



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

**CONTROL DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CORRIENTE
CONTINÚA UTILIZANDO EL CONTROLADOR PI BASÁNDOSE EN EL
MICROCONTROLADOR ARDUINO UNO R3**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO ELECTRICISTA**

PRESENTA

ISMAEL GALVÁN GARCÍA

ASESORES

M. EN C. MANUEL GARCÍA LÓPEZ

M. EN C. JAVIER HERRERA ESPINOSA

M. EN C. MERCEDES LÁZARO GONZAGA



MÉXICO, D. F. 2015

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELECTRICA
UNIDAD PROFESIONAL "ADOLFO LÓPEZ MATEOS"

TEMA DE TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO
POR LA OPCIÓN DE TITULACIÓN
DEBERA (N) DESARROLLAR

INGENIERO ELECTRICISTA
TESIS DERIVADA DE PROYECTO 20131437
ISMAEL GALVÁN GARCÍA

"CONTROL DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINÚA UTILIZANDO EL CONTROLADOR PI BASÁNDOSE EN EL MICROCONTROLADOR ARDUINO UNO R3"


DISEÑAR E IMPLEMENTAR UN CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL MEDIANTE LA PLACA ARDUINO UNO R3 CON LA FINALIDAD DE CONTROLAR UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA EN CONFIGURACIÓN DE EXCITACIÓN INDEPENDIENTE A UNA VELOCIDAD DE 2000rpm MEDIANTE LA VARIACIÓN DE SU TENSIÓN DE ARMADURA.

- INTRODUCCIÓN.
- MÁQUINAS DE C.C. Y SISTEMAS DE CONTROL.
- DESCRIPCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL.
- ANÁLISIS Y VALIDACIÓN DE RESULTADOS DEL SISTEMA DE CONTROL.
- CONCLUSIONES, APORTACIONES Y TRABAJOS A FUTURO.

MÉXICO, D.F. A 7 DE MAYO DEL 2015.

ASESORES


M. EN C. MERCEDES LAZÁRO GONZAGA


M. EN C. JAVIER HERRERA ESPINOSA


M. EN C. MANUEL GARCÍA LÓPEZ


ING. CESAR DAVID RAMIREZ ORTIZ
JEFE DEL DEPARTAMENTO ACADÉMICO
DE INGENIERÍA ELÉCTRICA


JEFATURA DE
INGENIERIA ELECTRICA

AGRADECIMIENTOS

A Dios.

Por haber permitido llegar al lugar en donde estoy, lleno de vida y salud en la compañía de mis padres, hermanos y familia en general.

A mi papá Benjamín Galván Abarca.

Por brindarme en todo momento su apoyo incondicional e inspirarme a seguir adelante, darme la mano a cada caída, e impulsarme a llegar más alto, por creer en mí y por darme las herramientas necesarias para desarrollarme. Pero sobre todo por estar siempre a mi lado. ¡Te quiero papá!

A mi mamá Lidia García Matamoros.

Por brindarme su apoyo incondicional y creer en mi a cada instante, por ser tan atenta a mis necesidades, e impulsarme a ser alguien de bien en la vida, por estar siempre detrás de mí e impulsando mi desarrollo y lo más importante porque a pesar de mis errores, me ayudo a levantarme. ¡Te quiero mamá!

A mis hermanas.

Wendolyne Galván García, Leslie Galván García y Rosa Iris Galván García. Por estar a mi lado darme su cariño, consejos y comprensión, así como apoyarme cuando lo necesitaba y sobre todo a mis hermanas mayores por enseñarme que no importa que tan dura sea la caída, siempre tenemos dos brazos fuertes para levantarnos y seguir siempre de pie. ¡Las quiero!

A mi esposa e hija.

A mi esposa Brenda L. Abad Juárez Por confiar en mí darme amor comprensión y respeto, así como esperar pacientemente a que concluyera mi carrera. Y a mi hija Ariadna D. Galván Abad Por ser una niña muy tranquila y permitirme cumplir mis objetivos. ¡Las quiero!

Al Instituto Politécnico Nacional.

Por abrirme las puertas y enseñarme un mundo diferente, lleno de conocimientos valores y amistades inolvidables, Luis Antonio Gutiérrez Páez, Miguel Angel Díaz Vázquez, Cesar Valdovinos y Manuel Falcón Herrera. Porque fuera como fuera siempre me dieron las herramientas necesarias para lograr mis objetivos. Infinitamente agradecido con mi institución y orgullosamente politécnico.

A mis maestros y maestras.

Por confiar en mí y brindarme su apoyo incondicional, por estar conmigo en todo momento y resolver mis dudas así como inspirarme a llegar más lejos de lo planeado, así como enseñarme que en el conocimiento no hay límites. ¡Agradezco infinitamente a todos ellos!

RESUMEN

En el presente documento se realiza la implementación de un controlador proporcional integral (PI) con la finalidad de mantener estable la velocidad para un sistema motor de corriente continua (c.c.) – generador de c.c. con la que cuenta el laboratorio de electrónica de potencia que pertenece a la carrera de ingeniería eléctrica. En la elaboración de la tesis se realizaron diversas actividades en las cuales se ven inmersas dos etapas diferentes, la primera es la etapa de control la cual conlleva el circuito de la placa ARDUINO UNO R3, donde se tiene la señal PWM y la señal del convertidor analógico digital, en esta primera etapa se realiza el código de programación en el cual se llevó a cabo la configuración del controlador PI, así como la adquisición de señales analógicas y la emisión de señales digitales. La segunda etapa es la etapa de potencia en la que se involucra el circuito de potencia, formado por el motor de c.c. y el transductor. En esta segunda etapa se lleva a cabo la sintonización del regulador de velocidad por el método de Ziegler-Nichols, se obtiene la estabilidad de la máquina por el método de prueba y error a partir de los valores calculados por el método mencionado con anterioridad. La velocidad establecida como referencia es de 2000 revoluciones por minuto (rpm). Ya sea en condiciones bajo carga o bien en vacío.

ABSTRACT

This document is the implementation of a proportional integral controller (PI) in order to maintain stable speed for a motor system of direct current (DC) - generator DC that has the electronic laboratory of power that belongs to the electrical engineering degree. In the elaboration of the thesis to undertake various activities in which are immersed two different stages, the first is the stage of control which involves circuit plate ARDUINO one R3, where you have the PWM signal and the signal of the analog-digital converter, at this first stage is the programming code in which the PI controller configuration takes place as well as the acquisition of analog signals and digital signals issuing. The second stage is the stage of power in which are immersed power circuit, motor DC besides the transducer. In this second phase it takes place the speed controller tuning by the Ziegler-Nichols method, the stability of the machine is obtained by the method of trial and error from the values calculated by the method mentioned above. Established as reference speed is at 2000 revolutions per minute (rpm). Whether conditions under load or in vacuum.

ÍNDICE

1. Introducción	1
1.1 Generalidades.....	1
1.2 Objetivos	2
1.2.1 Objetivo general.....	2
1.2.2 Objetivos particulares.....	2
1.3 Planteamiento del problema.....	2
1.4 Justificación.....	3
1.5 Antecedentes.....	4
1.6 Alcances y limitaciones	5
1.7 Estructura de la tesis.....	5
2. Máquinas de c.c. y sistemas de control.....	7
2.1 Generalidades.....	7
2.2 Máquinas de corriente continua.....	7
2.2.1 Clasificación de las máquinas de c.c.....	8
2.2.2 Máquina de c.c. excitación independiente.....	9
2.2.3 Modelado matemático del motor de c.c. de excitación separada.....	9
2.2.4 Tipos de control del motor de c.c. excitación separada.....	11
2.3 Definiciones que involucran un sistema de control.....	13
2.4 Tipos de sistemas de control.....	17
2.5 Tipos de controladores clásicos.....	18
2.5.1 Control (On-Off).....	18
2.5.2 Regulador Proporcional (P).....	19
2.5.3 Regulador Integral (I).....	20
2.5.4 Regulador derivativo (D).....	22
2.5.5 Controlador proporcional integral (PI).....	23
2.5.6 Controlador proporcional derivativo (PD).....	25
2.5.7 Controlador proporcional integral derivativo (PID).....	26
3. Descripción e implementación del sistema de control	30

3.1	Introducción.....	30
3.2	Etapa digital	31
3.2.1	Microcontrolador (placa ARDUINO UNO R3).....	31
3.2.2	ARDUINO UNO R3.....	32
3.2.3	Programación del controlador PI.....	33
3.2.4	Modulación de ancho de pulso (PWM).....	35
3.2.5	Convertidor Analógico Digital.....	37
3.3	Etapa analógica.....	38
3.3.1	Circuito de potencia	38
3.3.2	Fuente de alimentación DL 2613.....	39
3.3.2.1	Fuente de alimentación DL 30018.....	40
3.3.3	Máquina de c.c. con excitación independiente	42
3.3.4	Motor de c.c. utilizado DL 10200 A1	43
3.3.5	Generador de corriente continua DL 10250 A1	44
3.3.6	Tacómetro DL 2025DT	44
3.3.7	Diodo DL 2602.....	45
3.3.8	Fuente principal para alimentación del campo	
	del generador DL 2600ATT.....	46
3.3.8.1	Modulo de alimentación DL 2600ATT	47
3.3.8.2	Modulo de alimentación DL 2637.....	47
3.3.9	Base DL 10400.....	48
3.3.10	Carga conectada en terminales del generador	49
4.	Análisis y validación de resultados del sistema de control	50
4.1	Introducción.....	50
4.2	Resultado de las pruebas previas.....	51
4.3	Ajuste de señales PWM y señales del Convertidor Analógico.....	
	Digital	53
4.4	Resultados obtenidos en la sintonización del controlador PI.....	58
4.5	Pruebas realizadas al sistema de control.....	62
4.6	Arranque del motor de c.c. en vacío	64
4.7	Arranque del motor de c.c. bajo carga.....	65

4.8 Comportamiento del controlador (PI) ante variaciones de carga.....	65
4.9 Representación física del sistema	67
5. Conclusiones, aportaciones y trabajos a futuro.....	68
5.1 Conclusiones.....	68
5.2 Aportaciones de la tesis	69
5.3 Trabajos a futuro	69
a. Fichas técnicas.....	70
b. Tutorial para generar un programa en ARDUINO UNO R3.....	86
c. Código del programa PI.....	88
d. Código de sintonización	91

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Tipos de control de velocidad para maquinas con excitación separada.....	9
Figura 2.2 Motor de c.c. con excitación independiente y corriente de campo constante	10
Figura 2.3 Diagrama a bloques del modelo del motor de c.c. con excitación separada.....	11
Figura 2.4 Diagrama a bloques básico.....	14
Figura. 2.5 Señales del control proporcional	20
Figura 2.6 Diagrama a bloques del regulador proporcional.....	20
Figura 2.7 Señales del control integral	21
Figura 2.8 Diagrama a bloques del control integral	22
Figura 2.9 Señales del control derivativo.....	22
Figura 2.10 Diagrama a bloques del control derivativo.....	23
Figura 2.11 Diagrama a bloques del control proporcional integral	24
Figura 2.12 Diagrama a bloques del control proporcional derivativo	26
Figura 2.13 Diagrama a bloques del control proporcional integral derivativo	27
Figura 2.14 Sistema de control en tiempo discreto	27
Figura 3.1 Diagrama general de los elementos que conforman el sistema de control PI	30
Figura 3.2 Placa electrónica ARDUINO UNO R3	33
Figura 3.3 Diagrama de flujo del controlador PI	34
Figura 3.4 Representación de pulsos de corta duración	35
Figura 3.5 Representación de pulsos de larga duración	36
Figura 3.6 Representación de pulsos de media duración.....	36
Figura 3.7 Circuito de potencia.....	39
Figura 3.8 Fuente de alimentación DL 2613 [25].....	40
Figura 3.9 Módulo de alimentación DL30018 [25]	41
Figura 3.10 Conexión de excitación independiente	42
Figura 3.11 Máquina de c.c. empleada como motor [25].....	43
Figura 3.12 Máquina de c.c. empleada como generador [25]	44

Figura 3.13 Encoder [25].....	45
Figura 3.14 Diodo para protección de corrientes en el inducido [25].....	46
Figura 3.15 Módulo de alimentación DL 2600ATT [25]	47
Figura 3.16 Fuente de alimentación DL 2637 [25].....	48
Figura 3.17 Acoplamiento mecánico Motor – Generador [25]	48
Figura 3.18 Lámparas incandescentes (carga del generador) [25]	49
Figura 3.19 Modulo de carga DL 3626 [25]	49
Figura 4.1 Elementos físicos que conforman el sistema de control.....	50
Figura 4.2 Representación del ciclo útil de la señal PWM.....	52
Figura 4.3 Rangos de modulación de señal PWM y CAD	53
Figura 4.4 Representación a escala de las señales PWM y CAD	56
Figura 4.5 Representación de señales PWM, CAD, Velocidad	
y Tensión.....	57
Figura 4.6 (a) Respuesta del motor de c.c. ante una señal escalón.....	59
Figura 4.7 Aproximación a la curva de la velocidad	60
Figura 4.8 Resultados obtenidos de pulso escalón aproximación	
y tangente a la curva	61
Figura 4.9 Factores L y T de la respuesta escalón.....	61
TABLA 4.1 Determinación de valores empleados por el primer método	62
Figura 4.10 Funcionamiento de la etapa de control (señal PWM).....	63
Figura 4.11 Comportamiento del motor en condiciones de vacío.....	64
Figura 4.12 Comportamiento del motor en condiciones de carga	65
Figura 4.13 Comportamiento en condiciones de carga y sin carga	66
Figura 4.14 Representación física del sistema.....	67
Figura B.1 Encendido y apagado de un led.....	87



CAPÍTULO 1

1. INTRODUCCIÓN

1.1 GENERALIDADES

Los motores de corriente continua (c.c.) son máquinas ampliamente utilizadas en la industria, las cuales requieren un control de sus parámetros de alimentación ya que de esta forma se puede obtener un control de su velocidad, es por esta razón por la que se decide implementar un control del tipo convencional, también conocido como control clásico. Cabe mencionar que existen tres tipos de controles clásicos los cuales son:

- Proporcional Integral (PI)
- Proporcional Derivativo (PD)
- Proporcional Integral Derivativo (PID)

En este trabajo se empleará el control proporcional integral (PI) en un microcontrolador ARDUINO UNO R3, esto por ser una placa de software libre, donde según la Free Software Foundation (FSF) por sus siglas en inglés, organización encargada de fomentar el uso y desarrollo del software libre mundial, dice que para que un software sea considerado libre debe de ofrecer a cualquier persona u organización cuatro libertades básicas:

- 1) Que los programas desarrollados se puedan emplear con cualquier propósito.
- 2) Que el software pueda utilizarse en cualquier sistema informático
- 3) Que se tenga la libertad de estudiar el funcionamiento interno del programa para poder adaptarlo a las necesidades del usuario
- 4) Que el código de programación pueda ser desenvuelto para que el usuario pueda aportar concejos de utilidad para mejorar el ambiente de programación. [1]



1.2 OBJETIVOS

1.2.1 OBJETIVO GENERAL

- Diseñar e implementar un controlador proporcional integral mediante la placa ARDUINO UNO R3 con la finalidad de controlar el motor de corriente continua (c.c.) en configuración de excitación separada a una velocidad de 2000 revoluciones por minuto (rpm), mediante la variación de su tensión de armadura.

1.2.2 OBJETIVOS PARTICULARES

- Describir los fundamentos teóricos necesarios sobre los controladores clásicos y máquinas de c.c.
- Diseñar e implementar un programa para el control de velocidad, de un motor de corriente continua con excitación independiente, basado en el controlador PI.
- Comprobar experimentalmente el controlador PI y validar su funcionamiento.

1.3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Una de las problemáticas más comunes de los motores de c.c. es mantener la velocidad constante o estable, la cual es de suma importancia en los procesos productivos como pueden ser en industrias o con aplicaciones de vehículos automotrices entre otros, estas alteraciones pueden ser producidas ante perturbaciones de condiciones a plena carga o bien en vacío, es por esto que se toma la decisión de la implementación de un controlador PI.

En la actualidad además de conocer un método de control exacto es importante tener conocimiento de las máquinas de c.c. ya que es necesario conocer y manipular los parámetros eléctricos y mecánicos, además de tener conocimiento de cuáles son las partes que la integran y que funcionamiento desempeñan dentro del sistema.



Anteriormente se empleaba el control manual de acuerdo a los criterios y necesidades del operario, aunque no siempre eran del todo precisas, lo que conllevaba a un funcionamiento inexacto.

Debido a los avances tecnológicos surge la necesidad de implementar un controlador con la capacidad de seleccionar un funcionamiento óptimo de la máquina, existen múltiples métodos para el control de motores de c.c. que van desde el típico control electromagnético y el control mediante PLC'S, por otro lado existe el control por medio de electrónica de potencia que sustituye a los equipos por ser robustos y muy costosos, el control basado en electrónica de potencia no logra ser del todo eficiente en procesos muy complejos, es por esto que surge la necesidad de implementar un control basado en microcontroladores como es el caso de la tarjeta electrónica ARDUINO UNO R3 en la que se puede programar una serie de instrucciones necesarias para desarrollar múltiples tipos de control.

1.4 JUSTIFICACIÓN

La implementación del sistema de control automático se realiza con la finalidad de establecer una velocidad de referencia a la que el controlador buscará siempre permanecer por medio de una retroalimentación, donde a pesar de estar sujeta a cambios bruscos de carga (bajo carga o en vacío) se regule y se mantenga siempre a su velocidad de referencia previamente establecida. Se emplea el motor de c.c. en conexión de excitación independiente ya que este cuenta con diferentes formas de control de su velocidad.

El controlador PI es ampliamente conocido como un control del tipo clásico, en el cual se emplean dos tipos de reguladores como son el regulador proporcional el cual actúa instantáneamente y el regulador integral siendo este el que actúa en un intervalo de tiempo. Se implementa este tipo de controlador a fines de utilizarse como apoyo y referencia para el desarrollo escolar e incluso con la finalidad de ser implementado en sistemas de control industriales o bien comerciales.



1.5 ANTECEDENTES

Desde los años 90's los sistemas embebidos han permitido desarrollar controladores clásicos de tipo digital. A principios del siglo XXI las tarjetas del microcontrolador embebido empezaron a estandarizarse y se crearon sistemas más flexibles cuya forma de programación utilizan lenguajes avanzados como la programación en C.

Una de estas tarjetas es el ARDUINO UNO R3 que está constituido de un microcontrolador AVR de la marca ATMEL. Este microcontrolador es de 16 bits y consta de un convertidor analógico digital (CAD) y técnica de modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en ingles), útiles para realizar controladores clásicos. En el presente trabajo se diseñó y se construyó un sistema de control de velocidad para un motor de c.c. con excitación independiente; programado en el ARDUINO UNO R3 utilizando un controlador clásico proporcional integral.

Algunos trabajos que anteceden a este son: La variación de la velocidad de un motor de CD mediante un convertidor cd-cd, que incluye una etapa lógica encargada de la lectura y comparación de los valores de la velocidad del motor y una etapa de potencia construida con MOSFET'S que son controlados mediante señales de PWM que permiten variar los valores de velocidad en el motor. [3]

En los artículos de 3 al 6 de las referencias, se habla acerca de un variador de velocidad mediante el uso de una tarjeta de desarrollo para la lectura, comparación y control de la etapa de potencia para regular la velocidad. La etapa de control se enlazó mediante optoacopladores a la etapa de potencia con el propósito de separar ambas etapas y evitar daños a los microcontroladores. Para los motores de corriente alterna (CA) principalmente las máquinas de inducción así como en variadores de velocidad, a excepción de los variadores diseñados para (c.c.) se controla la frecuencia en lugar de la tensión de armadura. Este proceso de control de velocidad se puede ver en los artículos [9 y 10] que hablan acerca de la construcción de los variadores los cuales se basan principalmente en los PLC's, microcontroladores o la electrónica de potencia con semiconductores.



1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES

En el desarrollo de la tesis se tienen presentes algunos alcances, y de la misma forma se presentan algunas limitaciones, aunque es importante mencionar que son mayores los alcances. Esto porque se cuenta con la máquina de c.c. la cual puede ser utilizada como motor de c.c. en conexión de excitación independiente y de la misma forma con la tarjeta ARDUINO UNO R3, y el software de programación, además del transductor de velocidad (encoder) modelo DL 2613 DE LORENZO y como limitaciones se tenía la elaboración de la etapa de potencia.

1.7 ESTRUCTURA DE LA TESIS

La tesis consta de cinco capítulos que se describen a continuación:

Capítulo 1:

Contiene la introducción de la tesis, generalidades, objetivo, planteamiento del problema, justificación, antecedentes, alcances y limitaciones y por último una breve explicación de la estructura de la tesis.

Capítulo 2:

Se explican los conceptos básicos de control así como los tipos de control que existen. De la misma manera se explica la clasificación de los motores de c.c. según su conexión, diferencias entre motor y generador además se mencionan las formas de control de velocidad de un motor.

Capítulo 3:

Se explica todo lo referente a las partes que conforman el sistema de control de velocidad de la máquina, desde la tapa de control hasta la creación elaboración y construcción de la etapa de potencia así como la sintonización del controlador PI.



Capítulo 4:

Se muestran los resultados obtenidos a lo largo de la tesis, referentes al sistema de control así como la sintonización del controlador y además se comprueba el funcionamiento del control de velocidad en condiciones de carga y en vacío.

Capítulo 5:

En el último capítulo se escriben las conclusiones acerca de los resultados obtenidos sobre el controlador con la finalidad de expresar de forma escrita si los objetivos se alcanzaron durante la elaboración de la tesis, además de proponerse algunos trabajos a futuro y aportaciones.



CAPÍTULO 2

2. MÁQUINAS DE C.C. Y SISTEMAS DE CONTROL

2.1 GENERALIDADES

En el presente capítulo se habla de las máquinas de corriente continua (c.c.) haciendo mención de la clasificación según la utilidad que desarrollen (Motor –Generador) así como la clasificación según la conexión de sus devanados donde principalmente se habla de la configuración de excitación independiente, ya que es el tipo de máquina que se utilizó en la tesis; por otra parte se mencionan los métodos de control de velocidad existentes para esta configuración y además se habla de las técnicas de control clásico comenzando con las definiciones de los reguladores empleados para la construcción de los controladores Proporcional Integral (PI), Proporcional Derivativo (PD) y Proporcional Integral Derivativo (PID).

El controlador empleado para obtener la velocidad establecida como referencia fue el controlador del tipo PI, donde su función principal fue la de mantener una velocidad estable ante cualquier perturbación o variación de carga.

2.2 MÁQUINAS DE CORRIENTE CONTINUA

Las máquinas de corriente continua (c.c.) pueden clasificarse según su utilidad, como generador o como motor, donde desde el punto de vista constructivo es la misma máquina, la única diferencia es que como generador la fuerza electromotriz (fem) es mayor que la tensión terminal y como en el motor, el valor generado de fem es menor que la tensión terminal por lo tanto, el flujo de potencia se invierte, es decir, el motor eléctrico convierte la energía eléctrica en energía mecánica, y de forma contraria el generador convierte la energía mecánica en energía eléctrica.



Este tipo de máquinas son principalmente empleadas en aplicaciones donde se requiere de una velocidad variable y aunque pudiera presentar deficiencias en comparación a una máquina de corriente alterna (c.a.) no se han podido remplazar en su totalidad. Esto por la razón de ser máquinas con amplio control de velocidad, especialmente la máquina de (c.c.) en configuración de excitación independiente.

2.2.1 CLASIFICACIÓN DE LAS MÁQUINAS DE C.C.

Las máquinas de c.c. pueden clasificarse según el tipo de conexión de sus devanados, (devanado de campo y devanado de armadura) donde; el devanado de campo es el que establece el flujo por polo, este ofrece brindar las características tensión, corriente para el generador de c.c. así como características de par velocidad para el motor de c.c. y el devanado de armadura que es donde se obtiene la fuerza electromotriz en el caso de emplearse como generador y donde se induce en caso de emplearse como motor. [17]

La clasificación de la conexión de sus devanados le brinda una característica especial para cada una de ellas y dentro de las principales conexiones se tienen las siguientes: [22]

- Serie
- Derivado o shunt
- Compuesto
- Excitación independiente

Para la realización de la implementación del controlador PI se utiliza una máquina de c.c. en conexión de excitación independiente donde a continuación se mencionan sus características de forma general.

2.2.2 MÁQUINA DE C.C. EXCITACIÓN INDEPENDIENTE

La máquina de c.c. en con excitación independiente es utilizada principalmente, en condiciones donde se requiere de un amplio control de la velocidad, esto por la razón de que es alimentada con dos fuentes diferentes una de la otra, por lo que se tiene un control de flujo magnético mediante el control de campo y así mismo se tiene un control de tensión y corriente de armadura, en la figura 2.1 se puede observar la clasificación del control de velocidad.

