M. A. Sebastian Álvarez, "*Modelo matemático de un motor de corriente continua separadamente excitado: Control de velocidad por corriente de armadura".* Instituto de Ciencias Físicas, Escuela Superior Politécnica del Litoral, Campus Gustavo Km 30.5 Vía Perimetral, Apartado 09-01-5863, Guayaquil, Ecuador, 2012.

[4] R. Rodríguez Bustinza y E. Mamani Churayra, Control de la velocidad en tiempo real de un motor dc controlado por lógica difusa tipo pd+i usando labview, tecnia, vol. 21, n.º 1, jun. 2011.

[5] L. A. Gil Garces y J. L. Rincon Gaviria. Control PID para el control de velocidad de un motor DC. Universidad Tecnológica de Pereira, Escuela de Tecnología Eléctrica, Colombia, 2014.

[6] K. Ogata. *Ingeniería de Control Moderna*. Quinta edición. Prentice-Hall Hispanoamericana S.A., México, pp. 92-96, 669-674, 2010.

[7] Y. García and I. Lobo. "*Controlador PID integrado por la estructura de control de modelo interno (IMC) y lógica difusa*", *Artículo de Investigación Revista Ciencia e Ingeniería,* Vol. 30, No. 1, pp. 29-40, diciembre-marzo, 2009.

[8] Åström, K. J., & Hägglund, T. (2009). Control PID avanzado. Pearson, Madrid. p.69

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

[9] V. M. Alfaro Ruíz. "*Ecuaciones para controladores PID Universales*", *Ingeniería: Revista de la Universidad de Costa Rica*, Vol. 12, No. 1-2, diciembre, 2002.

[10] Naylamp Mechatronics SAC. (2020, octubre 14). Sensor Encoder Infrarrojo FC-03. [Online]. Available: https://naylampmechatronics.com/robotica-movil/240-encoder-infrarrojo.html

[11] Ingeniería MCI Ltda. (2020, marzo 2012). ¿Qué es Arduino? | Arduino.cl - Compra tu Arduino en Línea. Arduino es una plataforma de desarrollo basada en una placa electrónica de hardware libre que incorpora un microcontrolador re-programable y una serie de pines hembra. [Online]. Available: https://arduino.cl/que-es-arduino/

[12]Fundación Wikipedia, I. (2018, mayo 03): Motor de corriente continua – Wikipedia, la enciclopedia libre [Online]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Motor_de_corriente_continua

[13] MYG Inc Motores Eléctricos. (2020, marzo 12). Partes de un motor de CD – MYG Inc Motores Eléctricos. [Online]. Available: https://motoresygeneradores.com/partes-de-un-motor-de-cd/

[14] R. Carranza Noriega. Automatización: Tópicos de Instrumentación y Control. Pontificia Universidad Católica del Perú. Dirección Académica de Investigación. Lima, 2011, pp. 89.

[15] R. Pajarón Pérez (2012, setiembre 28): Uso de la IEC 1131-7 para el control de plantas industriales 79 - 168: Control clásico aplicado a la planta. Capítulo 4 Control Borroso Industrial [Online]. Available: http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/12070/fichero/4.+CAP%C3%8DTULO+4.pdf.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

ANEXOS

ANEXO I: Datasheet del Transistor 2N2222A

P2N2222A

Amplifier Transistors

NPN Silicon

Features

- These are Pb−Free Devices*

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Collector−Emitter Voltage	V_{CEO}	40	Vdc
Collector−Base Voltage	V_{CBO}	75	Vdc
Emitter−Base Voltage	V_{EBO}	6.0	Vdc
Collector Current − Continuous	I_C	600	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/°C
Total Device Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	1.5 12	W mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	−55 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

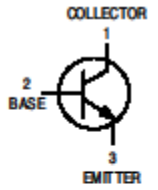
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

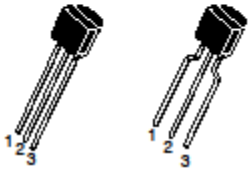
*For additional information on our Pb−Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

ON Semiconductor®

http://onsemi.com



TO−92
CASE 29
STYLE 17



STRAIGHT LEAD
BULK PACK

BENT LEAD
TAPE & REEL
AMMO PACK

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
▪ = Pb−Free Package
(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
P2N2222AG	TO−92 (Pb−Free)	5000 Units/Bulk
P2N2222ARL1G	TO−92 (Pb−Free)	2000/Tape & Ammo

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specification Brochure, BRD8011/D.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2013
January, 2013 − Rev. 7

