



UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE HIDALGO

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

TESIS

CONTROL DE VELOCIDAD DISCRETO DE UN MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA UTILIZANDO EL MICROCONTROLADOR PIC 18F4550

**Que para obtener el Título de
INGENIERO EN ELECTRÓNICA**

**Presenta
NEPTALI SOSA AVILA**

**Asesor de Tesis
ING. FÉLIX JIMÉNEZ PÉREZ**

Morelia, Mich. Marzo de 2011



AGRADECIMIENTOS

Antes de agradecer a todas las personas importantes en mi vida quiero agradecer a Dios por iluminarme en cada día y permitirme terminar otra etapa más.

A mis padres y hermanos, por ser un ejemplo en todos los aspectos de mi vida, además que gracias a todo su apoyo termine mi carrera, por ser un apoyo incondicional en todos los momentos importantes.

A mi esposa, por su apoyo y comprensión para finalizar este trabajo que sin duda no hubiera culminado por completo.

A mis amigos, por apoyarme incondicionalmente en todos los momentos. Gracias por todos esos instantes que vivimos, ya que en conjunto me otorgaron un ambiente propicio para llegar hasta esta etapa de mi vida.

A mi asesor Ing. Félix Jiménez Pérez, por haberme guiado durante el desarrollo de este trabajo, por compartir sus conocimientos, por su apoyo, disposición, buen ambiente de trabajo y más que nada comprensión... Gracias.

¡A todos Muchas Gracias!

DEDICATORIA

A mis padres, por creer siempre en mí, por sus consejos, por guiarme en el mejor camino de la vida, además de brindarme todos los medios existentes para que logre todos mis propósitos y por velar siempre por mi bienestar, por ser mi motor en todos los aspectos de mi vida y brindarme cariño.

A mi hermano Rogelio, que me brindo sus consejos, por confiar y creer en mí, en especial por el apoyo incondicional brindado para finalizar esta etapa. A mis hermanos, por su apoyo para seguir adelante, su comprensión y por estar conmigo en momentos difíciles.

RESUMEN

Este proyecto presenta el control de velocidad de un motor de corriente directa (CD), utilizando control discreto. Para la medición de la velocidad, el motor tiene un *encoder* óptico acoplado a su eje, mediante el cual se obtiene un tren de pulsos cuya frecuencia es proporcional a la velocidad del motor. Mediante un circuito de acoplamiento, el tren de pulsos proporcionado por el *encoder* se acondiciona para ser compatible los pulsos con la entrada del microcontrolador, y de esta manera tener una lectura de velocidad utilizando los *timers* del microcontrolador al cual se le habilita en modo contador. Para modificar el voltaje aplicado al motor, se utilizó la técnica PWM esta señal es inyectada al motor no sin antes pasar por la etapa de potencia. La señal del *encoder* es procesada por el microcontrolador con el objetivo de visualizar en un Display LCD la velocidad del motor. El sistema desarrollado tiene la opción de permitir que el control de velocidad se realice de manera automática usando las constantes de control previamente sintonizadas (por medio de software) o bien que el usuario pueda interactuar con el sistema al ajustar manualmente las resistencias variables modificando las ganancias del controlador. En el *display LCD* se observan los parámetros del controlador y cada una de las perillas con que cuenta el prototipo modifica uno de los parámetros K_p , K_i , K_d ; así como la referencia. Las etapas que conforman este circuito de control están conectadas a una fuente de voltaje de +5V.

El objetivo del proyecto es implementar un control PID (**P**roportional **I**ntegral **D**erivativo) por medio de software, el cual controle la velocidad del motor de CD, de manera que, el error de estado estacionario sea muy cercano a cero y que se alcance la velocidad deseada dentro de los parámetros requeridos. En este caso, se desea disminuir el tiempo de establecimiento para que sea mínimo y se tenga un sobreimpulso de baja magnitud. Para lograr esto disponemos de un microcontrolador que incorpora todas las funciones necesarias para realizar el diseño y control como son; PWM, convertidor A/D, *timers* y el puerto serie que en nuestro caso fue utilizado para obtener el modelo del motor, el modelo del sistema va ligado a los parámetros del motor. La retroalimentación se realiza por medio del *encoder*, el cual envía constantemente pulsos digitales al microcontrolador, indicando su velocidad. Ante estos pulsos el microcontrolador calcula la velocidad actual con la referencia deseada, modificando el ciclo de trabajo de la señal PWM.

Contenido

AGRADECIMIENTOS.....	i
DEDICATORIA	ii
RESUMEN	iii
Lista de Figuras.....	viii
Lista de Tablas	x
Lista de Símbolos y Abreviaturas	xi
Capítulo 1. Introducción	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Objetivo.....	3
1.3 Justificación.....	3
1.4 Metodología	3
1.5 Diagrama de bloques del sistema	4
1.5.1 Operación del Sistema.....	4
1.5.2 Visualización.....	5
1.5.3 Potencia	5
1.6 Contenido de la tesis	6
Capítulo 2. Motores eléctricos y su control	7
2.1 Máquinas de corriente directa (CD)	7
2.1.1 Introducción	7
2.2 Fundamentos de máquinas de CD	7
2.2.1 Espira giratoria sencilla entre caras polares curvas	7
2.2.2 El voltaje inducido en una espira giratoria	9
2.2.3 Obtención del voltaje de CD de una espira giratoria.....	11
2.2.4 El par inducido en la espira giratoria.....	11
2.3 Conmutación y tipos de devanados.....	13
2.4 Ecuaciones de voltaje interno generado y par inducido en las máquinas de CD reales	13
2.5 Construcción de las máquinas de CD.....	15
2.6 Motores de corriente directa.....	16

2.6.1 Introducción a los motores de CD	16
2.6.2 Circuito equivalente de motor de CD	17
2.6.3 Motores de CD de excitación separada y en derivación	18
2.6.4 Motor de CD en serie	19
2.6.5 Motor de CD compuesto (motor compound)	19
2.6.6 Motor de CD de imán permanente	19
2.6.7 Motores paso a paso	20
2.6.8 Motores de CD sin escobillas	21
2.6.9 Servomotor	21
2.7 Control automático	22
2.7.1 Revisión histórica	22
2.7.2 Control en lazo cerrado en comparación con control de lazo abierto	24
2.7.3 Modelado matemático de sistemas dinámicos	25
2.7.4 Función de transferencia	26
2.7.5 Sistemas de control automáticos	26
2.7.6 Análisis de la respuesta transitoria y estacionaria	31
2.7.7 Sistemas de segundo orden	32
2.7.8 Efectos de las acciones de control integral y derivativo en el comportamiento del sistema	36
2.7.9 Error en estado estacionario en los sistemas de control con realimentación unitaria	38
Capítulo 3. Descripción del hardware del sistema desarrollado	41
3.1 Diagrama del Sistema desarrollado	41
3.2 Motor utilizado	41
3.3 Encoder	42
3.3.1 Funcionamiento	43
3.4 Decodificador	44
3.5 Microcontrolador	46
3.5.1 Modo PWM del microcontrolador	51
3.6 Etapa de potencia	52
3.6.1 Circuito integrado LMD18200	54
3.6.2 Transistores DMOS y su comportamiento en los intervalos de recirculación de corriente	56

3.6.3 Sensado de corriente en el LMD18200	58
3.6.4 Señales de control del puente	59
3.6.5 Funcionamiento del LMD18200 con estrategia de conmutación bipolar o “LOCKED ANTIPHASE PWM”	61
3.6.6 Funcionamiento del lmd18200 con estrategia de conmutación unipolar o signo- magnitud.....	62
3.7 Fuente de alimentación.....	63
3.8 LCD.....	64
3.8.1 DDRAM.....	66
3.8.2 CARACTERES DEFINIDOS EN LA CGROM.....	67
3.9 POTENCIÓMETROS.....	68
Capítulo 4. Descripción del software del sistema desarrollado.	69
4.1 Programa principal	69
4.1.1 Interfaz de medición y control de velocidad del motor	70
4.1.2 Control del Display	71
4.1.3 Medición de velocidad	72
4.1.4 Factor de conversión de Pulsos a rpm	73
4.1.5 Implementación del control.....	74
4.1.6 Wind-Up del integrador	78
4.1.7 Modelado del motor	80
4.1.8 Simulación en Matlab.....	88
4.1.9 Respuesta con el control PID	93
Capítulo 5. Conclusiones y Trabajos Futuros	100
5.1 Conclusiones	100
5.1.1 Conclusiones Generales	100
5.1.2 Conclusiones Particulares	100
5.2 Trabajos Futuros.....	101
Apéndices.....	102
APÉNDICE A Tabla juego de caracteres ASCII	102
APÉNDICE B Características del microcontrolador.	103
APÉNDICE C Rutina de control del LCD.	104
APÉNDICE D Código del sistema.....	108

APÉNDICE E Código empleado en MATLAB	114
REFERENCIAS	115

Lista de Figuras

Figura 1.1 Diagrama de bloques del sistema.....	4
Figura 2.1 Una espira sencilla giratoria entre caras polares curvas. a) Vista en perspectiva; b) vista de las líneas de campo; c) vista superior; d) vista frontal.	8
Figura 2.2 Deducción de la ecuación del voltaje inducido en la espira.	9
Figura 2.3 Voltaje de salida de la espira.....	10
Figura 2.4 Producción de una salida de CD de una máquina con conmutador y escobilla. a) Vista en perspectiva; b) voltaje de salida resultante.	11
Figura 2.5 Deducción de la ecuación del par inducido en la espira. Nótese que para tener una mayor claridad no se muestra el núcleo de hierro en la parte b.	12
Figura 2.6 Construcción y circuitos eléctricos del dínamo de CD (en derivación y en serie).	15
Figura 2.7 Construcción de una máquina de CD.....	16
Figura 2.8 Clasificación de los motores de corriente directa.	17
Figura 2.9 Circuito equivalente simplificado que elimina la caída de voltaje en las escobillas y combina R_{ajus} con la resistencia de campo.....	18
Figura 2.10 Corte de un motor de imán permanente típico. Las flechas indican la dirección de magnetización en los imanes permanentes.	20
Figura 2.11 Servomotor para modelismo.	22
Figura 2.14 Elemento de un diagrama de bloques.	27
Figura 2.15 Diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado.....	28
Figura 2.16 Sistema en lazo cerrado.....	28
Figura 2.17 Diagrama de bloques de un sistema de control industrial, formado por un controlador automático, un actuador, una planta y un sensor.	29
Figura 2.18 Sistema de lazo cerrado sujeto a perturbaciones.	31
Figura 2.19 Diagrama de bloques simplificado.....	32
Figura 2.20 Curvas de respuesta a escalón unitario del sistema mostrado en la Figura 2.19	34
Figura 2.21 Curva de respuesta a escalón unitario con t_d , t_r , t_p , M_p y t_s	35

Figura 2.22 Gráficas de las curvas de $e(t)$ y $u(t)$ con señales de control distintas de cero cuando la señal de error es cero (control integral).....	36
Figura 2.23 Gráficas de las curvas de $e(t)$ y $u(t)$ con señal de control cero cuando la señal de error es cero (control proporcional).	36
Figura 2.24 Sistemas de control proporcional.	37
Figura 2.25 Respuesta a escalón unidad y offset.....	37
Figura 2.26 Sistema de control integral.....	37
Figura 2.27 Respuesta de un sistema con realimentación unitaria de tipo 1 para una rampa de entrada.....	39
Figura 2.28 Respuesta de un sistema de tipo 2 con realimentación unitaria a una entrada parabólica.....	39
Figura 4.1 Diagrama a boques de conexión del motor al microcontrolador.	70
Figura 4.2 Medición de velocidad.	72
Figura 4.3 Representación de No. Pulsos a RPM.....	74
Figura 4.4 Sistema de control.	75
Figura 4.5 Diagrama a bloques para un sistema Proporcional-Integral-Derivativo.	75
Figura 4.6 Caracterización del actuador.	79
Figura 4.7 Diagrama esquemático del sistema.	80
Figura 4.8 Disco del encoder.....	83
Figura 4.9 Respuesta del motor a la entrada escalón en lazo abierto.	85
Figura 4.10 Transitorio.	86
Figura 4.11 Validación.	86
Figura 4.12 Transitorio para validación.	87
Figura 4.13 Respuesta del sistema a lazo abierto.	88
Figura 4. 14 Respuesta del sistema real vs simulación.	89
Figura 4.15 Diagrama de bloques de un control proporcional.	90
Figura 4.16 Respuesta con K_p =variable y K_i =0.	91
Figura 4.17 Respuesta con K_p =0.432 y K_i =variable.	92
Figura 4.18 Diagrama a bloques del sistema.....	93
Figura 4.19 Respuesta del sistema con controlador PI.....	93
Figura 4.20 Respuesta real del sistema con control PI.....	95

Figura 4.21 Transitorio de la respuesta real del sistema.....	96
Figura 4.22 Respuesta real del sistema Vs Simulación.	97
Figura 4.23 Descripción real de las etapas del sistema de control.	98
Figura 4.24 Descripción del sistema completo.....	98
Figura 4.25 Motor utilizado.....	99
Figura 4.26 Descripción del sistema controlado y monitoreo por medio de una computadora.	99

Lista de Tablas

Tabla 2.1 Error en estado estacionario en función de la ganancia K.....	40
Tabla 3.1 Características del microcontrolador PIC18F4550 y su familia.....	49
Tabla 3.2 Tabla de verdad del LM18200.	60
Tabla 3.3 Conmutación bipolar.	61
Tabla 3.4 Conmutación unipolar.	62
Tabla 3.5 Pin del LCD.....	66
Tabla 3.6 Caracteres del módulo LCD.	67
Tabla 4.1 Nomenclatura	80
Tabla 4.2 Mediciones de velocidad de salida.	¡Error! Marcador no definido.
Tabla 4.3 Medición de velocidad de salida con control PI.....	94

Lista de Símbolos y Abreviaturas

K	kilo
M	mega
G	giga
<i>m</i>	metros
W	watts
Hz	hertz
€	euro
<i>W-h</i>	watt-hora
<i>G</i>	aceleración de la gravedad
<i>T</i>	tiempo
<i>d/dt</i>	derivada con respecto del tiempo
Kd	ganancia derivativa
Ki	ganancia integral
Kp	ganancia proporcional
CD	corriente directa
CA	corriente alterna
rpm	revoluciones por minuto
PWM	modulación por ancho de pulso
FEM	fuerza electromotriz
Ω	ohms
δ	ángulo de potencia
X	reactancia
R	Resistencia
<i>P</i>	potencia real
τ	par
R	radio
F	Fuerza

Capítulo 1. Introducción

Aprovechando las múltiples funciones y módulos que un microcontrolador brinda, y la sencillez y simplicidad en sus montajes externos, este proyecto permite realizar el control de velocidad sobre un motor de corriente continua usando algunos módulos que el microcontrolador incorpora. La velocidad es controlada variando el voltaje del motor por medio de una señal del tipo PWM (modulación de ancho de pulso), es decir, su ciclo de trabajo será controlado, para realizar esta modulación. Para realizar el control, es necesario monitorear la velocidad del motor, y así poder mantenerla constante. La idea de este trabajo es realizar el control de velocidad de un motor a la velocidad que el usuario requiera según la aplicación, este control se puede realizar para cualquier motor siempre y cuando la parte de control esté aislada de la parte de potencia. Según sea la potencia que el motor maneje, así será específico el acople con la parte de control.

1.1 Antecedentes

El control de velocidad sobre motores de CD no es algo nuevo hoy en día, ya son varias décadas en las que se ha trabajado en esta aplicación, se han desarrollado diferentes procedimientos de control, los cuales arrojaron resultados satisfactorios anteriormente con un equipo (*software y hardware*) lento y de baja precisión. Ahora el control ha evolucionado tanto en los procedimientos de control, como en software y hardware, en donde la velocidad de respuesta y precisión del motor son cada vez mejores. También han aumentado los costos de estos equipos, pero cuando los procesos a controlar son delicados y en donde interviene una gran inversión económica estos costos se justifican al implementar los sistemas de control a cualquier problema de diseño que se presente.

Un sistema de control está definido como un conjunto de componentes que pueden regular su propia conducta o la de otro sistema con el fin de lograr un funcionamiento predeterminado, de modo que se reduzcan las probabilidades de fallos y se obtengan los resultados buscados. Hoy en día los procesos de control son síntomas del proceso industrial que estamos viviendo. Estos sistemas se usan típicamente al sustituir un trabajador que controla un determinado sistema (ya sea eléctrico, mecánico, etc.) cuando tal sustitución permite contar con una posibilidad nula o casi nula de error, y un grado de eficiencia

mucho más grande que el de un trabajador. La clasificación de los sistemas de control según su comportamiento se describe a continuación:

a) Sistema de control de lazo abierto: Un controlador de lazo abierto, es un tipo de controlador que calcula su entrada en un sistema con solo el uso de la situación actual y su modelo del sistema. Una característica del circuito de lazo abierto es que no utiliza retroalimentación para determinar si algún tipo de producción ha alcanzado el objetivo deseado de la entrada. En consecuencia, un sistema de lazo abierto no puede corregir el error del sistema de manera automática y tampoco puede compensar las perturbaciones en el sistema. La determinación de la tensión para la alimentación de un motor eléctrico que impulsa una carga constante, a fin de lograr una velocidad deseada sería una buena aplicación de control de circuito abierto. Por el contrario, si la carga no es previsible, la velocidad del motor puede variar tanto en función de la carga como de la tensión, y entonces un controlador de lazo abierto, sería insuficiente para garantizar el control de la velocidad y que esta sea constante.

b) Sistema de control de lazo cerrado: Son los sistemas en los que la acción de control está en función de la señal de salida. Los sistemas de lazo cerrado usan la retroalimentación desde un resultado final para ajustar la acción de control en consecuencia. El control en lazo cerrado es imprescindible cuando se da alguna de las siguientes circunstancias:

- Cuando un proceso no es candidato para ser regulado por el hombre.
- Una producción a gran escala que exige grandes instalaciones y el hombre no es capaz de controlar.
- Vigilar un proceso es especialmente difícil en algunos casos y requiere una atención que el hombre puede perder fácilmente por cansancio o aburrimiento, con los consiguientes riesgos que ello pueda ocasionar al trabajador y al proceso.

Por otra parte el control por PWM (modulación por ancho de pulso), es una técnica utilizada para regular la velocidad de los motores eléctricos de inducción o asíncronos. Mantiene el par del motor constante y no supone un desaprovechamiento de la energía eléctrica. Se utiliza tanto en corriente continua como en alterna. También se encuentra el

control por voltaje variable. Otros sistemas para regular la velocidad modifican la tensión eléctrica, con lo que disminuye el par del motor, o interponen una resistencia eléctrica, con lo que se pierde energía en forma de calor en esta resistencia. Otra forma de regular el giro del motor es variando el tiempo entre pulsos de duración constante, lo que se llama modulación por frecuencia de pulsos.

1.2 Objetivo

El proyecto tiene como finalidad diseñar, implementar y construir un sistema de control de velocidad discreto de un motor de CD utilizando el PWM y un control PID, empleando el microcontrolador PIC 18F4550 y haciendo uso de sus periféricos.

1.3 Justificación

El proyecto se realizó con el fin de integrar varias de las aplicaciones de la electrónica en un sólo sistema, es decir, usando distintos dispositivos que cuenten con la capacidad de interconectarse. En este proyecto se acoplará la parte de control con la parte de potencia, sin embargo la parte fundamental es proporcionar a los alumnos de control, un sistema donde se puedan realizar pruebas en un sistema físico, con posibilidad de conectar controladores externos diseñados por el usuario.

1.4 Metodología

La metodología utilizada comprende inicialmente el recopilar la información necesaria para el marco teórico de la investigación. Las principales disciplinas de interés fueron: los motores de corriente directa, medidores de velocidad y el control automático.

La forma de determinar los parámetros del motor se realizó mediante la experimentación en el laboratorio aplicándole una entrada escalón y obteniendo su respuesta transitoria. Este método permite obtener los parámetros del motor de manera que estos pueden ser utilizados como una buena aproximación de sus parámetros reales. La validación del modelo se realiza comparando los resultados obtenidos de la prueba experimental con la simulación.

Con los parámetros obtenidos del motor es posible simular la respuesta para el diseño del controlador. El controlador se implementó dentro de un microcontrolador, y se realizaron diferentes pruebas para validar el modelo y la respuesta del controlador PID

diseñado. Para la validación del modelo se realizó la simulación en MATLAB, lo que permitió detectar que el sistema presenta un comportamiento semejante a uno de primer orden siendo que el apropiado es de segundo orden de acuerdo al comportamiento teórico de un motor. Sin embargo, debido a que el motor utilizado en este proyecto tiene una inercia muy pequeña y tiene un tiempo de respuesta muy pequeño, el modelo se aproxima más a un sistema de primer orden.

1.5 Diagrama de bloques del sistema

En la Figura 1.1 se describe el diagrama de bloques del sistema diseñado.

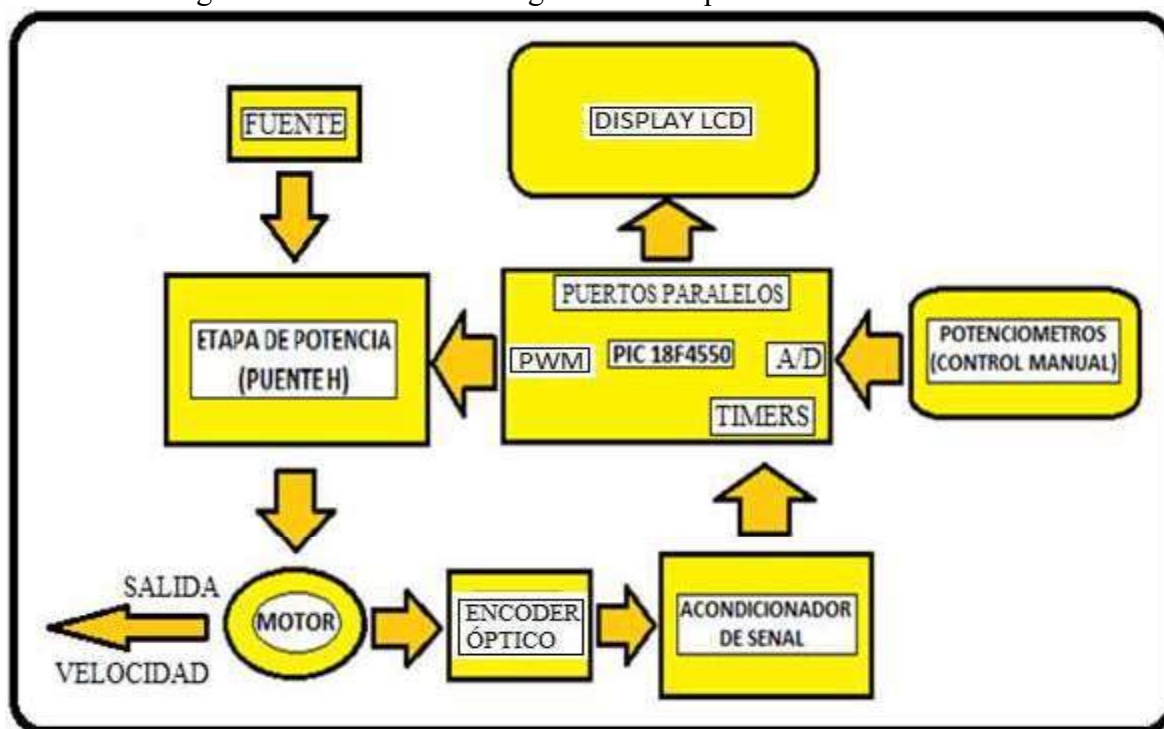


Figura 1.1 Diagrama de bloques del sistema

1.5.1 Operación del Sistema

En este proyecto el motor es controlado de acuerdo a la técnica PWM (modulación por ancho de pulso), acción que es ejecutada por el microcontrolador PIC 18F4550, el cual genera una señal PWM que excita a los dispositivos de potencia y controla la velocidad y el sentido de giro del motor (Figura 1.1). La velocidad en revoluciones por minuto (rpm) a la que se desea que el motor gire se puede indicar en dos formas, una por medio de la PC y la otra de forma manual por medio de un potenciómetro; esta velocidad es mostrada en el LCD (*Liquid Cristal Display*). El *encoder* mide la velocidad del motor y el

microcontrolador la convierte a rpm, medición que es visualizada en el LCD. El sensor acoplado a este motor es un *encoder* incremental, modulo que en este proyecto es fundamental, ya que este sensor permite la retroalimentación digital para medir la velocidad a la cual está girando el motor, y así hacer que el microcontrolador realice la modulación del ancho de pulso hasta hacer que el motor gire a la velocidad deseada o de referencia que se introdujo por el usuario, y que esta se mantenga constante a pesar de las posibles variaciones en la carga o perturbaciones.