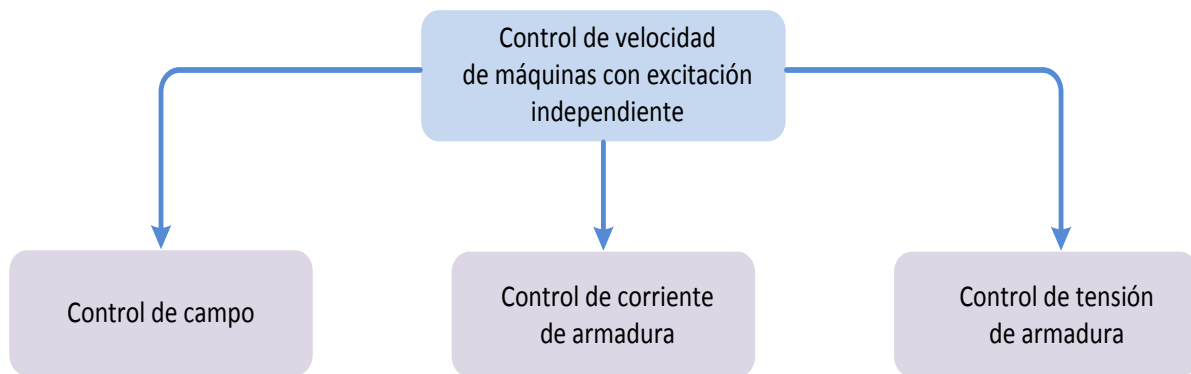


Figura 2.1 Tipos de control de velocidad para máquinas con excitación separada

2.2.3 MODELADO MATEMÁTICO DEL MOTOR DE C.C. DE EXCITACIÓN SEPARADA

En la figura 2.2 se muestra el diagrama eléctrico de un motor de c.c. con excitación independiente, en el cual se tiene una corriente de campo constante, bajo condiciones dinámicas el par electromagnético del motor queda expresado por la ecuación. 2.1 [22]

$$T_e = K * I_A = J * \frac{d\omega}{dt} + B * \omega + T_L \quad (2.1)$$

Dónde:

$K = L_{ff} I_f$ Es constante en este trabajo.

$J = J_m + J_L$ Inercia del motor más la de la carga.

$B = B_m + B_L$ Fricción del motor más la de la carga.

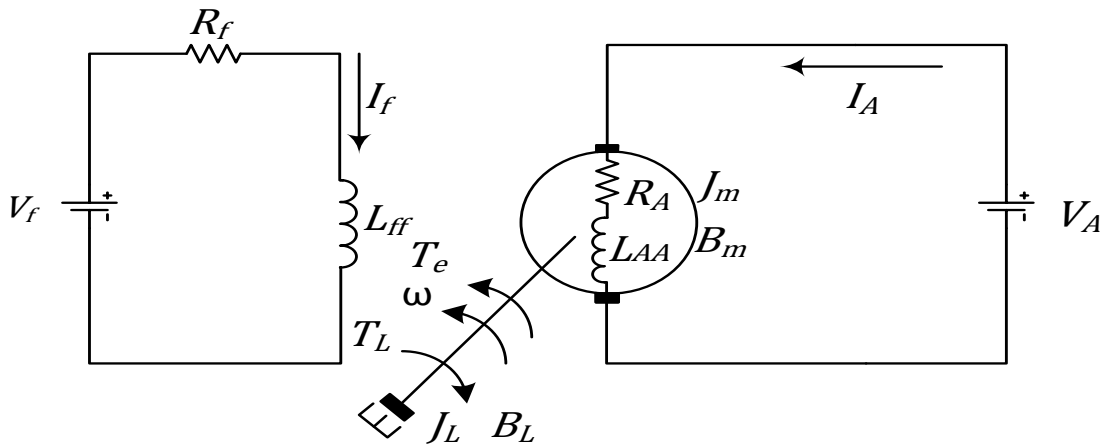


Figura 2.2 Motor de c.c. con excitación independiente y corriente de campo constante

Bajo condiciones de estado dinámico la ecuación de voltaje del circuito de armadura del motor de la figura 2.2, puede darse mediante la ecuación 2.2 [22]:

$$V_A = K * \omega + R_A * I_A + L_{AA} * \frac{dI_A}{dt} \quad (2.2)$$

Debido a que el modelo es lineal, es posible emplear la técnica de la Transformada de Laplace para encontrar la dinámica de la máquina. Esta técnica permite convertir las ecuaciones diferenciales en un conjunto de ecuaciones algebraicas en el dominio de la frecuencia.

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación 2.1 se tiene la ecuación 2.3 [22]:

$$K * I_A(s) = (B + sJ) * \Omega(s) + T_L(s) - J * \omega(0) \quad (2.3)$$

Donde $I_A(s)$, $T_L(s)$ y $\Omega(s)$ son las Transformadas de Laplace de i_A , T_L y ω respectivamente. Similarmente la ecuación 2.2 puede expresarse en Transformada de Laplace cómo se muestra en la ecuación 2.4 [22].

$$V_A(s) = (R_A + sL_{AA}) * I_A(s) + K * \omega(s) - L_{AA} * I_A(0) \quad (2.4)$$

En la figura 2.3 se muestra el diagrama a bloques del motor de c.c. con excitación separada a partir de la Transformada de Laplace, en donde se ve la relación de velocidad de dicho motor con $V_A(s)$ y $T_L(s)$, cuando la corriente de campo se considera constante.

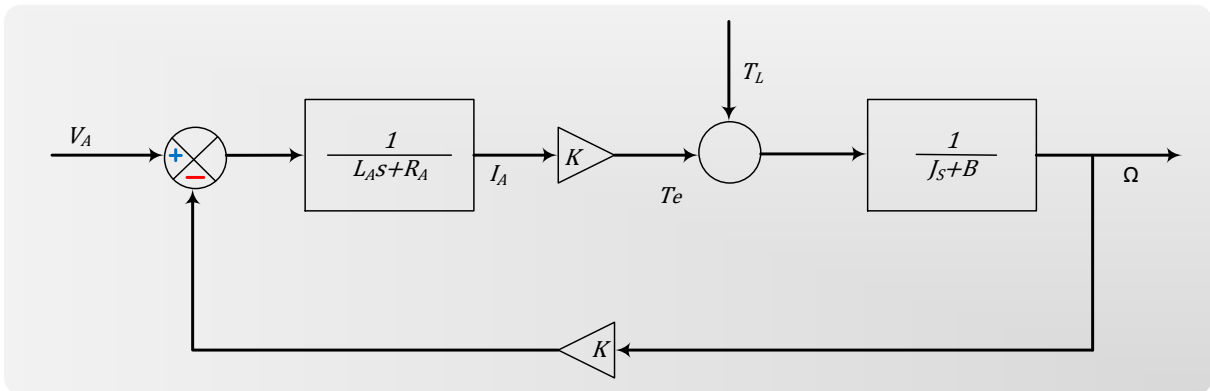


Figura 2.3 Diagrama a bloques del modelo del motor de c.c. con excitación separada

2.2.4 TIPOS DE CONTROL DEL MOTOR DE C.C. EXCITACIÓN SEPARADA

El motivo principal por el que se emplea una máquina de corriente continua, es por la excelente adaptación en la manipulación de su velocidad, sin la necesidad de modificar su construcción. [15]

Existen tres diferentes formas de controlar su velocidad, la primera de estas es: CONTROL POR LA RESISTENCIA DE ARMADURA. Este método de control se logra insertando una resistencia de campo (R_c) en el circuito de la armadura de un motor serie, derivado o compuesto. [13]



La resistencia adicional en el circuito de armadura reduce la fuerza contra electromotriz en el motor para cualquier corriente de armadura que se requiera. Puesto que el flujo en el motor es constante y el par depende de la corriente de la armadura, la disminución en la fuerza contra electromotriz da lugar a una caída de velocidad en el motor.

La velocidad de la máquina de c.c. puede expresarse en términos de la corriente de armadura, como se observa en la ecuación 2.4.

$$\omega_m = \frac{V_S - I_A R}{K_A \Phi_P} \quad (2.5)$$

Para un motor serie o compuesto la resistencia R está dada por la ecuación 2.16.

$$R = R_A + R_S + R_C \quad (2.6)$$

Mientras que para un motor derivado se encuentra dado por la ecuación 2.7.

$$R = R_A + R_C \quad (2.7)$$

Las desventajas de este método de control de velocidad son las siguientes:

- a) Pérdida de potencia considerable en la resistencia de campo R_C .
- b) Disminución en la eficiencia del motor.
- c) Deficiente regulación de la velocidad del motor derivado y compuesto.

Las últimas dos formas de control de velocidad para una máquina de c.c. excitación separada son: **control de tensión de armadura y control de corriente de campo**.

El método de **control de tensión de armadura** consiste en aplicar una tensión menor que el especificado en las terminales de la misma, de tal manera que para motores tipo derivado y compuesto, el devanado de campo derivado debe mantener la tensión en un nivel constante. Este método de control de velocidad también es conocido como sistema Ward-Leonard.



La ventaja de este método es que elimina la excesiva pérdida de potencia generada por la implementación en el control de la resistencia de la armadura, además de tener un amplio alcance en la variación de velocidad en cualquier dirección de rotación. Otra ventaja del sistema Ward-Leonard es que puede regenerar o devolver la energía del movimiento de la máquina a las líneas de suministro. La desventaja principal es que requiere de dos fuentes de energía para controlar la velocidad de un motor derivado o compuesto, otra desventaja es que tener tres máquinas será menos eficiente que si se tuviera una sola.

El segundo método es por **control de corriente de campo**. Donde según la ecuación (2.5) la velocidad de un motor de c.c. también se puede manipular o se puede variar modificando el flujo del campo, se obtiene a partir de una tensión de armadura constante así de esta forma la velocidad del motor cambiara en proporción inversa al flujo, y al incrementar el flujo, la velocidad disminuirá por lo contrario si el flujo disminuye aumentara su velocidad, para este tipo de control se implementa un reóstato de campo en serie con el campo principalmente en máquinas en conexión derivada o paralelo (shunt). [14]

Este tipo de control también se le puede llamar control por variación de flujo donde por medio del reóstato de campo se puede limitar la circulación de la corriente, por lo que se limitaría a su vez el flujo magnético inducido a la armadura, este tipo de control presenta la desventaja del debilitamiento de flujo, y es empleado comúnmente cuando se desea llevar al motor a una velocidad por encima de la velocidad nominal, también llamada velocidad base

2.3 DEFINICIONES QUE INVOLUCRAN UN SISTEMA DE CONTROL

- SISTEMA

Considerando la definición generalizada este puede darse de diversas formas según el contexto que este pueda tener: es un conjunto de elementos interrelacionados y que solo pueden interactuar entre sí; dependiendo uno del otro. Este conjunto de elementos pueden estar inmersos en una caja negra donde para poder funcionar

depende de un tipo de señal. Sea esta cual sea, se le considera señal de entrada permitiéndole al conjunto de elementos (sistema) poder arrojar una señal de salida ya transformada. [17]

- CONTROL

Control es la dosificación de energía necesaria para modificar un sistema con el objetivo de obtener una salida deseada. [17] [11]

- SISTEMA DE CONTROL

Un sistema de control, consiste en la interconexión de elementos que conforman una configuración denominada sistema, capaz de controlarse por sí mismo, en la figura 2.4 se puede observar de forma general un diagrama a bloques correspondiente a cualquier sistema o proceso con el objeto de ilustrar las señales que lo conforman.

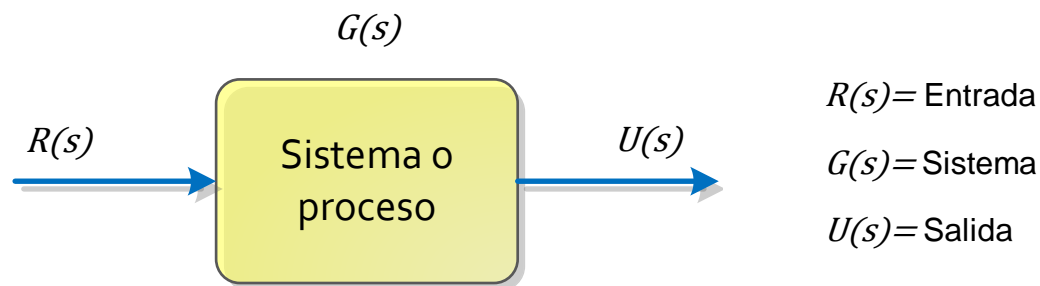


Figura 2.4 Diagrama a bloques básico

Todo sistema de control en el cual se tiene señal de entrada y salida está representado por una función de transferencia.

Los sistemas de control se clasifican de dos diferentes formas, las cuales se les conoce como sistema de control no automático también conocido como sistema de control de lazo abierto o bien sistema de control automático o retroalimentado conocido como sistema de control de lazo cerrado. [17]



- **FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA**

Una función de transferencia contiene información sobre las características físicas del sistema, Es una expresión matemática donde se presenta en función del cociente de la salida sobre la entrada en el dominio "s" considerando las condiciones iniciales para sistemas lineales e invariantes en el tiempo y se obtiene mediante la ecuación (2.8).[17]

$$Y(s) = R(s)G(s) \quad (2.8)$$

- **SISTEMA DE CONTROL EN LAZO ABIERTO**

En este tipo de sistema se controla la salida mediante un regulador o actuador en base a la experiencia, que se tiene con dichos sistemas para producir un valor de salida deseado, la desventaja que este tipo de sistema presenta es que para poder ejecutar una acción de control con exactitud depende de su calibración. [11,17]

- **SISTEMA DE CONTROL EN LAZO CERRADO**

Para ese tipo de sistema la acción depende únicamente de la retroalimentación de la salida comparando a esta con un valor establecido como referencia y obteniendo así una señal de error, la cual será tomada por el controlador con el objetivo de reducir esta señal de error hasta igualar la salida con el valor de referencia, es por esto que se le conoce como sistema de control automático. [17]

- **PLANTA**

Se le llama planta a cualquier objeto físico que deba controlarse por ejemplo un motor, un horno de calentamiento, etc. Esto con la finalidad de establecer un lenguaje técnico donde pueda simplificarse la explicación de cualquier sistema. [18]

- **PROCESO**

Es la operación que se desea controlar para así poder obtener el valor de salida deseado. [18]



- **PERTURBACIÓN**

Es la modificación de la operación de un sistema, puede ser causada por señales ajenas al sistema capaces de afectar el valor de salida, estas pueden ser; la temperatura según el clima, la oposición al movimiento o bien variaciones de carga en un sistema de control de velocidad como es el caso del sistema empleado. [18]

- **SENSOR**

Es el elemento físico encargado de detectar el comportamiento de un determinado sistema, este elemento se encarga de transmitir la información al controlador. Es mediante este elemento que se determina un sistema de control en lazo cerrado. [18]

- **CONTROLADOR**

Es el elemento físico encargado de detectar la retroalimentación enviada por el sensor y de esta forma determina la acción que deberá realizar el actuador para poder obtener un valor de error igual a cero. [18]

- **ACTUADOR**

Es el elemento encargado de tomar las acciones correspondientes para poder igualar el error con cero, es importante recordar que las acciones de este elemento, son las seleccionadas por el controlador.

Por citar un ejemplo, se puede analizar el comportamiento de un conductor ante el volante, si al conducir se encuentra frente a un obstáculo su sistema de visión (sensor) permite detectar la presencia del mismo antes de llegar a él, y le envía la información al cerebro (controlador) de la distancia que se encuentra; entonces este decide detenerse o solo disminuir la velocidad, accionando el sistema de frenos (actuador). [18]



- VALOR DE REFERENCIA

Es el valor que se establece en una variable o propiedad considerada; también se le conoce como set-point, este parámetro puede ser fijo o variable según las necesidades del sistema. [17,18]

- VALOR MEDIDO

Es el valor que se obtiene por medio del sensor, el cual se obtiene en la salida de un sistema, este es conocido como valor de retroalimentación y es necesario para la aproximación del error a un valor de cero. [18]

- SEÑAL DE ERROR

La señal de error es la diferencia establecida entre el valor de referencia y el valor medido; en un sistema de control que siempre busca aproximar este valor a cero con el objetivo de obtener un valor establecido como referencia o valor final deseado. [18]

2.4 TIPOS DE SISTEMAS DE CONTROL

En los últimos años se ha venido sustituyendo el control realizado por el operario, quien realiza los ajustes de acuerdo a su criterio por lo que no eran muy precisos, en cambio el control automático ya no requiere de un operario que indique los ajustes necesarios.

El control automático se basa en un análisis de resultados obtenidos con respecto a una referencia, en caso de que estos resultados no sean los indicados se realizan los ajustes necesarios de forma automática. El ajuste que se realiza es seleccionado por una lista de opciones previamente programadas con el fin de obtener la mayor exactitud en el proceso. [18]

Los reguladores son dispositivos que al comparar una señal de referencia respecto a una señal de salida, producen una señal de error siendo esta la diferencia de las dos anteriores y gracias a esta señal se aumenta o disminuye la señal de entrada al sistema.



A continuación se hace mención de los reguladores así como de los controladores que conforman el control convencional conocido como control clásico.

- a) Control On-Off.
- b) Regulador Proporcional (P).
- c) Regulador Integral (I).
- d) Regulador Derivativo (D).
- e) Controlador Proporcional Integral (PI).
- f) Controlador Proporcional Derivativo (PD).
- g) Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID).

2.5 TIPOS DE CONTROLADORES CLÁSICOS

Existen diferentes tipos de reguladores siendo estos únicamente el regulador proporcional, regulador integral y el regulador derivativo, esto por la razón de que un regulador por sí sólo no puede ejecutar la acción de control por lo que se requiere de una combinación de por lo menos dos de estos, siendo el controlador proporcional integral, el controlador proporcional derivativo y el controlador proporcional integral derivativo. [11]

2.5.1 CONTROL (On–Off)

Este sistema de control únicamente cuenta con dos posiciones fijas en muchos casos, son simplemente encendido y apagado, este tipo de control es el más simple, común y económico por lo que es el más empleado en uso doméstico e inclusive en la industria.

La señal de salida se le conoce como $u(t)$ y así mismo la señal de error se le conoce como $e(t)$, la señal de salida en este tipo de control solo tiene dos posiciones encendido y apagado por lo tanto se tiene la siguiente analogía. [11]



$$\begin{aligned}u(t) &= U_1, & \text{Para } e(t) > 0 \\ &= U_2 & \text{Para } e(t) < 0\end{aligned}$$

De forma sintética se dice que U_1 , y U_2 son valores constantes donde para el caso de U_1 el valor fijo es 1 y el valor fijo de U_2 es cero por lo que se entiende que tiene dos valores fijos siendo estos de encendido y apagado (On-Off). [20]

2.5.2 REGULADOR PROPORCIONAL (P)

Para este tipo de regulador existe una relación referente a la entrada y la salida mostrada en la ecuación (2.9)

$$u(t) = Kp * e(t) \quad (2.9)$$

Dónde:

$u(t)$ = Cambio en la variable manipulada.

Kp = Ganancia de control.

$e(t)$ = Error o señal actuante.

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación (2.9), se obtiene la ecuación (2.10):

$$U(s) = Kp * E(s) \quad (2.10)$$

La respuesta se puede ver en la figura 2.5 y la función de transferencia en la ecuación (2.11). [20]

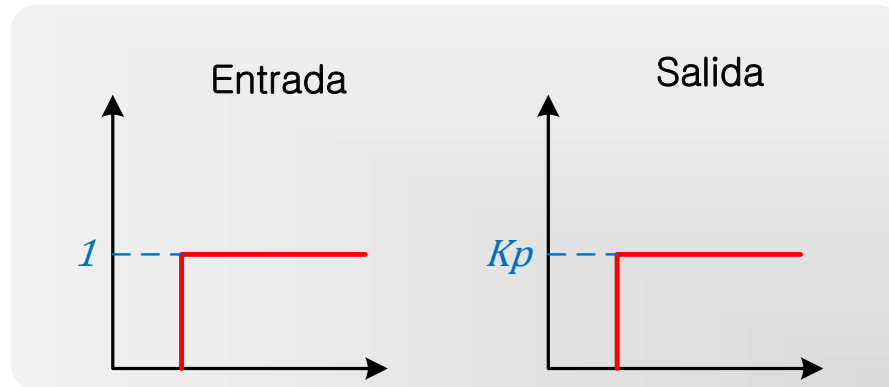


Figura. 2.5 Señales del control proporcional

$$\frac{U(s)}{E(s)} = Kp \quad (2.11)$$

Su diagrama a bloques se muestra en la figura 2.6.

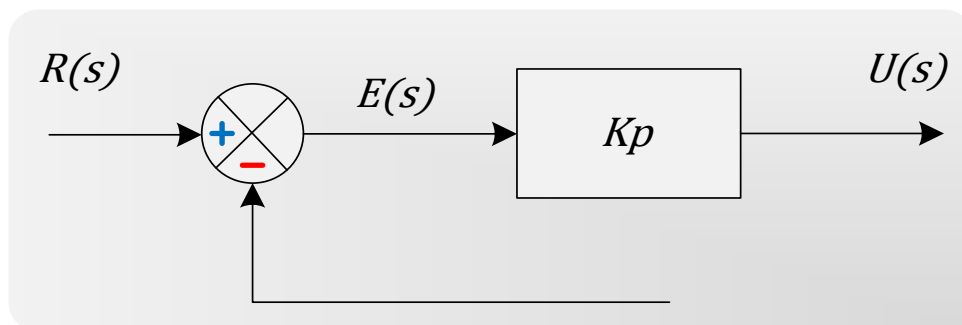


Figura 2.6 Diagrama a bloques del regulador proporcional

2.5.3 REGULADOR INTEGRAL (I)

También conocido como regulador de reposición o restablecimiento (RESET), a diferencia del proporcional; este regulador si es capaz de corregir el error (mediante la integral del mismo) y las perturbaciones, siempre en base al valor de referencia y un tiempo Ti . La respuesta se puede ver en la figura. 2.7 y en la ecuación (2.12).

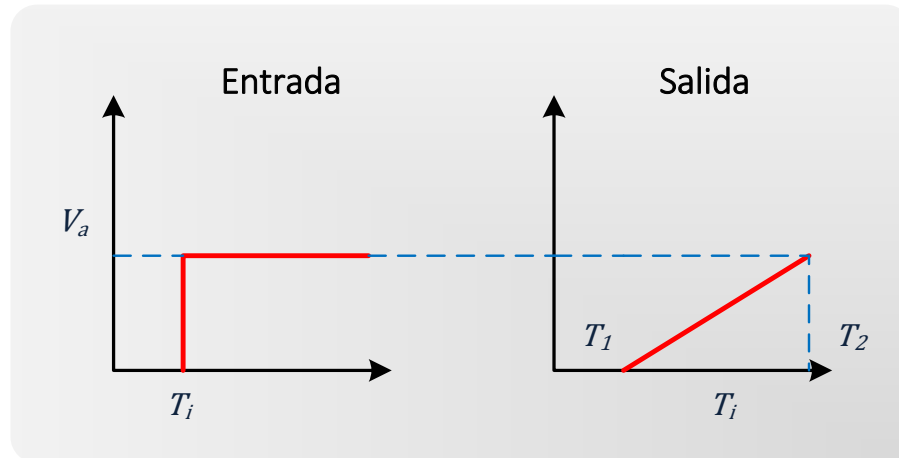


Figura 2.7 Señales del control integral

La salida del regulador integral se da en incrementos regulares en múltiples repeticiones con la finalidad de reducir la magnitud del error y alcanzar un valor determinado conocido como valor de referencia

El valor de la salida del regulador $u(t)$ varía en razón proporcional a la señal de error $e(t)$, es decir. [11]

$$\frac{du(t)}{dt} = Ki * e(t) \quad (2.12)$$

Dónde:

$u(t)$ = Cambio de la variable manipulada.

Ki = Constante ajustable de control integral.

$e(t)$ = Error o señal actuante.

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación (2.12), se obtiene la siguiente función de transferencia mostrada en la ecuación (2.13):

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{Ki}{s} \quad (2.13)$$

Su diagrama a bloques se muestra en la figura 2.8.

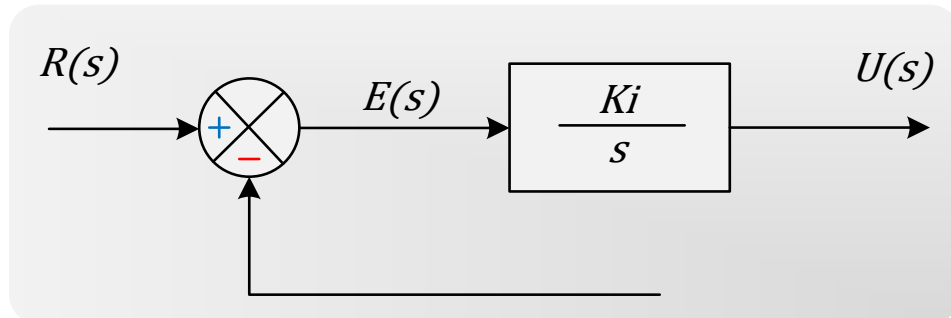


Figura 2.8 Diagrama a bloques del control integral

2.5.4 REGULADOR DERIVATIVO (D)

También conocido como RESET, éste es comúnmente empleado para agilizar el control, emplea un tiempo T_d para obtener la señal de referencia. Debido a que solo se emplea para agilizar la respuesta y siempre es usado con un control proporcional y un integral. La respuesta se puede ver en la figura. 2.9 y además de la expresión matemática (2.14) correspondiente al regulador derivativo.

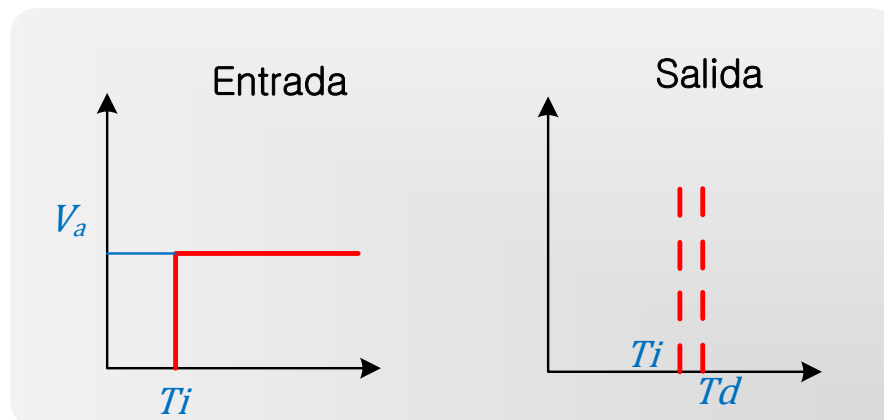


Figura 2.9 Señales del control derivativo

$$u(t) = Td * \frac{de(t)}{dt} \quad (2.14)$$

Dónde:

$u(t)$ = Cambio de la variable manipulada.