1

Publication Order Number:
P2N2222A/D

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector – Emitter Breakdown Voltage (I_C = 10 mAdc, I_B = 0)	$V_{(BR)CEO}$	40	–	Vdc
Collector – Base Breakdown Voltage (I_C = 10 μAdc, I_E = 0)	$V_{(BR)CBO}$	75	–	Vdc
Emitter – Base Breakdown Voltage (I_E = 10 μAdc, I_C = 0)	$V_{(BR)EBO}$	6.0	–	Vdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 60 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 3.0 Vdc)	I_{CEX}	–	10	nAdc
Collector Cutoff Current (V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0) (V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0, T_A = 150°C)	I_{CBO}	– –	0.01 10	μAdc
Emitter Cutoff Current (V_{EB} = 3.0 Vdc, I_C = 0)	I_{EBO}	–	10	nAdc
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 10 V)	I_{CEO}	–	10	nAdc
Base Cutoff Current (V_{CE} = 60 Vdc, $V_{EB(off)}$ = 3.0 Vdc)	I_{BEX}	–	20	nAdc
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain (I_C = 0.1 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc) (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, T_A = −55°C) (I_C = 150 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc) (Note 1) (I_C = 150 mAdc, V_{CE} = 1.0 Vdc) (Note 1) (I_C = 500 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc) (Note 1)	h_{FE}	35 50 75 35 100 50 40	– – – – 300 – –	–
Collector – Emitter Saturation Voltage (Note 1) (I_C = 150 mAdc, I_B = 15 mAdc) (I_C = 500 mAdc, I_B = 50 mAdc)	$V_{CE(sat)}$	– –	0.3 1.0	Vdc
Base – Emitter Saturation Voltage (Note 1) (I_C = 150 mAdc, I_B = 15 mAdc) (I_C = 500 mAdc, I_B = 50 mAdc)	$V_{BE(sat)}$	0.6 –	1.2 2.0	Vdc
SMALL – SIGNAL CHARACTERISTICS				
Current – Gain – Bandwidth Product (Note 2) (I_C = 20 mAdc, V_{CE} = 20 Vdc, f = 100 MHz)C	f_T	300	–	MHz
Output Capacitance (V_{CB} = 10 Vdc, I_E = 0, f = 1.0 MHz)	C_{obo}	–	8.0	pF
Input Capacitance (V_{EB} = 0.5 Vdc, I_C = 0, f = 1.0 MHz)	C_{ibo}	–	25	pF
Input Impedance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h_{ie}	2.0 0.25	8.0 1.25	kΩ
Voltage Feedback Ratio (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h_{re}	– –	8.0 4.0	X 10^{-4}
Small–Signal Current Gain (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h_{fe}	50 75	300 375	–
Output Admittance (I_C = 1.0 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz) (I_C = 10 mAdc, V_{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h_{oe}	5.0 25	35 200	μMhos
Collector Base Time Constant (I_E = 20 mAdc, V_{CB} = 20 Vdc, f = 31.8 MHz)	$rb'C_c$	–	150	ps
Noise Figure (I_C = 100 μAdc, V_{CE} = 10 Vdc, R_S = 1.0 kΩ, f = 1.0 kHz)	NF	–	4.0	dB

1. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
2. f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Delay Time	(V_{CC} = 30 Vdc, $V_{BE(off)}$ = −2.0 Vdc,	t_d	–	10	ns
Rise Time	I_C = 150 mAdc, I_{B1} = 15 mAdc) (Figure 1)	t_r	–	25	ns
Storage Time	(V_{CC} = 30 Vdc, I_C = 150 mAdc,	t_s	–	225	ns
Fall Time	I_{B1} = I_{B2} = 15 mAdc) (Figure 2)	t_f	–	60	ns

SWITCHING TIME EQUIVALENT TEST CIRCUITS

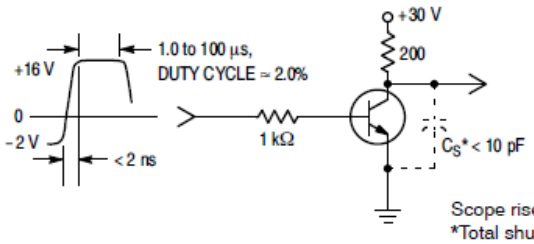


Figure 1. Turn−On Time

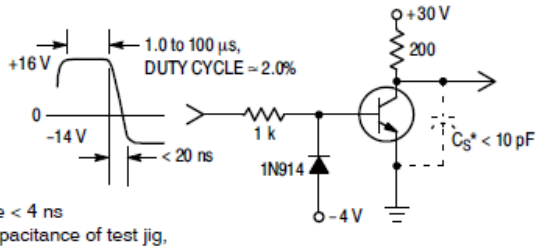


Figure 2. Turn−Off Time

Scope rise time < 4 ns
*Total shunt capacitance of test jig, connectors, and oscilloscope.