1.5.2 Visualización

Para observar el funcionamiento y operación del circuito de control se dispuso de una pantalla de cristal líquido (*LCD* de 16x2), la cual muestra un mensaje de bienvenida al sistema cada vez que iniciamos el proceso de control, además permite observar la velocidad de referencia a la cual el motor debe girar, las ganancias K_p , K_i y K_d ., así como la velocidad actual del motor, estas velocidades son visualizadas en revoluciones por minuto (rpm).

1.5.3 Potencia

Debido a que la corriente y potencia del motor excede las capacidades de salida del microcontrolador, siempre es necesario realizar un acondicionamiento entre la etapa de control y la etapa de potencia. Para este proyecto se utilizó un puente H (LMD18200) con la finalidad de proporcionar los niveles de voltaje y corriente necesarios para el motor. Siempre es aconsejable realizar un aislamiento entre la parte de control y la parte de potencia; en este caso se utilizaron optoacopladores de alta frecuencia.

1.6 Contenido de la tesis

Capítulo 1 Introducción. Se da una breve introducción a este trabajo y se describe el objetivo del mismo.

Capítulo 2 Motores eléctricos y su control. Se presentan conceptos básicos de lo que es un motor eléctrico y motor de CD, así como una descripción del control automático de control en lazo abierto y lazo cerrado.

Capítulo 3 Descripción del hardware del sistema desarrollado. Se da una descripción general de las etapas que conforman el lazo de control del sistema.

Capítulo 4 Descripción del software del sistema desarrollado. Se describe el software que se implementó para controlar dicho sistema.

Capítulo 5 Conclusiones y trabajos futuros. Este último capítulo contiene las conclusiones de este trabajo, así como sugerencias de los trabajos futuros que podrían efectuarse para este proyecto.

Capítulo 2. Motores eléctricos y su control

2.1 Máquinas de corriente directa (CD)

2.1.1 Introducción

Los motores eléctricos son dispositivos que convierten energía eléctrica en energía mecánica y el primer registro de la posibilidad de intercambio entre estas energías se debe a Michel Faraday en 1831. Este descubrimiento ha dado lugar a la creación del generador, el motor eléctrico, el micrófono, la bocina, el transformador, el galvanómetro entre otros artefactos.

La conversión de energía electromagnética relaciona las fuerzas eléctricas y magnéticas del átomo con la fuerza mecánica que se aplica a la materia y al movimiento. La energía mecánica se puede convertir en energía eléctrica y viceversa mediante dínamos. Aunque esta conversión puede producir también otras formas de energía, como calor y luz, para la mayor parte de los fines prácticos se trata de mantener al mínimo esas pérdidas de energía, y se logra una conversión relativamente directa en ambas direcciones [2].

Esta tesis está enfocada en el control de motores de corriente directa (CD) por lo que en este capítulo se explicarán los fundamentos electromecánicos de estas máquinas y los conceptos necesarios para desarrollar el control.

2.2 Fundamentos de máquinas de CD

2.2.1 Espira giratoria sencilla entre caras polares curvas

La máquina de CD giratoria más sencilla posible se muestra en la Figura 2.1. Consta de una espira sencilla de alambre que gira sobre un eje fijo. La parte giratoria de esta máquina se llama rotor y la parte estacionaria se llama estator. El campo magnético de la máquina es originado por los polos magnéticos norte y sur que se observan en el estator de la Figura 2.1. Nótese que la espira de alambre del rotor se encuentra en una ranura labrada en el núcleo ferromagnético. El hierro del rotor, junto con la forma curva de las caras polares, proporciona un entrehierro de ancho constante entre el rotor y el estator. La reluctancia del aire es mucho más alta que la del hierro en la máquina.

Para minimizar la reluctancia del camino del flujo a través de la máquina, el flujo debe tomar el camino más corto posible a través del aire entre las caras polares y la superficie del rotor.

Puesto que el flujo magnético debe ser perpendicular a la superficie del rotor en todo punto situado bajo las caras polares, además, de que el entrehierro tiene una anchura uniforme, la reluctancia es la misma en todo punto situado bajo las caras polares. La densidad del flujo magnético es constante en todo punto situado bajo las caras polares.

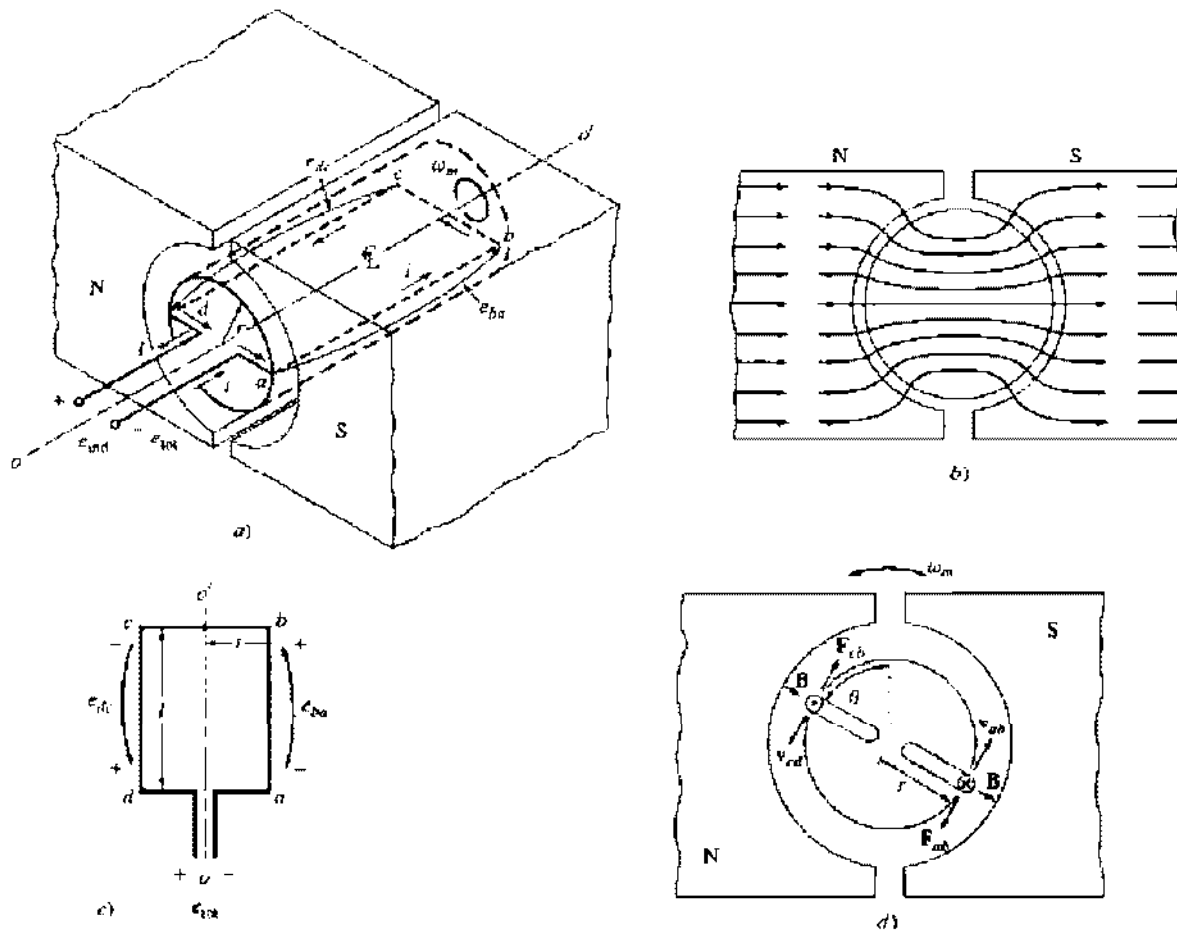


Figura 2.1 Una espira sencilla giratoria entre caras polares curvas. a) Vista en perspectiva; b) vista de las líneas de campo; c) vista superior; d) vista frontal.

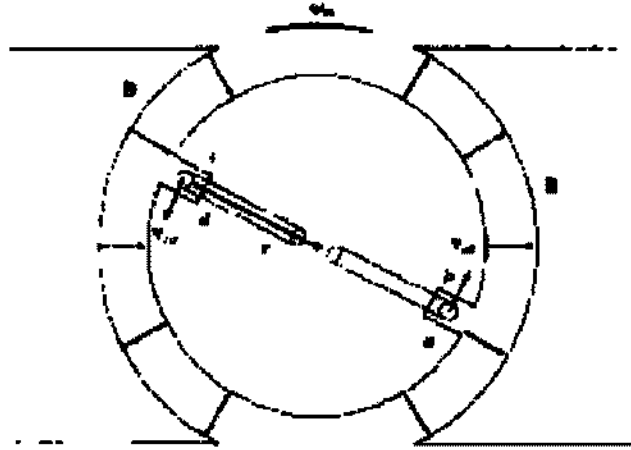


Figura 2.2 Deducción de la ecuación del voltaje inducido en la espira.

2.2.2 El voltaje inducido en una espira giratoria

Si gira el rotor de esta máquina, se inducirá un voltaje en la espira de alambre. Para determinar la magnitud y forma del voltaje, examínese la Figura 2.2. La espira de alambre que se muestra en la figura es rectangular, sus lados ab y cd son perpendiculares al plano de la página y sus lados bc y da son paralelos al plano de la página.

Para determinar el voltaje total en la espira, es necesario examinar cada uno de sus segmentos por separado y sumar todos los voltajes resultantes. Se puede demostrar que el voltaje total inducido en la espira e_{ind} está dado por

$$(2.1)$$

donde

= voltaje total inducido en la espira = voltaje en el segmento cb

= voltaje en el segmento ad = voltaje en el segmento ba

= voltaje en el segmento dc

= vector de densidad de flujo magnético

Cuando la espira gira 180° , el segmento ab está bajo la cara del polo norte en lugar de bajo la cara del polo sur. En ese momento se invierte la dirección del voltaje en el segmento, pero su magnitud permanece constante. En la Figura 2.3 se muestra el voltaje resultante e_{tot} (que es igual a la suma de los voltajes inducidos en la espira e_{ind}) en función del tiempo.

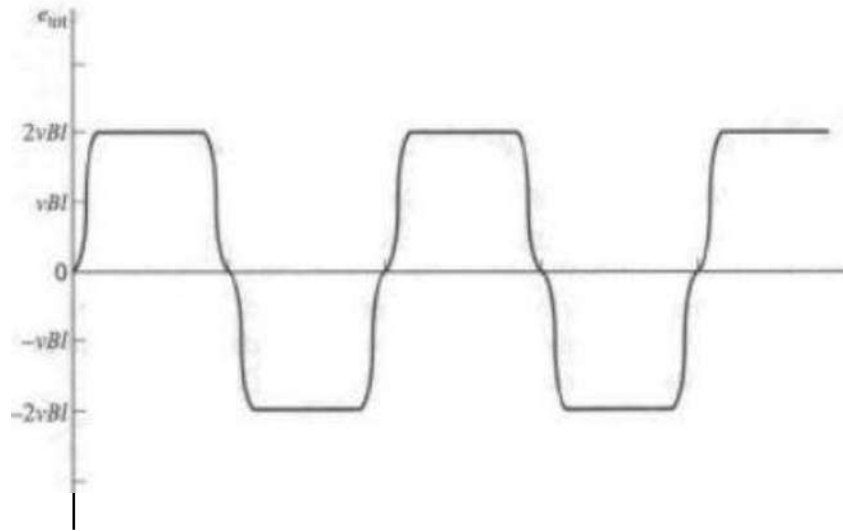


Figura 2.3 Voltaje de salida de la espira.

Haciendo unas sustituciones que involucran: la velocidad tangencial v , radio del eje de rotación r , velocidad angular de la espira ω , el área de la superficie cilíndrica del rotor, el área debajo de los dos polos AP y la densidad de flujo magnético; se llega a la forma final de la relación de voltaje

—

(2.2)

donde

= voltaje total inducido en la espira

=densidad de flujo magnético

=velocidad angular de la espira

=área del polo

El resultado final muestra que el voltaje generado en la máquina es igual al producto del flujo dentro de ella y su velocidad de rotación, multiplicado por una constante que representa la construcción mecánica de la máquina.

2.2.3 Obtención del voltaje de CD de una espira giratoria

La Figura 2.3 muestra una gráfica del voltaje e_{tot} generado por la espira giratoria. Como se puede apreciar, el voltaje que sale de la espira es de corriente alterna. Para lograr que el voltaje de CA producido sea de CD se añaden dos segmentos conductores semicirculares a un extremo de la espira y se establecen dos contactos fijos en un ángulo tal que en el instante en que el voltaje en la espira es cero, los contactos hacen que los dos segmentos entren en cortocircuito. De esta manera, cada vez que el voltaje de la espira cambia de dirección, los contactos también cambian de conexión y la salida del contacto siempre se acumula de la misma manera (Figura 2.5a). Este proceso de cambio de conexión se conoce como conmutación. Los segmentos giratorios semicirculares se llaman segmentos de conmutación y los contactos fijos se llaman escobillas.

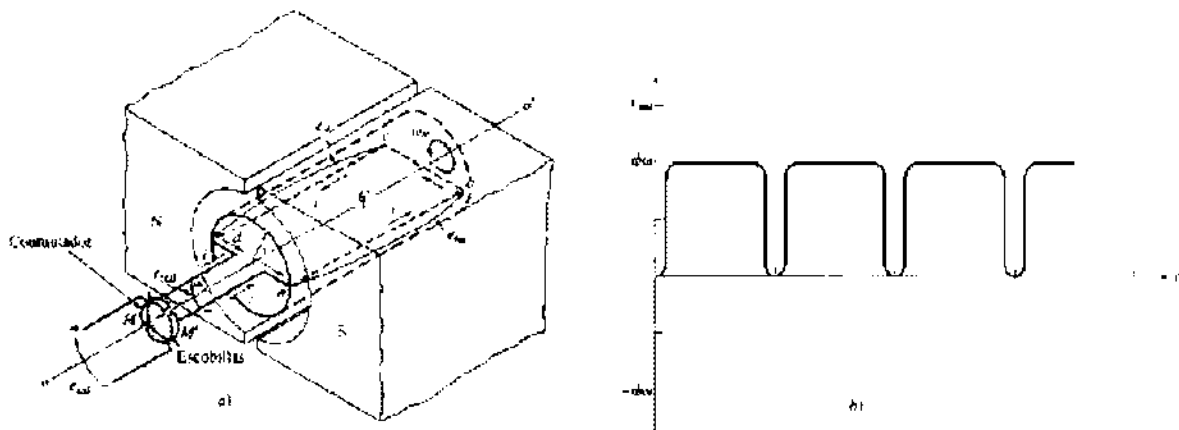


Figura 2.4 Producción de una salida de CD de una máquina con conmutador y escobilla. a) Vista en perspectiva; b) voltaje de salida resultante.

2.2.4 El par inducido en la espira giratoria

En la Figura 2.5 se puede observar la configuración resultante al conectar una batería a la máquina de la Figura 2.4. Para determinar el par, examínese el detalle de la espira que se muestra en la Figura 2.5b, es necesario determinarlo en cada uno de los

segmentos de la espira y luego sumar los efectos de todos los segmentos individuales. El par en un segmento de la espira está dada por la siguiente ecuación:

$$\tau = rF \sin\theta \quad (2.3)$$

Donde θ es el ángulo entre el radio r y la fuerza F . El par es esencialmente cero en cualquier punto en el que la espira esté ubicada más allá de la orilla de los polos. El par total inducido resultante en la espira está dado por

$$\tau_{ind} = \tau_{ab} + \tau_{bc} + \tau_{cd} + \tau_{da} \quad (2.4)$$

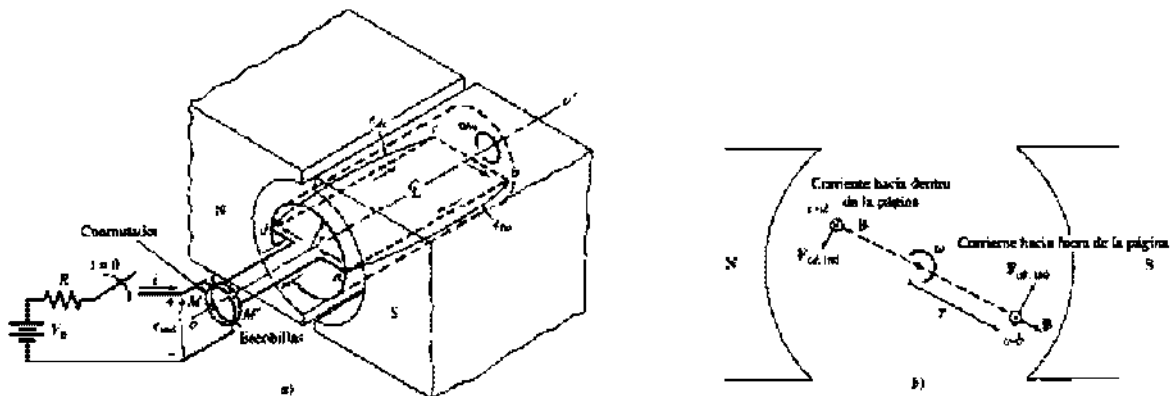


Figura 2.5 Deducción de la ecuación del par inducido en la espira. Nótese que para tener una mayor claridad no se muestra el núcleo de hierro en la parte b.

Haciendo una serie de sustituciones semejantes a las del voltaje inducido, llegamos a la siguiente ecuación:

$$\tau = N I A B \sin\theta \quad (2.5)$$

donde

B = densidad de flujo magnético

Entonces, el par producido en la máquina es el producto del flujo y la corriente en la máquina, multiplicadas por una cantidad que representa la construcción mecánica de la

máquina (el porcentaje del rotor que está cubierto por las caras polares). El par en cualquier máquina real depende de los mismos tres factores:

1. El flujo en la máquina.
2. La corriente en la máquina.
3. Una constante que representa la construcción de la máquina.

2.3 Conmutación y tipos de devanados

La conmutación es el proceso mediante el cual se convierten los voltajes y corrientes de CA en el rotor de una máquina de CD a voltajes y corrientes de CD en sus terminales. Se requiere de un estudio más detallado para determinar cómo se desarrolla esta conversión y para descubrir los problemas asociados con la misma [3], pero este tema se sale de los alcances de esta tesis por lo que en este apartado sólo mencionaré los problemas de conmutación en las máquinas reales.

El proceso de conmutación descrito anteriormente no es tan simple en la práctica como en la teoría, esto se debe a dos grandes efectos de perturbación en las máquinas reales:

- Reacción del inducido.
- Voltajes $L di/dt$.

Se han desarrollado tres técnicas para corregir parcialmente o totalmente el problema de la reacción del inducido y de los voltajes di/dt :

1. Desplazamiento de las escobillas.
2. Polos o interpolos de conmutación.
3. Devanados de compensación.

2.4 Ecuaciones de voltaje interno generado y par inducido en las máquinas de CD reales

El voltaje inducido en cualquier máquina dada depende de tres factores:

1. El flujo (Φ) en la máquina.
2. La velocidad (ω) del rotor de la máquina.
3. Una constante que depende de la construcción de la máquina.

El voltaje que sale del inducido de una máquina real es igual al número de conductores por camino de corriente multiplicado por el voltaje en cada conductor. Haciendo un análisis

en base a sustituciones se puede obtener el voltaje interno generado de la máquina E_A de esta manera

$$E_A = K\phi\omega \quad (2.6)$$

Donde

$$K = \frac{ZP}{2\pi a} \quad (2.7)$$

K es la constante de construcción de la máquina que depende del número total de conductores Z , el número de polos P y a es el número de caminos de corriente.

El par en cualquier máquina de CD al igual que el voltaje depende de tres factores:

1. El flujo (ϕ) en la máquina
2. La corriente en el inducido (o rotor) I_A en la máquina
3. Una constante que depende de la construcción de la máquina

El par en el inducido también depende de la constante de construcción de la máquina, y la ecuación para obtenerlo es la siguiente:

$$\tau = \phi I_A \quad (2.8)$$

donde

τ = par en el inducido

ϕ = flujo en la maquina

I_A = corriente en el inducido

Tanto la ecuación del voltaje interno generado como la del par inducido son sólo aproximaciones, puesto que no todos los conductores en la máquina están ubicados bajo las caras polares en cierto momento y también porque las superficies de cada polo no cubren por completo a los conductores ubicados bajo las caras polares en lugar del número $1/P$ de la superficie del rotor.

2.5 Construcción de las máquinas de CD

La Figura 2.6 muestra el corte transversal de un dínamo de CD comercial típico, en forma simplificada para resaltar las partes principales. El rotor del dínamo consiste de:

1. El eje de la armadura.
2. El núcleo de la armadura.
3. El devanado de la armadura.
4. El conmutador.

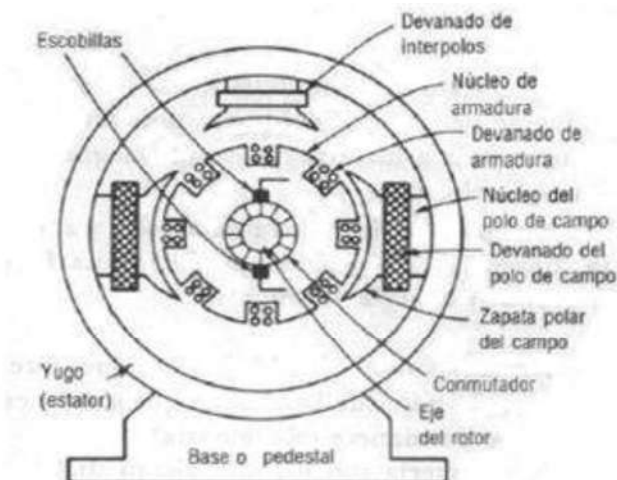


Figura 2.6 Construcción y circuitos eléctricos del dínamo de CD (en derivación y en serie).

La armadura del rotor en el dínamo de CD lleva a cabo cuatro funciones principales: permite la rotación para tener acción de motor; en virtud de la rotación, produce la acción de conexión y desconexión necesaria para la conmutación; contiene a los conductores que inducen un voltaje o un par electromagnético; y proporciona una trayectoria de baja reluctancia al flujo magnético. El estator de la dínamo consiste de:

1. Un yugo o armazón cilíndrico de acero vaciado o rolado.
2. Los devanados de campo.
3. Los polos de campo.
4. El interpolo y su devanado.
5. Los devanados de compensación, que no se muestran.
6. Las escobillas y el porta escobillas.
7. Los detalles mecánicos. Las tapas o campanas extremas están conectadas mecánicamente con el yugo y contienen los cojinetes con los que se soporta el eje

de la armadura, así como, en algunas máquinas, los portaescobillas [2]. Estos detalles no se muestran en la Figura 2.6.