Td = Tiempo diferencial.

$e(t)$ = Error o señal actuante.

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación (2.14), se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$U(S) = Tds * E(S) \quad (2.15)$$

Y el diagrama a bloques se muestra en la figura 2.10.

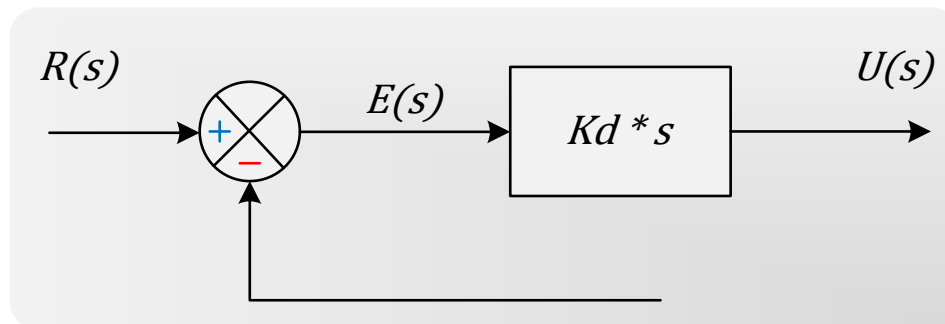


Figura 2.10 Diagrama a bloques del control derivativo

2.5.5 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL (PI)

Es a partir de aquí que se conoce con el nombre de controlador y este primero actúa en forma rápida, tiene una ganancia y corrige el error, no experimenta un offset en estado estacionario. La expresión matemática es mostrada en la ecuación (2.16)

$$u(t) = Kp * e(t) + \frac{Kp}{Ti} \int_0^t e(t)dt \quad (2.16)$$

Donde:

Kp = Ganancia proporcional

Ti = Tiempo integral.

$e(t)$ = Error o señal actuante.

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación (2.16) se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = Kp \left(1 + \frac{1}{sTi} \right) \quad (2.17)$$

El tiempo integral regula la acción del control integral, mientras que una modificación en Kp afecta a la parte integral así como a la parte proporcional de la acción de control. El recíproco del tiempo integral Ti recibe el nombre de frecuencia de reposición. La frecuencia de reposición es la cantidad de veces por minuto en que se repite la acción proporcional. La frecuencia de reposición se mide en término de repeticiones por minuto. [11]

Su diagrama a bloques se muestra en la figura 2.11.

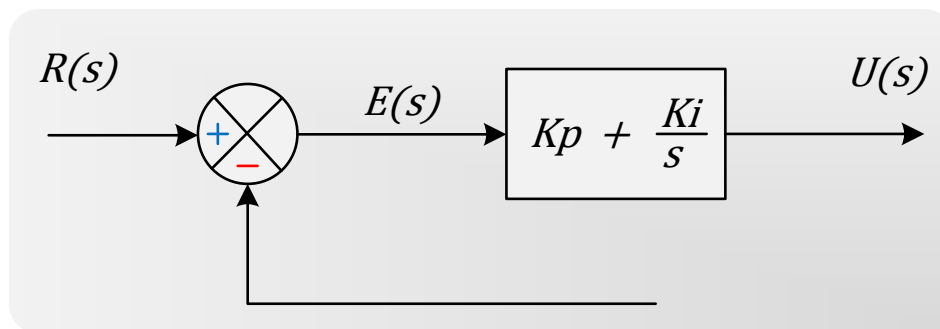


Figura 2.11 Diagrama a bloques del control proporcional integral



2.5.6 CONTROLADOR PROPORCIONAL DERIVATIVO (PD)

Es el segundo controlador aunque es importante mencionar que no es muy común este tipo de controlador tiene mayor estabilidad que el anterior, destaca por presentar menor cantidad de oscilaciones y alcanzar su valor de referencia en un tiempo más corto. La expresión matemática se observa en la ecuación (2.18).

$$u(t) = Kp * e(t) + Kp * Td \frac{de(t)}{dt} \quad (2.18)$$

Dónde:

Kp =Ganancia proporcional

Td = Tiempo derivativo o tiempo de adelanto.

$e(t)$ = Error o señal actuante.

Aplicando la Transformada de Laplace a (2.18), se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = Kp(1 + Tds) \quad (2.19)$$

El regulador derivativo es también conocido como control de velocidad, este se presenta cuando el valor de salida del controlador es proporcional a la velocidad de variación de la señal de error. El tiempo derivativo Td es el intervalo de tiempo en el que la acción derivativa se adelanta al efecto de la acción proporcional. La acción derivativa tiene una característica anticipatoria, por lo tanto en cuanto acontece una acción derivativa esta se anticipa al error, ante esto, tiene la ventaja de amplificar las señales de ruido y producir un efecto de saturación en el actuador. [11]

Su diagrama a bloques es mostrado en la figura 2.12.

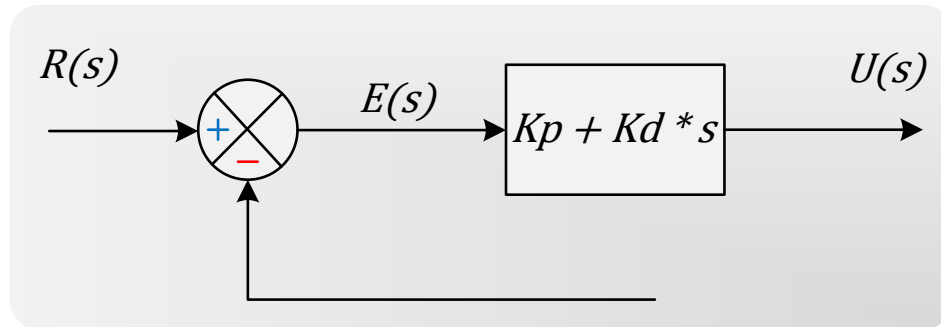


Figura 2.12 Diagrama a bloques del control proporcional derivativo

2.5.7 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO (PID)

Es el tercero y último controlador se combinan los dos tipos de reguladores es el más completo, tiene una respuesta más rápida es estable; siempre que esté bien sintonizado. La expresión matemática se muestra en la ecuación (2.20).

$$u(t) = Kp * e(t) + \frac{Kp}{Ti} \int_0^t e(t)dt + Kp * Td \frac{de(t)}{dt} \quad (2.20)$$

Dónde:

Kp =Ganancia proporcional.

Td = Tiempo diferencial.

Ti = Tiempo integral.

$e(t)$ = Error o señal actuante.

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación (2.20) se obtiene la siguiente función de transferencia

$$\frac{U(s)}{E(s)} = Kp \left(1 + \frac{1}{Tis} + Tds \right) \quad (2.21)$$

Su diagrama a bloques es mostrado en la figura 2.13

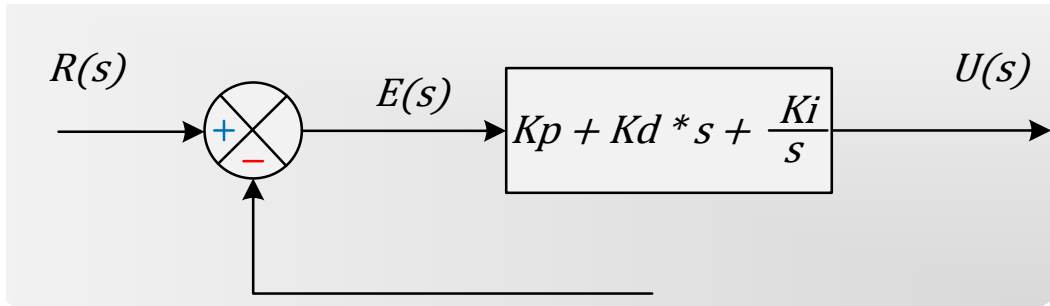


Figura 2.13 Diagrama a bloques del control proporcional integral derivativo

2.6 SISTEMAS DE CONTROL EN TIEMPO DISCRETO

Los reguladores discretos o digitales se pueden obtener a partir de los reguladores continuos o analógicos aplicando técnicas de integración numérica [23]. El sistema de control en tiempo discreto se puede ver en la figura 2.14.

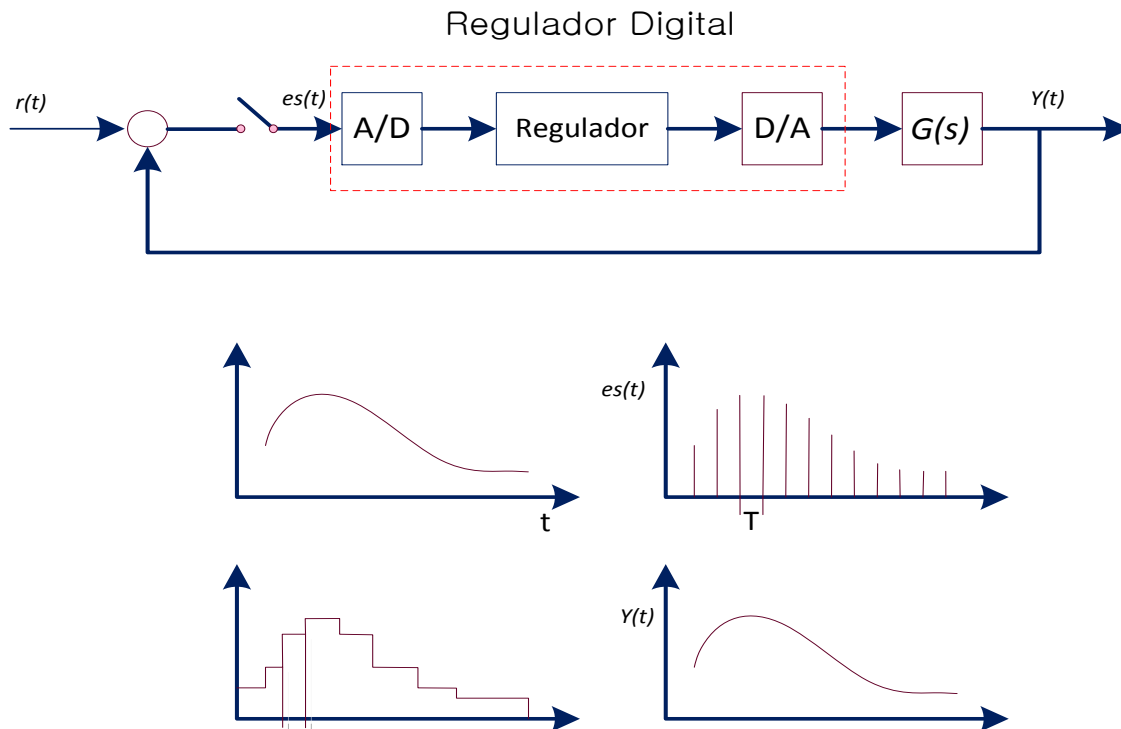


Figura 2.14 Sistema de control en tiempo discreto



Con objeto de estudiar al controlador PI, se representan las acciones de los reguladores correspondientes a este de forma independiente.

Acción proporcional:

Si la acción proporcional de un regulador analógico se expresa por la ecuación 2.10 entonces el regulador proporcional discreto que aproxima esta acción se muestra en la ecuación 2.21 (siendo T el periodo de muestreo) [23].

$$u(kT) = Kp * e(kT) \quad (2.21)$$

Acción integral:

Si la acción integral de un regulador analógico viene dado por la ecuación 2.22 [23].

$$u(t) = Ki \int_0^t e(\tau) * d\tau \quad (2.22)$$

Entonces es posible utilizar diversas aproximaciones para la realización de la integral en tiempo discreto. Se aplica la aproximación rectangular a la ecuación 2.18 y se obtiene la ecuación 2.23 en tiempo discreto [23].

$$u(t) = Ki \sum_{i=0}^k Te(iT) = u((K-1)T) + KiTe(KT) \quad (2.23)$$

La expresión del regulador PI en tiempo continuo se puede observar en la ecuación 2.16, la discretización de dicha ecuación se realiza mediante alguno de los siguientes métodos [23].

1. Mediante el operador derivada $s = \frac{1-Z^{-1}}{T}$, se obtiene la ecuación 2.24 [23].

$$G_s(Z) = \frac{U(Z)}{E(Z)} = Kp + Ki \frac{Z}{Z-1} \quad (2.24)$$



Con $Ki = \frac{KpT}{Ti}$

2. Mediante la transformación bilineal $S = \frac{2}{T} \frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}}$, se obtiene la ecuación 2.25 [23].

$$G_S(Z) = \frac{U(Z)}{E(Z)} = Kp + Ki \frac{Z + 1}{Z - 1} \quad (2.25)$$

Con $Ki = \frac{KpT}{Ti2}$

El controlador PI en tiempo discreto se utiliza en la tesis para realizar el código de Programación de dicho regulador, ya que el microcontrolador ARDUINO UNO R3 empleado trabaja de forma directa aunque es importante mencionar que cuenta con su propio convertidor analógico digital.

CAPÍTULO 3

3. DESCRIPCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL

3.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan los elementos empleados para implementar el sistema de control Proporcional Integral (PI) para una máquina de c.c. con excitación independiente. Cada elemento que conforma el sistema de control es descrito de forma detallada con el fin de proporcionar un alto entendimiento sobre el funcionamiento del controlador y cada uno de sus componentes.

En la figura 3.1 se observa el diagrama a bloques del sistema, mostrando únicamente los elementos básicos por los que está constituido el sistema de control (PI), y posteriormente se da la descripción de cada elemento sobre lo que es y cómo funciona dentro del sistema.

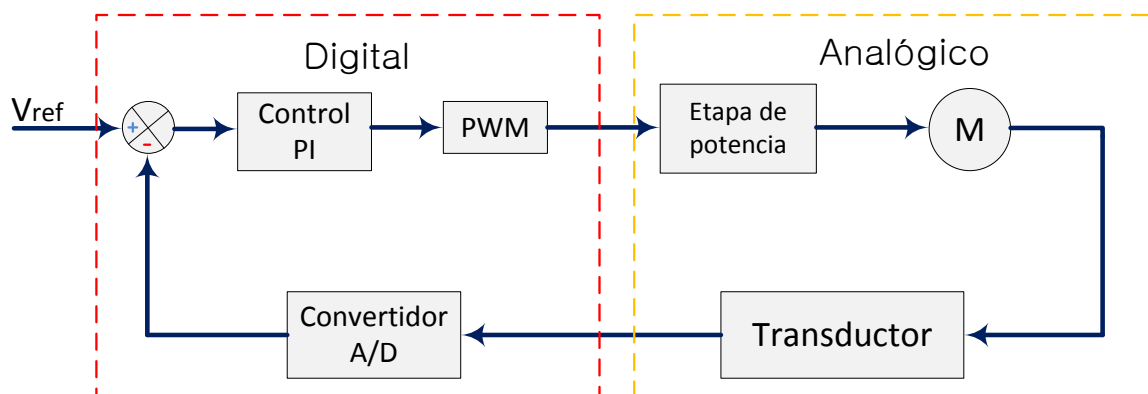


Figura 3.1 Diagrama general de los elementos que conforman el sistema de control PI



En el diagrama general mostrado en la figura 3.1 se observa que existen dos etapas diferentes como son la etapa digital y la etapa analógica, siendo estas las que conforman el controlador PI desarrollado. En la etapa digital conocida también como etapa de control se obtiene una señal del tipo digital con un valor de tensión no mayor a 5 Vcc, esta señal es emitida por una placa electrónica (microcontrolador) de la marca ATMEL llamada ARDUINO UNO R3, en este microcontrolador se realiza la programación del controlador PI. La etapa de analógica también llamada etapa de potencia está conformada por diferentes componentes electrónicos, y se tiene una señal del tipo analógica con valores superiores que pueden ir desde los 15Vcc hasta una tensión de 240Vcc necesarios para poner en marcha la máquina de c.c.

3.2 ETAPA DIGITAL

Se le conoce con el nombre de etapa digital debido a que solo se tienen valores digitales, donde únicamente corresponden a una señal en alto o en bajo, y el nivel de tensión está determinado por una señal del tipo PWM también conocida como modulación de ancho de pulso. Este nivel de tensión es el correspondiente al promedio según el ancho de pulso digital que se tenga, estos valores pueden oscilar en un valor no mayor a 5 Vcc. La etapa digital básicamente está conformada por el microcontrolador ARDUINO UNO R3, donde en su composición se tienen el convertidor analógico digital (CAD) y la señal de modulación de ancho de pulso (PWM).

3.2.1 MICROCONTROLADOR (PLACA ARDUINO UNO R3)

Antes de comenzar con la descripción de ARDUINO UNO R3, se explicará a grandes rasgos lo que es y qué se entiende por microcontrolador. Básicamente es un circuito integrado también conocido como “chip”, se le asocia con un dispositivo electrónico capaz de portar en el mismo una gran cantidad de componentes electrónicos por lo que se entiende que es capaz de realizar diversas funciones las cuales pueden ser previamente programadas, un microcontrolador debe incluir en su interior por lo menos tres elementos básicos. [1]



- Unidad Central de Proceso (CPU)
- Diferentes tipos de Memorias
- Diferentes tipos de pines E/S (Entradas /Salidas)

En general se le conoce como un chip especializado para ejecutar una serie de instrucciones previamente programadas donde se podrán introducir o arrojar señales pudiendo ser estas analógicas o bien digitales.

3.2.2 ARDUINO UNO R3

Es una placa electrónica reprogramable y está conformada por un microcontrolador donde se pueden introducir una serie de instrucciones; también cuenta con una serie de pines los cuales están internamente conectados a las entradas y salidas, es importante hacer referencia al tipo de microcontrolador al que se está refiriendo donde la placa implementada es del tipo AVR que es perteneciente a una arquitectura de microcontroladores desarrollada y fabricada por la marca ATMEL. [1]

El entorno de desarrollo o bien de programación es gratuito, y multiplataforma, donde por multiplataforma se puede entender que es funcional en distintos sistemas operativos como es Linux, Mac OS, y Windows, este entorno de programación o software debe ser instalado en un ordenador con la finalidad de poder escribir códigos para cargarlos en el microcontrolador y comenzar a ejecutar la serie de instrucciones deseadas. [1]

Hablando específicamente del entorno de programación es relevante mencionar que está inspirado en un entorno ya existente el cual es considerado libre llamado “processing” el cual está construido en un código escrito en lenguaje java, mientras que el lenguaje del microcontrolador ARDUINO UNO R3 se basa en código C/C++. [1] ver figura 3.2

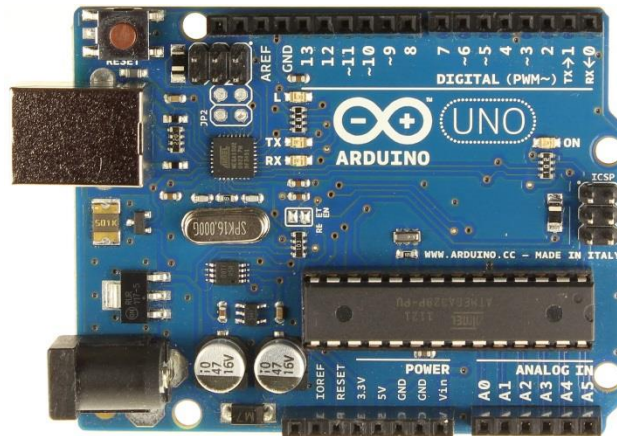


Figura 3.2 Placa electrónica ARDUINO UNO R3

La razón por la que se decide implementar la placa electrónica ARDUINO UNO R3, es debido a que el hardware y software ofrece una serie de ventajas como es el bajo precio, el entorno y lenguaje de programación que son más simples y claros, además de ser multiplataforma. Otra de las ventajas que presenta es el tener la posibilidad de realizar mejoras o bien ampliar más el diseño del microcontrolador. [1]

3.2.3 PROGRAMACIÓN DEL CONTROLADOR PI

El diagrama de flujo que se presenta en la figura 3.3 es implementado para obtener el control de la velocidad del motor de c.c. el presente algoritmo lleva una secuencia de pasos la cual se encuentra descrita del lado derecho de cada una de las acciones que desarrolla el microprocesador. De forma sintética en el apéndice B se muestra un tutorial para poder generar un programa en microcontrolador ARDUINO UNO R3.

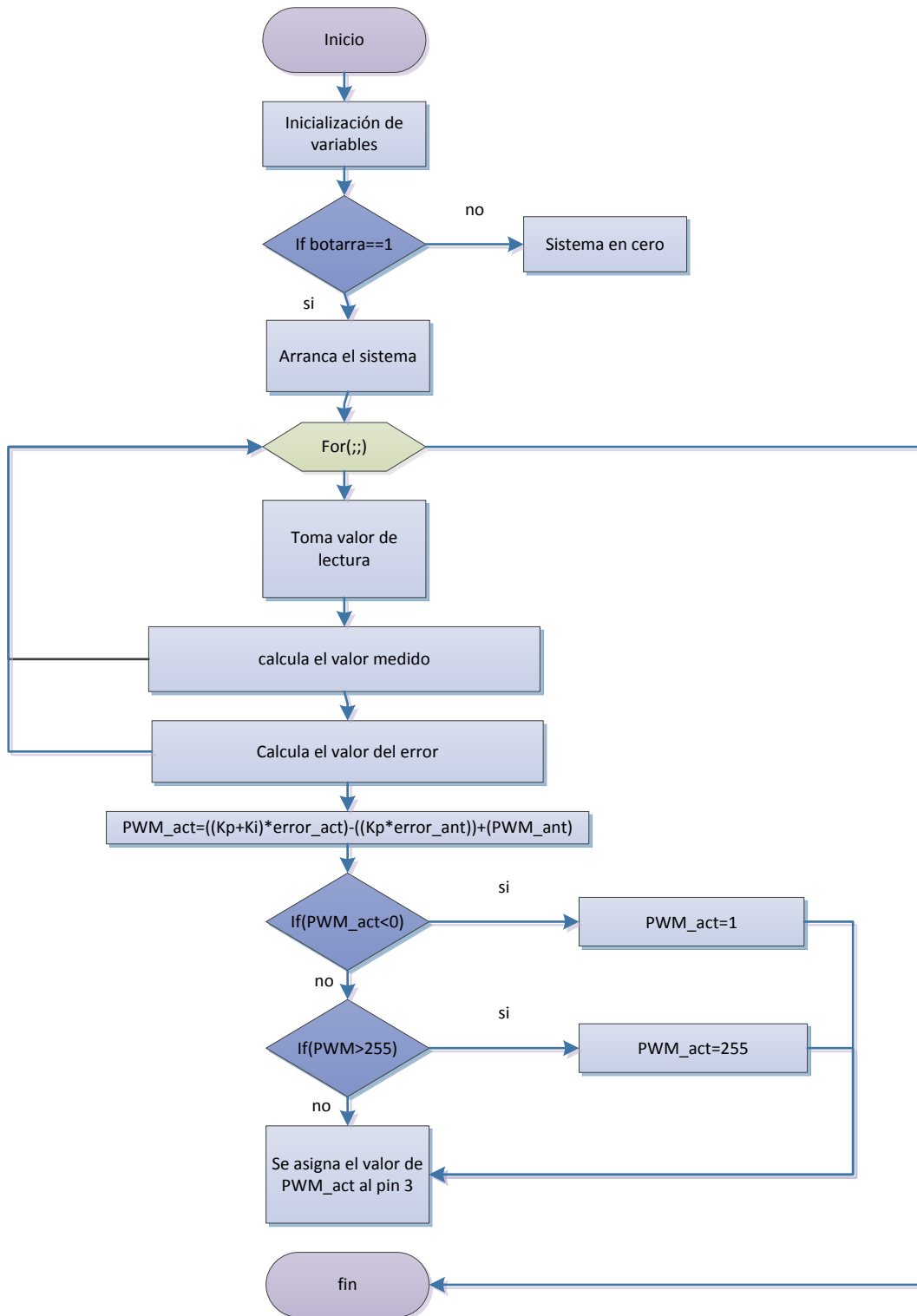


Figura 3.3 Diagrama de flujo del controlador PI

3.2.4 MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO (PWM)

Las siglas PWM provienen de “Pulse Width Modulation” o bien modulación de ancho de pulso, donde la función de este tipo de señal es emitir una señal cuadrada en lugar de una señal continua, dicha señal está formada por pulsos de frecuencia constante aproximada de 490 Hz para el caso de la placa empleada, la función de este tipo de señal es variar la duración de los pulsos lo que en consecuencia variara la tensión promedio resultante. [1]

Es decir, cuanto más corto sea el pulso, mayor será la distancia entre sí dando como resultado un valor promedio de tensión muy bajo, en la figura 3.4 se tiene una señal cuadrada con un ancho de pulso del 10%.