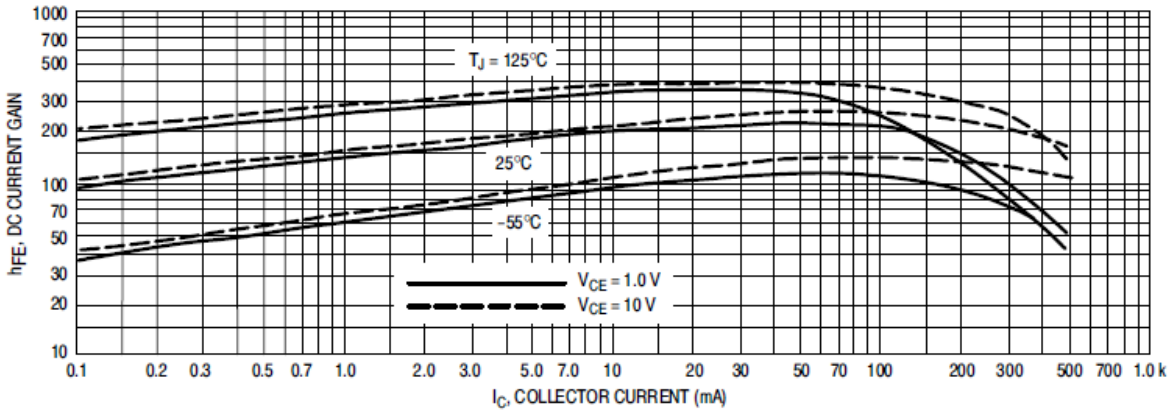


Figure 3. DC Current Gain

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

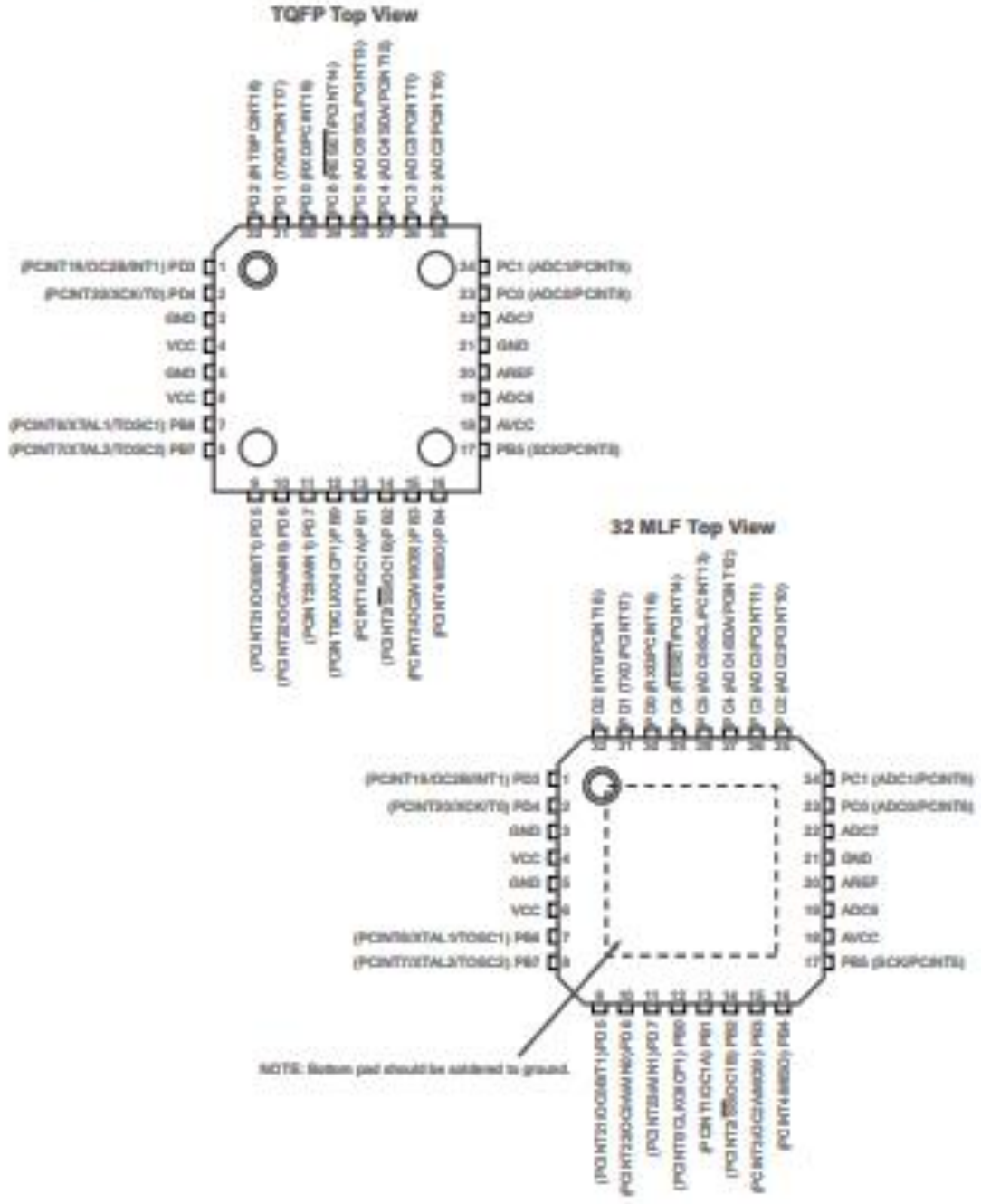
REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