La Figura 2.7 muestra una perspectiva a la construcción de una máquina de CD:

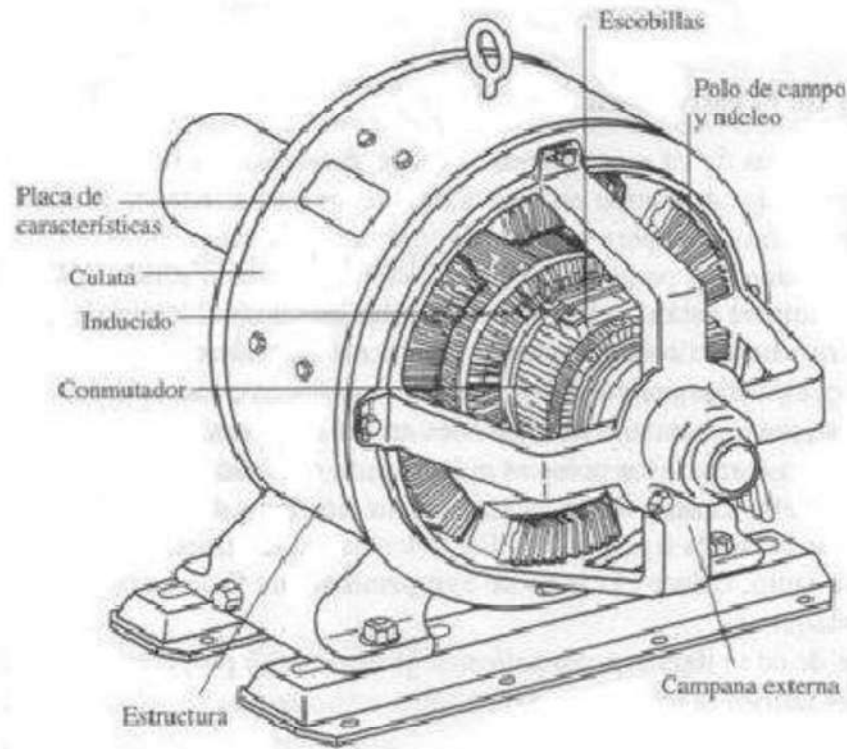


Figura 2.7 Construcción de una máquina de CD.

2.6 Motores de corriente directa

2.6.1 Introducción a los motores de CD

Los primeros sistemas de potencia en Estados Unidos eran de CD, pero a finales de la década de 1890 era claro que los sistemas de potencia de corriente alterna (CA) les estaban ganando terreno. A pesar de esto, los motores de CD siguieron siendo una parte significativa de la maquinaria comprada cada año hasta la década de 1960 (esa porción ha disminuido significativamente en los últimos 40 años). Hay muchas razones para la popularidad de los motores de CD. Una es que los sistemas de potencia de CD aún son comunes en los coches, camiones y aviones. Cuando un vehículo tiene un sistema de potencia de CD, es lógico considerar la utilización de motores de CD. Otra aplicación de los motores de CD es la situación en que se requieren variaciones amplias de velocidad.

Antes de la creciente difusión de los rectificadores-inversores de potencia electrónicos, no había un mejor motor que uno de CD en las aplicaciones de control de velocidad. Incluso si no había una fuente de potencia de CD disponible, se usaban rectificadores en estado sólido y circuitos recortadores para crear la potencia de CD requerida y se utilizaban motores de CD para suministrar el control de velocidad deseado. Hoy en día se prefieren los motores de inducción con paquetes accionadores en estado sólido a los motores de CD para la mayoría de las aplicaciones de control de velocidad. Sin embargo, aún hay ciertas aplicaciones en las que se prefieren los motores de CD [3].

La clasificación de los motores de CD es la siguiente [4]:

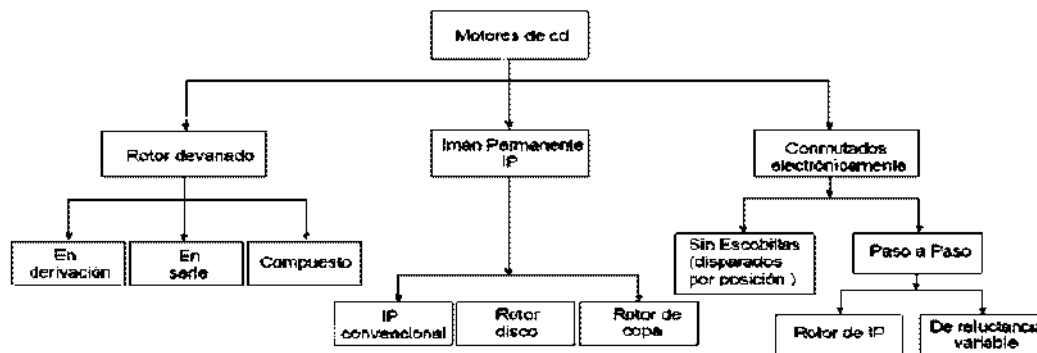


Figura 2.8 Clasificación de los motores de corriente directa.

2.6.2 Circuito equivalente de motor de CD

En la Figura 2.9 se muestra el circuito equivalente de un motor de CD. En esta figura el circuito del inducido se representa por medio de una fuente de voltaje ideal E_A y un resistor R_A . Esta representación es en realidad el equivalente de Thevenin de toda la estructura del rotor, incluyendo las bobinas, interpolos y devanados de compensación, si es que éstos existen. Hay unas cuantas variaciones y simplificaciones de este circuito equivalente básico. La caída de voltaje en las escobillas a menudo es tan sólo una pequeña fracción del voltaje generado en la máquina por lo que se puede despreciar o acumular aproximadamente en el valor de R_A . Además, la resistencia interna de las bobinas de campo a veces se agrupa con el resistor variable y al total se le llama R_F . Una tercera variación consiste en que algunos generadores tienen más de una bobina de campo y todas ellas se representan en el circuito equivalente.

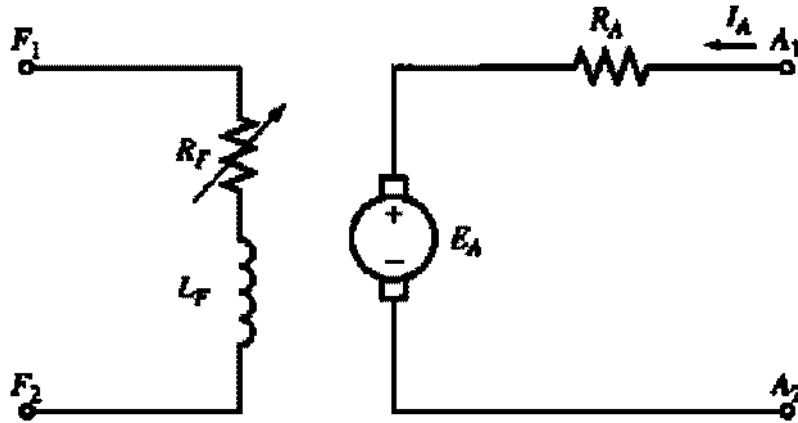


Figura 2.9 Circuito equivalente simplificado que elimina la caída de voltaje en las escobillas y combina R_{ajus} con la resistencia de campo.

Las ecuaciones del voltaje inducido, el par generado, la ecuación de la ley de voltaje de Kirchhoff del circuito del inducido y la curva de magnetización de la máquina, constituyen el total de las herramientas necesarias para analizar el comportamiento y desempeño de un motor de CD.

2.6.3 Motores de CD de excitación separada y en derivación

Un motor de CD de excitación separada es aquel cuyo circuito de campo se alimenta de una fuente de potencia de voltaje constante independiente, mientras que un motor de CD en derivación es aquel cuyo circuito de campo obtiene su potencia directamente a través de los terminales del inducido del motor. Cuando se supone que el voltaje suministrado a un motor es constante, no hay diferencia práctica entre el comportamiento de estas dos máquinas.

La ecuación de la ley de voltaje de Kirchhoff (KVL, por sus siglas en inglés) para el circuito del inducido de estos motores es:

$$V_T = E_A + I_A R_A \quad (2.9)$$

donde

V_T = voltaje total

E_A = voltaje en la armadura

I_A = corriente en la armadura

R_A = resistencia de armadura

2.6.4 Motor de CD en serie

Un motor de CD en serie es aquel cuyos devanados de campo constan de relativamente pocas vueltas conectadas en serie con el circuito del inducido. En un motor de este tipo, la corriente del inducido, la corriente de campo y la corriente de línea son iguales. La ley de voltaje de Kirchhoff para esta clase de motor es:

$$V_T = E_A + I_A(R_A + R_s) \quad (2.10)$$

donde

V_T = voltaje total

E_A = voltaje en la armadura

I_A = corriente en la armadura

R_A = resistencia de armadura

R_s = resistencia del estator

2.6.5 Motor de CD compuesto (motor compound)

Un motor de CD compuesto incluye tanto un campo en derivación como un campo en serie. Las fuerzas magnetomotrices en las dos bobinas de campo se suman para producir una fuerza magnetomotriz más grande. Esta situación se conoce como composición acumulativa.

2.6.6 Motor de CD de imán permanente

En los motores de CD de imán permanente (MCDIP) los polos están hechos de imanes permanentes. Puesto que no requieren un circuito de campo externo, no sufren pérdidas en el cobre del circuito de campo. Debido a que no requieren devanados de compensación pueden ser más pequeños que los correspondientes motores de CD en derivación. Las desventajas son que los imanes permanentes no pueden producir una densidad de flujo tan alta como la suministrada en forma externa por un campo en derivación, además que corren el riesgo de desmagnetizarse.

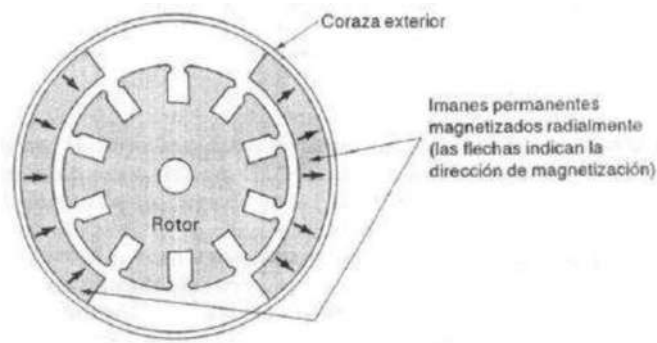


Figura 2.10 Corte de un motor de imán permanente típico. Las flechas indican la dirección de magnetización en los imanes permanentes.

Pueden tener la forma de máquinas de CD convencionales en las que el devanado de campo estacionario está se sustituye por un imán permanente, o bien pueden tener la forma de una máquina síncrona en la cual el devanado del campo giratorio se reemplaza por un imán permanente.

A diferencia de la característica estructural del campo de polos salientes de una máquina de CD con excitación de campo externa, los motores de imán permanente tienen típicamente una estructura de estator liso que consta de una coraza cilíndrica (o parcialmente cilíndrica) de espesor uniforme, magnetizada en la dirección radial.

Los MCDIP se subclasifican en: convencionales, rotor disco y rotor de copa. Aunque en la literatura también se encontró una clasificación equivalente pero nombrada de otra manera:

- De núcleo de hierro
- De devanado superficial
- De bobina móvil

2.6.7 Motores paso a paso

El motor de pasos es una forma de motor de CD que está diseñado para girar un determinado número de grados por cada pulso eléctrico que se aplique a su unidad de control. Los tamaños de los pasos pueden ir desde menos de un grado hasta 15° o más [5].

Una ventaja notable del motor de pasos es su compatibilidad con los sistemas electrónicos digitales. Esos sistemas son cada vez más comunes en una amplia gama de aplicaciones y al mismo tiempo se están fabricando con mayor potencia y menor costo. En muchas

aplicaciones se puede obtener información sobre la posición tan sólo con mantener la cuenta de los pulsos que se mandan al rotor, y no se necesitan sensores de posición ni control por retroalimentación.

Los motores de pasos no tienen escobillas ni conmutador mecánico. En su lugar, la acción de conmutación necesaria para la función del motor de CD es lograda por transistores externos. Es más, el rotor no tiene devanado de armadura, simplemente es una colección de imanes permanentes salientes. Existen dos divisiones fundamentales [21]:

- Motores paso a paso de rotor de disco o rotor IP
- Motores paso a paso de reluctancia variable

También es digno de nombrarse el motor de pasos híbrido que combina características de los motores de reluctancia variable y de imán permanente [5].

2.6.8 Motores de CD sin escobillas

Los motores de CD de imán permanente se conocen también como motores sin escobillas o motores de CD sin escobillas. Esta terminología surge de la gran semejanza con las características de los motores de CD, se puede considerar que son motores de CD que están al revés, con su devanado de campo en el rotor y con su armadura conmutada electrónicamente por el sensor de posición del eje, con interruptores (transistores, tiristores, etc.) conectados con los devanados de armadura [5].

Un mejor nombre para este tipo de motor sería “motor de CD sin escobillas disparado por posición”, ya que cualquier motor paso a paso de CD es sin escobillas [4].

2.6.9 Servomotor

Un servomotor (también llamado Servo) es un dispositivo similar a un motor de corriente continua, que tiene la capacidad de ubicarse en cualquier posición dentro de su rango de operación, y mantenerse estable en dicha posición. Está conformado por un motor, una caja reductora y un circuito de control (Figura 2.11). Los servos se utilizan frecuentemente en sistemas de radio control y en robótica, pero su uso no está limitado a estos. Es posible modificar un servomotor para obtener un motor de corriente continua que, si bien ya no tiene la capacidad de control del servo, conserva la fuerza, velocidad y baja inercia que caracteriza a estos dispositivos.



Figura 2.11 Servomotor para modelismo.

2.7 Control automático

El control automático ha desempeñado un papel vital en el avance de la ingeniería y la ciencia. Además de su gran importancia en los sistemas de vehículos espaciales, de guiado de misiles robóticos y análogos, el control automático se ha convertido en una parte importante e integral de los procesos modernos industriales y de fabricación. El control automático tiene muchas aplicaciones en el quehacer de la humanidad y está estrechamente relacionado con el progreso de nuestra sociedad. Con los avances en la teoría y la práctica del control automático se proporcionan los medios para conseguir un comportamiento óptimo de los sistemas dinámicos, mejorar la productividad, simplificar el trabajo de muchas operaciones manuales repetitivas y rutinarias, así como de otras actividades.

2.7.1 Revisión histórica

El primer trabajo significativo en control automático fue el regulador de velocidad centrífugo de James Watt para el control de la velocidad de una máquina de vapor, en el siglo XVIII. Minorsky, Hazen y Nyquist, entre muchos otros, aportaron trabajos importantes en las etapas iniciales del desarrollo de la teoría de control. En 1922, Minorsky trabajó en controladores automáticos para el guiado de embarcaciones, y mostró que la estabilidad puede determinarse a partir de las ecuaciones diferenciales que describen el sistema. En 1932, Nyquist diseñó un procedimiento relativamente simple para determinar la estabilidad de sistemas en lazo cerrado, a partir de la respuesta en lazo abierto a entradas sinusoidales en estado estacionario. En 1934, Hazen, quien introdujo el término

servomecanismos para los sistemas de control de posición, analizó el diseño de los servomecanismos con relé, capaces de seguir con precisión una entrada cambiante.

Durante la década de 1940's los métodos de la respuesta en frecuencia (especialmente los diagramas de Bode), hicieron posible que los ingenieros diseñaran sistemas de control lineales en lazo cerrado que cumplieran los requisitos de comportamiento. A finales de 1940's cuarenta y principios de 1950's, se desarrolló por completo el método del lugar de las raíces propuesto por Evans.

Los métodos de respuesta en frecuencia y del lugar de las raíces, que forman el núcleo de la teoría de control clásica, conducen a sistemas estables que satisfacen un conjunto más o menos arbitrario de requisitos de comportamiento. En general, estos sistemas son aceptables pero no óptimos desde ningún punto de vista. Desde el final de la década de 1950, el énfasis en los problemas de diseño de control se ha desplazado del diseño de uno de los posibles sistemas que funciona adecuadamente al diseño de un sistema óptimo respecto de algún criterio.

Conforme las plantas modernas con muchas entradas y salidas se vuelven más y más complejas, la descripción de un sistema de control moderno requiere una gran cantidad de ecuaciones. La teoría del control clásica, que trata de los sistemas con una entrada y una salida, pierde su potencialidad cuando se trabaja con sistemas con entradas y salidas múltiples. Hacia 1960, debido a la disponibilidad de los computadores digitales fue posible el análisis en el dominio del tiempo de sistemas complejos. La teoría de control moderna, basada en el análisis en el dominio del tiempo y la síntesis a partir de variables de estados, se ha desarrollado para manejar la creciente complejidad de las plantas modernas y los requisitos cada vez más exigentes sobre precisión, peso y costo en aplicaciones militares, espaciales e industriales.

Durante los años comprendidos entre 1960 y 1980, se investigó a fondo el control óptimo tanto de sistemas determinísticos como estocásticos, así como el control adaptativo y con aprendizaje de sistemas complejos. Desde 1980 hasta la actualidad, los avances en la teoría de control moderna se centraron en el control robusto, control H y temas relacionados.

Ahora que los computadores digitales se han hecho más baratos y más compactos, se les usa habitualmente como parte integral de los sistemas de control. Las aplicaciones recientes de la teoría de control moderna incluyen sistemas fuera del ámbito de las ingenierías, tales como los sistemas biológicos, biomédicos, económicos y socioeconómicos.

2.7.2 Control en lazo cerrado en comparación con control de lazo abierto

Un sistema que mantiene una relación determinada entre la salida y la entrada de referencia, comparándolas y usando la diferencia como medio de control se denomina sistema de control realimentado. Los sistemas de control realimentados no se limitan a la ingeniería, sino que también se encuentran en diversos campos ajenos a ella.

Los sistemas de control realimentados se denominan también sistemas de control en lazo cerrado. En un sistema de control en lazo cerrado, se alimenta al controlador la señal de error de actuación, que es la diferencia entre la señal de entrada y la señal de realimentación (que puede ser la propia señal de salida o una función de la señal de salida y sus derivadas y/o integrales), con el fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor deseado.

Los sistemas en los cuales la salida no tiene efecto sobre la acción de control se denominan sistemas de control en lazo abierto. En la práctica, el control en lazo abierto sólo se usa si se conoce la relación entre la entrada y la salida y si no hay perturbaciones internas ni externas.

Una ventaja del sistema de control en lazo cerrado es que el uso de la realimentación vuelve la respuesta del sistema relativamente insensible a las perturbaciones externas y a las variaciones internas en los parámetros del sistema. Es por ello posible entonces usar componentes relativamente poco precisos y baratos para obtener el control adecuado de una planta determinada, mientras que hacer eso es imposible en el caso de un sistema en lazo abierto.

Desde el punto de vista de estabilidad, el sistema de control en lazo abierto es más fácil de desarrollar, porque la estabilidad del sistema no es un problema importante. Por otra parte, la estabilidad es un gran problema en el sistema de control en lazo cerrado, que

puede conducir a corregir en exceso errores que producen oscilaciones de amplitud constante o cambiante. Debe señalarse que los sistemas de control en lazo cerrado sólo tienen ventajas cuando se presentan perturbaciones y/o variaciones impredecibles en los componentes del sistema.

2.7.3 Modelado matemático de sistemas dinámicos

Un modelo matemático de un sistema dinámico se define como un conjunto de ecuaciones que representan la dinámica del sistema con la precisión necesaria. Es importante tener presente que un modelo matemático no es único para un sistema determinado. La dinámica de muchos sistemas se describe en términos de ecuaciones diferenciales; dichas ecuaciones diferenciales se obtienen a partir de leyes físicas que gobiernan un sistema determinado. Se debe recordar siempre que obtener un modelo matemático razonable es la parte más importante de todo el análisis.

En esta tesis se supone que el principio de causalidad se aplica a los sistemas que se consideren. Esto significa que la salida del sistema (la salida en $t = 0$) depende de las entradas pasadas (entradas en $t < 0$) pero no depende de las entradas futuras (entradas para $t > 0$).

Un modelo matemático debe de equilibrar la simplicidad contra la precisión de los resultados requeridos. Para obtener un modelo matemático razonablemente simple a menudo se ignoran ciertas propiedades físicas inherentes al sistema. Si se pretende obtener un modelo matemático de parámetros concentrados lineal (uno en el que se empleen ecuaciones diferenciales), es necesario ignorar ciertas no linealidades y parámetros distribuidos que pueden estar presentes en el sistema dinámico.

Un modelo de parámetros concentrados lineal, que puede ser válido si opera en baja frecuencia, tal vez no sea válido en frecuencias suficientemente altas, debido a que la propiedad no considerada de los parámetros distribuidos puede convertirse en un factor importante en el comportamiento dinámico del sistema.

2.7.4 Función de transferencia

En esta tesis se usarán las funciones de transferencia para caracterizar las relaciones de entrada/salida del sistema (motor de CD), que se describen mediante ecuaciones diferenciales lineales invariantes en el tiempo.

La función de transferencia de un sistema descrito mediante una ecuación diferencial lineal e invariante en el tiempo se define como el cociente entre la transformada de Laplace de la salida (función de respuesta) y la transformada de Laplace de la entrada (función de excitación) bajo la suposición de que todas las condiciones iniciales son cero.

$$\begin{aligned} \text{Función de transferencia} = G(s) &= \frac{L[\text{salida}]}{L[\text{entrada}]}\bigg|_{\text{condiciones iniciales cero}} \\ &= \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Donde ‘Y’ es la salida del sistema y ‘X’ es la entrada.

A partir del concepto de función de transferencia, es posible representar la dinámica de un sistema mediante ecuaciones algebraicas en el dominio s . Si la potencia más alta de s en el denominador de la función de transferencia es igual a n , el sistema se denomina sistema de orden n -ésimo.

2.7.5 Sistemas de control automáticos

Un sistema de control puede tener varios componentes. Para mostrar las funciones de cada componente en ingeniería de control, por lo general se usa una representación apoyada en diagrama de bloques. Un diagrama de bloques de un sistema es una representación gráfica de las funciones que lleva a cabo cada componente y el flujo de señales. Tales diagramas muestran las relaciones existentes entre los diversos componentes.

En un diagrama de bloques todas las variables del sistema se enlazan unas con otras mediante bloques funcionales. El bloque funcional o simplemente bloque es un símbolo para representar la operación matemática que tal bloque practica sobre la señal de entrada para producir la salida. Las funciones de transferencia de los componentes por lo general se

introducen en los bloques correspondientes, que se conectan mediante flechas para indicar la dirección del flujo de señales.

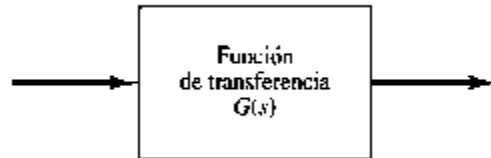


Figura 2.12 Elemento de un diagrama de bloques.

Obsérvese que las dimensiones de la señal de salida del bloque son las dimensiones de la señal de entrada multiplicadas por las dimensiones de la función de transferencia en el bloque. Debe señalarse que, en un diagrama de bloques, la principal fuente de energía no se muestra explícitamente y que el diagrama de bloques de un sistema determinado no es único. Es posible dibujar varios diagramas de bloques diferentes para un sistema, dependiendo del punto de vista del análisis.

La Figura 2.13 muestra un ejemplo de un diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado. La salida $C(s)$ se realimenta al punto de suma, donde se compara con la entrada de referencia $R(s)$. La naturaleza en lazo cerrado del sistema se indica con claridad en la Figura 2.14. La salida del bloque, $C(s)$ en este caso, se obtiene multiplicando la función de transferencia $G(s)$ por la entrada al bloque, $E(s)$. Cualquier sistema de control lineal puede representarse mediante un diagrama de bloques formado por puntos de suma, bloques y puntos de ramificación.

Cuando la salida se realimenta al punto de suma para compararse con la de referencia, es necesario convertir la forma de la señal de salida en la de la señal de entrada. Esta conversión se consigue mediante el elemento de realimentación, cuya función de transferencia es $H(s)$, como se aprecia en la Figura 2.14. La función del elemento de realimentación es modificar la salida antes de compararse con la entrada.

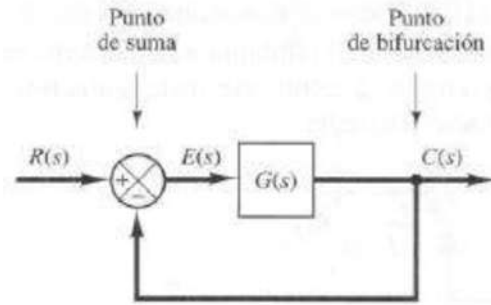


Figura 2.13 Diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado.

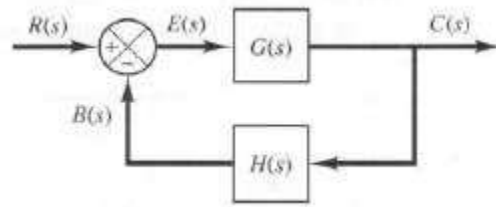


Figura 2.14 Sistema en lazo cerrado.

En base a la Figura 2.14 se definen tres tipos de funciones de transferencia, la función de transferencia en lazo abierto, la función de transferencia de la trayectoria directa y la función de transferencia en lazo cerrado.