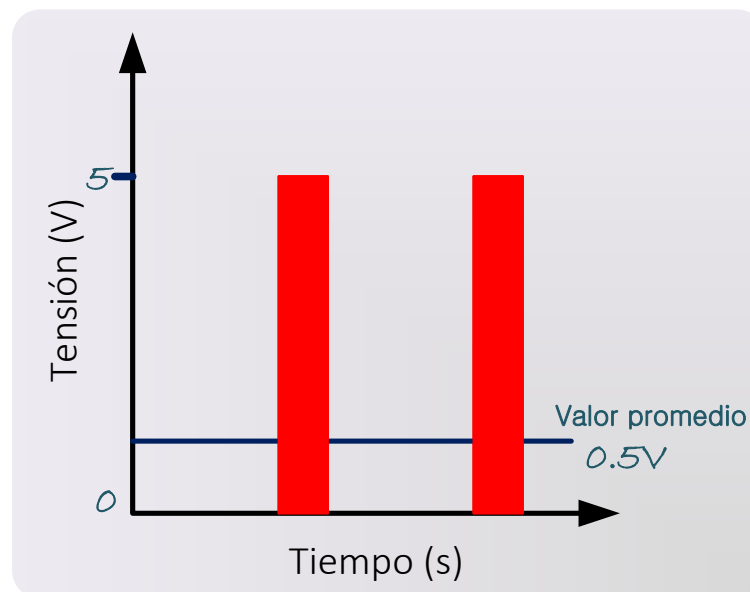


Figura 3.4 Representación de pulsos de corta duración

En cambio cuanto más largo sean los pulsos, menor será la distancia entre sí dando como resultado un valor promedio de tensión mayor, en la figura 3.5 se observa un par de pulsos con una pequeña distancia entre ellos por lo que su valor aproximado de tensión será de un 90%. [7]

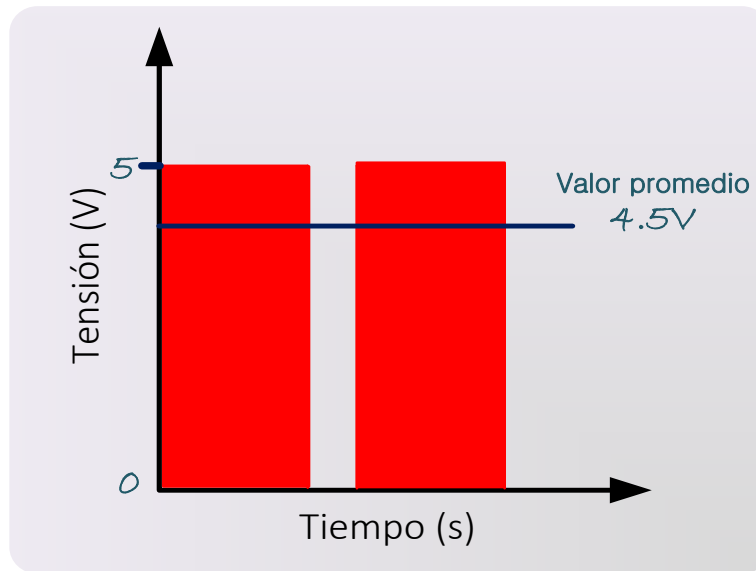


Figura 3.5 Representación de pulsos de larga duración

Y si se habla de pulsos de duración media se puede decir que la distancia existente entre ambos pulsos es la misma distancia correspondiente al ancho de pulso de cada una de las señales por lo que se tiene un valor promedio de tensión del 50% como se observa en la figura 3.6 [7]

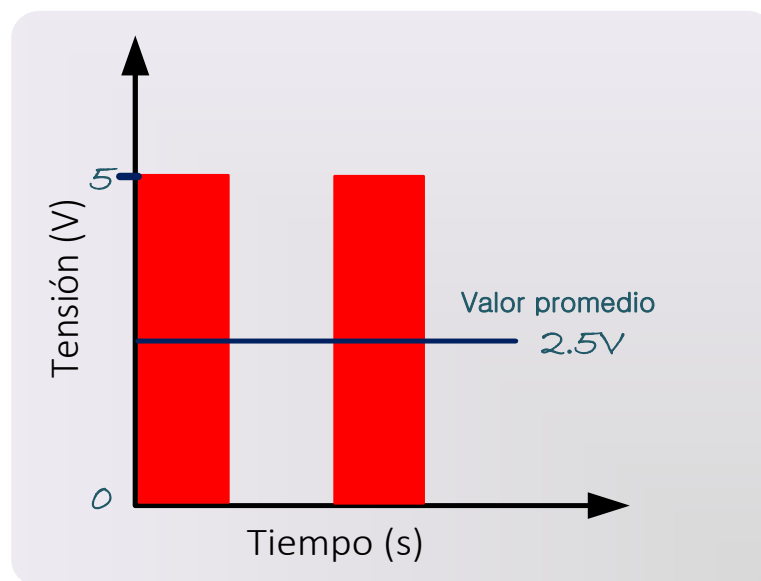


Figura 3.6 Representación de pulsos de media duración



En particular tratándose del PWM implementado por la tarjeta electrónica ARDUINO UNO R3, se tiene una resolución de 8 bits, por lo que se cuenta con un máximo de 2^8 valores diferentes lo que equivale a 255 valores diferentes, teniendo en cuenta que el valor máximo de tensión es de 5 V y 255 posiciones posibles de modulación de ancho de pulso, diciendo que cada posición equivale a un valor de tensión de 0.01960784 V por lo que entre mayor sea la resolución mayor cantidad de valores diferentes que pueden existir en el rango de 0 a 5 V provocando que cada valor diferente tenga un valor de tensión menor haciendo más fina y sensible la modulación del ancho de pulso, en la tarjeta empleada se puede mencionar que los pines PWM vienen controlados por tres temporizadores diferentes que mantienen la frecuencia constante de los pulsos emitidos. [7]

3.2.5 CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL

La placa electrónica únicamente puede trabajar con valores digitales es por esto que es necesario la implementación de la conversión previa del valor analógico recibido a un valor digital, por esta razón es necesario contar con un convertidor analógico digital el cual se encuentra dentro de la construcción electrónica de la misma placa.

El circuito conversor es de seis canales (uno por cada entrada) donde cada canal dispone de 10 bits el cual es empleado para guardar el valor del voltaje convertido digitalmente.

El convertidor analógico digital discretiza el voltaje de corriente directa. El valor discretizando se resta a un valor de referencia produciendo la única variable que se necesita para realizar el control de velocidad. [1]



3.3 ETAPA ANALÓGICA

La etapa analógica es la encargada de controlar los valores de tensión superiores a los correspondientes a la etapa de control, es en esta etapa donde se producen señales del tipo analógicas, donde se mencionan los elementos que la componen y posteriormente la descripción del que son y para que se emplean dentro del sistema.

Esta etapa es conformada por un conjunto de elementos como; fuente de alimentación (DL 2613), fuente de alimentación (DL 30018), máquina de corriente continua excitación independiente motor empleado en el sistema de control (DL 10200 A1), generador de corriente continua (DL 10250 A1), tacómetro (DL 2025DT), diodo (DL 2602), fuente principal para alimentación del campo del generador (DL 2600ATT) y carga conectada en terminales del generador (DL 3626).

3.3.1 CIRCUITO DE POTENCIA

Es conocido como amplificador de potencia o etapa de ganancia, donde su función principal es la de aislar eléctricamente la etapa de control con respecto a la etapa de potencia además de incrementar el nivel de una señal de entrada por una de salida con mayor amplitud, para el caso del control implementado se emplea el circuito que se muestra en la figura 3.6.

En el circuito de la figura 3.7, se emplean diferentes elementos electrónicos como es el 4N25, siendo éste un optoacoplador; éste primer elemento se encarga de recibir la señal del controlador PI, la cual se representa como una modulación de ancho de pulso y la amplifica a una tensión mayor dada por una fuente externa de 15Vcc siendo este el nivel de tensión necesario o requerido para poder hacer funcionar el segundo elemento electrónico, el cual es un MOSFET (IRFPS40N50L), este segundo elemento se encarga de separar la etapa digital respecto de la etapa de analógica debido a que en la etapa digital se manejan valores máximos de tensión de 5Vcc y en la etapa analógica valores de tensión que van desde 15Vcc hasta 240Vcc, la razón por la que deben aislarse es para proteger la placa electrónica ARDUINO UNO R3.[24]

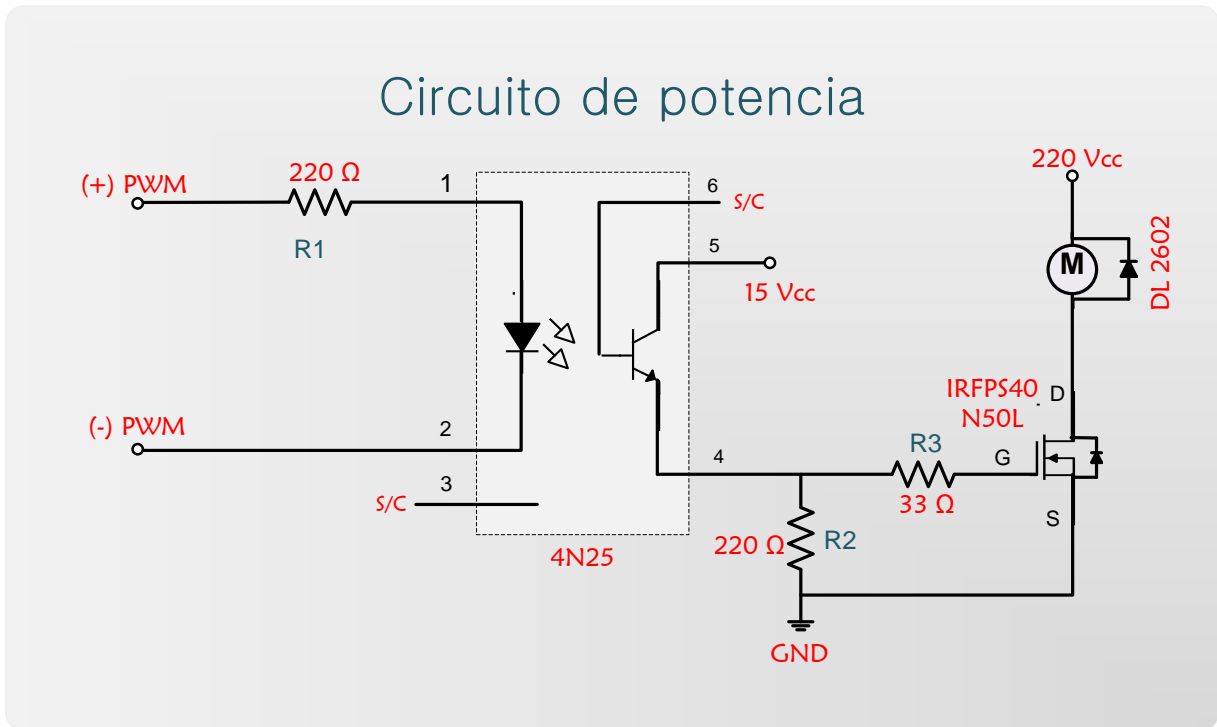


Figura 3.7 Circuito de potencia

Por otra parte además de estos dispositivos electrónicos también se emplean una serie de resistores de diferentes valores como se puede observar en la figura 3.7. La R1 con un valor de 220Ω vista del extremo izquierdo en la entrada del PWM se implementa con la finalidad de obtener una caída de tensión, y de esta forma proporcionar un nivel de tensión requerido en los bornes del optoacoplador. La R2 del mismo valor se coloca en el pin 4 hacia negativo con la finalidad de asegurar un cero lógico, esto se hace para evitar falsos disparos del MOSFET, cuando se encuentre fuera de servicio o bien fuera de operación. Y por último se tiene la conexión de R3 con un valor de 33Ω

3.3.2 FUENTE DE ALIMENTACIÓN DL 2613

Este dispositivo es alimentado con una tensión en corriente alterna, funciona como fuente de corriente continua y cuenta con dos salidas de tensión las cuales tienen un valor de tensión de $15V_{cc}$ con una polaridad positiva y una más con el mismo valor pero en polaridad negativa. Teniendo una corriente nominal de operación de $2.4 A$ y

una corriente máxima de 3 A por un pequeño lapso de tiempo. Este dispositivo es ilustrado en la figura 3.8. Además de hacer mención de sus características técnicas.



Voltajes de salida: +15 V / 0 V / -15 V
 Corriente de salida: 2.4 A (3 A por un corto tiempo)
 Alimentación: monofásica de la red eléctrica
 Cuenta con dos led's y un interruptor principal con lámpara piloto

Figura 3.8 Fuente de alimentación DL 2613 [25]

Esta fuente es empleada con la finalidad de ser regulada por el dispositivo 4N25 por medio de la señal PWM, de esta forma la tensión regulada con valor de 15 Vcc es la cantidad de tensión necesaria para que el MOSFET pueda entrar en operación y a su vez regule una tensión mucho mayor la cual es necesaria para poder arrancar el motor de c.c. [25]

3.3.2.1 FUENTE DE ALIMENTACIÓN DL 30018

Esta fuente de alimentación cuenta con salidas en corriente alterna dos son fijas y dos regulables, y además cuenta con salidas de corriente continua rectificadas una fija y dos regulables, esta fuente es empleada con el propósito de arrancar máquinas eléctricas. En el caso de la implementación del sistema de control solo se utiliza la

fuente de alimentación en c.c. regulable con el propósito de obtener los niveles de tensión para llevar a cabo el arranque de la máquina de c.c. empleada como motor con excitación independiente.[25]

Es por esta razón por la que se utilizaran dos fuentes de tensión en corriente continua donde las características de estas se describen a un costado de la figura correspondiente a cada una de estas. Las tensiones empleadas son solo las tensiones regulables con el propósito de ajustar los niveles de tensión deseados para poner en marcha el motor.

Se requieren dos fuentes de tensión, una para alimentar el campo o la bobina inductora y la segunda para el inducido o armadura, siendo este último en el cual se llevará a cabo la regulación de la tensión para obtener el control de la velocidad, dicha tensión se regulara gracias al sistema de control PI.

En la figura 3.9 se observa la fuente de alimentación empleada para energizar el motor de c.c. así como sus características técnicas mostrando únicamente los niveles de tensión empleados los cuales son de primordial importancia.[25]



MODULO DE ALIMENTACIÓN GENERAL DL 30018

Tensiones de salida en c.c.

c.c. variable: 0 a 240 V, 4 A
0 a 225 V, 1 A

c.c. fija: 220 V, 4 A

Alimentación: 3x220 50/60 Hz

Figura 3.9 Módulo de alimentación DL30018 [25]

3.3.3 MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA CON EXCITACIÓN INDEPENDIENTE

Se dice que un motor está en conexión de excitación independiente cuando para su funcionamiento se requieren de dos fuentes diferentes, siendo una para el campo o inductor y la segunda para el inducido o armadura. Por lo que el campo siempre permanecerá constante.

La variación de velocidad en este tipo de motores se deberá en la mayoría de los casos a la tensión del inducido ya que al aplicarle carga demandara mayor cantidad de energía, y solo bastara compensar nuevamente la f.e.m. para recuperar la velocidad deseada, en el área de aplicación este tipo de motores son poco empleados, esto por la necesidad de contar con una fuente diferente a la del campo. En la figura 3.10 se puede observar la conexión de una máquina en configuración de excitación independiente [15]

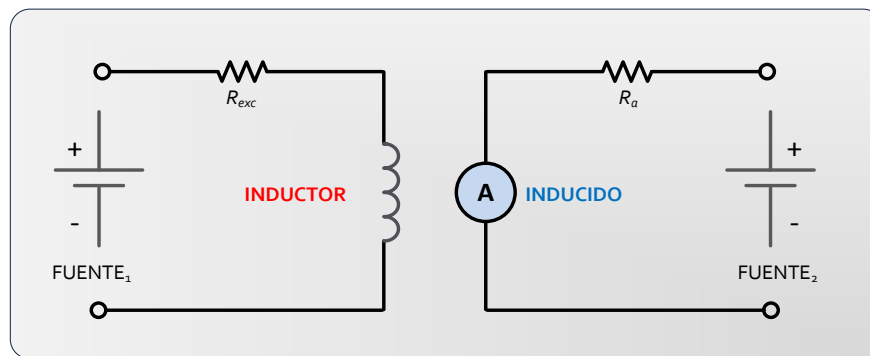


Figura 3.10 Conexión de excitación independiente

En este tipo de motores la intensidad de campo no se ve afectada en forma considerable por los cambios producidos por la cantidad de carga, es por ello que se obtiene una velocidad relativamente constante, este tipo de motores son muy empleados en condiciones donde se requiere de una velocidad constante.

Aunque la teoría de la máquina de c.c. se desarrolla en el capítulo 2 es importante mencionar que cuentan con tres características muy importantes, como son:

- Pueden alcanzar velocidades altas y muy peligrosas cuando se pierde la corriente de arranque de campo.
- Permiten la variación de tensión de campo y tensión de armadura.
- Permiten cambiar la velocidad mediante variaciones de tensión de armadura y tensión de campo. [9]

3.3.4 MOTOR DE C.C. UTILIZADO DL 10200 A1

Es una máquina de c.c. la cual se emplea como motor el cual es del tipo shunt (conexión en paralelo), pero tiene las propiedades de implementarse en sus diferentes configuraciones vistas en el capítulo 2, en el apartado 2.6 en el presente trabajo se mencionó que se emplea como motor de excitación independiente, alimentando de esta forma el campo con una fuente diferente a la fuente que alimenta a la armadura con la finalidad de obtener las características de dicha conexión, ya que como se sabe es una máquina con un control de velocidad muy amplio, en la figura 3.11 se puede observar al motor de c.c. de forma física así como sus características técnicas del mismo.



Potencia: 200 W
Voltaje: 220 V
Corriente: 1.3 A
Excitación: 220 V, 0.065 A
Velocidad: 3600 rpm
Protección térmica

Figura 3.11 Máquina de c.c. empleada como motor [25]

3.3.5 GENERADOR DE CORRIENTE CONTINUA DL 10250 A1

El generador DL 10250 A1 es una máquina de c.c. la cual se emplea como generador, esta máquina se acopla mecánicamente al motor de c.c. con la finalidad de introducirla como carga del motor para poder realizar las pruebas al controlador PI, para obtener una diferencia de tensión en terminales de armadura es necesario implementar una tensión que alimente las terminales de inducido de esta forma se obtendrá una fuerza electromotriz en terminales de armadura, en la figura 3.12 se puede observar físicamente al generador de c.c.



Potencia: 160 W

Voltaje: 220 V

Corriente: 0.73 A

Excitación: 220 V, 0.075 A

Velocidad: 3000 rpm

Protección térmica

Figura 3.12 Máquina de c.c. empleada como generador [25]

3.3.6 TACÓMETRO DL 2025DT

Este instrumento de medición también es conocido como encoder o transductor y es del tipo analógico. Se encarga de realizar el registro de la velocidad por medio de la medición de la frecuencia de giro de la lecha en las maquinas eléctricas.

Básicamente el encoder es un sensor óptico al cual se le conoce como sensor de posición, este tipo de dispositivos son instalados en la flecha del motor y de esta forma se realiza el cálculo de la velocidad en un momento determinado, el tipo de encoder utilizado en el control de velocidad consta de una cinta reflejante colocada sobre la

periferia de la flecha con una serie de marcas colocadas radialmente y equidistantes entre sí. La función que desarrolla la cinta reflejante es la de proyectar el haz luminoso hacia un elemento fotoreceptor en el cual se generaran pulsos, y con la cuenta de estos es posible conocer la velocidad de la flecha del motor.

El encoder empleado tiene una señal de muestreo de 1 V de salida por cada mil revoluciones de entrada, y en su valor máximo alcanza hasta 6000 rpm, para el caso del experimento que se realiza a lo largo de este trabajo se busca obtener una velocidad estable de 2000 rpm lo cual es una velocidad por debajo de la nominal de motor empleado. En la figura 3.13 se observa físicamente el encoder DL 2025DT



Indicador de velocidad

1500/3000/6000 rpm

Precisión: clase 1.5

Tensión de salida : 1 V / 1000 rpm

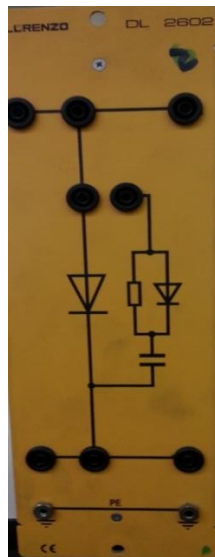
Alimentación: red monofásica

Figura 3.13 Encoder [25]

3.3.7 DIODO DL 2602

El elemento DL 2602 es un diodo que se implementa en el sistema del controlador PI, este elemento puede soportar una corriente máxima de 12 A. O bien una corriente de sobrecarga de 75 A en un tiempo máximo de 10ms.

Hablando de forma explícita, este elemento se conecta en las terminales del devanado inducido o armadura en conexión antiparalelo, con el objetivo de evitar la circulación de corrientes que puedan afectar el sistema, en cuanto a la etapa de potencia o lo que es peor aún al sistema de control. En la figura 3.14 se observa el diodo DL 2602 así como sus características técnicas.



Corriente promedio:

$$I_{FAV} = 12 \text{ Amax}$$

Corriente de sobrecarga no repetitiva:

$$I_{fsm} = 75 \text{ A} \quad (t_{max} = 10 \text{ ms})$$

Tensión inversa de pico repetitivo:

$$U_{DRM} = 1000 \text{ V}$$

Tiempo inverso de recuperación:

$$t_{rr} = 65 \text{ nsmax}$$

Figura 3.14 Diodo para protección de corrientes en el inducido [25]

3.3.8 FUENTE PRINCIPAL PARA ALIMENTACIÓN DEL CAMPO DEL GENERADOR DL 2600ATT

Para poder alimentar el inductor del generador se emplean dos módulos de alimentación diferentes, siendo estos:

- *MÓDULO DE ALIMENTACIÓN DL 2600ATT*
- *MÓDULO DE ALIMENTACIÓN DL 2637*

3.3.8.1 MODULO DE ALIMENTACIÓN DL 2600ATT

Es un módulo de alimentación trifásica a una tensión diferente a la del sistema interconectado, la tensión de adaptación equivale a 380 V trifásicos. Teniendo una potencia del auto transformador de 3 kVA. Este módulo de alimentación energiza a la vez al dispositivo DL 2637 mostrado en la figura 3.15, siendo este una fuente de alimentación regulada de c.c. el cual se emplea para alimentar a máquinas de c.c.



Figura 3.15 Módulo de alimentación DL 2600ATT [25]

3.3.8.2 MODULO DE ALIMENTACIÓN DL 2637

Este dispositivo es alimentado por el módulo de alimentación DL 2600ATT, cuenta con dos secciones de tensión (fija y variable) donde para el caso del generador se empleara la sección de tensión variable la cual se utiliza para alimentar el inductor del generador para poder obtener un flujo magnético en el inductor y de esta forma debido al movimiento mecánico obtener una tensión en bornes del inducido.

En la figura 3.16 se puede observar la fuente físicamente y a un lado de esta sus características de cada una de las secciones con las que cuenta.

La alimentación está constituida por dos secciones:

A) Sección de tensión variable, usada para la alimentación de armadura de los motores c.c. Salida: 0-240 Vcc, 5 A

B) Sección de tensión constante, usada para la alimentación del circuito de excitación de las máquinas de c.c. Salida: 220 V, 1 A



Figura 3.16 Fuente de alimentación DL 2637 [25]

3.3.9 BASE DL 10400

En la figura 3.17 se puede observar la base DL10400 por medio de la cual se obtiene un acoplamiento mecánico motor - generador, donde el motor DL 10200 A1 se encarga de proporcionar un movimiento mecánico (velocidad angular) al generador DL 10250 A1 para obtener una tensión inducida en los bornes de la armadura, esta tensión es la encargada de energizar la carga con la que se realizara la variación de carga.



Estructura metálica adaptada para la fijación de la máquina o del grupo en prueba.

Incluye el transductor óptico para la adquisición de la velocidad de rotación y de soportes en caucho Anti vibraciones.

Figura 3.17 Acoplamiento mecánico Motor – Generador [25]

3.3.10 CARGA CONECTADA EN TERMINALES DEL GENERADOR

La carga que se conecta en terminales de armadura del generador está dada por el modulo DL 3626 la cual consta de tres lámparas incandescentes E14 mostradas en la figura 3.18, teniendo una carga resistiva con una potencia de 40 W cada una alimentadas a una tensión máxima de 220 V. [25]



Figura 3.18 Lámparas incandescentes (carga del generador) [25]

Se tiene la facilidad de realizar conexiones en paralelo con lo que se podrá obtener una potencia de consumo de hasta 120 W, por lo que de esta forma se podrá observar el comportamiento del controlador en condiciones en vacío y en condiciones bajo carga. El módulo de carga así como sus características se pueden apreciar físicamente en la figura 3.19. [25]



Tres zócalos para lámpara E14
Completo con tres lámparas
incandescentes: 40 W / 220 V
Posibilidad de conexión en
paralelo

Figura 3.19 Modulo de carga DL 3626 [25]

CAPÍTULO 4

4. ANÁLISIS Y VALIDACIÓN DE RESULTADOS DEL SISTEMA DE CONTROL

4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presenta la puesta en marcha del motor de c.c. por medio del controlador PI, la función principal del sistema de control es mantener en operación de 2000 revoluciones por minuto (rpm) al motor de c.c. En la figura 4.1 se puede observar físicamente a los componentes que conforman al sistema de control, los cuales ya se mencionaron y describieron en el capítulo 3 con la excepción de los instrumentos de medición y la computadora personal.