ANEXO II: Datasheet del Microcontrolador ATMega 328

1. Pin Configurations

Figure 1-1. Pinout



Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

1.1 Pin Descriptions

1.1.1 VCC

Digital supply voltage.

1.1.2 GND

Ground.

1.1.3 Port B (PB7:0) XTAL1/XTAL2/TOSC1/TOSC2

Port B is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port B output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, port B pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port B pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Depending on the clock selection fuse settings, PB6 can be used as input to the inverting oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit.

Depending on the clock selection fuse settings, PB7 can be used as output from the inverting oscillator amplifier.

If the internal calibrated RC oscillator is used as chip clock source, PB7..6 is used as TOSC2..1 input for the asynchronous Timer/Counter2 if the AS2 bit in ASSR is set.

The various special features of port B are elaborated in Section 13.3.1 "Alternate Functions of Port B" on page 65 and Section 8. "System Clock and Clock Options" on page 24.

1.1.4 Port C (PC5:0)

Port C is a 7-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The PC5..0 output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port C pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The port C pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

1.1.5 PC6/$\overline{\text{RESET}}$

If the RSTDISBL fuse is programmed, PC6 is used as an input pin. If the RSTDISBL fuse is unprogrammed, PC6 is used as a reset input. A low level on this pin for longer than the minimum pulse length will generate a reset, even if the clock is not running. The minimum pulse length is given in Table 28-4 on page 261. Shorter pulses are not guaranteed to generate a reset.

The various special features of port C are elaborated in Section 13.3.2 "Alternate Functions of Port C" on page 68.

1.1.6 Port D (PD7:0)

Port D is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The port D output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, port D pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The port D pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

The various special features of port D are elaborated in Section 13.3.3 "Alternate Functions of Port D" on page 70.

1.1.7 AV_{CC}

AV_{CC} is the supply voltage pin for the A/D converter, PC3:0, and ADC7:6. It should be externally connected to V_{CC}, even if the ADC is not used. If the ADC is used, it should be connected to V_{CC} through a low-pass filter. Note that PC6..4 use digital supply voltage, V_{CC}.

1.1.8 AREF

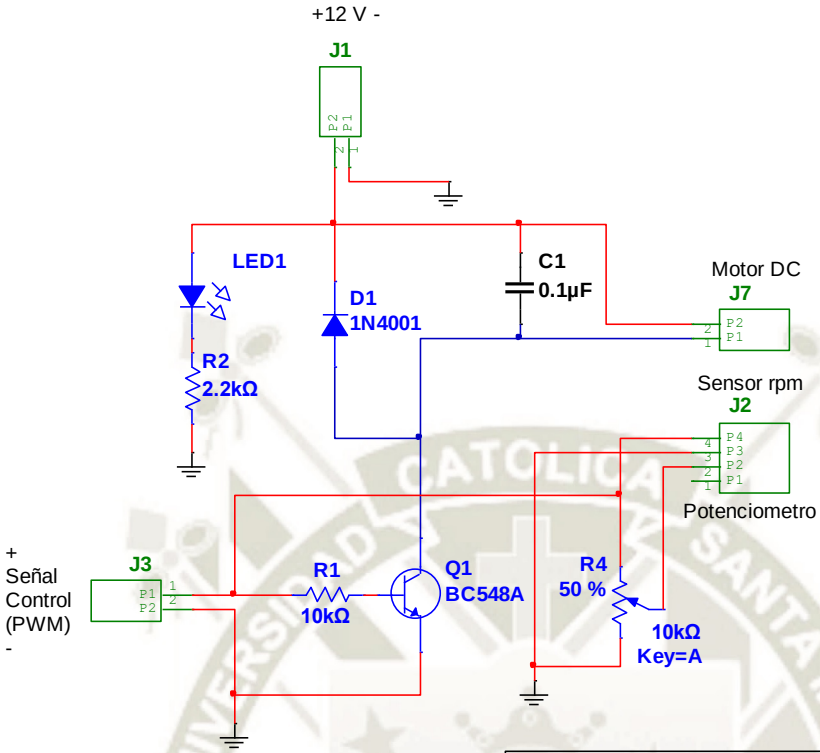
AREF is the analog reference pin for the A/D converter.