Función de transferencia en lazo abierto

$$\frac{B(s)}{E(s)} = G(s)H(s) \quad (2.18)$$

Función de transferencia de la trayectoria directa

$$\frac{C(s)}{E(s)} = G(s) \quad (2.19)$$

Función de transferencia en lazo cerrado

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (2.20)$$

Un controlador automático compara el valor real de la salida de una planta con la entrada de referencia (el valor deseado), determina la desviación y produce una señal de control que reduce la desviación a cero o a un valor pequeño. La manera en la cual el controlador automático produce la señal de control se denomina acción de control. La Figura 2.15 es un diagrama de bloques de un sistema de control industrial que consiste en un controlador automático, un actuador, una planta y un sensor. El controlador detecta la señal de error, que por lo general, está en un nivel de potencia muy bajo, y la amplifica a un nivel suficientemente alto. La salida de un controlador automático se alimenta a un actuador, como un motor o una válvula neumática, un motor hidráulico o un motor eléctrico.

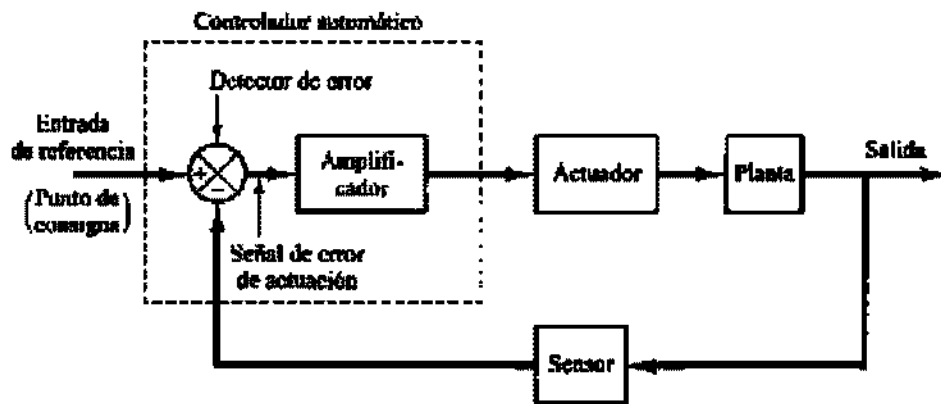


Figura 2.15 Diagrama de bloques de un sistema de control industrial, formado por un controlador automático, un actuador, una planta y un sensor.

Los controladores industriales se clasifican, de acuerdo con sus acciones de control, como:

1. De dos posiciones o controladores on-off.
2. Controladores proporcionales.
3. Controladores integrales.
4. Controladores proporcionales-integrales.
5. Controladores proporcionales-derivativos.
6. Controladores proporcionales-integrales-derivativos.

La mayoría de los controladores industriales emplean como fuente de energía la electricidad o un fluido presurizado, como el aceite o el aire. Los controladores también

pueden clasificarse, según el tipo de energía que utilizan en su operación, como neumáticos, hidráulicos o electrónicos.

A continuación se muestran las funciones de transferencia para los controladores que combinan los efectos de las acciones proporcional, integral y derivativo para un sistema.

Función de transferencia de un **controlador proporcional**, donde K_p representa la ganancia proporcional:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (2.21)$$

Función de transferencia de un **controlador integral**, donde K_i representa la ganancia integral:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (2.22)$$

Función de transferencia de un **controlador proporcional-integral**, donde T_i es el tiempo integral. El inverso de T_i se conoce como velocidad de reajuste, la cual da la cantidad de veces que se actualiza la parte proporcional de la acción de control:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad (2.23)$$

Función de transferencia de un **controlador proporcional-derivativo**, donde T_d es la constante de tiempo derivativo. La acción de control derivativa se le llama a veces como control de velocidad. T_d es el intervalo de tiempo durante el cual la acción de velocidad hace avanzar el efecto de la acción proporcional. La acción derivativa tiene la ventaja de ser preventiva, pero amplifica las señales de ruido. Nunca se usa sola, y es útil sólo en los transitorios:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d s) \quad (2.24)$$

Función de transferencia de un controlador **proporcional-integral-derivativo**, donde T_i se denomina como tiempo integral:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.25)$$

La Figura 2.18 muestra un sistema en lazo cerrado sujeto a una perturbación. Cuando se presentan dos entradas (la entrada de referencia y la perturbación) en un sistema lineal, cada una de ellas puede tratarse de forma independiente y las salidas correspondientes a cada entrada pueden sumarse para obtener la salida completa.

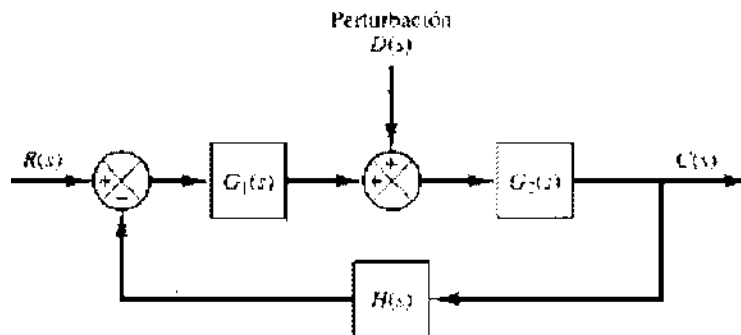


Figura 2.16 Sistema de lazo cerrado sujeto a perturbaciones.

2.7.6 Análisis de la respuesta transitoria y estacionaria

Una vez obtenido el modelo matemático del sistema, existen varios métodos para el análisis del comportamiento del sistema. Para comparar los comportamientos de los diversos sistemas de control se utilizan señales de prueba porque existe una correlación entre las características de respuesta de un sistema para una señal de entrada de prueba común y la capacidad del sistema de manejar las señales de entrada reales.

Las señales de prueba que se usan regularmente son funciones escalón, rampa, parábola, impulso, etc. La respuesta en el tiempo de un sistema de control consta de dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta en estado estacionario.

Al diseñar un sistema de control, se debe contar con la capacidad de predecir su comportamiento dinámico a partir del conocimiento de los componentes. La característica más importante del comportamiento dinámico de un sistema de control es la estabilidad absoluta. Un sistema de control está en equilibrio si, en ausencia de cualquier perturbación o entrada, la salida permanece en el mismo estado. Aparte deben recibir una cuidadosa atención la estabilidad relativa y el error en estado estacionario. La estabilidad relativa se refiere a las oscilaciones que se presentan durante la respuesta transitoria. Si la salida de un sistema de estado estacionario no coincide exactamente con la entrada, se dice que el sistema tiene un error estacionario.

2.7.7 Sistemas de segundo orden

La función de transferencia de un servosistema se muestra en la Figura 2.19, la función contiene un elemento controlador proporcional de ganancia K. Esta función de transferencia se usa para determinar las respuestas de este sistema a entradas escalón y poder clasificar los diferentes comportamientos observados.

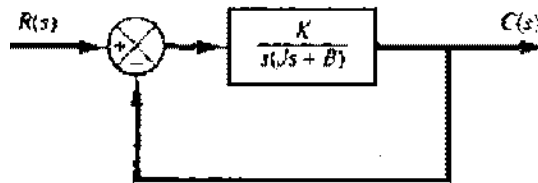


Figura 2.17 Diagrama de bloques simplificado.

La función de transferencia en lazo cerrado se obtiene como:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{Js^2 + Bs + K} = \frac{K/J}{s^2 + (B/J)s + K/J} \quad (2.26)$$

Si se compara esta función de transferencia con la forma estándar de sistemas de segundo orden que se muestra a continuación, se pueden obtener los términos de:

atenuación (σ), frecuencia natural no amortiguada (ω_n), y el factor de amortiguamiento relativo del sistema (ζ).

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.27)$$

$$\frac{K}{J} = \omega_n^2, \quad \frac{B}{J} = 2\zeta\omega_n = 2\sigma \quad (2.28)$$

$$\zeta = \frac{B}{B_c} = \frac{B}{2\sqrt{JK}} \quad (2.29)$$

Si $0 < \zeta < 1$, los polos en lazo cerrado son complejos conjugados y se encuentran en el semiplano izquierdo del plano s . El sistema se denomina entonces subamortiguado y la respuesta transitoria es oscilatoria. Si $\zeta = 1$, el sistema se denomina críticamente amortiguado. Los sistemas sobreamortiguados corresponden a $\zeta > 1$.

- Caso subamortiguado ($0 < \zeta < 1$): Para una entrada escalón unitario, $C(s)$ se escribe como :

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.30)$$

La señal de error presentada por un sistema subamortiguado de segundo orden es una oscilación sinusoidal amortiguada. En estado estacionario, o en $t = \infty$, no existe un error entre la entrada y la salida.

- Caso críticamente amortiguado ($\zeta = 1$): si los dos polos de $C(s)/R(s)$ son casi iguales, el sistema se aproxima mediante uno críticamente amortiguado, para una entrada escalón unitario, $C(s)$ se escribe como:

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{(s + \omega_n)^2} \quad (2.31)$$

- Caso sobreamortiguado ($\zeta > 1$): en este caso, los dos polos de $C(s)/R(s)$ son reales negativos y diferentes. Para una entrada escalón unitario, $C(s)$ se escribe como:

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{(s + \zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1})(s + \zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1})} \quad (2.32)$$

La Figura 2.18 contiene una familia de curvas $c(t)$ con diversos valores de ζ , donde la abscisa es la variable adimensional $\omega_n t$. Las curvas sólo son funciones de ζ y se obtienen a partir de la transformada de Laplace (en función del tiempo) de las ecuaciones con entrada escalón unitario para los tres casos de amortiguamiento.

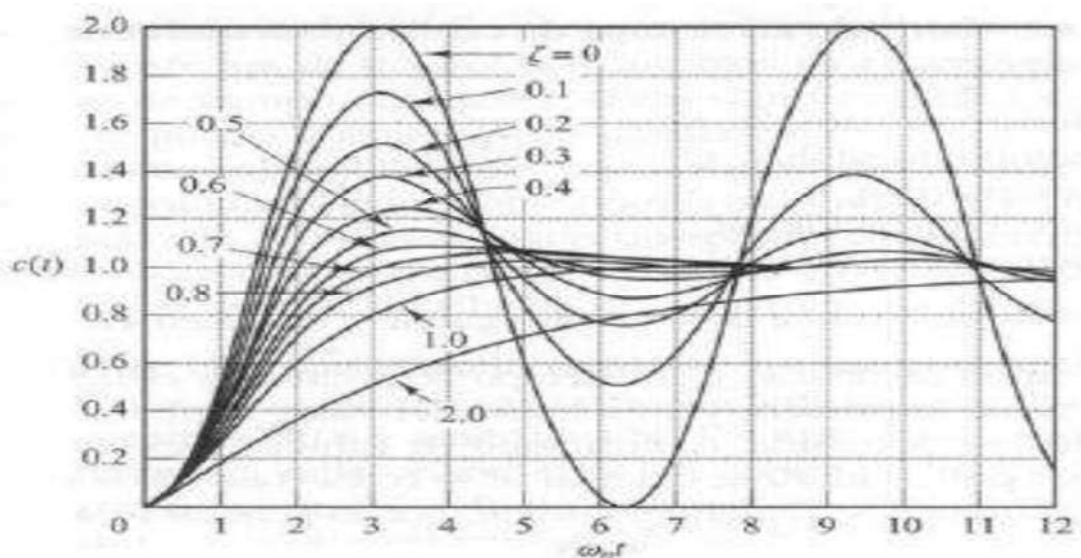


Figura 2.18 Curvas de respuesta a escalón unitario del sistema mostrado en la Figura 2.19

En la Figura 2.18 se observa que un sistema subamortiguado con ζ entre 0.5 y 0.8 se acerca al valor final con mayor rapidez que un sistema críticamente amortiguado o sobreamortiguado. Entre los sistemas que responden sin oscilación, un sistema críticamente amortiguado presenta la respuesta más rápida.

En muchos casos prácticos, las características de desempeño deseadas del sistema de control se especifican en términos de cantidades en el dominio del tiempo. Las características de desempeño de un sistema suelen especificarse en términos de una entrada escalón unitario ya que si se conoce esta respuesta, es posible calcular la respuesta a cualquier otra entrada mediante técnicas matemáticas.

Al especificar las características de la respuesta transitoria de un sistema de control para una entrada escalón unitario, es común especificar lo siguiente:

1. Tiempo de retardo, t_d
2. Tiempo de subida, t_r
3. Tiempo pico, t_p
4. Sobreelongación, M_p
5. Tiempo de asentamiento, t_s

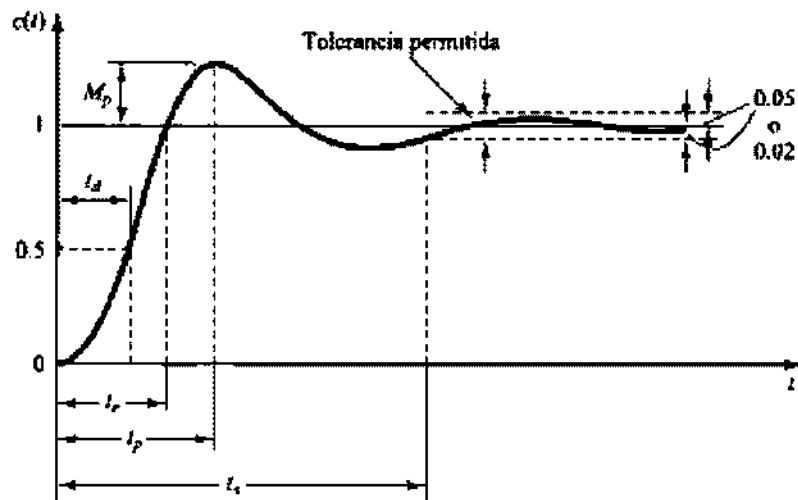


Figura 2.19 Curva de respuesta a escalón unitario con t_d , t_r , t_p , M_p y t_s .

Para ciertas aplicaciones en las que no se pueden tolerar oscilaciones, es conveniente que la respuesta transitoria sea suficientemente rápida y amortiguada. Por tanto para una respuesta transitoria conveniente de un sistema de segundo orden, el factor de amortiguamiento relativo debe estar entre 0.4 y 0.8.

Haciendo un análisis de los términos característicos en la respuesta transitoria se puede evidenciar que para una respuesta rápida, ω_n debe ser grande. Para limitar la sobreelongación máxima M_p y para reducir el tiempo de asentamiento, el factor de amortiguamiento relativo ζ debe no ser demasiado pequeño. La relación entre la

sobreelongación en porcentaje M_p y el factor de amortiguamiento relativo ζ se presenta en la Figura 2.18. Obsérvese que si el factor de amortiguamiento relativo está entre 0.4 y 0.7, el porcentaje de Sobreelongación máxima para la respuesta escalón está entre 25 y 4%.

2.7.8 Efectos de las acciones de control integral y derivativo en el comportamiento del sistema

Aquí sólo se considerarán los sistemas simples para apreciar con claridad los efectos de las acciones de control integral y derivativo en el comportamiento de un sistema.

En el control proporcional de una planta cuya función de transferencia no posee un integrador $1/s$, hay un error estacionario o desplazamiento (offset) en la respuesta para una entrada escalón. Tal offset se elimina si se incluye la acción de control integral en el controlador.

En el control integral de una planta, la señal de control, que es la señal de salida a partir del controlador es en todo momento el área bajo la curva de la señal de error hasta tal momento. La señal de control $u(t)$ tiene un valor diferente de cero cuando la señal de error $e(t)$ es cero, como se aprecia en la Figura 2.20. Esto es imposible en el caso del controlador proporcional, ya que una señal de control diferente de cero requiere una señal de error diferente de cero (Figura 2.21).



Figura 2.20 Gráficas de las curvas de $e(t)$ y $u(t)$ con señales de control distintas de cero cuando la señal de error es cero (control integral).

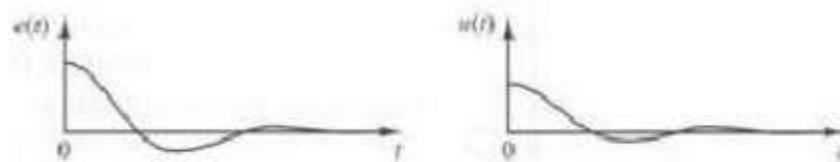


Figura 2.21 Gráficas de las curvas de $e(t)$ y $u(t)$ con señal de control cero cuando la señal de error es cero (control proporcional).

Se puede demostrar que un control proporcional de un sistema sin un integrador originará un error en estado estacionario frente a una entrada escalón. El error en estado estacionario es:

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{T s + 1}{T s + 1 + K} = \frac{1}{K + 1} \quad (2.33)$$

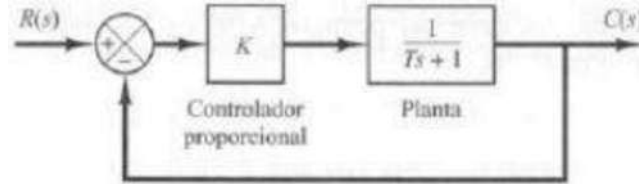


Figura 2.22 Sistemas de control proporcional.

Dicho error en estado estacionario se denomina offset y se muestra en la Figura 2.23.

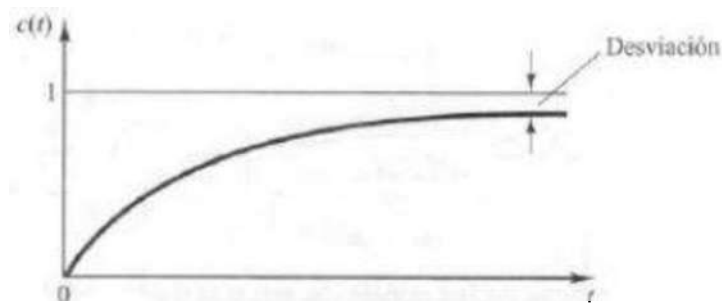


Figura 2.23 Respuesta a escalón unidad y offset

Considerando el controlador de tipo integral que se muestra en la Figura 2.24. El error en estado estacionario como respuesta a un escalón unitario se puede obtener aplicando el teorema del valor final de la manera siguiente:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2 (T s + 1)}{T s^2 + s + K} \frac{1}{s} = 0 \quad (2.33)$$

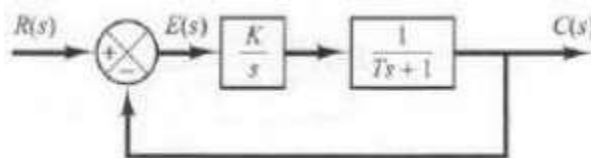


Figura 2.24 Sistema de control integral.

Por lo tanto, el control integral del sistema elimina el error en estado estacionario en respuesta a un escalón unitario.

Cuando una acción derivativa se agrega a un controlador proporcional, ello aporta un modo de obtener un controlador con alta sensibilidad. Una ventaja de usar una acción de control derivativa es que responde a la velocidad de cambio del error y produce una corrección significativa antes de que la magnitud del error se vuelva demasiado grande. Por tanto, el control derivativo prevé el error, inicia una acción correctiva oportuna y tiende a aumentar la estabilidad del sistema. La acción de control derivativo siempre se emplea junto con una acción de control proporcional o proporcional-integral.

2.7.9 Error en estado estacionario en los sistemas de control con realimentación unitaria

Los errores de un sistema de control se pueden atribuir a muchos factores. Los cambios en la entrada de referencia provocan errores inevitables durante los periodos transitorios y también pueden producir errores en estado estacionario. Las imperfecciones en los componentes del sistema, tales como la fricción estática, juego o bamboleo y la deriva del amplificador, al igual que el envejecimiento o el deterioro, provocan errores en el estado estacionario.

Cualquier sistema de control físico sufre, por naturaleza, un error en estado estable en respuesta a ciertos tipos de entrada. El que un sistema determinado exhiba un error en estado estacionario para un tipo específico de entrada depende del tipo de función de transferencia en lazo abierto del sistema.

Los sistemas de control se clasifican de acuerdo con su capacidad de seguir entradas escalón, rampa, parábola, etc. Las magnitudes de los errores en estado estacionario producidos por estas entradas individuales indican la bondad del sistema. Considérese el sistema de control con realimentación unitaria con la siguiente función de transferencia

$$G(s) = \frac{K(T_a s + 1)(T_b s + 1) \cdots (T_m s + 1)}{s^N (T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \cdots (T_p s + 1)} \quad (2.34)$$

Este sistema contiene el término s^N en el denominador, que representa un polo de multiplicidad N en el origen. El esquema de clasificación actual se basa en la cantidad de integraciones indicadas por la función de transferencia en lazo abierto, un sistema se

denomina de tipo N . Conforme el número del tipo es mayor, mejora la precisión; sin embargo, aumentar el número del tipo agrava el problema de la estabilidad. Siempre es necesario un equilibrio entre la precisión en estado estacionario y la estabilidad relativa. En la práctica, es muy raro tener sistemas de tipo 3 o superiores.

Para un sistema de tipo 0, la constante de error de posición estática K_P es finita, mientras que, para un sistema de tipo 1 o mayor, K_P es infinita. De esta manera se sabe que la respuesta de un sistema de control de realimentación para una entrada escalón implica un error en estado estacionario si no existe un integrador en la trayectoria directa. En las figuras 2.27 y 2.28 a continuación se puede observar los errores en estado estacionario otras funciones de entrada.

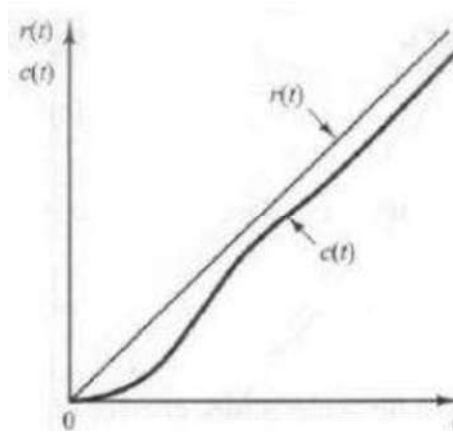


Figura 2.25 Respuesta de un sistema con realimentación unitaria de tipo 1 para una rampa de entrada.

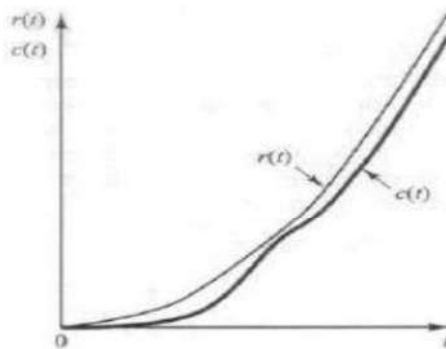


Figura 2.26 Respuesta de un sistema de tipo 2 con realimentación unitaria a una entrada parabólica.

Un sistema de tipo 0 es incapaz de seguir una entrada rampa en el estado uniforme. El sistema de tipo 1 con realimentación unitaria sigue la entrada rampa con un error finito. El sistema de tipo 2 o mayor sigue una entrada rampa con un error de cero en estado estacionario. Obsérvese que tanto los sistemas de tipo 0 como los de tipo 1 son incapaces de seguir una entrada parábola en estado estacionario. El sistema de tipo 2 con realimentación unitaria puede seguir una entrada parábola con una señal de error finita.

La Tabla 2.1 resume los errores en estado estacionario para los sistemas de tipo 0, de tipo 1 y de tipo 2 cuando están sujetos a diversas entradas. Los valores finitos para los errores en estado estacionario aparecen en la línea diagonal. Sobre la diagonal, los errores en estado estacionario son infinitos; bajo la diagonal, son cero.

Tabla 2.1 Error en estado estacionario en función de la ganancia K.

	Entrada escalón $r(t) = 1$	Entrada rampa $r(t) = t$	Entrada aceleración $r(t) = \frac{1}{2}t^2$
Sistema tipo 0	$\frac{1}{1+K}$	∞	∞
Sistema tipo 1	0	$\frac{1}{K}$	∞
Sistema tipo 2	0	0	$\frac{1}{K}$

Debe señalarse que para mejorar el comportamiento en estado estacionario se aumenta el tipo del sistema agregando uno o más integradores a la trayectoria directa. Sin embargo, esto introduce un problema de estabilidad adicional.

Capítulo 3. Descripción del hardware del sistema desarrollado

3.1 Diagrama del Sistema desarrollado

En la Figura 3.1 se ilustra el diagrama de bloques del sistema desarrollado e implementado.