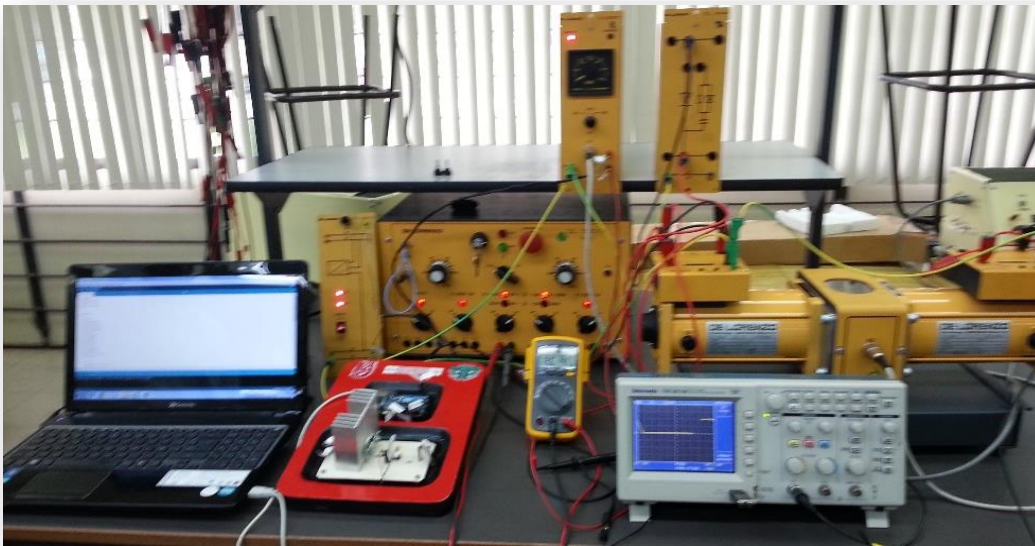


Figura 4.1 Elementos físicos que conforman el sistema de control



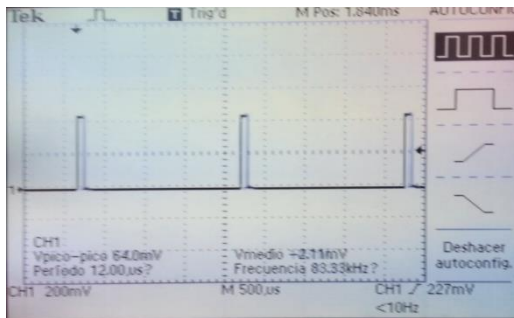
Así mismo se ilustran los resultados obtenidos bajo el funcionamiento del motor de c.c. en diversas condiciones de operación tales como el arranque en vacío con carga; en operación al entrar bajo carga y al liberar ésta.

4.2 RESULTADO DE LAS PRUEBAS PRÉVIAS

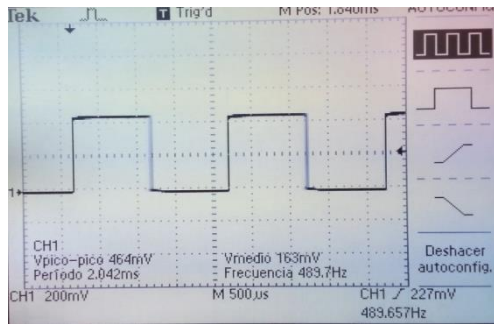
El primer paso que se realiza, el cual es básico para programar la señal del controlador es la obtención de la señal PWM. Las pruebas previas fue la elaboración de un sistema en rampa, o bien un arranque a tensión reducida el cual es muy utilizado en máquinas de gran potencia, esto con la finalidad de obtener una corriente de arranque mucho menor.

La obtención de la señal PWM fue empleada en un motor de baja potencia a una tensión nominal de 5 Vcc. Esto con el objetivo de poder observar el comportamiento del arranque del motor de baja potencia, pero exclusivamente para comprender el funcionamiento de la señal que se emplearía en el sistema de control PI. En la figura 4.2 se muestra la señal PWM en sus diferentes etapas a) 2 % del ciclo útil b) 50 % del ciclo útil c) 98 % del ciclo útil, es de esta forma como se puede observar el comportamiento de la máquina, la cual quiere decir que arranca lentamente.

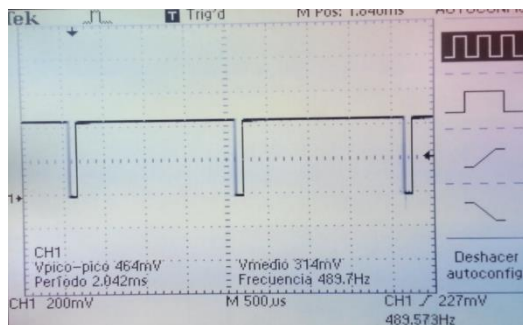
La modulación de ancho de pulso mejor conocida como señal PWM puede variar en porcentaje de 0 a 100, la tensión final depende de la variación del porcentaje de la modulación de ancho de pulso, teniendo para el caso de la señal de control un cien por ciento de 5 Vcc el cual puede variar de 0 a 5 Vcc según sea el porcentaje de la modulación de ancho de pulso.



a) 2 % del ciclo útil



b) 50 % del ciclo útil



c) 98 % del ciclo útil

Figura 4.2 Representación del ciclo útil de la señal PWM

4.3 AJUSTE DE SEÑALES PWM Y SEÑALES DEL CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL

Durante las primeras pruebas realizadas al sistema de control existen ciertas complicaciones respecto al acoplamiento de señales PWM con respecto a las señales relacionadas con el convertidor analógico digital (CAD), esto se debe a que el ciclo útil de ambas señales son de diferente magnitud, en la figura 4.3 se puede observar el rango de cada ciclo por separado así como la representación gráfica para comprender el por qué las señales deben acoplarse.

Los valores que se tienen en la señal PWM son valores que van de un rango de valor mínimo de uno a un valor máximo de 255. Y en cuanto a la señal del convertidor analógico digital va desde valores de uno a valores de 1024 mostrados en la figura 4.3

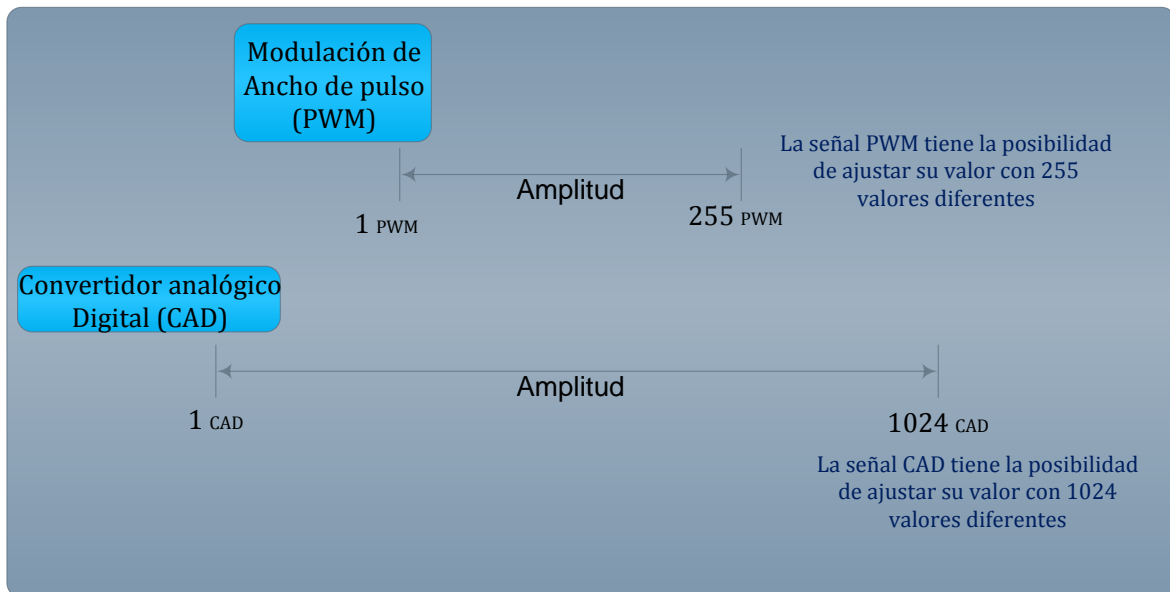


Figura 4.3 Rangos de modulación de señal PWM y CAD

En la figura 4.3 se puede observar que la magnitud de ambas señales no es la misma, esto por la razón de que el CAD tiene muchos más valores posibles de ajuste que la señal PWM lo que lo hace más preciso que el mismo. Es por esta razón que debe acoplarse para que se encuentren en un valor cercano en relación de proporción de 0% a 100%



CAPÍTULO 4: “ANÁLISIS Y VALIDACIÓN DE RESULTADOS DEL SISTEMA DE CONTROL”

La señal de CAD es aproximadamente 4.01 veces más grande que la señal PWM. Es por ello que se decide aproximarlas en relación a porcentajes. Lo primero que se definió fue la velocidad obtenida con el nivel de tensión máxima, en la cual se obtenía una velocidad de 4500rpm a una tensión de 275V_{CC}. Es aquí donde se comienza con el establecimiento de la velocidad de referencia, ya que se requiere tener un nivel de velocidad estable y además valores de tensión por encima de la referencia para compensar la velocidad en caso de sobrecarga, así como reducir la tensión en caso de condiciones en vacío. La velocidad que se establece como referencia es de 2000rpm la cual se obtiene con un nivel de tensión de 122.222V_{CC}. Una vez determinado el valor de la velocidad de referencia se procede con la realización del cálculo del porcentaje al cual se obtiene dicha velocidad considerando que se tiene una velocidad máxima de 4500rpm por lo tanto:

Se tiene una velocidad máxima de 4500rpm se decide que equivale a un 100% Por lo tanto se debe determinar a qué valor de porcentaje se obtiene una velocidad de 2000rpm. A continuación se muestra el calculo:

$$\frac{4500rpm}{2000rpm} = \frac{100\%}{x}$$
$$x = \frac{(2000rpm)(100\%)}{(4500rpm)}$$

$$x = 44.4444\%$$

Una vez que se conoce la relación en porcentaje de la velocidad de referencia se continúa con la determinación del rango al que la señal PWM debe establecerse para obtener la velocidad seleccionada.

Por lo que si 255 es el valor de pasos totales con los que cuenta la señal PWM se dice que es el 100%, por lo que se debe obtener el valor de la amplitud en un 44.4444% del total de los valores diferentes.



CAPÍTULO 4: “ANÁLISIS Y VALIDACIÓN DE RESULTADOS DEL SISTEMA DE CONTROL”

$$\frac{255PWM}{y} = \frac{100\%}{44.4444\%}$$
$$y = \frac{(255PWM)(44.4444\%)}{(100\%)}$$

$$y = 113.333 \cong 113$$

En la señal de modulación de ancho de pulso se establece un valor de 113 de los 255 disponibles, ya que es en este valor donde se puede obtener una velocidad de 2000rpm. Una vez determinado el valor de referencia correspondiente a la señal PWM, se continua con el cálculo del valor al que se debe establecer el convertidor analógico digital, sabiendo que se tienen 1024 valores diferentes.

Sí 1024 es el 100%, entonces se requiere obtener qué valor de amplitud se obtiene en un 44.4444% de los valores totales del CAD. De tal manera que:

$$\frac{1024PWM}{z} = \frac{100\%}{44.4444\%}$$
$$z = \frac{(1024PWM)(44.4444\%)}{(100\%)}$$

$$z = 455.1065 \cong 455$$

En la señal del convertidor analógico digital se debe establecer un valor de 455 de los 1024 valores diferentes con la finalidad de poder obtener la velocidad de referencia.

Una vez que se determinan los valores de referencia del CAD y del PWM se continúa con el acoplamiento de señales, con la finalidad de que en el momento de entrar en la ecuación correspondiente al controlador proporcional integral, se puedan interpretar de la misma forma y no presente oscilaciones.

Para poder acoplar las señales del CAD y del PWM se tiene:

$$V_{ref} = 2000rpm$$

$$PWM_{ref} = 113$$

$$CAD_{ref} = 455$$

$$V_{ref} = 122.222Volts$$

Debido a que el ciclo útil del PWM es menor que el ciclo del CAD como se observa en la figura 4.4 es necesario acoplar la señal del CAD a la señal del PWM, para esto solo es necesario encontrar un factor que al multiplicarlo con la señal del CAD se obtenga la misma relación que en la señal PWM.

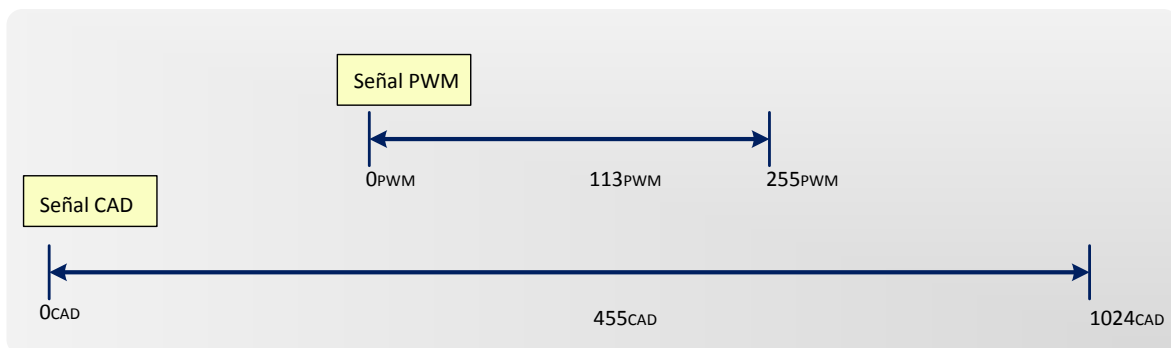


Figura 4.4 Representación a escala de las señales PWM y CAD

Si 455 de la señal del convertidor analógico digital debe ser igual a 113 de la señal de la modulación de ancho de pulso, entonces se debe calcular la constante que al multiplicarse con la señal del CAD sea igual a la señal PWM por lo tanto se tiene:

$$c = \frac{455CAD}{113PWM}$$

$$c = 0.2484$$

CAPÍTULO 4: “ANÁLISIS Y VALIDACIÓN DE RESULTADOS DEL SISTEMA DE CONTROL”

La razón por la que se deben acoplar estas dos diferentes señales es debido a que se requiere que en la ecuación correspondiente al controlador proporcional integral se introduzcan los mismos valores, ya que de lo contrario se tendría una oscilación bastante amplia en el sistema de control o bien una inestabilidad por lo que no se podría llevar a cabo la acción de control.

En la figura 4.5 se puede observar gráficamente las señales PWM, CAD, Velocidad y Tensión mostrando en cada uno de los casos sus valores máximos, mínimos y valores de referencia.

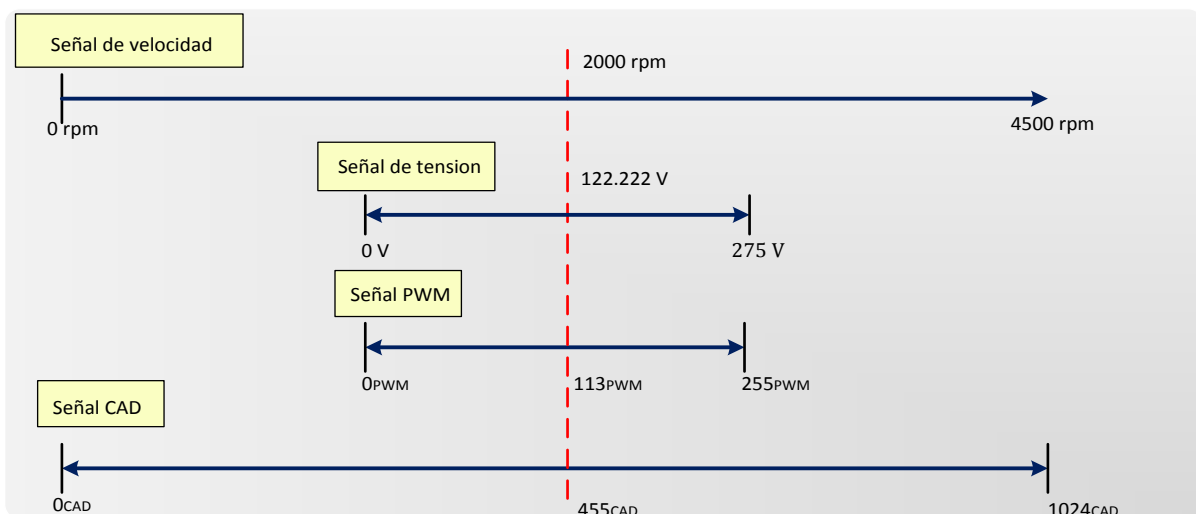


Figura 4.5 Representación de señales PWM, CAD, Velocidad y Tensión

Para comprobar que existe un acoplamiento de señales se realiza un ejercicio en el cual se obtiene el producto del valor de referencia del convertidor analógico digital con respecto al coeficiente de acoplamiento “c” teniendo como resultado un valor cercano o igual al de la señal del modulación de ancho de pulso.

$$(455)(0.2484) = 113.022 \cong 113$$

Con esto se comprueba que existe un acoplamiento de señales PWM y CAD.



4.4 RESULTADOS OBTENIDOS EN LA SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI

Para la realización de la obtención de los factores K_p , T_i , . Se implementa el método de sintonización de Ziegler – Nichols, este método consiste en un conjunto de recomendaciones sobre la selección de los parámetros según las combinaciones de la acción de los reguladores de un sistema de control del tipo clásico Proporcional Integral Derivativo (PID). Para la aplicación de este método se toma en cuenta la respuesta a una entrada escalón en la cual se puede tener una relación de $\frac{1}{4}$ del decaimiento de las dos primeras amplitudes de esa respuesta, es por esta razón que cuando se emplea un control proporcional para el rechazo de perturbaciones Ziegler y Nichols propusieron dos métodos para definir los parámetros de este controlador siendo los siguientes:

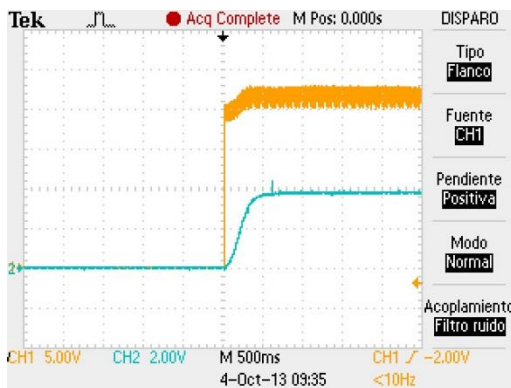
- I) Prueba a lazo abierto
- II) Prueba a lazo cerrado

Para el presente trabajo se emplea el primer método conocido como prueba a lazo abierto, donde para la obtención de los parámetros K_p y T_i se emplean la siguiente serie de pasos.

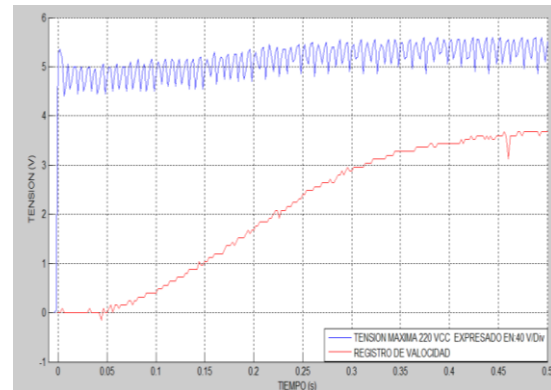
- a) Aplicación de la señal escalón.
- b) Obtención de las gráficas de respuesta de la señal escalon.
- c) Obtención de la aproximación de la curva de velocidad.
- d) Obtención del punto de inflexión de la curva.
- e) Determinación de la tangente a la curva.
- f) Determinación de los factores de tiempo L y T.
- g) Aplicación de fórmulas correspondientes al primer método.

CAPÍTULO 4: “ANÁLISIS Y VALIDACIÓN DE RESULTADOS DEL SISTEMA DE CONTROL”

Se comienza por hacer la primer prueba al motor introduciéndole una señal escalon a valores de tensión nominal, con ello se obtienen las gráficas de tensión y de velocidad del motor de c.c. en la figura 4.6 (a) se observa gráficamente el comportamiento del motor al implementarle la señal escalon. La figura 4.6 (b) se observa el mismo comportamiento pero realizando un acercamiento con la ayuda del software Matlab.



(a)



(b)

Figura 4.6 Respuesta del motor de c.c. ante una señal escalón

Antes de seguir adelante es importante mencionar, que los pasos c, d, e, f, y g se programan en matlab (apéndice D) y cuyos resultados se muestran a lo largo de la redacción del presente capítulo.

Obtenida la respuesta al escalón; se obtiene una aproximación de esta en base a un polinomio de tercer orden. En la figura 4.7 se puede observar ambas curvas. La grafica punteada es la curva obtenida experimentalmente. En ella se observa una serie de oscilaciones. La grafica continua es la gráfica aproximada por medio de un polinomio de tercer orden. En ella no se presentan las oscilaciones que se veían en la gráfica experimental. Las oscilaciones en la gráfica experimental fue el motivo principal de obtener una gráfica aproximada; para los cálculos posteriores.

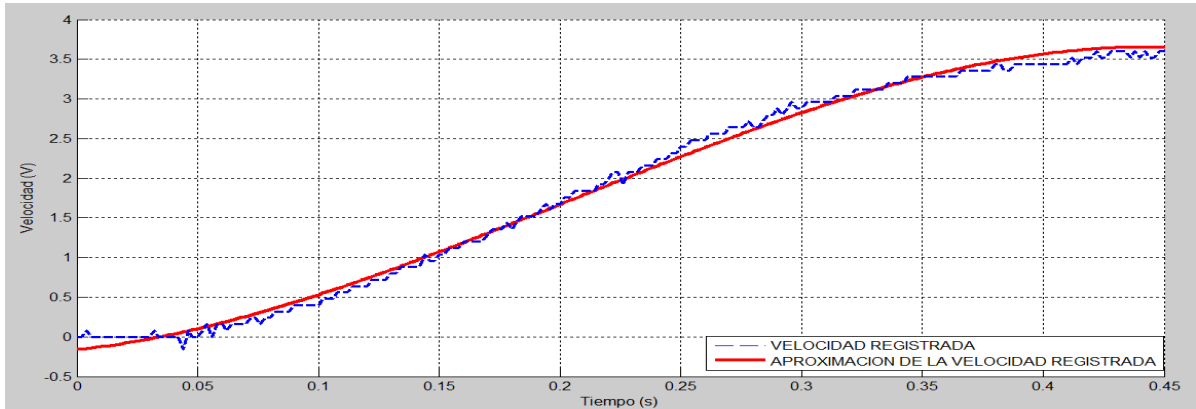


Figura 4.7 Aproximación a la curva de la velocidad

Después de obtener el polinomio de tercer grado, se le realiza la segunda derivada con el objetivo de obtener el punto de inflexión para sustituir este valor en el polinomio original.

Una vez que se tienen los valores de las variables “X” y “Y”, se toman como segundos valores de “X” y “Y” los inmediatos anteriores para obtener la ecuación de la pendiente y de esta forma poder observarla gráficamente. Por último, se obtiene la recta tangente que pasa por el punto de inflexión y se determina el valor de K_p y T_i , mediante fórmulas dadas por el método de Ziegler – Nichols en su primer método.

En la figura 4.8 se observa gráficamente el punto de inflexión y la recta tangente a la curva, donde estas representaciones gráficas serán necesarias para poder calcular los factores K_p y T_i mediante fórmulas dadas por el método de Ziegler – Nichols, como se había mencionado antes.

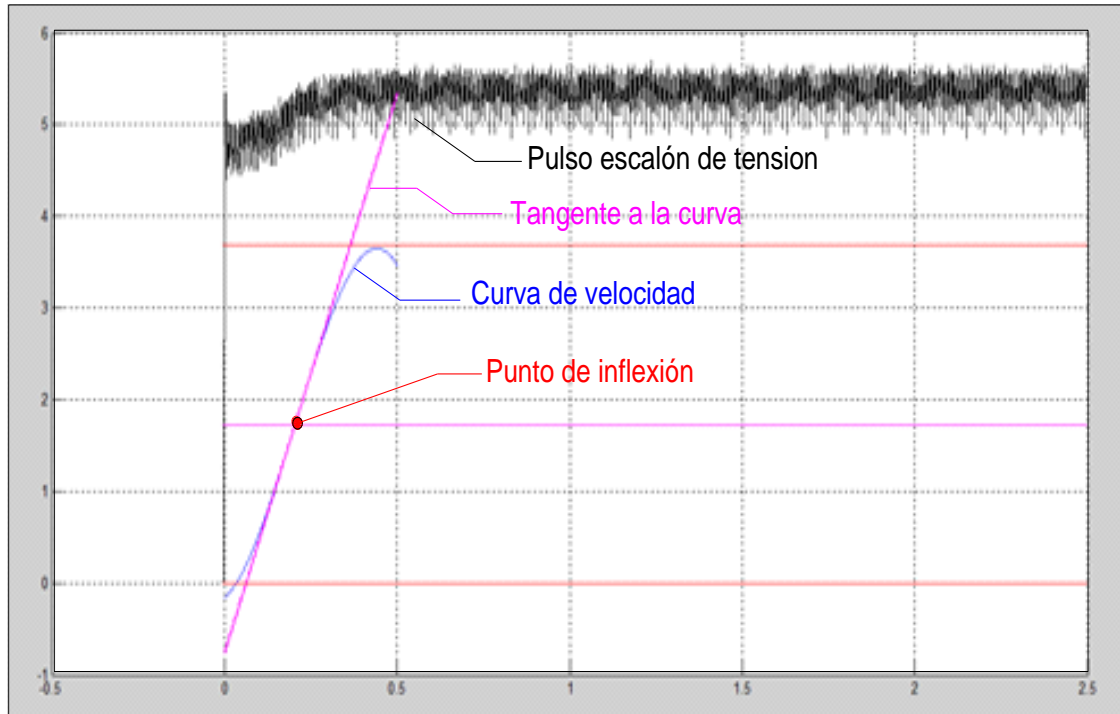


Figura 4.8 Resultados obtenidos de pulso escalón aproximación y tangente a la curva
 De la respuesta obtenida al impulso escalón se determinan los factores L y T , conocidos como tiempo de retardo “ L ” y constante de tiempo “ T ”. Para encontrar los valores de estos factores se considera la figura 4.9

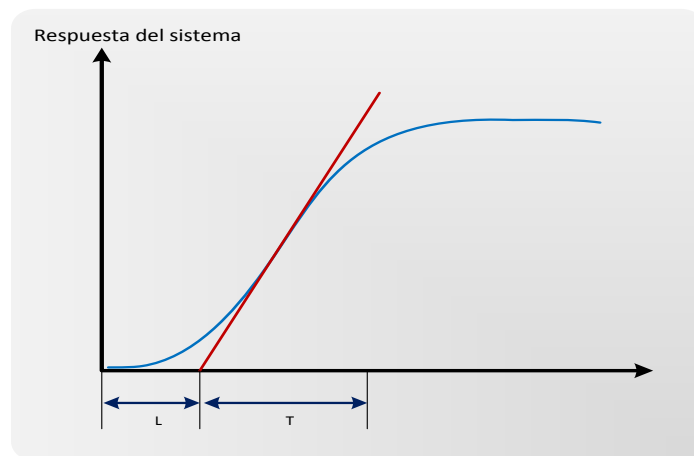


Figura 4.9 Factores L y T de la respuesta al escalón



CAPÍTULO 4: “ANÁLISIS Y VALIDACIÓN DE RESULTADOS DEL SISTEMA DE CONTROL”

Una vez determinados los factores L y T mediante la representación gráfica, se sustituyen en las formulas pertenecientes al primer método de Ziegler – Nichols, mostrados en la tabla 4.1

TABLA 4.1 Determinación de valores empleados por el primer método

controlador	Kp	Ki	Kd
P	T/L	∞	0
PI	$0.9(T/L)$	$L/0.3$	0
PID	$1.2(T/L)$	$2L$	$0.5L$

Es de suma importancia mencionar que los valores obtenidos mediante este método no son valores aproximados a los reales. Estos se obtendrán haciendo pruebas experimentales hasta poder encontrar la estabilidad del sistema. El proceso para ello es a prueba y error.