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE TESIS UCSM

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

ANEXO III: Circuito Eléctrico de la Placa Impresa de Control



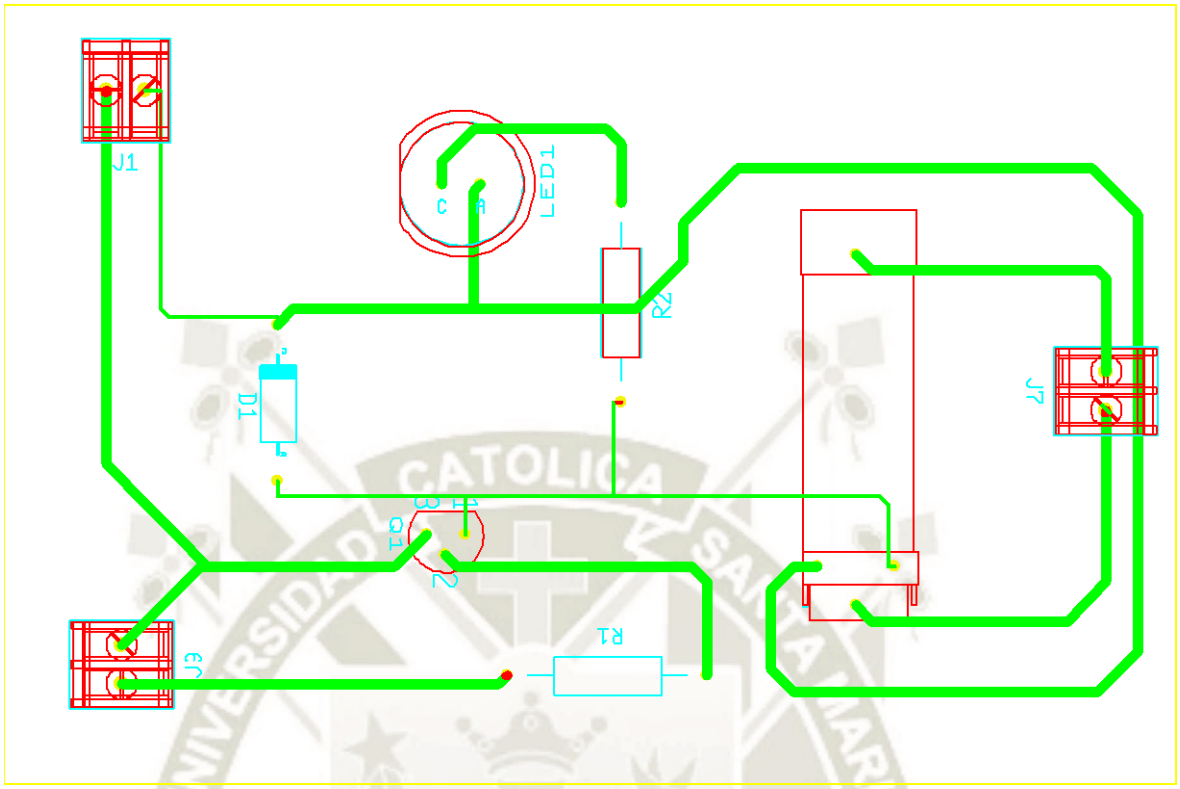
Title: Placa Impresa de Control velocidad angular de motor DC		
"Modelamiento y control de velocidad de motor DC mediante algoritmo PID"		
Designed by: Valdivia Corzo, Rodrigo A.	Document N: 01	Revision: 01
Checked by:	Date: 15/01/2021	Size: A4
Approved by:	Sheet 1 of 1	

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis

REPOSITORIO DE
TESIS UCSM

UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DE SANTA MARÍA

ANEXO III: Diseño del PCB



Vista lado cobre

Publicación autorizada con fines académicos e investigativos
En su investigación no olvide referenciar esta tesis