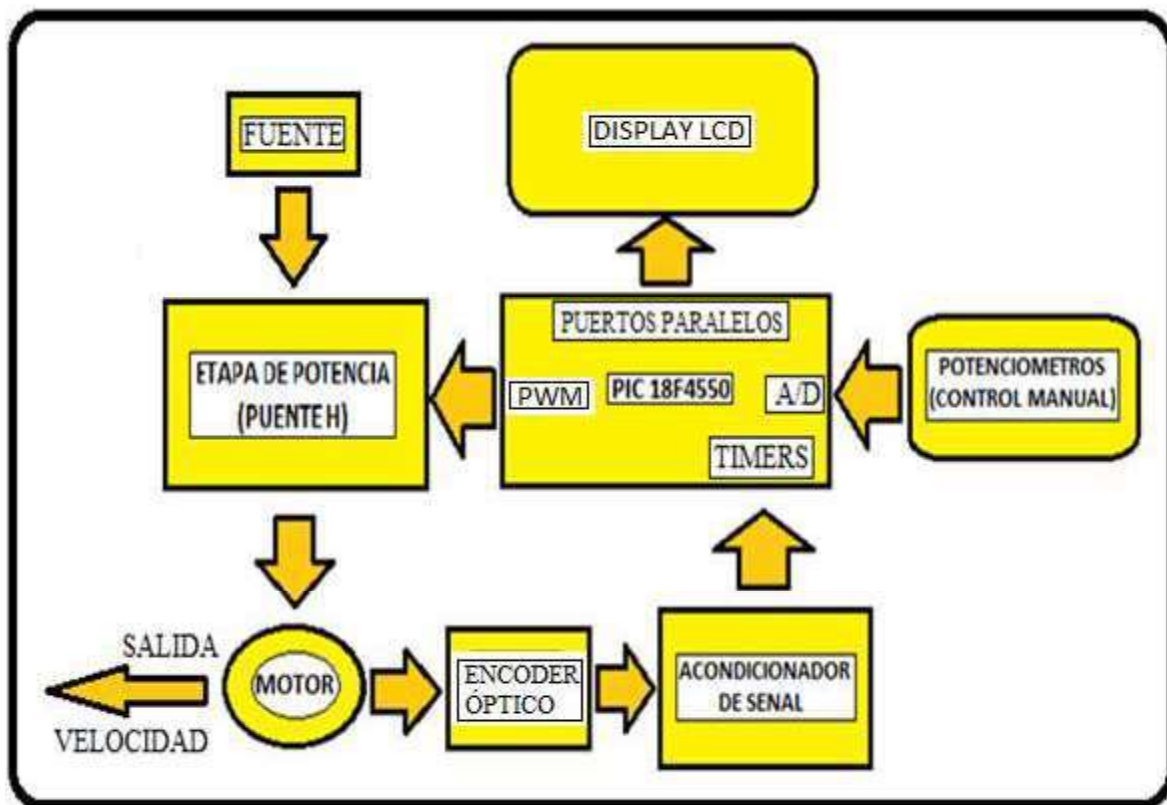


Figura 3.1 Diagrama de bloques del sistema desarrollado.

3.2 Motor utilizado

El motor que se utilizó es un motor de corriente directa (CD) con escobillas con una velocidad nominal de 10000RPM@24Volts y 2 amperes como carga nominal; al motor se le ha acoplado un sensor de velocidad opto-electrónico (tacómetro) también llamado *encoder*. De acuerdo a la documentación consultada, a este conjunto también se le llama servomotor y se define como un motor eléctrico que cuenta con la capacidad de ser controlado, tanto en velocidad como en posición. En la Figura 3.2 se muestra el motor con

el *encoder* adosado al eje, este último se describe posteriormente en la sección 3.3 Encoder

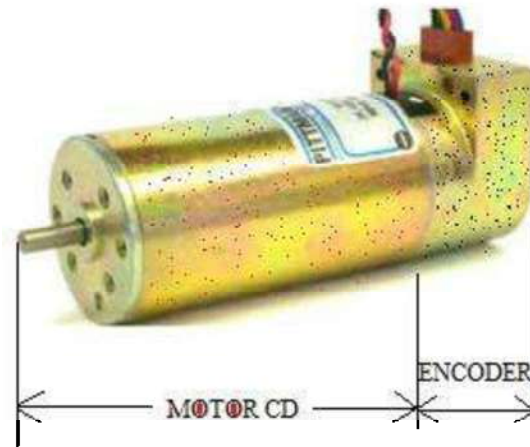


Figura 3.2 servomotor y *encoder* adosado al eje.

3.3 Encoder

Para comenzar definamos lo que es un *encoder* ver Figura 3.3. Un *encoder* es un transductor rotativo que transforma un movimiento angular en una serie de impulsos digitales. Estos impulsos generados pueden ser utilizados para controlar los desplazamientos de tipo angular o de tipo lineal. Su propósito es actuar como un dispositivo de realimentación digital en sistemas de control integrado. El codificador encuentra su principal campo de aplicación en los sistemas de control de movimiento.

Se utilizó un *encoder* incremental que se alimenta con 5 Volts, cuenta con 2 canales de salida de señal digital TTL y proporciona una resolución de 96 cuentas por revolución (CPR). Este *encoder* es el encargado de medir la velocidad, siendo éste uno de los tipos de *encoder* más usados en la industria. Su principio de funcionamiento se basa en la generación pulsos al girar el eje, empleando este número de impulsos por vuelta para determinar la velocidad del eje, la posición de dicho eje o la medida de una longitud.

Los encoders se pueden diferenciar en:

- Unidireccionales: Se utilizan en aplicaciones donde no es necesario detectar el sentido de rotación.
- Bidireccionales: Se utilizan en aplicaciones donde es necesario discriminar el sentido de giro.



Figura 3.3 *Encoder* incremental.

El *encoder* incremental dispone en su interior de un disco marcado con una serie de líneas uniformes a través de una única pista alrededor de su perímetro (Figura 3.4), con las líneas opacas a la luz y líneas transparentes de igual espesor que las opacas. También existe una unidad emisora de luz y una unidad de captación de la misma luz, por lo que al girar el disco se producen periodos en los que las líneas opacas interrumpen el haz de luz que llega a la unidad receptora. Así, dicha unidad genera una serie de pulsos correspondientes a las salidas del *encoder*.



Figura 3.4 Disco interior de un *encoder* incremental

3.3.1 Funcionamiento

El *encoder* entrega una serie de pulsos en cuadratura a través de dos canales, y dependiendo de la secuencia que estos tengan se obtiene el incremento o decremento de la posición en que se encuentre el motor de CD. En la Figura 3.5 es mostrada la serie de pulsos que entrega este dispositivo a través de sus 2 canales:

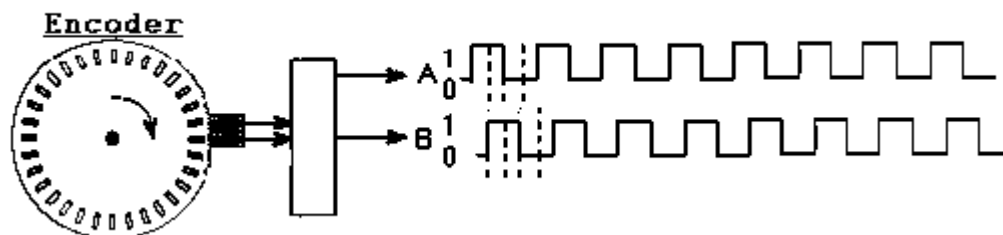


Figura 3.5 Forma de onda entregada por un *encoder*.

Contando un sólo bit o decodificando un grupo de bits, los pulsos pueden ser convertidos a una medida de posición relativa o absoluta. Los *encoders* tienen las dos configuraciones: lineal y rotativa, pero el tipo más común es rotativo. Los *encoders*

rotativos se fabrican en dos formas básicas: el codificador absoluto donde una única palabra digital corresponde a cada posición de giro del eje, y el codificador incremental, que produce pulsos digitales a medida que gira el eje, permitiendo la medición de la posición relativa del eje.

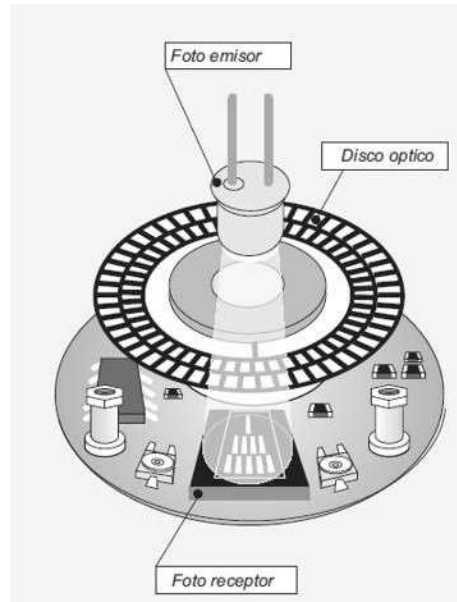


Figura 3.6 Estructura de un encoder.

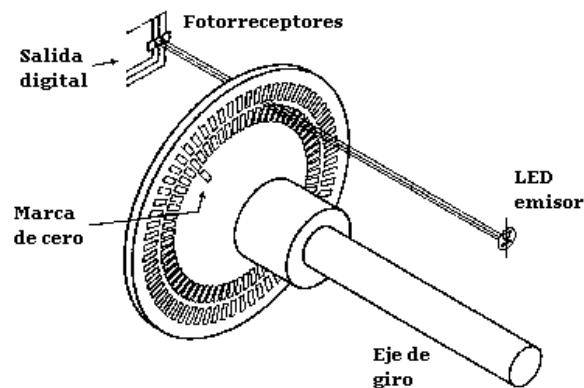


Figura 3.7 *Encoder* incremental adosado al eje.

3.4 Decodificador

En esta etapa se utiliza un circuito con flip flop tipo D dual (74CH74), el cual se encarga de filtrar y decodificar los pulsos generados por los fotorreceptores considerando sólo a transiciones de alto a bajo del tacómetro debido a que sólo se realiza el control de

velocidad del motor. No es necesario en esta primera parte obtener el sentido de giro del motor, sin embargo, se implementó el circuito para realizar el control de posición del motor posteriormente.

En la Figura 3.8 se muestra el diagrama de tiempo, indicando la salida del circuito decodificador para cada dirección de giro del motor.

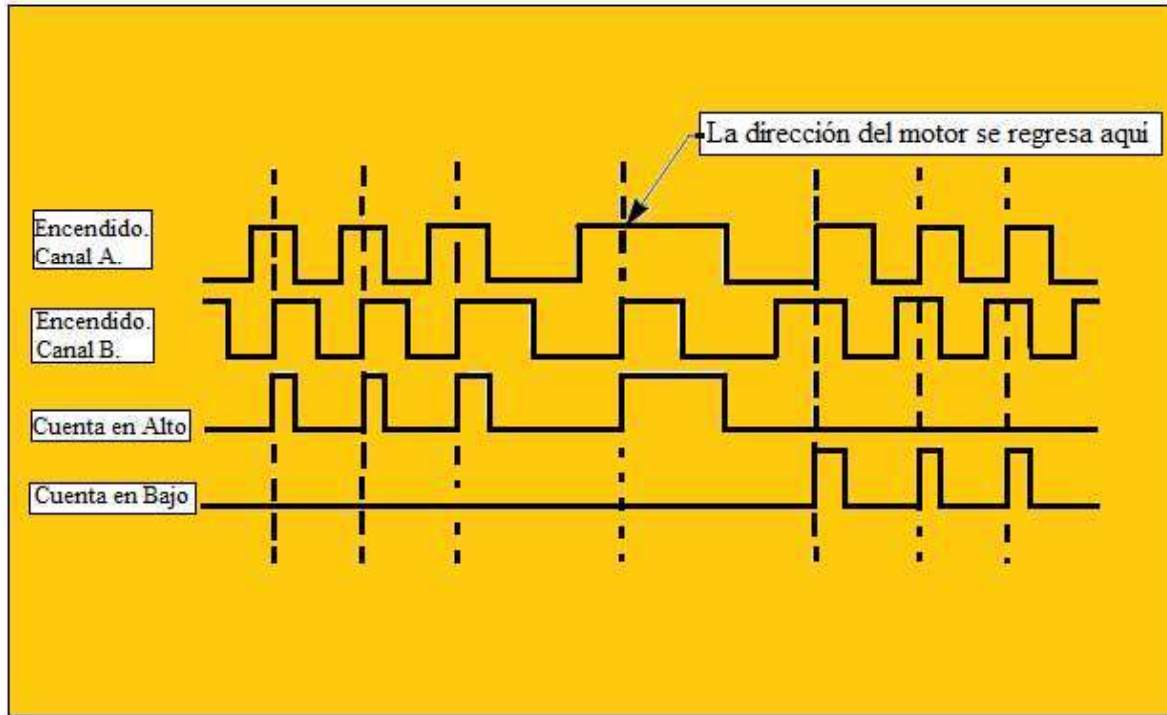


Figura 3.8 Diagrama de tiempo del circuito decodificador.

Es posible decodificar las salidas del *encoder* de tal manera que los pulsos de salida sean generados en dos pines diferentes; los pulsos que se obtienen en un pin indican la dirección en un sentido y los pulsos en el otro pin indican que la dirección se da en sentido contrario, en este caso se genera para cada transición en la señal de salida del *encoder* un pulso a la salida del codificador lo cual se ve en un incremento de 4x de la resolución del *encoder*. Sin embargo, en nuestro trabajo sólo se utilizó un sistema donde se obtiene 1 pulso, por lo tanto el circuito de decodificación es de 1x. Este circuito se implementa por simplicidad como se muestra en la Figura 3.9.

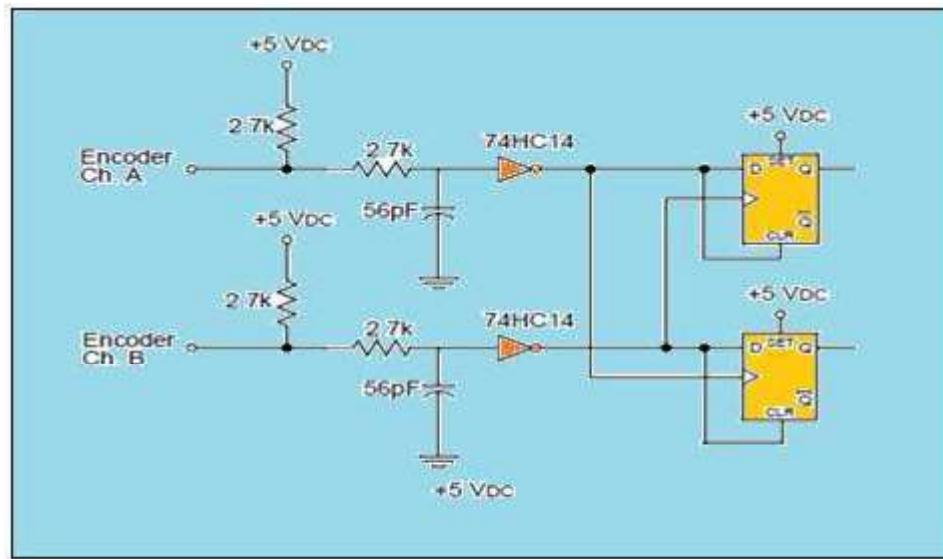


Figura 3.9 Decodificador.

El pulso de salida de subida y bajada del *encoder* es conectado al *flip flop* tipo D, y las salidas de los *flips flops* son conectados a las entradas del *TIMER0* y *TIMER1* respectivamente, los cuales están configurados en modo. De esta manera, la posición o distancia de los trayectos acumulados de adelanto y retraso son mantenidos por los *timers* mientras el microcontrolador puede estar realizando otras tareas.

3.5 Microcontrolador

Los **PIC's** son una familia de microcontroladores tipo RISC fabricados por Microchip Technology Inc. y derivados del PIC1650, desarrollado originalmente por la división de microelectrónica de General Instrument.

El nombre actual no es un acrónimo. En realidad, el nombre completo es **PICmicro**, aunque generalmente se utiliza como *Peripheral Interface Controller* (controlador de interfaz periférico).

El PIC original se diseñó para ser usado en el CPU de 16 bits CP16000. Siendo en general una buena CPU, ésta tenía malas prestaciones de E/S, y el PIC de 8 bits se desarrolló en 1975 para mejorar el rendimiento del sistema quitando peso de E/S a la CPU. El PIC utilizaba microcódigo simple almacenado en ROM para realizar estas tareas, y aunque el término no se usaba por aquel entonces, se trata de un diseño RISC que ejecuta una instrucción por cada 4 ciclos del oscilador.

En 1985 la división de microelectrónica de General Instrument se separa como compañía independiente que es incorporada como filial (el 14 de diciembre de 1987 cambia el nombre a Microchip Technology y en 1989 es adquirida por un grupo de inversionistas) y el nuevo propietario canceló casi todos los desarrollos, que para esas fechas eran obsoletos. En su mayoría el PIC, sin embargo, se mejoró con EPROM para conseguir un controlador de canal programable. Hoy en día, multitud de PIC's vienen con varios periféricos incluidos (módulos de comunicación serie, UARTs, núcleos de control de motores, etc.) y con memoria de programa desde 512 a 32,000 palabras (una *palabra* corresponde a una instrucción en ensamblador, y puede ser 12, 14 o 16 bits, dependiendo de la familia específica del microcontrolador PIC).

Antes que nada de acuerdo a la lectura de documentación sobre microcontroladores, se reconoce que un microcontrolador es un dispositivo electrónico capaz de llevar a cabo procesos lógicos. Estos procesos o acciones son programados en lenguaje C o ensamblador, y son introducidos en este a través de un programador.

Un microcontrolador es un solo circuito integrado que contiene todos los elementos electrónicos que se utilizaban para hacer funcionar un sistema basado con un microprocesador; es decir, contiene en un solo circuito integrado la Unidad de Proceso, la memoria RAM, memoria ROM, puertos de entrada, salidas y otros periféricos, con la consiguiente reducción de espacio; por lo tanto el microcontrolador es en definitiva un circuito integrado que incluye todos los componentes de una computadora. Debido a su volumen reducido es posible montar el controlador en el propio dispositivo al que controla. En este caso el controlador recibe el nombre de controlador empotrado (embedded controller).

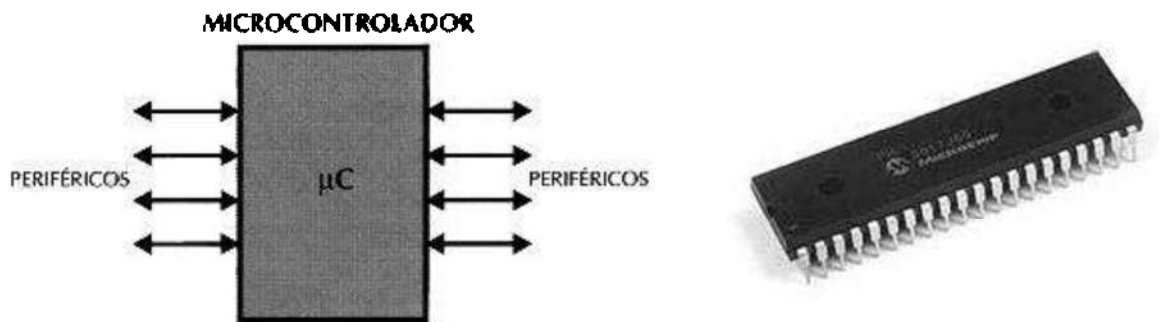


Figura 3.10 PIC18F4550 - empaquetado DIP-40

Una característica particular del procesador PIC18F4550 es que se trata de uno de los PIC's existentes que cuenta con soporte nativo USB, lo cual quiere decir que incluye un controlador USB interno y posee terminales de salida para conectar directo a la PC, sin la necesidad de *pull-ups* o ninguna circuitería externa.

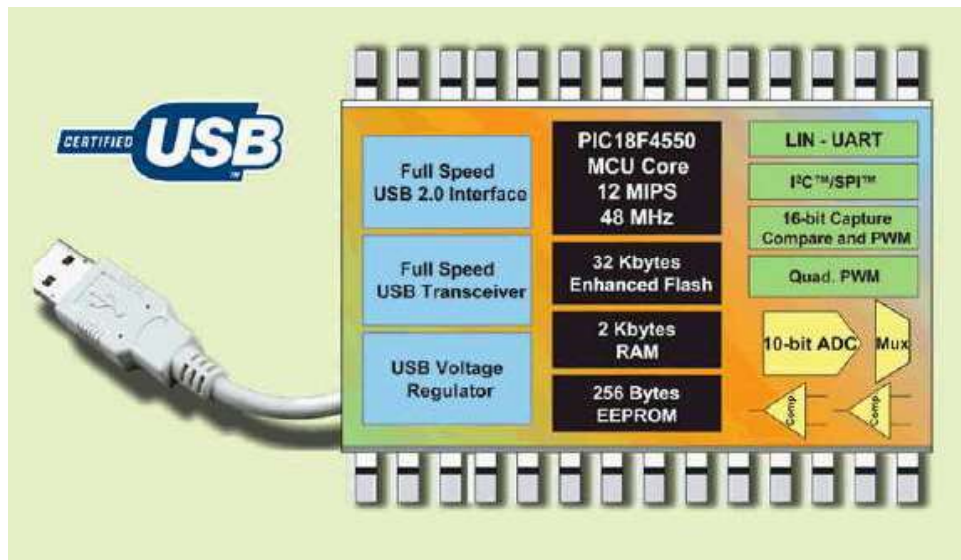


Figura 3.11 Características del PIC 18F4550.

Tabla 3.1 Características del microcontrolador PIC18F4550 y su familia.

CARACTERISTICAS	PIC18F2455	PIC18F2450	PIC18F4455	PIC18F4450
Frecuencia de Operación	Hasta 48MHz	Hasta 48MHz	Hasta 48MHz	Hasta 48MHz
Memoria de Programa (bytes)	24.576	32.768	24.576	32.768
Memoria RAM de Datos (bytes)	2.048	2.048	2.048	2.048
Memoria EEPROM Datos (bytes)	256	256	256	256
Interrupciones	19	19	20	20
Líneas de E/S	24	24	35	35
Temporizadores	4	4	4	4
Módulos de Comparación/Captura/PWM (CCP)	2	2	1	1
Módulos de Comparación/Captura/PWM mejorado (ECCP)	0	0	1	1
Canales de Comunicación Serie	MSSP,EUSART	MSSP,EUSART	MSSP,EUSART	MSSP,EUSART
Canal USB	1	1	1	1
Puerto Paralelo de Transmisión de Datos (SPP)	0	0	1	1
Canales de Conversión A/D de 10 bits	10 Canales	10 Canales	13 Canales	13 Canales
Comparadores analógicos	2	2	2	2
Juego de instrucciones	75 (83 ext.)	75 (83 ext.)	75 (83 ext.)	75 (83 ext.)
Encapsulados	PDIP 28 pines SOIC 28 pines	PDIP 28 pines SOIC 28 pines	PDIP 40 pines QFN 40 pines TQFP 40 pines	PDIP 40 pines QFN 40 pines TQFP 40 pines

El PIC seleccionado soporta cristales y osciladores de varias frecuencias como entrada y tiene post-scaler de manera que el procesador pueda trabajar a una frecuencia de 48 Mhz, con un oscilador que se encuentre entre los 4 y 20 Mhz. Para ello debe configurarse (a través de los bits de configuración) el oscilador que se le ha conectado. Trabajar a 48 Mhz es un requisito para poder utilizar el puerto USB y transferir información a full-speed. El controlador USB, por lo tanto, transfiere a full-speed (1.5 Mbytes/seg) por el puerto correspondiente y es compatible con el estándar USB 2.0.

El PIC 18F4550 también cuenta con 35 terminales de entrada/salida digitales de propósito general (ver pinout más adelante en la Figura 3.12; **Error! No se encuentra el origen de la referencia.** y viene disponible en varios empaquetados, entre ellos DIP-40 lo cual lo hace una alternativa muy popular entre desarrolladores entusiastas y aficionados. Los puertos de entrada/salida son todos compatibles con la tecnología TTL. Cuando se les utiliza como salida, se comporta como un CMOS compatible con TTL, versatilidad que permite manejar cualquier tipo de tecnología. Sin embargo, cuando son configurados los

puertos como entrada hay dos comportamientos posibles: puede ser exclusivamente TTL, o puede ser configurado para TTL o CMOS.