4.5 PRUEBAS REALIZADAS AL SISTEMA DE CONTROL

En el capítulo tres en la figura 3.1 el sistema de control consta de dos etapas, las cuales son indispensables para el óptimo funcionamiento del control de la velocidad de la máquina de c.c. Estas etapas son la etapa digital y la etapa analógica aunque es importante mencionar que se pueden conocer como etapa de control y etapa de potencia respectivamente.

Una de las principales pruebas que se le realizaron al sistema son las referentes a la etapa de control, esto con la finalidad de que el código de programación ejecutara las instrucciones necesarias, y una vez accionada la etapa de potencia comenzara con la regulación de la velocidad de dicha máquina, en las pruebas previas realizadas con las primeras constantes calculadas por el método de Ziegler - Nichols no eran estables es por esta razón que los primeros valores calculados se consideran un punto de referencia y a partir de estos se continua con las experimentaciones con la finalidad de obtener dichos factores a prueba y error.

En la figura 4.10 se observa el display de un osciloscopio digital, en el cual se puede apreciar la gráfica correspondiente al funcionamiento de la etapa de control en la salida del microcontrolador donde se tiene como resultado una señal PWM.

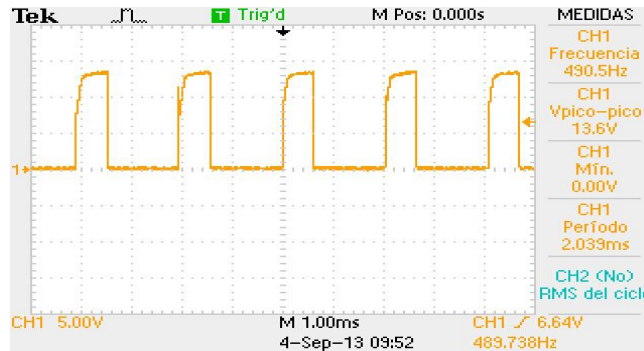


Figura 4.10 Funcionamiento de la etapa de control (señal PWM)

La segunda prueba realizada es la referente a la etapa de potencia, la cual se conforma por el circuito de potencia, máquina de c.c. y transductor.

Como se mencionó en el capítulo 2 el circuito de potencia es empleado para aislar eléctricamente la etapa digital de la etapa analógica con la finalidad de proteger al microcontrolador. La máquina de c.c. se destina para mantener una velocidad constante de 2000 rpm ya sea en condiciones de carga o en vacío. Por último el transductor es el encargado de medir la velocidad de la flecha y enviar esta medición al sistema mediante una retroalimentación para que el controlador ajuste la velocidad a la establecida como referencia.

Esta prueba se realiza con la finalidad de comprobar que los elementos que conforman el circuito de potencia operen correctamente, ya que los elementos como motor de c.c. y transductor se pueden comprobar energizando la máquina a su valor de tensión nominal esperando registrar una velocidad en el transductor correspondiente a la velocidad nominal de la máquina.

Básicamente las pruebas a realizar al circuito de potencia son las de comprobar el correcto funcionamiento del MOSFET, una de las pruebas más simples y rápidas de hacer es comprobar si existe continuidad entre las terminales drain y source ver apéndice A “power MOSFET”.

Si estas terminales del MOSFET presentan continuidad se puede reflejar en el funcionamiento del sistema, donde se observaría un arranque a plena carga o bien con valores por encima del valor nominal de tensión lo cual provocaría una sobrecorriente. Cuando esto ocurre es porque el elemento se averió y se dice que está en cortocircuito, por lo que no existiría control de la tensión de armadura, sino que el motor de corriente continua entraría en operación por medio de una función escalón.

Por último se puede comprobar el funcionamiento del optoacoplador 4N25, este elemento es el encargado de aislar la etapa de control respecto a la etapa de potencia.

4.6 ARRANQUE DEL MOTOR DE C.C. EN VACÍO

Basándose únicamente en la experimentación del arranque de la maquina en vacío se puede observar que se tiene unos sobrepicos o también conocidos como sobretiros, donde el primero de estos tiene un valor aproximado de 321rpm lo que equivale aproximadamente a un valor de 32Vcc y el segundo sobretiro se encuentra aproximadamente 2 segundos después del primero con un valor de 107rpm equivalente a 1Vcc. La reducción de los sobretiros la realiza el controlador PI ya que es este el encargado de llevar el valor de la velocidad a un valor establecido como referencia y para lograrlo le lleva aproximadamente 4 segundos este comportamiento se puede observar en la figura 4.11.

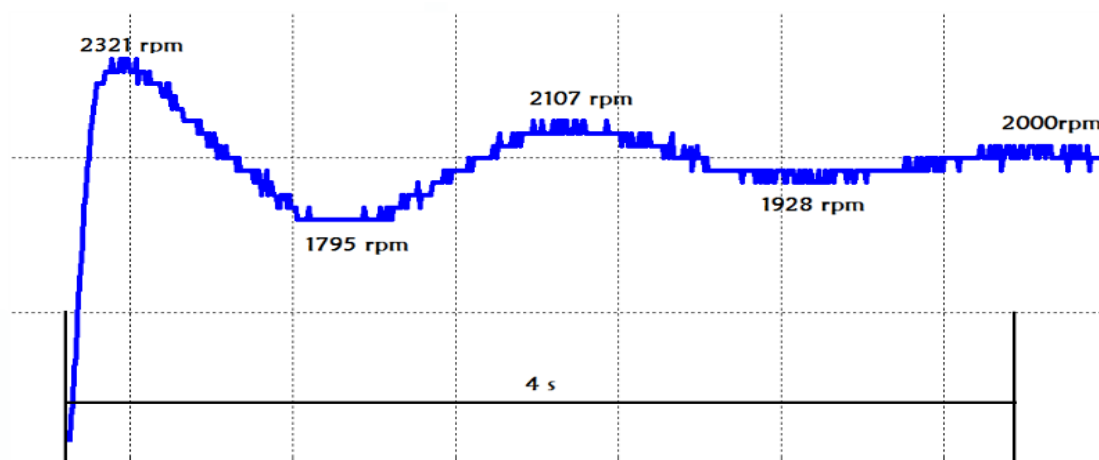


Figura 4.11 Comportamiento del motor en condiciones de vacío

4.7 ARRANQUE DEL MOTOR DE C.C. BAJO CARGA.

En el análisis del comportamiento del controlador en condiciones de carga se puede observar que el sobretiro provocado al arranque es mucho menor, esto se debe a que existe una fuerza acoplada mecánicamente y aunada a esta una carga eléctrica la cual se mencionó en el capítulo 3 la cual se opone al movimiento angular del motor por lo que el controlador PI requiere de un tiempo menor de estabilización que en el arranque en vacío (sin carga), presentando únicamente un sobretiro con un valor aproximado de 150rpm y un valor en tensión aproximado de 1.5Vcc lo cual lo lleva a tener un tiempo de estabilización de aproximadamente 1.5 segundos. En la figura 4.12 se puede observar gráficamente el comportamiento de este:

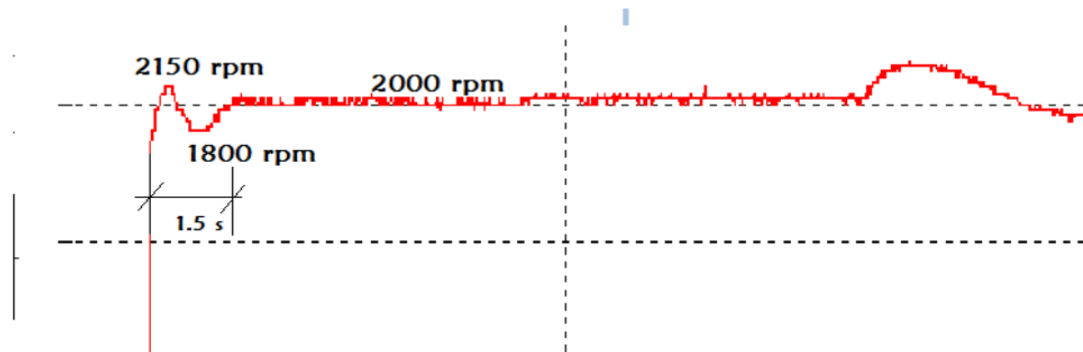


Figura 4.12 Comportamiento del motor en condiciones de carga

4.8 COMPORTAMIENTO DEL CONTROLADOR (PI) ANTE VARIACIONES DE CARGA

Durante la operación del motor de c.c. pueden existir perturbaciones las cuales pueden depender de la carga que soporta o bien debida a fallas mecánicas en el sistema de rotación del motor, como pueden ser: flecha torcida, chumaceras resacas entre otras. Para el caso del presente trabajo se introduce dos tipos de cargas, siendo la primera de ellas una carga mecánica que es el acoplamiento mecánico de un generador, y la segunda de ellas una carga resistiva conectada en las terminales de armadura del generador, durante la operación del motor se realiza la acción de introducir carga y posteriormente liberarla con el objetivo de provocar variaciones de carga y así mismo poder analizar y validar el funcionamiento del controlador PI. En la figura 4.13 se puede

observar detalladamente el comportamiento de la tensión tomada en bornes del transductor, lo cual se trasforma en velocidad.

El comportamiento de la velocidad en condiciones de vacío presenta un sobretiro u oscilación bastante amplia pero al introducirle la carga resistiva en los bornes de armadura del generador y se observa una pequeña caída de tensión la cual refleja una disminución de velocidad de aproximadamente 300rpm, siendo está regulada y llevada al valor de referencia previamente establecido el cual es de 2000 rpm en un tiempo aproximado de 1 segundo, posteriormente se le libera la carga introducida para observar el comportamiento y se observa que genera un par de sobretiros de 350rpm y 80rpm respectivamente y tiene un tiempo de recuperación aproximado de 4 segundos esto se debe a que la velocidad incrementa debido a que la tensión es mayor y tienen el efecto de disminuirla hasta llegar a la velocidad de referencia.

El funcionamiento del controlador se basa en un valor de referencia y una retroalimentación a la cual se le conoce con el nombre de valor medido, básicamente lo que el controlador se encarga de obtener un valor de error igual a cero, el cual está dado mediante la ecuación 4.1, esto lo logra mediante la ecuación matemática vista en el capítulo 2 correspondiente al controlador PI. Ecuación 2.9.

$$e = V_m - V_{ref} \quad (4.1)$$

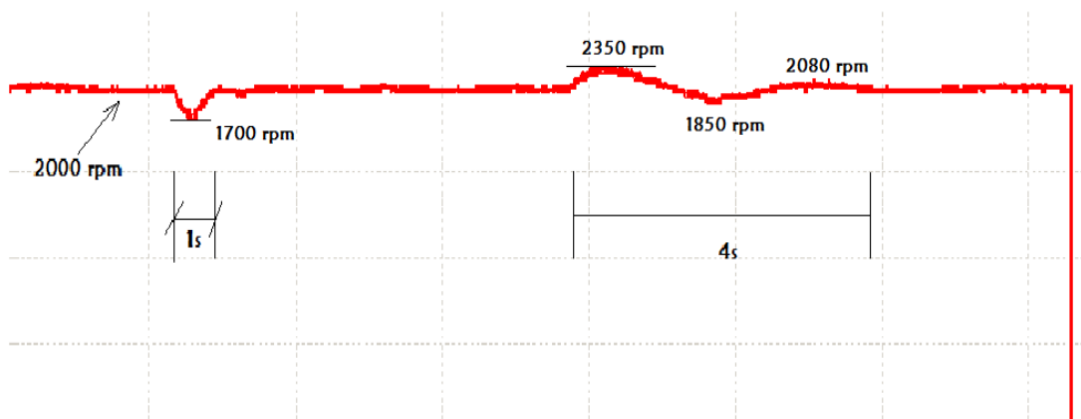


Figura 4.13 Comportamiento en condiciones de carga y sin carga

4.9 REPRESENTACIÓN FÍSICA DEL SISTEMA

En la figura 4.14 se puede observar de forma física los elementos empleados para el sistema de control de velocidad del motor de c.c. Los elementos más sobresalientes del sistema son: el prototipo del sistema de control, es en este mismo donde están inmersa la programación del controlador PI, la fuente de alimentación del sistema la encargada de energizar los elementos para poder poner en marcha el sistema, el transductor o encoder el cual es el encargado de interpretar la señal de salida (velocidad) y convertirla en señal de tensión para realizar la realimentación del sistema, el acoplamiento mecánico del motor generador y por último la carga resistiva conectada en terminales del generador para realizar las variaciones de carga y observarlas en el último elemento, siendo este el osciloscopio.

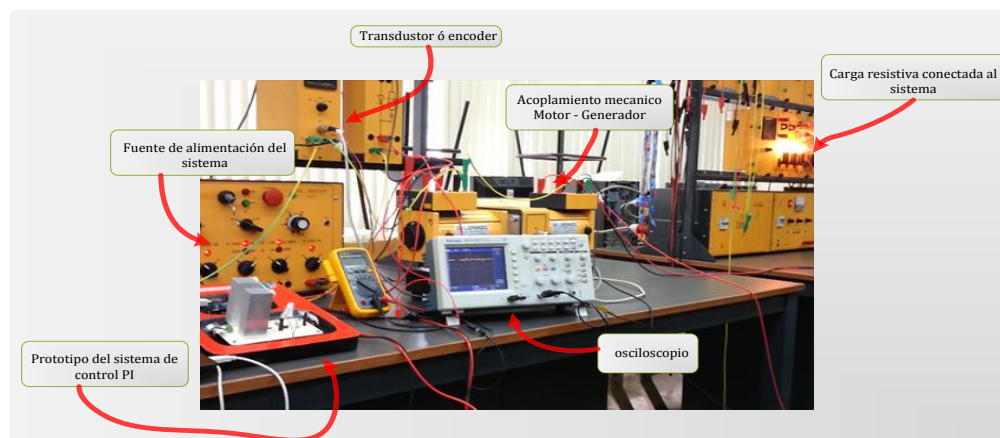


Figura 4.14 Representación física del sistema



CAPÍTULO 5

5. CONCLUSIONES, APORTACIONES Y TRABAJOS A FUTURO

5.1 CONCLUSIONES

Al término de la elaboración del presente trabajo se puede concluir que la función principal de un controlador proporcional integral es mantener un valor previamente establecido al que se le conoce como valor de referencia puede ser un valor de velocidad, de tensión de temperatura entre otros, y este valor debe mantenerse estable ante cualquier perturbación,

Este tipo de controlador suele ser muy empleado en generadores esto por la razón de que un generador debe generar siempre la misma cantidad de energía sin importar las variaciones de carga que a este se le adicionen o se le sustraigan.

Durante la elaboración del controlador PI se requirió determinar los factores K_p y T_i , donde estos factores fueron aproximados por el método de Ziegler Nichols, pero es importante hacer mención que los valores obtenidos mediante este método son solo una aproximación a los valores que le brindan la estabilidad deseada al sistema, y estos valores son determinados experimentalmente a prueba y error.

El controlador empleado en el presente trabajo se implementa en una máquina de c.c. con excitación independiente, al cual se le acoplo un generador de c.c. y a su vez este alimenta una carga resistiva, en el cual se pudo hacer una simulación a nivel micro de lo que sería un generador a nivel macro. A este se le provocan variaciones de carga para observar el comportamiento y se pudo observar que el controlador siempre busca su nivel de referencia por lo que se puede entender que el generador siempre estará generando la misma cantidad de energía sin importar las variaciones que se tengan en la carga conectada en terminales del generador.



La razón por la cual se decide implementar un arranque a tensión reducida o también conocido como arranque en rampa es por la razón de evita corrientes por encima de la corriente nominal del motor que puedan ser causantes de alguna falla en el sistema de control (etapa digital).

Cabe mencionar que los componentes que conforman el sistema son los adecuados y cada uno con las características apropiadas para trabajar en conjunto, por lo que el sistema no podría trabajar sin alguno de estos componentes.

5.2 APORTACIONES DE LA TESIS

Al término de la elaboración del trabajo se tienen las siguientes aportaciones.

- Se diseñó y construyó el circuito de potencia para el arranque de máquinas de c.c. así como para la implementación de proyectos similares, con la finalidad de aislar la etapa de control de la etapa de potencia.
- Se diseñó y construyó la tabla electrónica con la finalidad de a futuro poder implementar controladores para diversos sistemas.
- Se diseñó e implementó el código de programación para un controlador proporcional integral.
- Se creó el sistema a base de un sistema computacional para la determinación de los factores para la sintonización y estabilidad del controlador.

5.3 TRABAJOS A FUTURO

- 1.- Implementación del controlador PID utilizando la placa ARDUINO UNO R3.
- 2.- Implementación de control inteligente anexo en el apéndice A utilizando la placa ARDUINO UNO R3.
- 3.- Aplicación de los métodos de sintonización de máquinas eléctricas.



A. FICHAS TÉCNICAS

En el presente apéndice se muestran las fichas técnicas de los dispositivos empleados en el circuito de potencia con las cuales es posible aislar la etapa de control respecto a la etapa de potencia con la finalidad de obtener el control de la velocidad del motor de c.c. a una velocidad de 2000rpm.



MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by 4N25/D



6-Pin DIP Optoisolators
Transistor Output

The 4N25/A, 4N26, 4N27 and 4N28 devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Most Economical Optoisolator Choice for Medium Speed, Switching Applications
- Meets or Exceeds All JEDEC Registered Specifications
- *To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.*

Applications

- General Purpose Switching Circuits
- Interfacing and coupling systems of different potentials and impedances
- I/O Interfacing
- Solid State Relays

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

INPUT LED

Reverse Voltage	V_R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C	P_D	120	mW
		1.41	mW/°C

OUTPUT TRANSISTOR

Collector–Emitter Voltage	V_{CE0}	30	Volts
Emitter–Collector Voltage	V_{ECO}	7	Volts
Collector–Base Voltage	V_{CBO}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	150	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C	P_D	150	mW
		1.76	mW/°C

TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage ⁽¹⁾ (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V_{ISO}	7500	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250	mW
		2.94	mW/°C
Ambient Operating Temperature Range ⁽²⁾	T_A	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range ⁽²⁾	T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T_L	260	°C

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value. GlobalOptoisolator is a trademark of Motorola, Inc.


REV 5

© Motorola, Inc. 1995

4N25*
4N25A*
4N26*
[CTR = 20% Min]
4N27
4N28
[CTR = 10% Min]

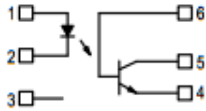
*Motorola Preferred Devices

STYLE 1 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE
CASE 730A-04

SCHEMATIC



PIN 1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE





4N25 4N25A 4N26 4N27 4N28

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)⁽¹⁾

Characteristic	Symbol	Min	Typ ⁽¹⁾	Max	Unit
INPUT LED					
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	V_F	—	1.15 1.3 1.05	1.5 — —	Volts
Reverse Leakage Current ($V_R = 3\text{ V}$)	I_R	—	—	100	μA
Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)	C_J	—	18	—	pF

OUTPUT TRANSISTOR

Collector–Emitter Dark Current ($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$) $4\text{N}25, 25\text{A}, 26, 27$ $4\text{N}28$	I_{CEO}	—	1 1	50 100	nA
($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 100^\circ\text{C}$) All Devices	I_{CEO}	—	1	—	μA
Collector–Base Dark Current ($V_{CB} = 10\text{ V}$)	I_{CBO}	—	0.2	—	nA
Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1\text{ mA}$)	$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	Volts
Collector–Base Breakdown Voltage ($I_C = 100\ \mu\text{A}$)	$V_{(BR)CBO}$	70	100	—	Volts
Emitter–Collector Breakdown Voltage ($I_E = 100\ \mu\text{A}$)	$V_{(BR)ECO}$	7	7.8	—	Volts
DC Current Gain ($I_C = 2\text{ mA}$, $V_{CE} = 5\text{ V}$)	h_{FE}	—	500	—	—
Collector–Emitter Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CE} = 0$)	C_{CE}	—	7	—	pF
Collector–Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CB} = 0$)	C_{CB}	—	19	—	pF
Emitter–Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{EB} = 0$)	C_{EB}	—	9	—	pF

COUPLED

Output Collector Current ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$) $4\text{N}25, 25\text{A}, 26$ $4\text{N}27, 28$	I_C (CTR) ⁽²⁾	2 (20) 1 (10)	7 (70) 5 (50)	— —	mA (%)
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 2\text{ mA}$, $I_F = 50\text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.15	0.5	Volts
Turn–On Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$) ⁽³⁾	t_{on}	—	2.8	—	μs
Turn–Off Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$) ⁽³⁾	t_{off}	—	4.5	—	μs
Rise Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$) ⁽³⁾	t_r	—	1.2	—	μs
Fall Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$) ⁽³⁾	t_f	—	1.3	—	μs
Isolation Voltage ($f = 60\text{ Hz}$, $t = 1\text{ sec}$) ⁽⁴⁾	V_{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Resistance ($V = 500\text{ V}$) ⁽⁴⁾	R_{ISO}	10^{11}	—	—	Ω
Isolation Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$) ⁽⁴⁾	C_{ISO}	—	0.2	—	pF

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).
2. Current Transfer Ratio (CTR) = $I_C/I_F \times 100\%$.
3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 11.
4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.