En cuanto a memoria, este PIC posee 32Kb de flash para almacenamiento de programas, 2Kb de SRAM para memoria volátil, y 256 bytes de EEPROM (memoria no-volátil) para almacenamiento permanente de datos, configuraciones y demás.

Cada elemento en el conjunto de instrucciones del PIC posee como longitud una palabra con la excepción de algunas que ocupan dos palabras (CALL, MOVFF, GOTO, LSRF). Utiliza el mecanismo de pipelining para la ejecución de código por lo cual hace que las instrucciones consecutivas se ejecuten en 4 períodos de reloj y las que contienen saltos adicionan 4 ciclos de reloj más.

Otras características interesantes que posee el PIC 18F4550: son timers, interrupciones (externas e internas por timers) con dos niveles de prioridad y disparadas tanto por nivel como por flanco, un comparador analógico con un generador de voltaje de referencias de 16 niveles (útil para implementar un trigger de hardware por nivel).

Por último, el PIC también cuenta con un convertidor analógico de 10-bit que para el diseño del prototipo propuesto es suficiente. Ya que, si bien el oscilador es de 48 Mhz, entre los tiempos de ejecución de las interrupciones y otros periodos (ciclos, etc.) se pueden obtener ritmos de captura mayores a 200 Kmuestra/seg. La Figura 3.12 presenta el pinout del PIC18F4550 en empaquetado DIP-40. En particular se puede reconocer las pines D- y D+ de la conexión USB (terminales 23 y 24).

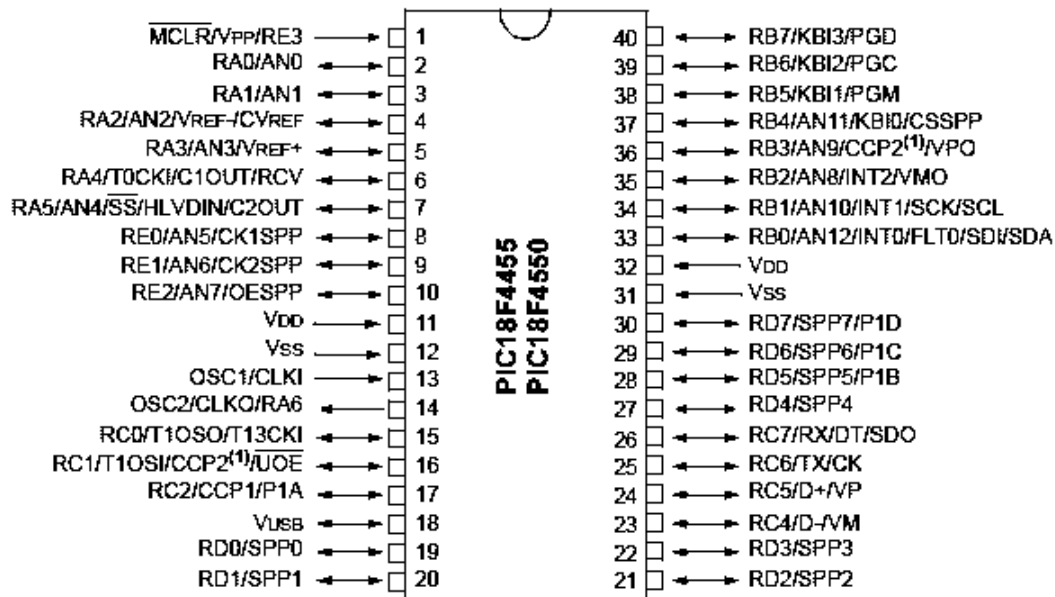


Figura 3.12 Pin out del PIC18F4550

3.5.1 Modo PWM del microcontrolador

Uno de los periféricos más con que cuenta este microcontrolador es el PWM. Este se puede programar para generar una señal PWM que se utilizará en el control de velocidad del motor, y se aprovecho durante el desarrollo de este proyecto.

Modulación del ancho de pulso (PWM)

La modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en ingles) es la variación del ciclo de trabajo de una señal dada, incrementando o decrementando este ciclo de trabajo con una frecuencia de operación fija dependiendo de la aplicación. En la Figura 3.13 se muestra un ejemplo de cómo es modificado el ciclo de trabajo; en la imagen se pueden observar 3 señales las cuales están operando a 10%, 50% y 90% respectivamente.

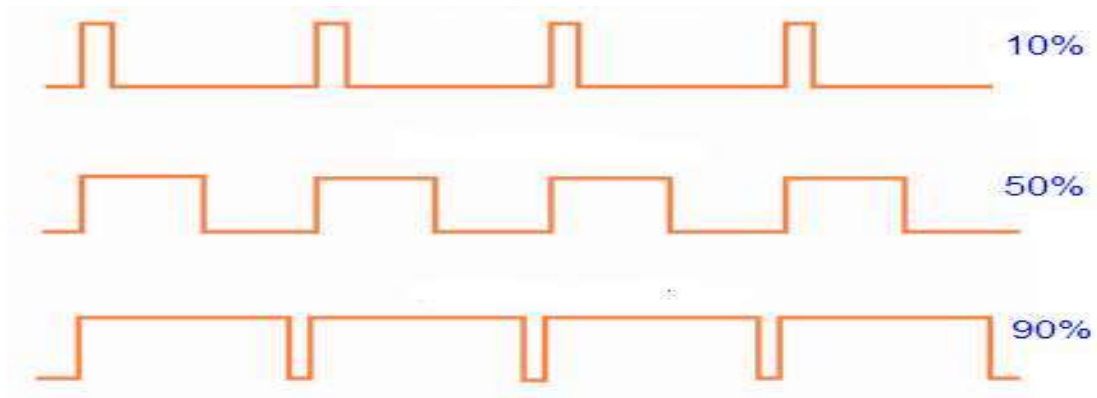


Figura 3.13 Variación de ancho de pulso a diferentes ciclos de trabajo.

Este método es el que interesa en la implementación del control de velocidad del motor ya que mediante este principio es como se lleva a cabo el ajuste de la misma.

3.6 Etapa de potencia

En esta etapa se utiliza un puente H o puente en H (

Figura 3.14); este circuito electrónico permite a un motor eléctrico CD girar en ambos sentidos, *avance* y *retroceso*. Los puentes son ampliamente usados en robótica y como convertidores de potencia. Los puentes H están disponibles como circuitos integrados, pero también pueden construirse a partir de componentes discretos.

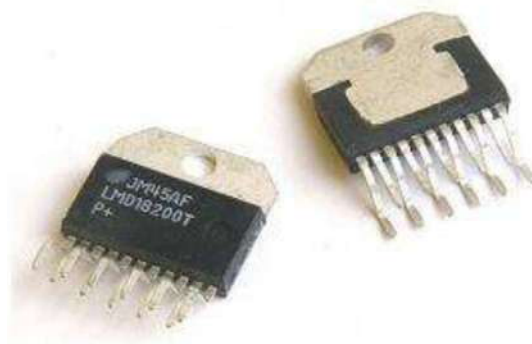


Figura 3.14 Circuito integrado de un puente H.

A partir del driver LMD18200 de National Semiconductors, que incluye internamente un puente en H de transistores DMOS, junto con la lógica de excitación necesaria, y con entradas compatibles con niveles TTL es como se va excitar al motor de CD bajo estudio.

Cuando se realiza el control de un motor de CD con un driver no lineal, como en este caso un puente en H, lo que se persigue es reducir el consumo del driver que va a proporcionar la energía al motor. Para ello, los dispositivos que van a excitar al motor (transistores unipolares, bipolares, IGBTs, etc) deben de trabajar en conmutación, es decir en corte y en saturación.

En esta técnica de excitación de motores de CD, dado que sólo son posibles dos estados de los interruptores de potencia, es posible realizar el control del driver mediante señales digitales. Partiendo de estas condiciones, el control de tensión o de corriente en los motores se realizará variando el tiempo en que la señal digital esté activa o inactiva.

Este control puede realizarse fundamentalmente de dos formas:

- **Manteniendo el tiempo en alto fijo y variando la frecuencia de la señal.** De esta forma se consigue variar el valor medio de la señal (tensión o corriente) y con ello la velocidad del motor. Debido a los problemas que provoca el cambio de frecuencia de conmutación de los dispositivos, este método no suele emplearse.
- **Manteniendo fija la frecuencia de la señal y modificando el tiempo en alto de ésta** (es decir, su ciclo de trabajo). La consecuencia de variar el ciclo de trabajo es, al igual que antes, variar el valor medio de la señal a controlar (tensión o corriente). Este es el método habitual de control y recibe el nombre de control PWM (Pulse Width Modulation).

3.6.1 Circuito integrado LMD18200

El diagrama de bloques del circuito LMD18200 se puede observar en la Figura 3.15.

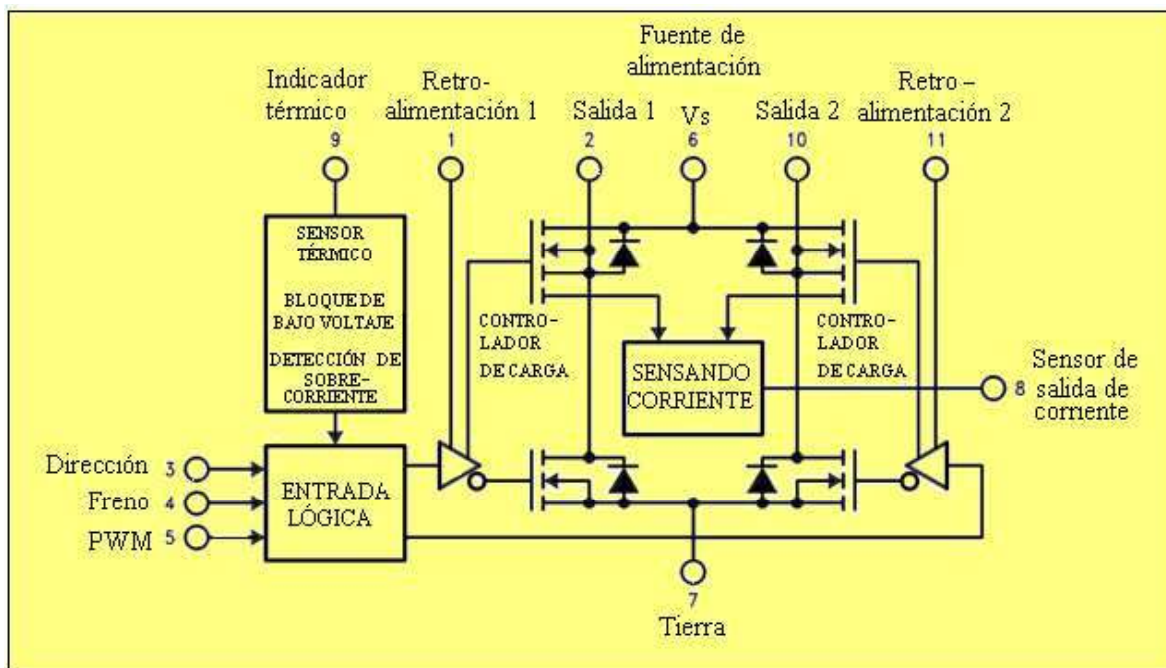


Figura 3.15 Diagrama a bloques del puente H.

Las características más importantes de este circuito son las siguientes:

- Corriente máxima en continua a través de sus terminales de salida 1 (pin 2) y salida 2 (pin 10) de 3A, con tensiones máximas de hasta 55V. Potencia máxima de 25W.
- Corriente de pico de 6 A durante 200ms.
- La alimentación de la parte de potencia del puente (pin 6: V_S) en el rango: +12V hasta +55V
- Transistores DMOS de potencia con una $R_{DS(on)} = 0.3\Omega$, en total 0.6Ω por diagonal del puente.
- Protección interna contra conducción de dos transistores de la misma rama del puente.

- Compatibilidad TTL con todas las señales externas de control.
- Protección térmica interna, con indicador de temperatura a 145°C (pin 9: Salida de indicador térmico, que es una salida en colector abierto activa a nivel bajo) y con bloqueo del puente a 175°C.
- Protección contra cortocircuito en la carga y sobrecorriente (internamente, cuando se ha producido una situación de sobrecarga, se bloquean todos los transistores del puente y automáticamente se monitorea de nuevo esta condición cada 8 μ s, de forma que el puente se reinicia automáticamente).
- Protección ante situaciones de voltaje de alimentación (pin 6: V_s) demasiado bajo (a partir de tensiones menores de 10V se bloquean automáticamente todos los transistores del puente).
- Frecuencia de funcionamiento de hasta 500KHz.
- Alta eficiencia (típico del 90%).
- Incluye diodos de recuperación rápida (70ns en la parte alta del puente y 100nseg en la parte baja) en paralelo con cada transistor MOS.
- Dispone de transistores MOSFETs en la parte alta (1) de la diagonal del puente para el sensado de la corriente que circula por el motor (pin 8: Sensor de salida de corriente, con una sensibilidad típica de 377 μ A/A que circule por cada transistor de la parte superior del puente, con una linealidad, también típica de $\pm 6\%$).

El encapsulado del LMD18200 que se utiliza en el proyecto es el de 11 pines TO-220, tal y como se indica en la Figura 3.16.

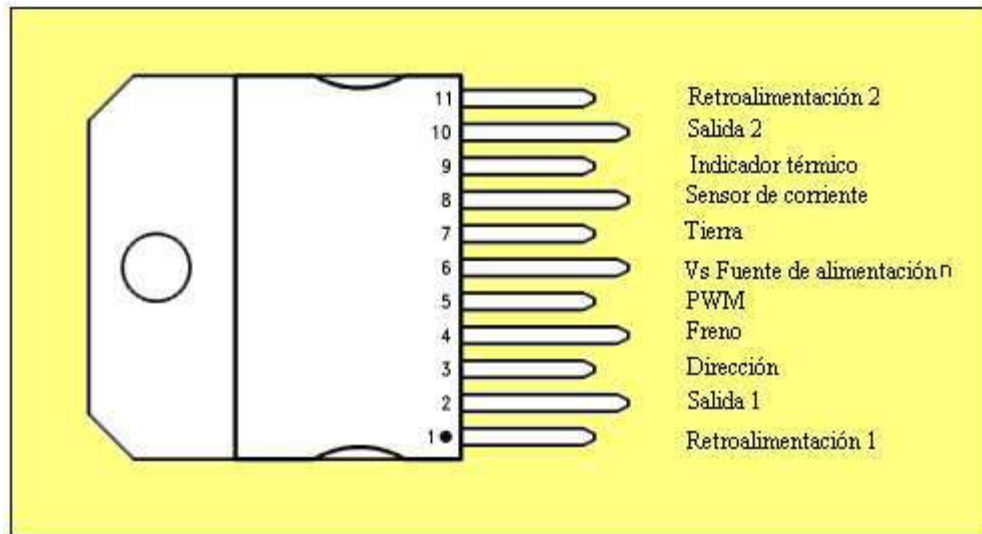


Figura 3.16 Encapsulado del LMD18200.

3.6.2 Transistores DMOS y su comportamiento en los intervalos de recirculación de corriente

Los transistores DMOS permiten que la corriente fluya a través de ellos de forma bidireccional, a la vez que tienen una baja caída de tensión cuando se encuentran en estado de saturación, debido a su baja resistencia $R_{DS(on)}$. Además, dichos transistores llevan asociado un diodo intrínseco en antiparalelo, lo que evita tener que instalarlos externamente para proteger a los transistores en los intervalos en los que existe corriente de recirculación.

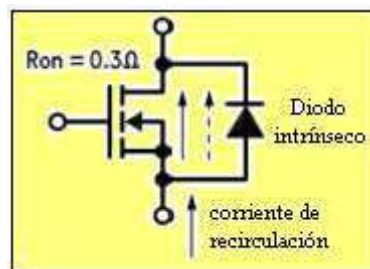


Figura 3.17 Transistor DMOS.

Cuando se utilizan transistores DMOS, la corriente de recirculación se comparte entre el diodo intrínseco, debido a que los transistores DMOS son

capaces de conducir corriente en ambas direcciones como se indica en la Figura 3.17. Para corrientes inferiores a 2A, la caída de tensión en el transistor DMOS ($IDMOS \cdot RDSON$) es menor que la caída de tensión en directo del diodo intrínseco que lleva asociado, y toda la corriente circula por el transistor. Para corrientes superiores a los valores indicados anteriormente, el diodo entra en conducción y la corriente total se comparte entre ambos, transistor y diodo. En la Figura 3.18 se muestra este fenómeno.

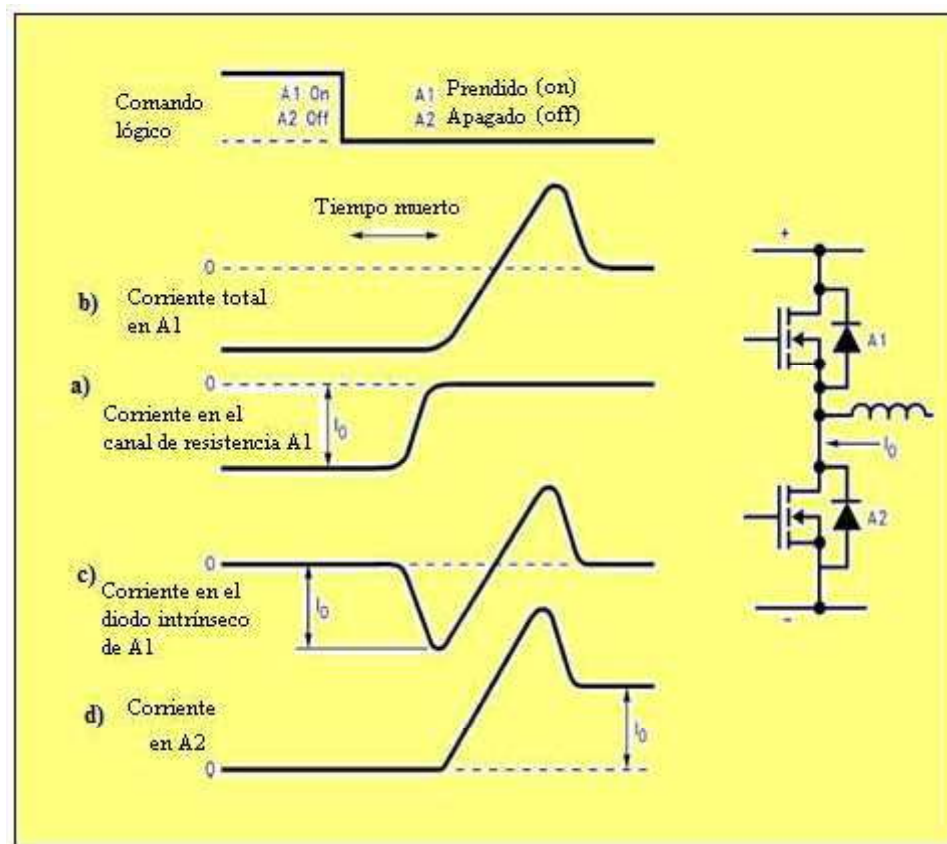


Figura 3.18 Comportamiento de DMOS.

Inicialmente, el transistor del interruptor electrónico A1 está en *on* y conduce corriente de recirculación (en la Figura 3.18a “*current in Channel Resistance of A1*”). Cuando se cambia la señal de control, indicando que A1 debe de ponerse en estado *off* y A2 debe de pasar al estado *on*, como ambos interruptores están situados en la misma rama del puente, ha de introducirse un *tiempo muerto* (en la Figura 3.18b “*Deadtime*”) para evitar cortocircuitar la fuente de alimentación del puente; esto se hace internamente en el LMD18200. Durante este *tiempo muerto*, la corriente fluye por el diodo asociado del transistor A1 (en la Figura 3.18c “*Current in Intrinsic Diode of A1*”). Cuando el interruptor

A2 comienza su conducción el diodo de A1 está conduciendo la totalidad de la corriente inversa de A1. El interruptor A2 debe entonces conducir la corriente de la carga, más la corriente de recirculación del diodo durante un breve período de tiempo, que es el tiempo de recuperación inversa del diodo (típicamente 100ns) tal y como se indica en la Figura 3.18d. Esta corriente adicional que en un caso como tal debe soportar el interruptor A2 ya se consideró en el diseño del LMD18200.

3.6.3 Sensado de corriente en el LMD18200

El sensado de corriente en el LMD18200 se realiza sin utilizar una resistencia de sensado en la línea de GND del puente, eliminando los inconvenientes (disipación de potencia y caída de tensión en la resistencia, no disponible para la bobina del motor, etc) que este método plantea.

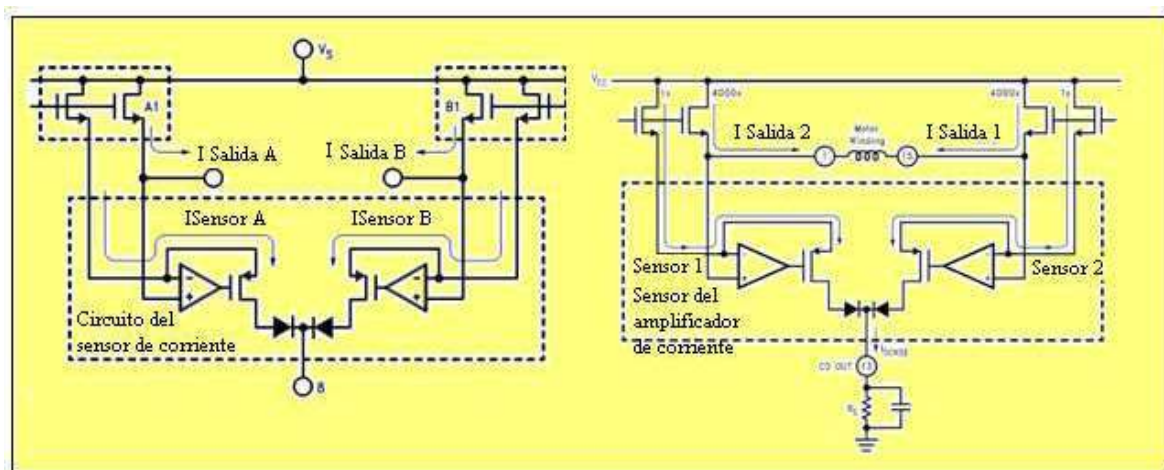


Figura 3.19 Sensado de corriente del LMD18200.

El procedimiento de sensado de la corriente se basa en el hecho de que para construir un transistor DMOS de potencia, se requiere conectar en paralelo un buen número de ellos, aprovechando la ventaja que representa el que el coeficiente de temperatura de la resistencia $R_{DS(on)}$ de estos transistores sea positivo, lo cual permite una auto-ecualización de la corriente que circula por cada uno de ellos: si por alguno circula más corriente, su temperatura aumentará, y por tanto su resistencia, con lo que la corriente que circule por él disminuirá de nuevo. Así, se utilizan unos cuantos, no para contribuir a la corriente total en

la carga (el motor en nuestro caso), sino para realizar el correspondiente sensado de la corriente que circula por todo el transistor.

En la Figura 3.19, se representa en primer lugar el circuito para el LMD18200. La sensibilidad típica es de $377\mu\text{A/A}$ que circule por el transistor de la parte superior del puente.

3.6.4 Señales de control del puente

En cuanto a las señales de control sobre la estrategia de conmutación de los transistores del puente estas son:

- Dirección (pin 3); esta línea controla el sentido de la corriente entre las salidas del puente salida 1 y salida 2, y por tanto el sentido de giro del motor.
- Freno (pin 4); esta entrada se utiliza para realizar el frenado del motor cortocircuitando sus terminales. Cuando se desea realizar el frenado del motor a través de los transistores y diodos asociados del puente, dicha señal debe mantenerse a nivel lógico alto (1), y además es necesario que la entrada *PWM* (pin 5) esté también a nivel lógico alto (1). Los transistores y diodos que realmente cortocircuitan las terminales del motor se determina con el estado lógico de la entrada dirección. Si la dirección = '1', el cortocircuito de los terminales del motor se realiza poniendo en prendido (*on*) los dos transistores de la parte alta (**1**) del puente. Este es el método de frenado que se recomienda porque estos transistores están protegidos por el circuito de protección frente a sobrecorriente. Si *dirección* = '0', el cortocircuito de los terminales del motor se realiza poniendo en *on* los dos transistores de la parte baja (**0**) del puente. Se pueden bloquear todos los transistores del puente haciendo que freno = '1' y *PWM* = '0'.
- PWM (pin 5); esta línea de entrada en conjunto con dirección, determinan el tipo de estrategia de conmutación de los transistores del puente: unipolar o signo-magnitud o bien bipolar o "*Locked Antiphase PWM*".

En la Tabla 3.2 se indica la tabla de verdad de estas tres líneas de entrada:

Tabla 3.2 Tabla de verdad del LM18200.

PWM	DIRECCION	FRENO	CONTROL DE ACTIVACION DE SALIDA
Alto	Alto	Bajo	Fuente 1, Dren 2
Alto	Bajo	Bajo	Dren 1, Fuente 2
Bajo	No importa	Bajo	Fuente 1, Fuente 2
Alto	Alto	Alto	Fuente 1, Fuente 2
Alto	Bajo	Alto	Dren 1, Dren 2
Bajo	No importa	Alto	Nada

Donde “Fuente”, indica que se trata de un transistor de la parte superior del puente, mientras que “Dren” indica que se trata de un transistor de la parte inferior del puente. Para conseguir transiciones correctas en los transistores del puente, deben evitarse que coincidan los flancos, tanto de subida como de bajada, debiéndose introducir un retardo de al menos $1\mu s$ entre sus transiciones, tal y como se indica en la Figura 3.20.

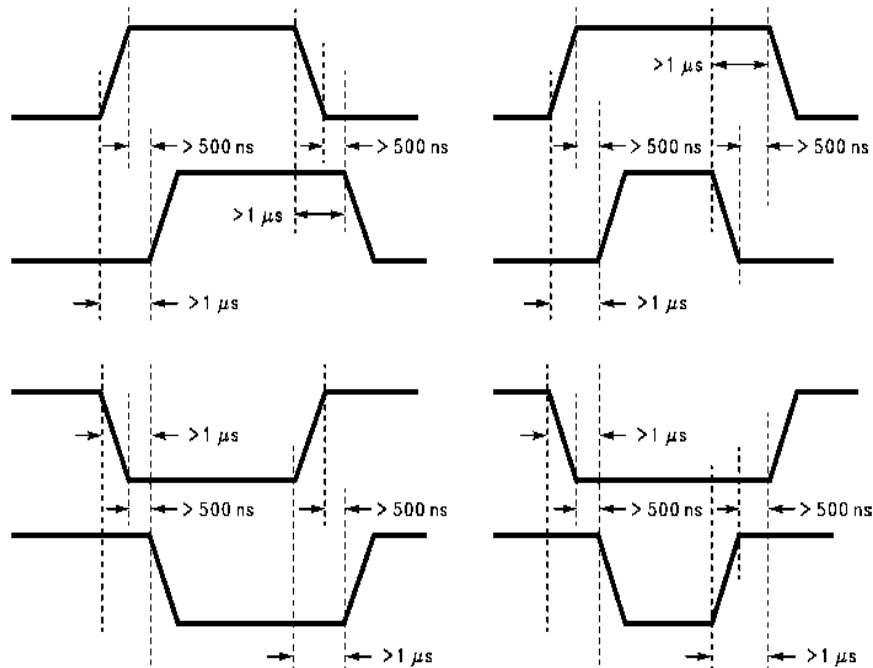


Figura 3.20 Tiempo muerto de transistores del LM18200.

3.6.5 Funcionamiento del LMD18200 con estrategia de conmutación bipolar o “LOCKED ANTIPHASE PWM”

Para conseguir este tipo de estrategia de conmutación, deben de excitarse las señales de control según se indica en la Tabla 3.3:

Tabla 3.3 Conmutación bipolar.

Dirección	Senal PWM de control
PWM	Nivel '1' fijo
Freno	Nivel '0' fijo

La señal que se obtiene sobre el motor es de la forma que se indica en la Figura 3.21. En dicha figura se puede comprobar que una desventaja de esta estrategia de conmutación en el LMD18200 es que la salida del sensado de la corriente es discontinua debido a que el sensado de corriente sólo se realiza en los transistores de la parte superior del puente.

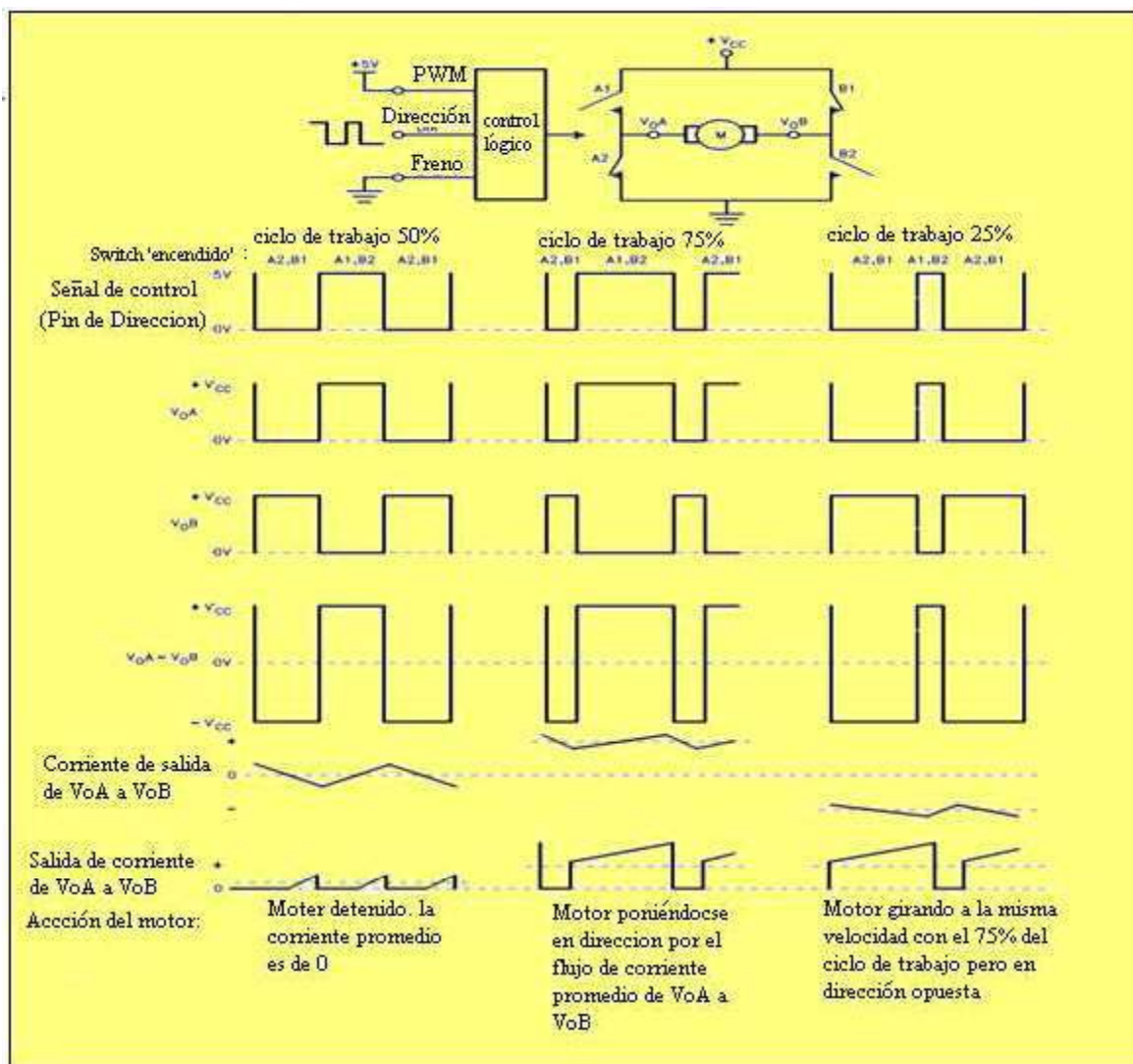


Figura 3.21 Conmutación del LM18200.

3.6.6 Funcionamiento del lmd18200 con estrategia de conmutación unipolar o signo-magnitud.

Para conseguir este tipo de estrategia de conmutación, deben de excitarse las señales de control según se indica en la siguiente Tabla 3.4:

Tabla 3.4 Conmutación unipolar.

Dirección	Senal con "SIGNO" o de sentido de rotación del motor
PWM	Senal PWM que controla la tensión a aplicar al motor y por tanto su "MAGNITUD"
Freno	Nivel '0' fijo

La señal que se obtiene sobre el motor es de la forma que se indica en Figura 3.22. También en dicha figura se puede comprobar que utilizando esta estrategia de conmutación, siempre que se mantenga uno de los transistores de la parte de arriba del puente en conducción, se puede tener un control correcto sobre la corriente que circula por la carga conectada a la salida del puente, en nuestro caso el motor de DC, puesto que el sensado de corriente se realiza sólo sobre estos transistores.

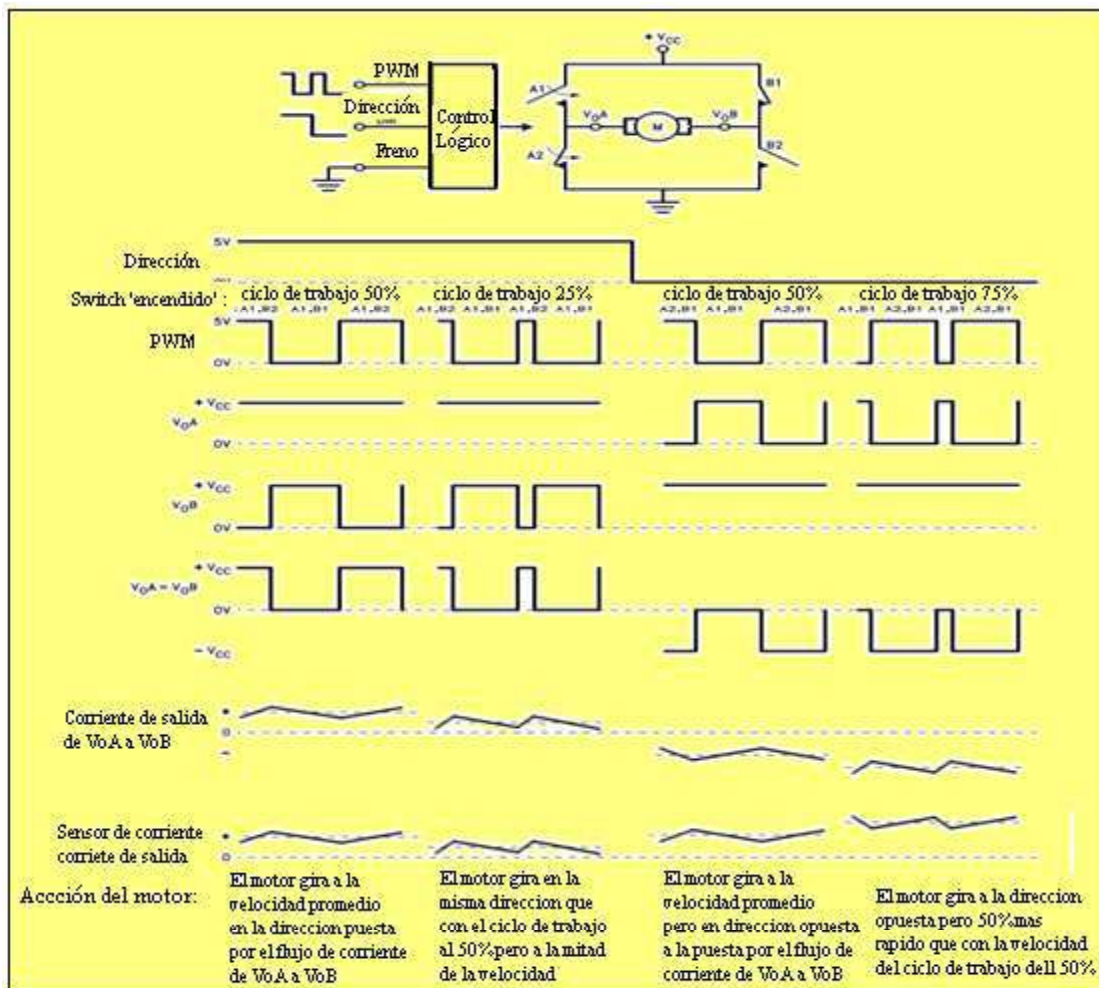


Figura 3.22 Conmutación unipolar.

3.7 Fuente de alimentación

En primera instancia definamos lo que es una **fente de alimentación**. Una fuente de alimentación es un dispositivo que convierte la tensión alterna de la red de suministro en

una o varias tensiones prácticamente continuas, que alimentan los distintos circuitos del dispositivo al que se conecta (computadora, televisor, impresora, router, etc.).

Las fuentes de alimentación para dispositivos electrónicos, pueden clasificarse básicamente como fuentes de alimentación lineal y conmutada. Las lineales tienen un diseño relativamente simple, que puede llegar a ser más complejo cuanto mayor es la corriente que deben suministrar, pero sin embargo su regulación de tensión es poco eficiente. Una fuente conmutada de la misma potencia que una lineal será más pequeña y normalmente más eficiente, pero su diseño será más complejo y por tanto más susceptible a averías.

En este proyecto se utilizará una fuente lineal ya que por su simplicidad es fácil de construir. El esquema que se empleo es el siguiente: transformador, rectificador, filtro, regulación y salida, la salida de voltaje es de 24 volts a 3A ya que el motor utilizado requiere de estos parámetros. Enseguida se describe de manera breve cada etapa que conforma la fuente de alimentación. En primer lugar el transformador adapta los niveles de tensión y proporciona aislamiento galvánico. El circuito que convierte la corriente alterna en continua se llama rectificador (4 A), después suelen llevar un circuito que disminuye el rizado como un filtro de condensador (50 V). La regulación, o estabilización de la tensión a un valor establecido, se consigue con un componente denominado regulador de tensión. La salida puede ser simplemente un condensador (50 V).

3.8 LCD

En este proyecto se hace uso de la pantalla de cristal líquido LCD o display LCD para mensajes (*Liquid Cristal Display*) el cual tiene la capacidad de mostrar un cierto conjunto de caracteres alfanuméricos permitiendo representar la información que genera cualquier equipo electrónico de una forma fácil y económica.

La pantalla consta de una matriz de caracteres (normalmente de 5x7 o 5x8 puntos) distribuidos en una, dos, tres o cuatro líneas de 16 hasta 40 caracteres cada línea. El proceso de visualización es procesado por un microcontrolador incorporado a la pantalla, siendo el Hitachi 44780 el modelo de controlador más utilizado.



Figura 3.23 LCD compuesto por 2 líneas de 16 caracteres.

Las características generales de un módulo **LCD 16x2** son las siguientes:

- Consumo muy reducido, del orden de 7.5mW
- Pantalla de caracteres ASCII, además de los caracteres japoneses Kanji, caracteres griegos y símbolos matemáticos.
- Desplazamiento de los caracteres hacia la izquierda o a la derecha
- Memoria de 40 caracteres por línea de pantalla, visualizándose 16 caracteres por línea.
- Movimiento del cursor y cambio de su aspecto
- Permite que el usuario pueda programar 8 caracteres
- Puede ser controlado de 2 formas:
 - Conexión con bus de 4 bits
 - Conexión con bus de 8 bits

Pines de conexión

A continuación en la Tabla 3.5 se presenta la descripción de señales empleadas por el módulo LCD así como el número de pin a la que cada una corresponde.

Tabla 3.5 Pin del LCD.

PIN Nº	SÍMBOLO	DESCRIPCIÓN
1	V_{ss}	Pin de tierra de alimentación
2	V_{DD}	Pin de alimentación de 5 V
3	V_0	Pin de contraste del cristal líquido. Normalmente se conecta a un potenciómetro a través del cual se aplica una tensión variable entre 0 y +5V que permite regular el contraste del cristal líquido.
4	RS	Selección del registro de control/registro de datos: RS=0 Selección del registro de control RS=1 Selección del registro de datos
5	R/W	Señal de lectura/escritura R/W=0 El módulo LCD es escrito R/W=1 El módulo LCD es leído
6	E	Señal de activación del módulo LCD: E=0 Módulo desconectado E=1 Módulo conectado
7-14	D0-D7	Bus de datos bi-direccional. A través de estas líneas se realiza la transferencia de información entre el módulo LCD y el sistema informático que lo gestiona

3.8.1 DDRAM

El módulo LCD posee una zona de memoria RAM llamada DDRAM (Data Display RAM) donde se almacenan los caracteres que se van a mostrar en la pantalla. Tiene una capacidad de 80 bytes (40 por cada línea), de los cuales sólo 32 se pueden visualizar a la vez (16 bytes por línea). De las 80 posibles, las dos direcciones más importantes de la DDRAM son:

- Dirección 00h, que es el inicio de la primera línea.
- Dirección 40h, que el principio de la segunda línea.

3.8.2 CARACTERES DEFINIDOS EN LA CGROM

El LCD dispone de una zona de memoria interna no volátil llamada CGROM donde se almacena una tabla con los 192 caracteres que pueden ser visualizados. Cada uno de los caracteres tiene su representación binaria de 8 bits como se muestra en la Tabla 3.6.

Para visualizar un carácter debe recibir por el bus de datos el código correspondiente. Por ejemplo: "A" → b'01000001'

Tabla 3.6 Caracteres del módulo LCD.

	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
xxxx0000	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
xxxx0001	;	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx0010	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx0011	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx0100	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx0101	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx0110	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx0111	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx1000	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx1001	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx1010	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx1011	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx1100	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx1101	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx1110	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/
xxxx1111	:	!	"	#	\$	%	&	'	(	)	*	+	,	-	.	/

El LCD también permite definir al usuario 8 nuevos caracteres que se guardan en una zona de RAM denominada CGRAM (Character Generator RAM).

3.9 POTENCIÓMETROS

Un potenciómetro es un resistor cuyo valor de resistencia se puede ajustar. De esta manera se puede controlar en forma indirecta la intensidad de corriente que fluye por un circuito si se conecta en serie, o la diferencia de potencial al conectarlo en paralelo.

Los potenciómetros se utilizan normalmente en circuitos en los que la circulación de corriente es de baja magnitud como en este caso.

Se han utilizado 3 potenciómetros para manipular las ganancias de control Proporcional Integral y Derivativo de forma manual dejando así que el usuario interactúe con el sistema. En la Figura 3.24 se muestra el tipo de potenciómetro utilizado en este proyecto.

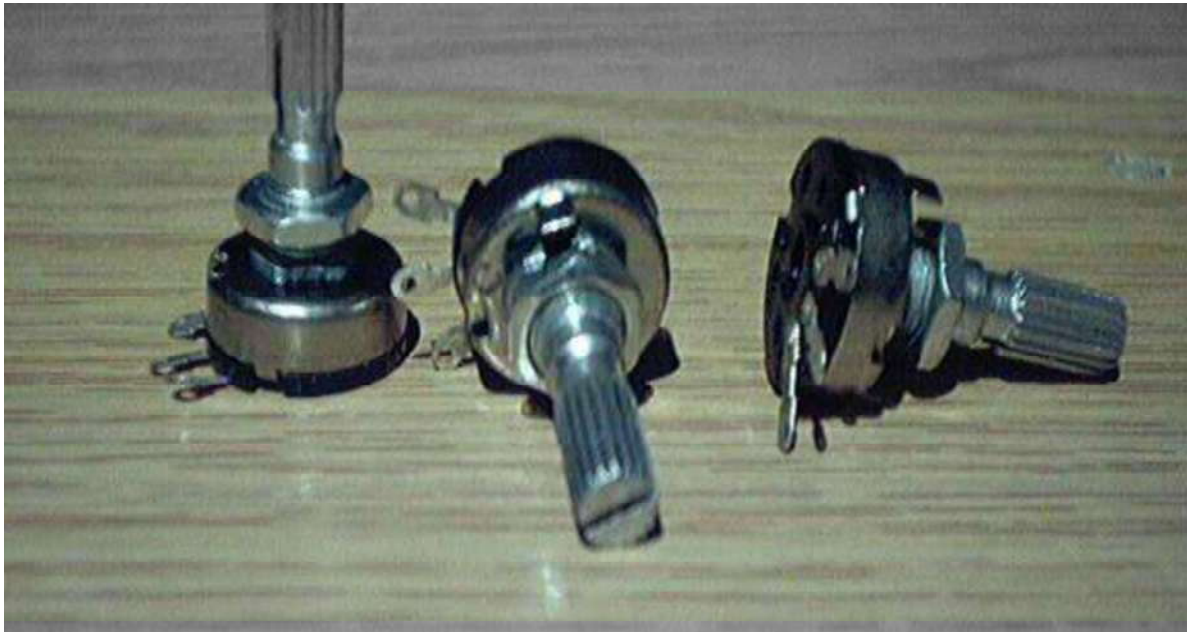


Figura 3.24 Potenciómetros lineales.

Capítulo 4. Descripción del software del sistema desarrollado.

Debido a que se utilizó un dispositivo programable (microcontrolador) es necesario realizar el firmware para que el dispositivo realice las tareas deseadas.

El firmware desarrollado se codificó utilizando el lenguaje de programación “C” y el compilador utilizado es el MPLAB C18, que es un compilador gratuito y es proporcionado por microchip.

Este firmware es ejecutado dentro del microcontrolador y debe ser transferido utilizando un programador para este microcontrolador.

4.1 Programa principal

El programa principal del microcontrolador es el más importante, ya que se puede considerar como el gestor del sistema. Es donde se ordena y procesa todas las acciones que realizaremos para tener un control óptimo sobre el sistema; entre las tareas principales verificamos el estado en que se encuentra el motor (se registra si está llegando señal por medio del encoder o tacómetro), es decir si está girando, si se está controlando, si el usuario interactúa con él o si se está trabajando de forma automática, etc.

Para llevar a cabo el control se utilizó una señal PWM con una frecuencia de 2KHz y una resolución de 8 bits. A continuación se presentan las tareas que realiza el microcontrolador en el sistema desarrollado. Para mayores detalles acerca del programa ver el código que se encuentra en el APÉNDICE D Código del sistema.

- Inicialización de puertos.
- Lectura de los puertos analógicos.
- Cálculo del porcentaje del PWM.
- Impresión en el display.
- Medición de velocidad.

En la Figura 4.1 se muestran los módulos de forma esquemática.

4.1.1 Interfaz de medición y control de velocidad del motor

La interfaz de medición de la velocidad del motor con el microcontrolador, es realizada por medio de la realimentación digital del *encoder* o tacómetro (ver la Figura 4.1), que transforma el movimiento angular del motor de CD en una serie de pulsos digitales (más detalles en sección 3.3). Estos pulsos se filtran y decodifican en la etapa de acondicionamiento (ver sección 3.4), donde sólo se consideran las transiciones de alto a bajo. Después del acondicionamiento de la señal, este tren de pulsos se introduce al TIMER1 el cual entrega la información correspondiente para los cálculos de velocidad (detalles en las subsecciones 4.1.3 y 4.1.4) y para los cálculos pertinentes que realizará el software de control (mencionados anteriormente en la subsección 4.1.5).

Ya obtenida la información proporcionada por el tacómetro (encoder) y los cálculos correspondientes para la acción de control (PWM), se inyecta el PWM a la planta (motor de CD) para el control de velocidad correspondiente, y se imprime en tiempo real el estado de velocidad del motor en el display (ver detalles del programa en el APENDICE D). En la Figura 4.1 muestra de manera gráfica el flujo de las señales mencionadas con anterioridad.