4N25 4N25A 4N26 4N27 4N28

TYPICAL CHARACTERISTICS

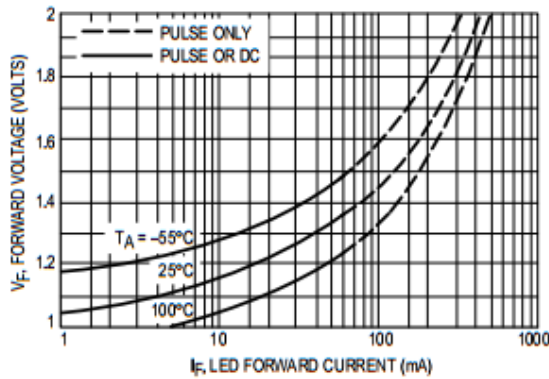


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

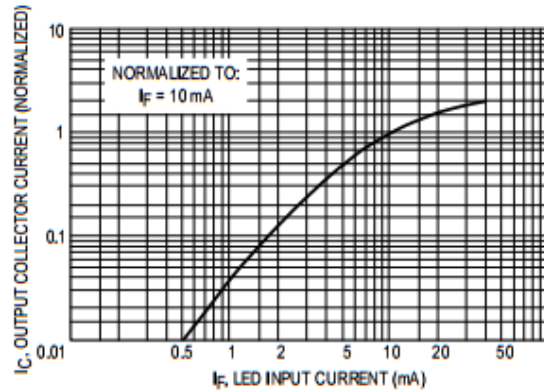


Figure 2. Output Current versus Input Current

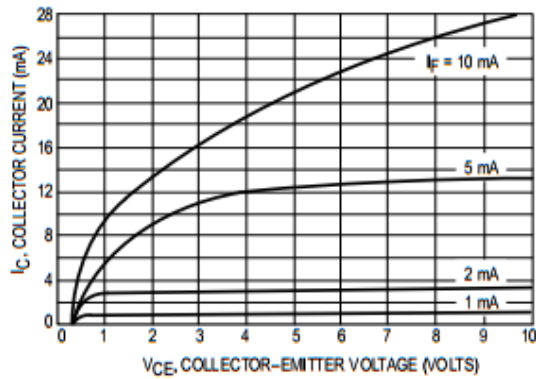


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

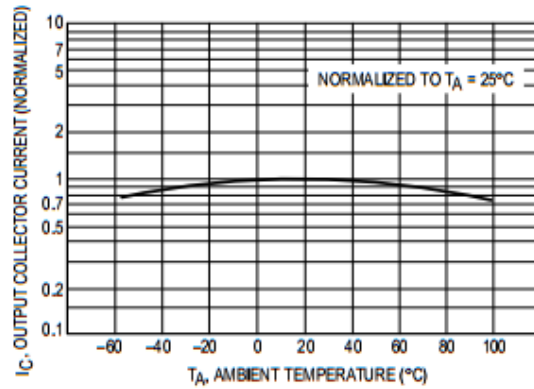


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

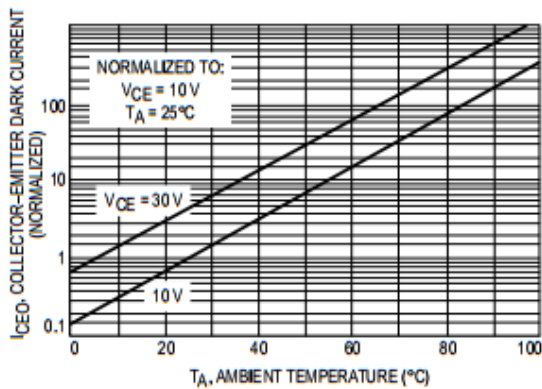


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

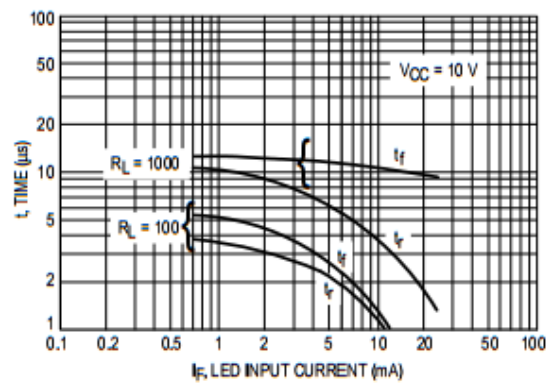


Figure 6. Rise and Fall Times (Typical Values)



4N25 4N25A 4N26 4N27 4N28

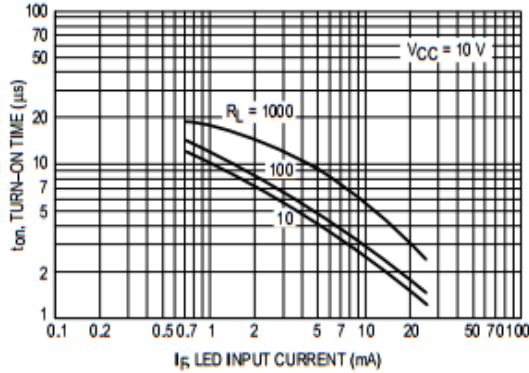


Figure 7. Turn-On Switching Times (Typical Values)

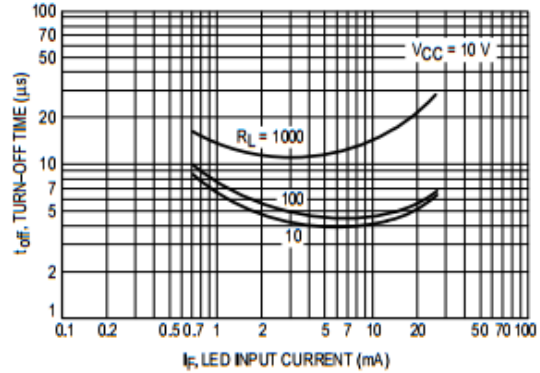


Figure 8. Turn-Off Switching Times (Typical Values)

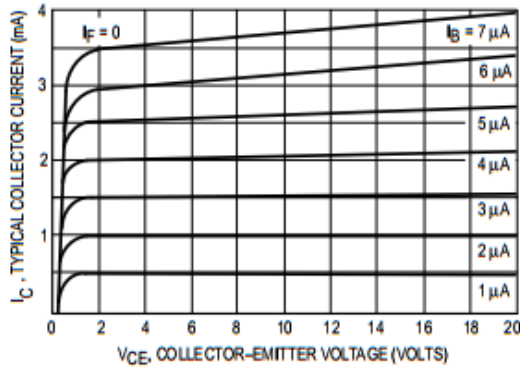


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

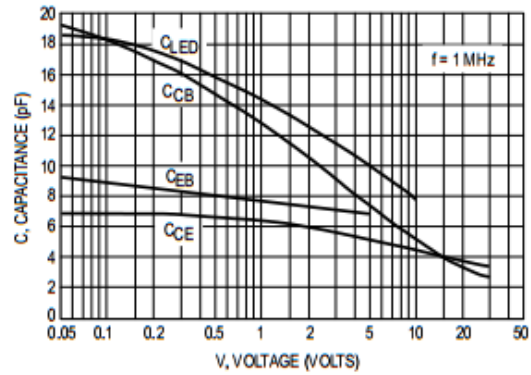


Figure 10. Capacitances versus Voltage

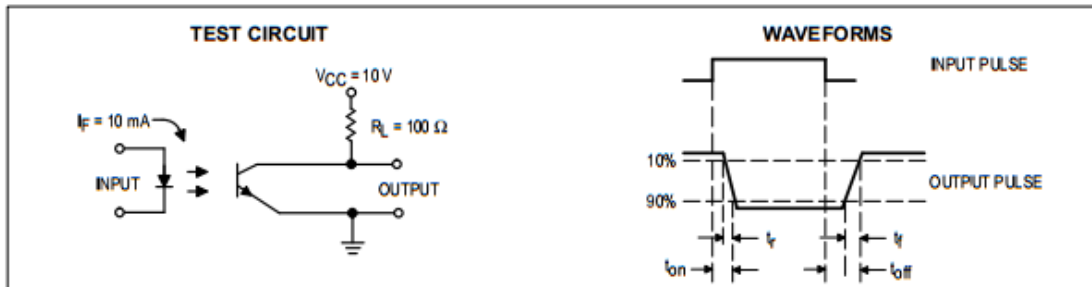
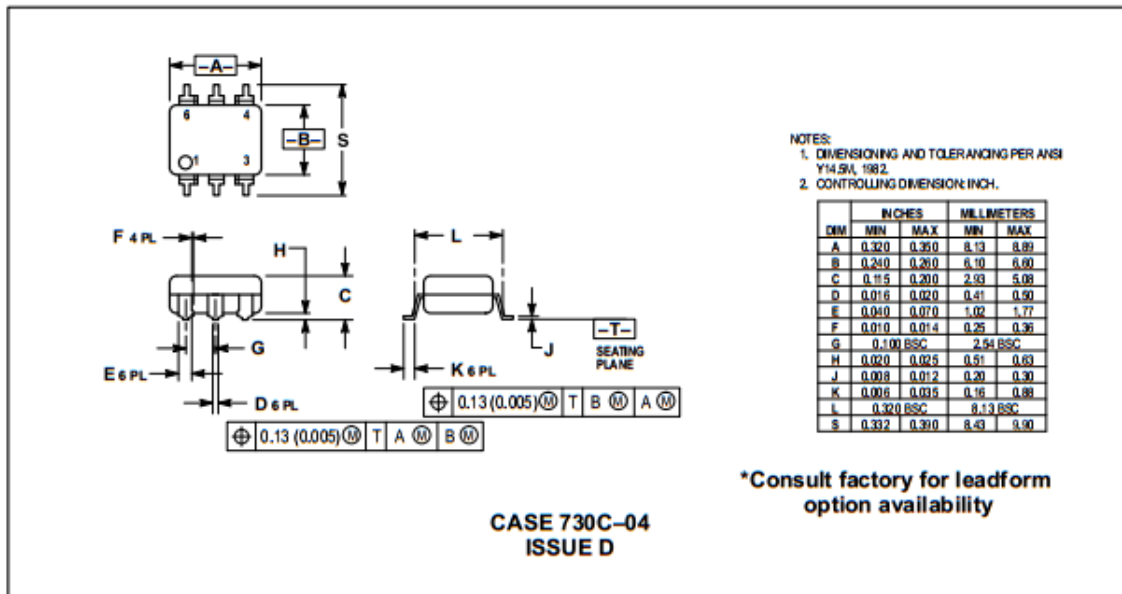
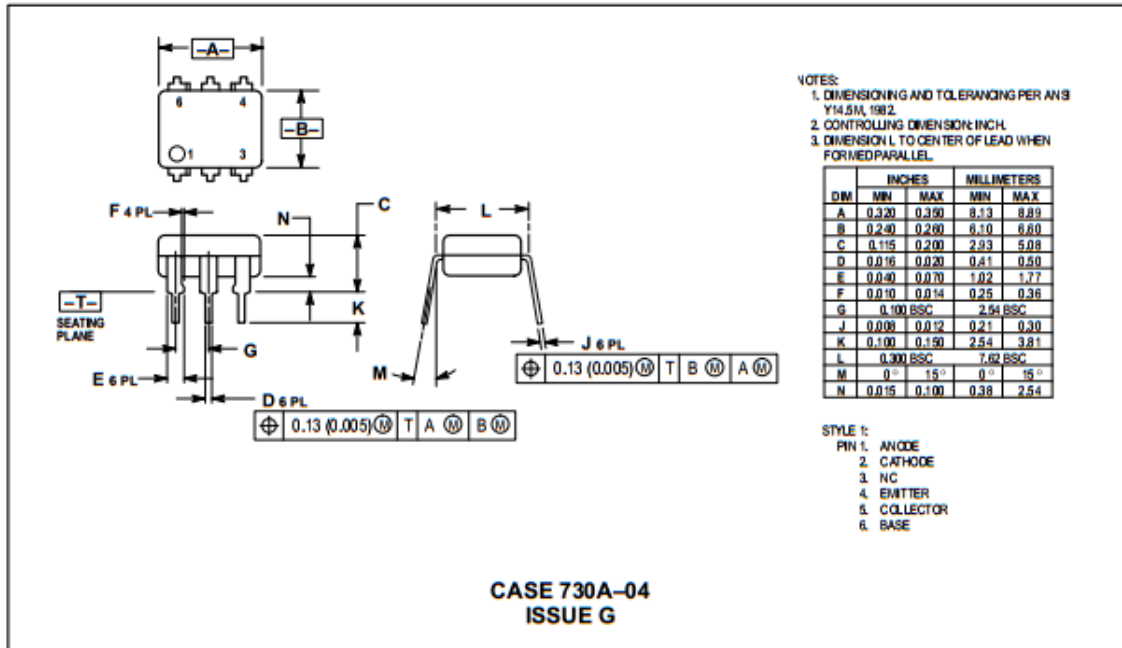


Figure 11. Switching Time Test Circuit and Waveforms

APÉNDICE A. FICHAS TÉCNICAS

4N25 4N25A 4N26 4N27 4N28

PACKAGE DIMENSIONS





APÉNDICE A. FICHAS TÉCNICAS



4N25 4N25A 4N26 4N27 4N28

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.320	0.350	8.13	8.89
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.115	0.200	2.93	5.08
D	0.016	0.020	0.41	0.50
E	0.040	0.070	1.02	1.77
F	0.010	0.014	0.25	0.36
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.008	0.012	0.21	0.30
K	0.100	0.150	2.54	3.81
L	0.400	0.425	10.16	10.80
N	0.015	0.040	0.38	1.02

***Consult factory for leadform option availability**

**CASE 730D-05
ISSUE D**

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters can and do vary in different applications. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and (M) are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:
USA / EUROPE: Motorola Literature Distribution;
 P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, Toshikatsu Otsuki,
 6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE (802) 244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

HONG KONG: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



4N25/D

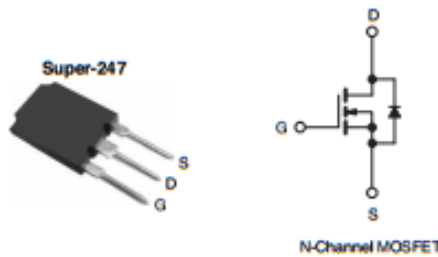



IRFPS40N50L, SiHFPS40N50L

Vishay Siliconix

Power MOSFET

PRODUCT SUMMARY	
V_{DS} (V)	500
$R_{\theta(jc)}$ (Ω)	$V_{GS} = 10\text{ V}$ 0.087
Q_g (Max.) (nC)	380
Q_{gs} (nC)	80
Q_{gd} (nC)	190
Configuration	Single


FEATURES

- Superfast Body Diode Eliminates the Need for External Diodes in ZVS Applications
- Lower Gate Charge Results in Simpler Drive Requirements
- Enhanced dV/dt Capabilities Offer Improved Ruggedness
- Higher Gate Voltage Threshold Offers Improved Noise Immunity
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC


 RoHS*
COMPLIANT

APPLICATIONS

- Zero Voltage Switching SMPS
- Telecom and Server Power Supplies
- Uninterruptible Power Supplies
- Motor Control Applications

ORDERING INFORMATION	
Package	Super-247
Lead (Pb)-free	IRFPS40N50LPbF SiHFPS40N50L-E3
SnPb	IRFPS40N50L SiHFPS40N50L

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)				
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT	
Drain-Source Voltage	V_{DS}	500	V	
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 30		
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	46	A
		$T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	29	
Pulsed Drain Current ^a			180	
Linear Derating Factor			4.3	W $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy ^b	E_{AS}	920	mJ	
Repetitive Avalanche Current ^c	I_{AR}	46	A	
Repetitive Avalanche Energy ^d	E_{AR}	54	mJ	
Maximum Power Dissipation	P_D	540	W	
Peak Diode Recovery dV/dt ^e	dV/dt	34	V/ns	
Operating Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$	
Soldering Recommendations (Peak Temperature)		for 10 s 300 ^d		

Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- Starting $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, $L = 0.86\text{ mH}$, $R_g = 25\text{ }\Omega$, $I_{AS} = 46\text{ A}$ (see fig. 12).
- $I_{SD} \leq 46\text{ A}$, $dV/dt \leq 550\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{DS}$, $T_J \leq 150\text{ }^\circ\text{C}$.
- 1.6 mm from case.

* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

 Document Number: 91260
 S11-0111-Rev. C, 07-Feb-11

www.vishay.com

1



IRFPS40N50L, SiHFPS40N50L


Vishay Siliconix



THERMAL RESISTANCE RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT
Maximum Junction-to-Ambient ^a	R_{thJA}	-	40	°C/W
Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	R_{thCS}	0.24	-	
Maximum Junction-to-Case (Drain) ^a	R_{thJC}	-	0.23	

Note

a. R_{th} is measured at T_J approximately 90 °C.

SPECIFICATIONS ($T_J = 25\text{ °C}$, unless otherwise noted)							
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	
Static							
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{DS}	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	500	-	-	V	
V_{DS} Temperature Coefficient	$\Delta V_{DS}/T_J$	Reference to 25 °C, $I_D = 1\text{ mA}$	-	0.60	-	V/°C	
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	3.0	-	5.0	V	
Gate-Source Leakage	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 30\text{ V}$	-	-	± 100	nA	
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 500\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	50	μA	
		$V_{DS} = 400\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 125\text{ °C}$	-	-	2.0	mA	
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 28\text{ A}^b$	-	0.087	0.100	Ω	
Forward Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} = 50\text{ V}, I_D = 46\text{ A}$	21	-	-	S	
Dynamic							
Input Capacitance	C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 25\text{ V}, f = 1.0\text{ MHz}, \text{ see fig. 5}$	-	8110	-	pF	
Output Capacitance	C_{oss}		-	960	-		
Reverse Transfer Capacitance	C_{rss}		-	130	-		
Output Capacitance	C_{oss}	$V_{GS} = 0\text{ V}$	$V_{DS} = 1.0\text{ V}, f = 1.0\text{ MHz}$	-	11200	-	
Effective Output Capacitance	$C_{oss\text{ eff.}}$		$V_{DS} = 400\text{ V}, f = 1.0\text{ MHz}$	-	240	-	
Effective Output Capacitance (Energy Related)	$C_{oss\text{ eff. (ER)}}$	$V_{GS} = 0\text{ V}$	$V_{DS} = 0\text{ V to } 400\text{ V}^c$	-	310	-	
Total Gate Charge	Q_g	$V_{GS} = 10\text{ V}$	$I_D = 46\text{ A}, V_{DS} = 400\text{ V}, \text{ see fig. 7 and 15}^b$	-	-	380	nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}			-	-	80	
Gate-Drain Charge	Q_{gd}			-	-	190	
Internal Gate Resistance	R_G	$f = 1\text{ MHz}, \text{ open drain}$		-	0.90	-	Ω
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 250\text{ V}, I_D = 46\text{ A}, R_G = 0.85\text{ }\Omega, V_{GS} = 10\text{ V}, \text{ see fig. 14a and 14b}^b$	-	27	-	ns	
Rise Time	t_r		-	170	-		
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$		-	50	-		
Fall Time	t_f		-	69	-		
Drain-Source Body Diode Characteristics							
Continuous Source-Drain Diode Current	I_S	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode 	-	-	46	A	
Pulsed Diode Forward Current ^a	I_{SM}		-	-	180		
Body Diode Voltage	V_{SD}	$T_J = 25\text{ °C}, I_S = 46\text{ A}, V_{GS} = 0\text{ V}^b$	-	-	1.5	V	
Body Diode Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25\text{ °C}, I_S = 46\text{ A}$	-	170	250	ns	
		$T_J = 125\text{ °C}, dI/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}^b$	-	220	330		
Body Diode Reverse Recovery Charge	Q_{rr}	$T_J = 25\text{ °C}, I_S = 46\text{ A}, V_{GS} = 0\text{ V}^b$	-	705	1060	nC	
		$T_J = 125\text{ °C}, dI/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}^b$	-	1.3	2.0		
Reverse Recovery Current	I_{RRM}	$T_J = 25\text{ °C}$	-	9.0	-	A	
Forward Turn-On Time	t_{on}	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S and L_D)					

Notes

- a. Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- b. Pulse width $\leq 400\text{ }\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.
- c. $C_{oss\text{ eff.}}$ is a fixed capacitance that gives the same charging time as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0% to 80% V_{DS} . $C_{oss\text{ eff. (ER)}}$ is a fixed capacitance that stores the same energy as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0% to 80% V_{DS} .



IRFPS40N50L, SiHFPS40N50L

Vishay Siliconix

TYPICAL CHARACTERISTICS (25 °C, unless otherwise noted)

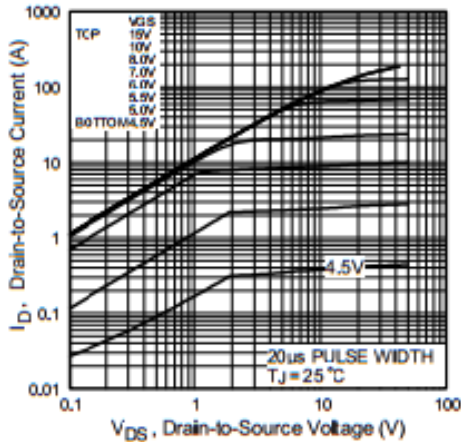


Fig. 1 - Typical Output Characteristics

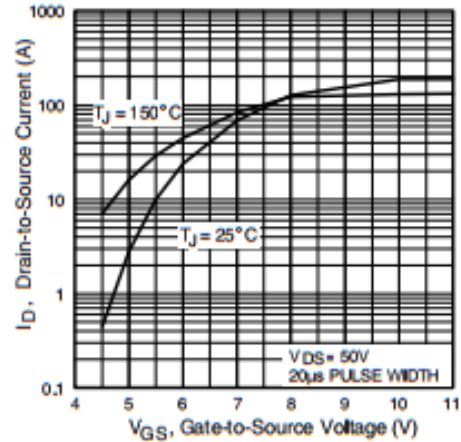


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

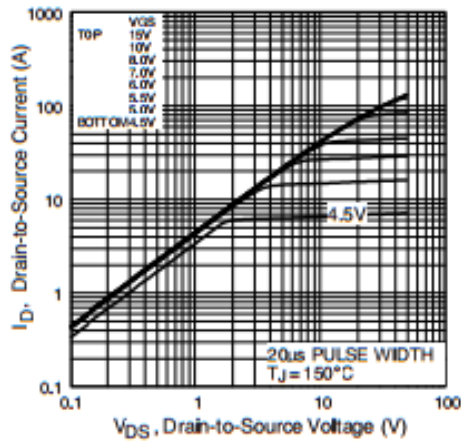


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

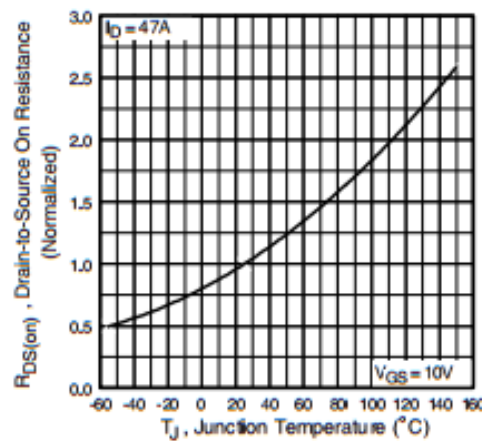


Fig. 4 - Normalized On-Resistance vs. Temperature

IRFPS40N50L, SiHFPS40N50L

Vishay Siliconix

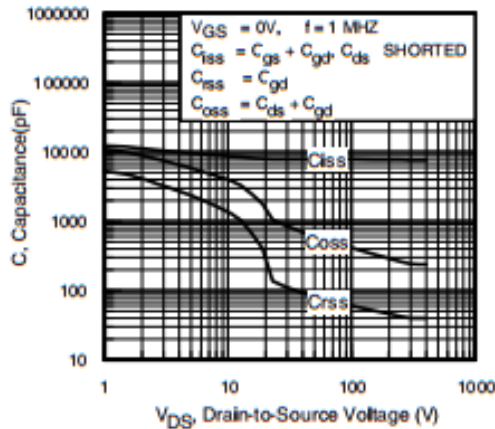


Fig. 5 - Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage

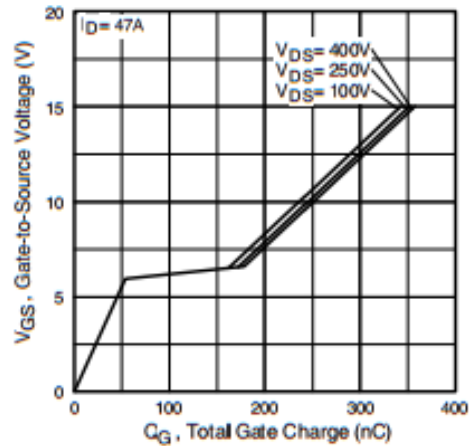


Fig. 7 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

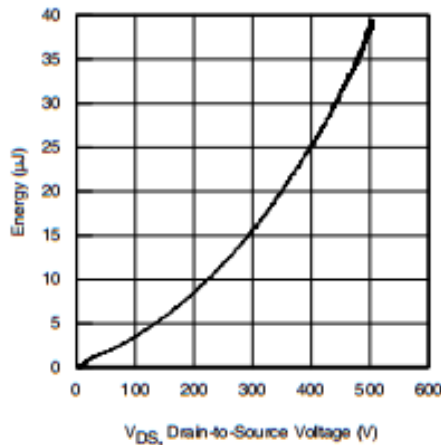


Fig. 6 - Typical Output Capacitance Stored Energy vs. V_{DS}

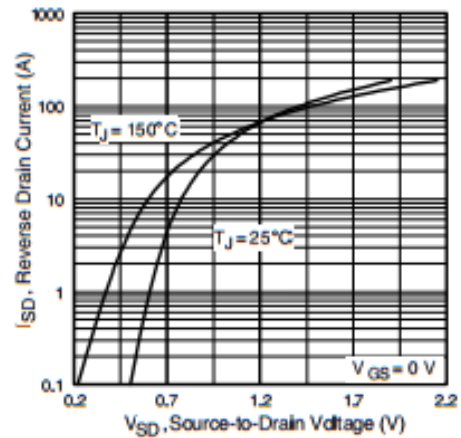


Fig. 8 - Typical Source Drain Diode Forward Voltage



IRFPS40N50L, SiHFPS40N50L

Vishay Siliconix

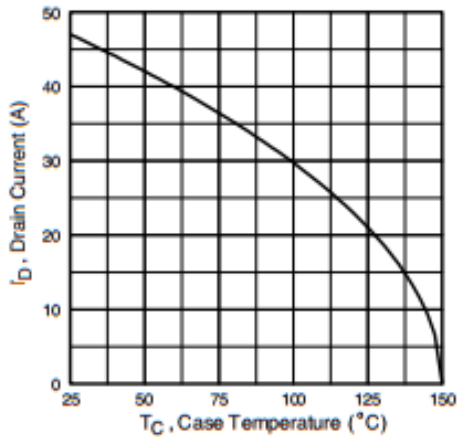


Fig. 9 - Maximum Drain Current vs. Case Temperature

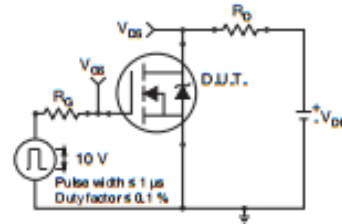


Fig. 10a - Switching Time Test Circuit

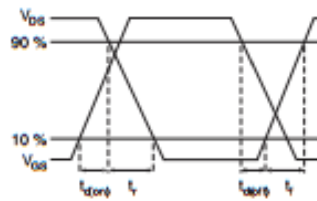


Fig. 10b - Switching Time Waveforms

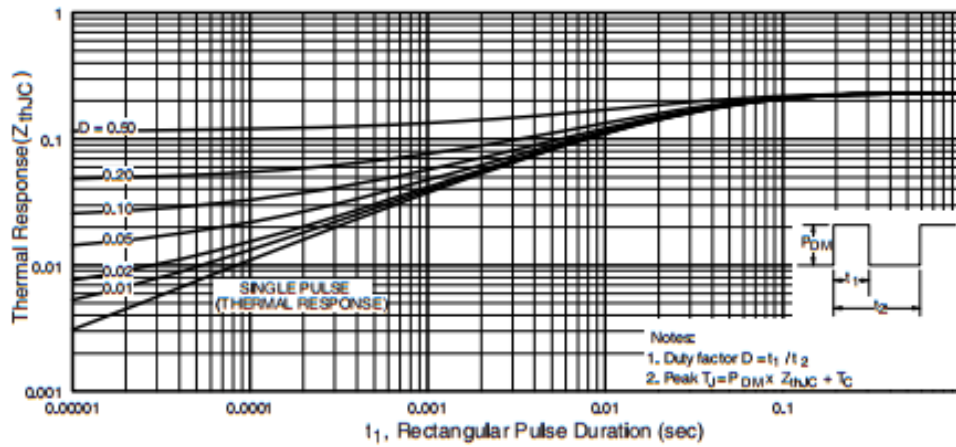


Fig. 11 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRFPS40N50L, SiHFPS40N50L

Vishay Siliconix

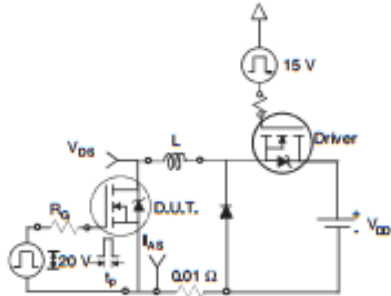


Fig. 12a - Unclamped Inductive Test Circuit

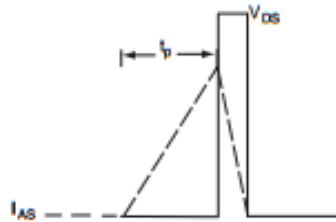


Fig. 12b - Unclamped Inductive Waveforms

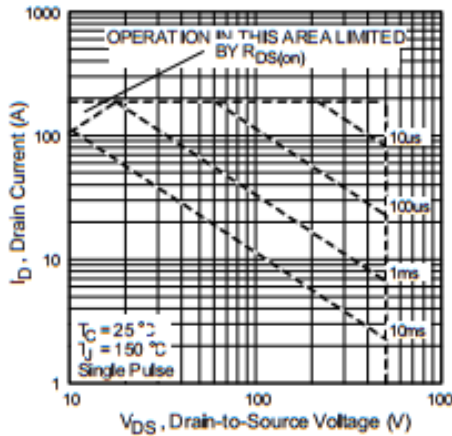


Fig. 12c - Maximum Avalanche Energy vs. Drain Current

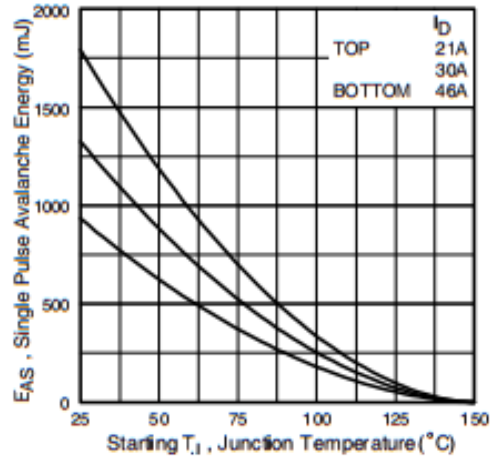


Fig. 12d - Maximum Safe Operating Area

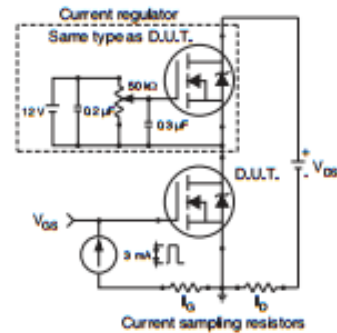


Fig. 13a - Gate Charge Test Circuit

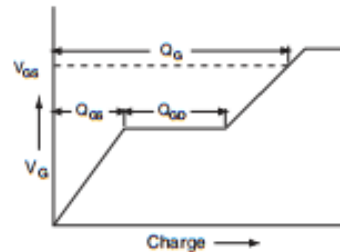
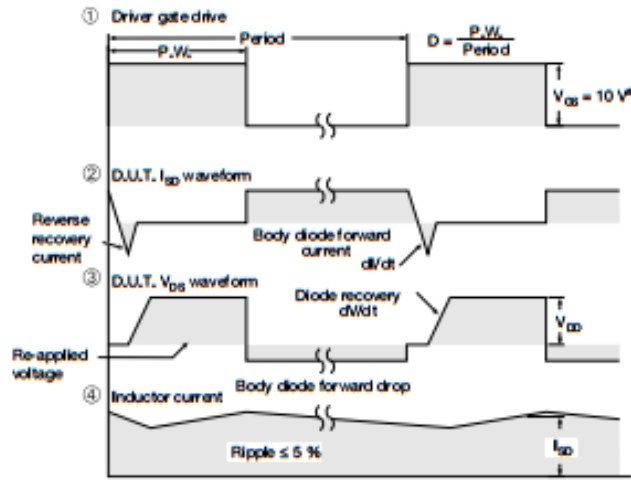
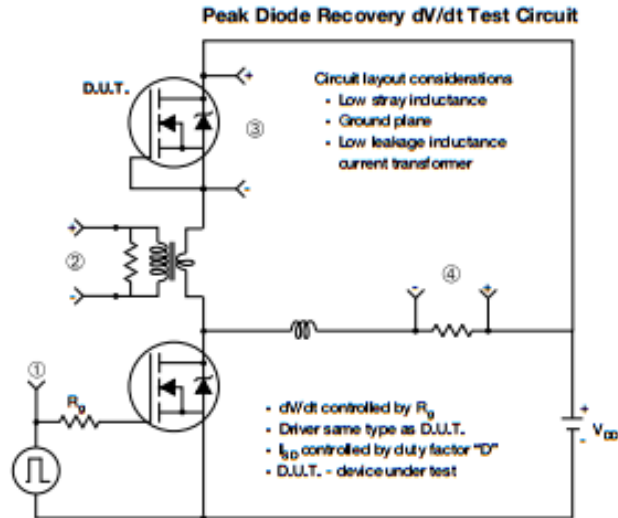


Fig. 13b - Basic Gate Charge Waveform



IRFPS40N50L, SiHFPS40N50L

Vishay Siliconix



Note
 a. $V_{GS} = 5V$ for logic level devices

Fig. 14 - For N-Channel

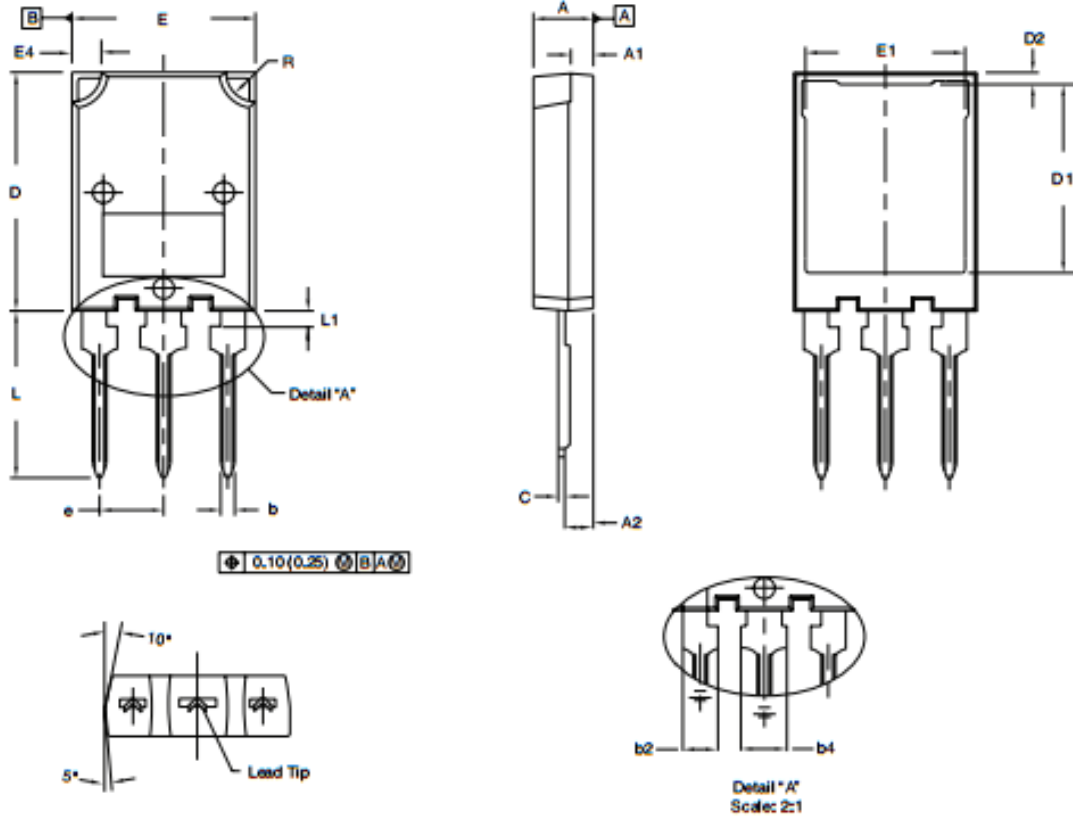
Vishay Siliconix maintains worldwide manufacturing capability. Products may be manufactured at one of several qualified locations. Reliability data for Silicon Technology and Package Reliability represent a composite of all qualified locations. For related documents such as package/tape drawings, part marking, and reliability data, see www.vishay.com/doc?91260.



Package Information

Vishay Siliconix

TO-274AA (HIGH VOLTAGE)



DIM.	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	4.70	5.30	0.185	0.209
A1	1.50	2.50	0.059	0.098
A2	2.25	2.65	0.089	0.104
b	1.30	1.60	0.051	0.063
b2	1.80	2.20	0.071	0.087
b4	3.00	3.25	0.118	0.128
c	0.80	1.20	0.031	0.047
D	19.80	20.80	0.780	0.819

DIM.	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
D1	15.50	16.10	0.610	0.634
D2	0.70	1.30	0.028	0.051
E	15.10	16.10	0.594	0.634
E1	13.30	13.90	0.524	0.547
e	5.45 BSC		0.215 BSC	
L	13.70	14.70	0.539	0.579
L1	1.00	1.60	0.039	0.063
R	2.00	3.00	0.079	0.118

ECN: S-82247-Rev. A, 06-Oct-08
 DWG: 5975

Notes

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994.
2. Dimension D and E do not include mold flash. Mold flash shall not exceed 0.127 mm (0.005") per side. These dimensions are measured at the outer extremes of the plastic body.
3. Outline conforms to JEDEC outline to TO-274AA.

www.vishay.com

Legal Disclaimer Notice

Vishay

Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and/or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

Material Category Policy

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as RoHS-Compliant fulfill the definitions and restrictions defined under Directive 2011/65/EU of The European Parliament and of the Council of June 8, 2011 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (EEE) - recast, unless otherwise specified as non-compliant.

Please note that some Vishay documentation may still make reference to RoHS Directive 2002/95/EC. We confirm that all the products identified as being compliant to Directive 2002/95/EC conform to Directive 2011/65/EU.

Vishay Intertechnology, Inc. hereby certifies that all its products that are identified as Halogen-Free follow Halogen-Free requirements as per JEDEC JS709A standards. Please note that some Vishay documentation may still make reference to the IEC 61249-2-21 definition. We confirm that all the products identified as being compliant to IEC 61249-2-21 conform to JEDEC JS709A standards.



B. TUTORIAL PARA GENERAR UN PROGRAMA EN ARDUINO

UNO R3

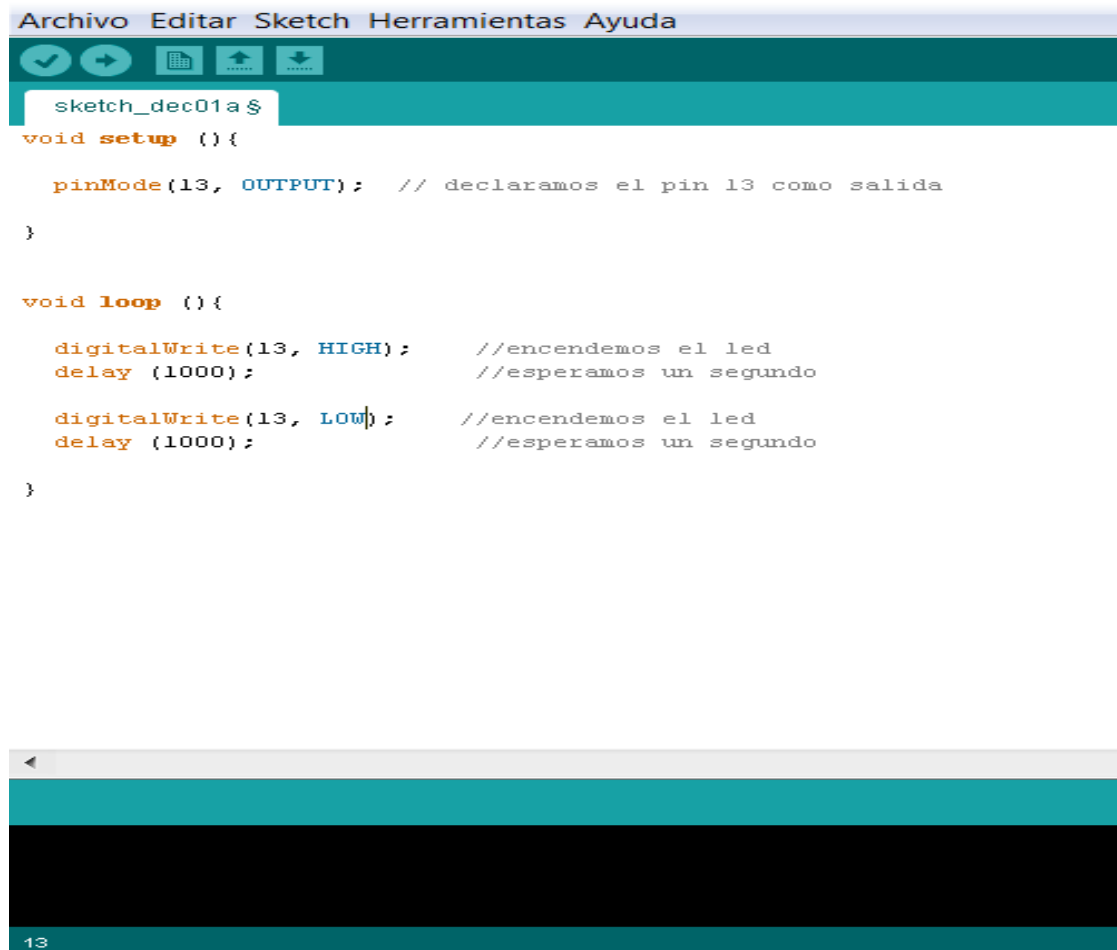
En el presente apartado de este trabajo se presentan los pasos principales de los microcontroladores ARDUINO, anteriormente estudiar electrónica era un tanto complicado pero con la aparición de los microcontroladores y en especial con la familia ARDUINO ahora es muy sencillo ya que se pueden hacer prácticas implementando sensores y actuadores en sus bornes de conexión tipo hembra. El lenguaje de programación se realiza en un entorno de desarrollo basado en processing el cual es un lenguaje de programación de código abierto.

Para poder realizar un código básico principalmente se debe contar con la placa electrónica ARDUINO UNO R3 como hardware esto por la razón de que se le considera una placa versátil y económica en la cual se puede comenzar con programas sencillos para de aquí partir a elaborar programas más sofisticados, y como software se debe contar con el programa el cual se puede descargar en la red en la página www.arduino.cc/ el cual se cuenta para cuatro diferentes sistemas operativos (Windows, Mac OS X, linux y source), una vez que se tiene el programa y antes de abrirlo se debe conectar la placa ARDUINO a la PC con la finalidad de conocer en qué puerto USB ha sido instalado y una vez que se conoce su ubicación se puede abrir el programa, lo primero que se debe hacer una vez abierto el programa es configurar lo para que tenga comunicación la placa (hardware) con el (software).

Una vez realizado lo anterior se puede comenzar a realizar la estructura de programación en el ARDUINO donde para el presente caso se realizara lo más básico con la finalidad de orientar los pasos básicos, como primer punto es importante saber que todos los códigos en ARDUINO requieren de dos funciones indispensables, y estas son: void setup() {} es donde se escribe todo aquello que se requiere que solo se realiza una sola vez como por ejemplo pueden ser



declaración de pines ya sea como entrada o bien como salida y void loop () {} se escribe lo que se requiere que se realice continuamente, por lo que se entiende que es la parte más larga del código lo que depende de lo que se quiera realizaren la figura B.1 se puede observar el código de programación para la realización del encendido y apagado de un led.



```
Archivo Editar Sketch Herramientas Ayuda
sketch_dec01a $
void setup () {
  pinMode(13, OUTPUT); // declaramos el pin 13 como salida
}

void loop () {
  digitalWrite(13, HIGH); //encendemos el led
  delay (1000); //esperamos un segundo

  digitalWrite(13, LOW); //encendemos el led
  delay (1000); //esperamos un segundo
}
```

Figura B.1 Encendido y apagado de un led

La función void loop () {} es la que realiza el código e forma repetitiva, o bien lo que se le conoce como un ciclo, es por esta razón por la que conlleva la parte más larga del código.



C. CÓDIGO DEL PROGRAMA PI

En el presente apéndice se puede observar el código de programación realizado para el controlador Pi implementado en la tesis, con el cual se controla la velocidad de una motor de c.c. por medio de su variación de tensión de armadura.

```
void setup(){
  pinMode(2, INPUT);      // se declara el pin 2 como entrada
  pinMode(3, OUTPUT);     // se declara el pin 3 como salida
  Serial.begin(9600);
}

void loop()
{
  int W=0;
  int botarra=0;
  float lectura=0;       // se inicializan W, botarra, lectura, error_act, error_ant,
x,
  float error_act=0;     // Vref, eRabs, Vmed con un valor de cero
  float error_ant=0;
  float x=0;
  float Vref=112;
  float eRabs=0;
  float Vmed=0;
  float Kp=0.46;        // se asigna un valor a la constante de proporcionalidad
  float Ki=0.4;         // se le asigna un valor al tiempo integral
  float PWM_ant=0;
  float PWM_act=0;
  botarra=digitalRead(2); //se declara como entrada y toma lecturas del sensor
(encoder)
  if( botarra==1)
  {
    for(;;){
      Serial.print("lectura:");
```



```
Serial.print(lectura); // se imprime el valor de la lectura
Serial.print("\t\t");

lectura=analogRead(A1); // se toma el valor de la lectura

Vmed=((lectura)*.2494); // se calcula el valor medido con relación del convertidor
                        analógico digital y el PWM

Serial.print("Vmed:");
Serial.print(Vmed); // se imprime el valor medido
Serial.print("\t\t");

error_ant=W;

Serial.print("error anterior:");
Serial.print(error_ant); // se imprime el valor del error anterior
Serial.print("\t\t");

PWM_ant=x;

Serial.print("PWM_ant:");
Serial.print(PWM_ant); // se imprime el valor del PWM anterior
Serial.print("\t\t");

error_act=Vref-Vmed; // se calcula el valor del error

Serial.print("error actual:");
Serial.print(error_act); // se imprime el valor del error actual
Serial.print("\t\t");

W=error_act;
if(PWM_act<0)
{
    // se establece un valor minimo de PWM
    PWM_act=1;
}

if(PWM_act>=255)
```



```
{ // se establece un valor maximo de PWM
PWM_act=255;
}

PWM_act=((Kp+Ki)*error_act)-((Kp*error_ant))+PWM_ant;// se calcula el valor
del controlador PI

analogWrite(3,PWM_act); // se asigna el valor del controlador en la
salida 3

x=PWM_act;

Serial.print("PWM_act:");
Serial.print(PWM_act); // se imprime el valor del PWM actual
Serial.print("\t\t");

Serial.print("error absoluto:");

Serial.println(eRabs);
Serial.print("\t\t"); // se imprime el valor del erro absoluto
eRabs=abs(error_act);
}
}
}
```



D. CÓDIGO DE SINTONIZACIÓN

En esta sección de apéndices se puede mostrar el código de programación para la obtención de la sintonización del controlador PI con la finalidad de obtener los factores K_p y T_i .

```
plot(Vol(:,1),Vol(:,2)/40)      % Grafica el voltaje que se le
aplica al motor en escala de 40 a 1
plot(Vel(:,1),Vel(:,2))        % Grafica la velocidad

Vel_t=Vel';                    % Realiza la transpuesta

A=Vel_t(1,:);                  % Se declara A como todas las columnas de la
fila 1
B=Vel_t(2,:);                  % Se declara B como todas las columnas de la
fila 2

Val_pol=polyfit(A,B,3);        % Se obtienen los valores
del polinomio
Poly=polyval(Val_pol,Vel(:,1)); % Realiza la aproximacion
syms X;

func=Val_pol(1,1)*X^3 + Val_pol(1,2)*X^2 + Val_pol(1,3)*X +
Val_pol(1,4);                  % Se declara la funcion
dfunc=diff(func,X);
% Primer derivada de la funcion
d2func=diff(dfunc,X);
% Segunda derivada de la funcion

X1=-(6173739088748909/70368744177664)*-
(35184372088832/15144529900117851); % Punto de inflexion
valor de X

Y1=Val_pol(1,1)*X1^3 + Val_pol(1,2)*X1^2 + Val_pol(1,3)*X1 +
Val_pol(1,4);                  % Valuando el punto de inflexion en funcion
principal valor de Y
```




APÉNDICE D. CÓDIGO DE SINTONIZACIÓN



```
PULSO=.0020;  
  
tngntMin=(0-b)/m;  
tngntMax=(3.68-b)/m;  
  
T1=tngntMin-PULSO;  
T2=tngntMax-tngntMin;  
  
Kp=((tngntMax)/(tngntMin))*0.9  
Ti=((tngntMin)/(0.3))  
  
%Kp=(1.2*220)/(m*T2)  
%Ti=2*T2  
%Td=T1/2
```



- [1].-Oscar Torrente Artero “arduino curso básico de formación” Primera edición, Editorial Alfaomega. Mexico
- [2] Hoyos Velasco Fredy Edimer, Younes Velosa Camilo, Cano Plata Eduardo Antonio, Sánchez Aristizábal Sebastián. “Desarrollo de un controlador de velocidad de un motor de imanes permanentes utilizando técnicas de realización rápida de prototipos”. Colombia. Diciembre, 2010.
- [3] Rairán Antolines José Danilo, Sierra Niño Yeni Paola, Moreno Roballo Néstor Iván. “Implementación de dos estrategias de control para la velocidad de un motor DC”. Colombia. Agosto, 2009.
- [4] Clenet Daniel. “Arrancadores y variadores de velocidad electrónicos”. México, D.F. Septiembre 2004.
- [5] Luna Mejía Gabriel, Moctezuma Jiménez Gregorio, Mendoza Delgado Abraham, Campos-Delgado Daniel U. “Diseño Didáctico de Convertidores CD-CA: Inversor Monofásico.” S. L. P., México.
- [6] Esparza González Mario Salvador, Franco Alba Bernardo, Soto de la Trinidad Juan Alejandro. “Sistema de control de velocidad de un motor de corriente directa”. Aguascalientes, México. 2001.
- [7] Gamboa Benítez Silvana del Pilar, Quelal Analuisa Paulo Alexis, Rivera Argoti Pablo. “Diseño y construcción de un variador de velocidad con el microcontrolador 80C196MC”.
- [8] Martínez Sarmiento Fredy Hernán, Galvis López Jhon Jairo. “Control escalar en motores de inducción monofásicos”. Colombia, 2006.
- [9] Álzate Alfonso, Murillo Yarce Duberney, González Valencia Marcela. “Control de velocidad mediante relación voltaje frecuencia”. Colombia, 2011.
- [10] WEG Equipamientos Eléctricos S.A. Motores d inducción alimentados por convertidores de frecuencia PWM”.



- [11] Ogata Katsuhiko. “Ingeniería de control moderna”. Tercera edición. Editorial Prentice Hall.
- [12] W. Bolton. “Ingeniería de control”. Segunda edición. Editorial Alfaomega.
- [13] Gilberto Enríquez Harper “maquinas eléctricas” primera edición. Editorial LIMUSA. México 2012
- [14] Bhag S. Guru, Hüseyin R. Hiziroglu, “Máquinas Eléctricas y Transformadores” Editorial Alfaomega, Tercera Edición, México, Diciembre 2006.
- [15] Rodolfo Navarro Salas. “maquinas eléctricas y sistemas de potencia” sexta edición. Editorial Prentice Hall. México 2007
- [16] Stephen J. Chapman, “Máquinas Eléctricas” Editorial Mc Graw Hill, Tercera Edición, México.
- [17] Ricardo Hernández Gaviño “introducción a los sistemas de control” Primera edición, Editorial: Prentice Hall, México 2010
- [18] http://www.slideshare.net/ptah_enki/definiciones-de-control-326816
- [19] http://www.inele.ufro.cl/apuntes/Instrumentacion_y_Control/Ivan_Velazquez/Catedra/Capitulo%204.%20Controladores.pdf
- [20] Ogata Katsuhiko. “Ingeniería de control moderna”. Quinta edición. Editorial Prentice Hall.
- [21] Bartolomé Alejandro Fabián “ingeniería de control moderna” segunda edición Editorial Prentice Hall.
- [22] Javier Herrera Espinosa, “Implementacion en un DSP de un regulador de velocidad difuso tipo Takagi – Sugeno para un arreglo de motor de corriente directa - Alternador “, Tesis para obtener el grado de Maestro en Ciencias.
- [23] Oscar Reinoso Garcia; Jose Maria Sebastian y Zuñiga; Fernando Torres Medina 2004., “Control de sistemas discretos”, ed. Mc Graw-Hill, 1a. edición, España, 2004.



REFERENCIAS



- [24] Rashid, “Electronica de Potencia”, 3a edicion, ed. Pretince Hall, 2004.
- [25] DeLorenzo Eurolab, “Manual Laboratorio de Maquinas Electricas”, Mexico, 2007.
- [26] Victor M. Alfaro Ruiz, “Metodo de sintonizacion de controladores PID que operan como reguladores”, Universidad de Costa Rica, Junio 2002.