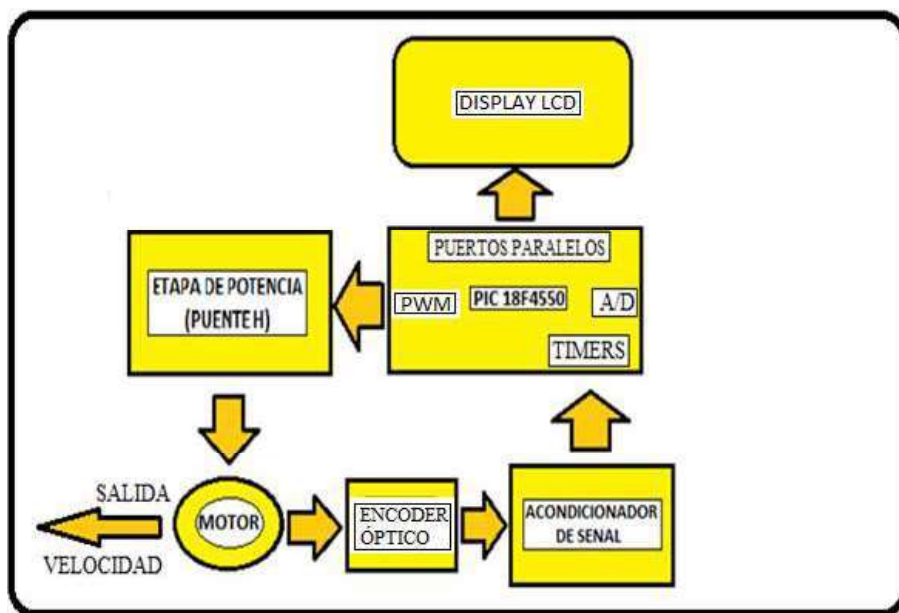


Figura 4.1 Diagrama a bloques de conexión del motor al microcontrolador.

A continuación se presenta el código entre el motor-encoder y el microcontrolador. Posteriormente se verá con mayor detalle en las subsecciones siguientes.

```

NoPulsosT1 = ReadTimer1(); // se lee lo que envía el encoder
WriteTimer1(0x0000); // se inicializa el numero de pulsos a cero
vel=NoPulsosT1;
// Snippet del cálculo de control PID
    vel=vel*7.1526; //factor para rpm
    //fin de tacómetro

    //inicia control PID
    //calcula de error
    error=referencia-vel;

    //calcula proporcional
    p = kp*error;

    //calcula integral
    error_i=error_i+error;
    i = ki*error_i;
    limite_i();

    //calcula derivativo
    error_d=error-error_a;
    error_a = error;
    d = kd*error_d;

    //control total de salida
    ct=p+i+d;

    ct=ct/39.215; //constante de proporcionalidad para
la salida PWM

    limite_ct();//limite máximo y mínimo para la
salida

    //asignacion del PWM
    speed = ct;

```

4.1.2 Control del Display

La rutina LCD permite manejar el display como ya lo mencionamos en el capítulo 3.7 el display es el método de interacción entre el usuario y el sistema, explicar el funcionamiento de esta rutina no presenta gran complejidad ya que es utilizada en muchos proyectos y ya fue expuesta en trabajos anteriores y, lo importante es mencionar que esta rutina controla todo lo referente en el manejo del display, como: el imprimir caracteres en la pantalla, limpiar la pantalla, posicionarnos en algún lugar de esta, inicializarla, etc. La rutina así como sus funciones se muestran en el APÉNDICE C.

4.1.3 Medición de velocidad

El algoritmo de medición de velocidad angular se basa en el conteo de pulsos en un periodo de tiempo constante; en esta etapa fue necesario realizar una interrupción al microcontrolador para tener un periodo de medición constante e independiente del firmware que se está ejecutando, ya que inicialmente se tenía junto el software de control, medición e impresión, pero al momento de estar realizando pruebas nos percatamos que la velocidad de ejecución del ciclo principal nos afecta en las mediciones de velocidad y se decidió separar el software de impresión. A continuación se describe como se realiza el algoritmo y cálculo para la medición de velocidad.

Debido a que el periodo de muestreo entregado por el *encoder* varía de acuerdo a la velocidad del eje del motor, se hará uso de 2 temporizadores; el timer1 se configura en modo contador y el timer3 en modo comparación, estos se inicializan al mismo tiempo y mientras el timer1 está contando la cantidad de pulsos provenientes del *encoder*, el timer3 funciona como una cámara fotográfica obteniendo periodos de medición constante como referencia de tiempo, de manera que se obtiene la cantidad de pulsos que pasan en el timer1 pero con un periodo de muestreo fijo. Es decir, que durante 2 ciclos, el timer3 estará capturando los pulsos que capturó el timer1. En la Figura 4.2 se muestra un ejemplo de cómo funcionan los timers para la medición de velocidad.

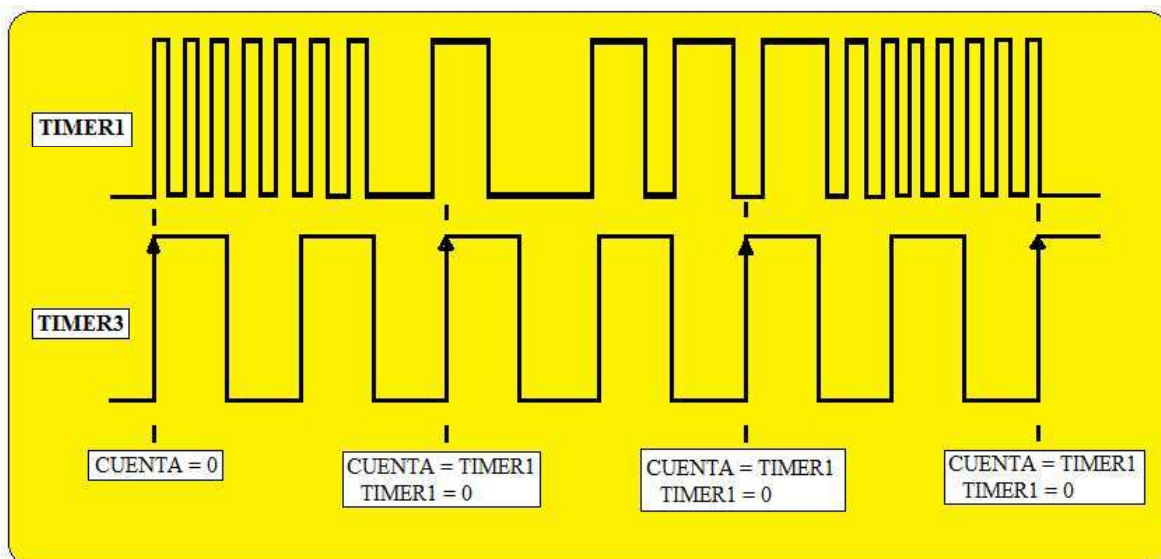


Figura 4.2 Medición de velocidad.

Se puede ver claramente en la Figura 4.2 que el periodo de muestreo del timer3 se mantiene constante, mientras que en el timer1 los pulsos provenientes del encoder varían de acuerdo

a la velocidad del motor. Podemos observar que en el primer ciclo hay más pulsos que en el segundo ciclo, esto quiere decir que en la primera transición el motor va girando a mayor velocidad y en el segundo ciclo disminuyó de manera considerable; este es un ejemplo de cómo se realiza la medición de velocidad, es decir, con el conteo de pulsos que pasan en un periodo constante determinado.

4.1.4 Factor de conversión de Pulsos a rpm

Para realizar los cálculos del sistema a controlar, es necesario encontrar el factor de conversión para pasar de número de pulsos a revoluciones por minuto (rpm), ya que requerimos visualizar en la pantalla LCD la velocidad de respuesta del motor en las mismas unidades de acuerdo a la acción de control que se le está inyectando, la obtención de la constante de conversión se presenta a continuación:

Primero, realicemos la siguiente suposición, digamos que el motor gira a 3600 rpm (revoluciones por minuto) es equivalente a 60 RPS (revoluciones por segundo).

Ahora, como datos sabemos que el *encoder* proporciona 96 PPR (pulsos por revolución) y además tenemos la frecuencia de muestreo que es de 11.44 Hz, que es igual a un periodo de 0.087381s.

Como se había supuesto que el motor gira a 3600RPM = **60RPS**

Y el *encoder* nos entrega una cantidad de **96PPR**.

Entonces primero se encuentran los pulsos que entrega el *encoder* a la velocidad supuesta, estos se obtienen multiplicando las RPS por los PPR que entrega el *encoder*.

Después se multiplica por el periodo de muestreo en que se realizó el conteo, y finalmente el resultado será el factor que relaciona la velocidad supuesta entre la cantidad de pulsos que entrega el *encoder* en esa revolución. Estos cálculos se presentan a continuación:

— ——— ——— ; a una velocidad de 3600 rpm

Pero el periodo de muestreo es de 0.087381s. Entonces

$$5760 \cdot 0.087381 = 503.316 \text{ pulsos/periodo de muestreo}$$

Y el factor de conversión será la relación de

$$3600/503.16 = \mathbf{7.1526}$$

Por tanto la velocidad en rpm será como en 4.1;

(4.1)

En la Figura 4.3 se presenta de manera gráfica la conversión; por ejemplo, cuando hay 400 pulsos el motor estará a 3800rpm aproximadamente. Es importante mencionar que este factor está relacionado estrechamente con el periodo de muestreo por lo que debe ser constante.

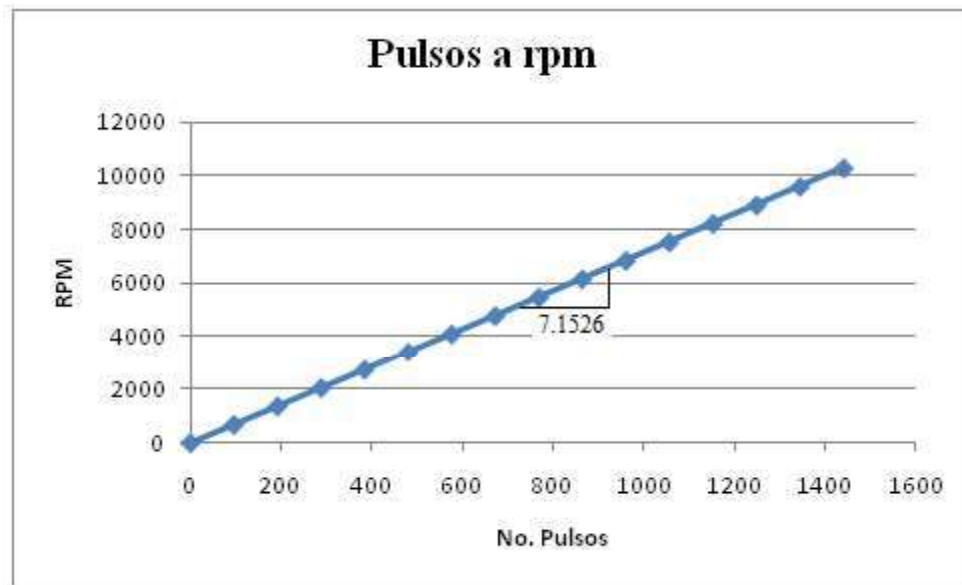


Figura 4.3 Representación de No. Pulsos a rpm.

4.1.5 Implementación del control

Con la finalidad de ilustrar el problema aquí planteado, se incluye una imagen que lo describe en forma de bloques (*Figura 4.4*), donde el controlador toma a través del *encoder* (el cual es el camino de retroalimentación) los datos de la velocidad deseada del motor (velocidad de referencia) y ejecuta el algoritmo PID. En seguida, el resultado del cálculo se escala a una señal modulada en ancho de pulso (PWM) que es asignada a la acción de control, que en nuestro caso es representada por la variable *ct* (ver el snippet de control PID en la pág. 76). Esta señal PWM se introduce al circuito LMDT18200 para colocar la salida en los niveles de voltaje y corriente adecuados; esta última señal actúa sobre el motor dándole mayor o menor entrega de corriente, con el objetivo de alcanzar la velocidad deseada o de referencia. En síntesis, puede decirse, que el control calcula el ciclo de trabajo de la señal PWM a partir del valor actual del sensor de velocidad y de la velocidad deseada. El cálculo del ciclo de trabajo depende del ajuste de las constantes del

controlador PID, y de sus características del sistema para obtener una respuesta dentro de los requerimientos.

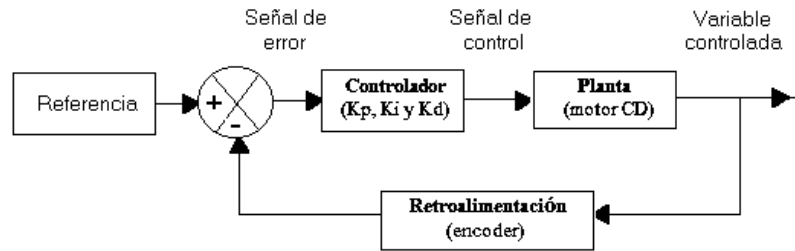


Figura 4.4 Sistema de control.

Un controlador del tipo PID involucra contribuciones de cada uno de los tres tipos de control: Proporcional, Integral y Derivativo. La proporción de la contribución de cada uno de esos controles puede ser ajustada cambiando sus constantes K_p , K_i y K_d . Haciendo estas constantes más grandes o más pequeñas, se puede lograr que la contribución de uno de los controles sea más dominante o sutil en el sistema. Un sistema puede necesitar solamente un control integral suave, algunos proporcionales y algunos otros derivativos fuertes, mientras que otro sistema puede necesitar controles proporcionales e integrales fuertes, pero no con mucha derivación, mientras que todavía otro sistema puede necesitar cantidades aproximadamente iguales de cada uno. La Figura 4.5 muestra este circuito de control PID.

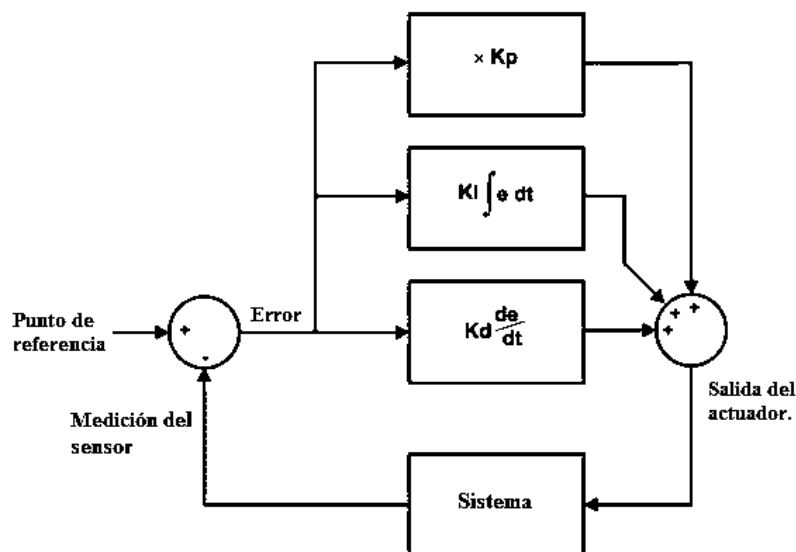


Figura 4.5 Diagrama a bloques para un sistema Proporcional-Integral-Derivativo.

Aquí hay varias cosas importantes de tenerse en cuenta cuando se trabaja con circuitos de control PID [11]:

- **Elemento de comparación:** Este elemento compara el valor requerido o de referencia de la variable por controlar con el valor medido de lo que se obtiene a la salida, y produce una señal de error la cual indica la diferencia del valor obtenido a la salida y el valor requerido (ver Figura 4.5).
- **El error:** es la diferencia entre el nivel que desee y el nivel que se mide, y trabaja con el circuito de control para corregir el error (ver Figura 4.5).
- **Término proporcional:** (K_p) es el encargado de indicar que tan lejos se ubica actualmente el sistema con respecto al valor deseado. Se puede ver que mientras más alta sea la constante proporcional, menor será el tiempo que tarde en reducir el error del sistema, pero este último tendrá oscilaciones subamortiguadas alrededor del valor deseado. En cambio si la constante es pequeña, puede que el sistema no tenga oscilaciones, pero nunca alcanzará al valor deseado (error de offset) (ver Figura 4.5). *El control proporcional resiste el error aplicando una influencia opuesta que es proporcional al error.*
- **Término integral:** (K_i) almacena información sobre las actividades pasadas del sistema. Esta información es de vital importancia, ya que le brinda al sistema de control una memoria resumida sobre cómo fue evolucionando el error del mismo. Es capaz de corregir el error de offset dado por la parte proporcional, en un tiempo de actuación que es inversamente proporcional a la constante K_i . Si esta última, resulta muy grande, el sistema presentará oscilaciones antes de alcanzar el valor deseado (ver Figura 4.5). *El control integral detecta y corrige las tendencias en el error sobre el tiempo.*
- **Término Derivativo:** (K_d) hace una comparación entre el error pasado y el actual, con lo que obtiene una noción de como seguirá respondiendo el sistema. La misma es utilizada para contrarrestar variaciones abruptas que puedan ser nocivas tales como las oscilaciones. El tiempo de anticipación del cálculo, depende de K_d ; mientras mayor sea la misma, el sistema se anticipará más rápido (ver Figura 4.5). *El control derivativo detecta y resiste los cambios bruscos en el sistema.*

A continuación se presenta el código para la implementación del controlador PID, utilizando el microcontrolador PIC18F4550:

Código del control PID;

```
Cálculo previo.  
NoPulsosT1 = ReadTimer1() //nota1  
velocidad = NoPulsosT1 * 7.1526 //nota2  
Cálculo del error.  
error(Actual) = PuntodeReferencia - velocidad  
  
Cálculo del término proporcional.  
p = Kp * error(Actual)  
  
Cálculo del término integral.  
error(Acumulado) = error(Acumulado) + error(Actual)  
i = Ki * error(Acumulado)  
limite_i() //nota3  
  
Cálculo del término derivativo.  
error(Derivativo) = error(Actual) - error(Anterior)  
error(Anterior) = error(Actual)  
d = Kd * error(Derivativo)  
  
Cálculo de salida.  
ct = p + i + d //nota4  
ct = ct/39.215 //nota5  
limite_ct() //nota6  
speed = ct //nota7
```

Comentarios

nota1: obtención de la velocidad del motor como una función del número de pulsos del timer.

nota2: conversión de Pulsos a rpm's, este factor ya se explicó anteriormente.

nota3: se explica posteriormente en 'Wind-Up'

nota4: donde ct = Acción de control

nota5: el factor del actuador (39.215) se explica en caracterización del actuador.

nota6: ver en caracterización del actuador.

nota7: el PWM está asignado a speed.

4.1.6 Wind-Up del integrador (limite_i ())

El efecto Wind-Up. Este efecto se produce cuando el actuador que es calculado por el controlador se satura. Para comprender este efecto, es importante entender que la parte integral del controlador es una *suma acumulativa del error* (de la forma: error integral = error integral + error). Esto quiere decir que la parte integral lleva un registro histórico del desenvolvimiento del error. Es así que, si la señal del error ha pasado mucho tiempo siendo positiva, la parte integral *recuerda* esto y mantendrá una señal de control positiva aún cuando el error sea cero. El problema del *wind-up* puede ser muy relevante, ya que si el actuador se satura, por más señal que envíe el control, la integral del error seguirá aumentando y por lo tanto también la parte integral.

La forma de evitar el efecto *wind-up* es limitando la salida del error integral agregando el siguiente código como se muestra a continuación (ver APENDICE D);

```
void limite_i(void)
{
    if(error_i > 6000.0)
        error_i = 6000.0;

    if(error_i < 0.0)
        error_i = 0.0;
}
```

El *Wind-Up* del integrador puede ocurrir en condiciones de cambios grandes en la referencia o puede ser causado por perturbaciones o malfuncionamiento del equipamiento del sistema de control.

Caracterización del actuador

El factor del actuador (factor = 39.215) se obtiene considerando la velocidad máxima del motor de 10,000rpm y a esta velocidad la salida del PWM debe de estar a la máxima capacidad, así cuando la salida de PWM este en 255 bits el motor debe estar girando a 10,000rpm. Este factor se puede obtener considerando una respuesta lineal del actuador y, dividiendo la máxima velocidad del motor entre la máxima capacidad de salida del PWM.

—

(4.2)

Entonces por cada incremento de PWM hay incremento de velocidad como se muestra en la Figura 4.6



Figura 4.6 Caracterización del actuador.

En la gráfica anterior se aprecia que cuando la señal PWM se encuentra en su valor máximo de 255 bits el motor está girando a su máxima velocidad de 10,000rpm. El siguiente código limita el valor de la señal del controlador a 255 bits, debido a que la máxima resolución del PWM es de 8 bits.

código para limitar el actuador

```
void limite_ct(void)
{
    if(ct > 255.0)
        ct = 255.0;

    if(ct < 0.0)
        ct = 0.0; //nota1
}
```

nota1: El valor de 0.0 se colocó debido a que la variable utilizada es de 8 bits sin signo, y un valor negativo se interpreta como un valor mayor a 127.

En caso de no implementar esta función, se corre el riesgo de un desbordamiento de la salida del controlador. La velocidad del motor no se limita, ya que es la máxima

velocidad especificada por el fabricante. En la parte inferior de la gráfica se observa el posible control de la velocidad a muy bajas velocidades, sin embargo no es posible debido a las características de la señal PWM, sin embargo para nuestros propósitos esta señal se considero lineal en todo el intervalo.

4.1.7 Modelado del motor

Considerando que nuestro motor tiene un eje rígido, al relacionar sus ecuaciones eléctricas y mecánicas, podemos obtener el modelo analítico del motor en el cuál la entrada es el voltaje aplicado y la salida es la velocidad rotacional del eje, para esto es necesario conocer los diferentes parámetros de los que se encuentra compuesto. En la Figura 4.7 se muestra el diagrama esquemático utilizado para obtener las ecuaciones; parte mecánica (4.3), parte eléctrica (4.4) y posición (4.5):

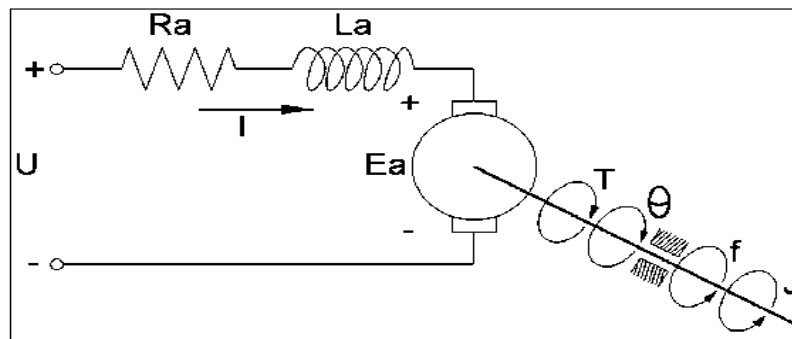


Figura 4.7 Diagrama esquemático del sistema.

La nomenclatura usada es la siguiente:

Tabla 4.1 Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidades
U	Voltaje de armadura	(V)
R_a	Resistencia de armadura	(Ω)
L_a	Inductancia de armadura	(H)
$E_a=K_e=K_t=K$	Fuerza electromotriz inducida	(V)
T	Par o Torque	(N·m)

Θ	Ángulo de desplazamiento del rotor	(rad)
$f = b$	Coefficiente de fricción	(N·m·s/rad)
J	Inercia del rotor	(kg·m ²)
Ω	Velocidad angular del rotor	(rad/s)

Ecuaciones del modelo analítico del motor:

$$(4.3)$$

$$(4.4)$$

$$(4.5)$$

Las ecuaciones eléctricas:

De la ecuación (4.4)

—

Ecuaciones mecánicas:

De la ecuación (4.3)

— I

Relacionando ambas ecuaciones y expresándolas en el dominio s :

Como $e = K$ de ecuación (4.5)

$$-V + RI(s) + SLI(s) + K(s) = 0$$

$$JS(s) + b(s) = KI(s)$$

Obtenemos la función de transferencia de la velocidad del rotor respecto al voltaje aplicado:

Función de transferencia

$$— \frac{K}{Js + b} \quad (4.6)$$

Si nos interesa la relación del ángulo que desplaza el rotor con respecto al voltaje aplicado integramos a ambos lados de la ecuación multiplicando por $1/s$

Función de transferencia:

$$- = \text{-----} \quad (4.7)$$

Obtenido el modelo matemático del motor podemos diseñar nuestro controlador PID, pero para esto es necesario conocer el valor de los parámetros J, K, b, R y L del sistema, los cuales desconocemos y por lo tanto no usaremos este método y pasaremos a encontrar el modelo utilizando un método experimental.

Justificación

Debido a las dificultades del método anteriormente descrito, se consideró efectuar la obtención de los parámetros del motor de manera experimental aplicándole una entrada escalón y midiendo la velocidad de salida en el periodo de transición o transitorio del sistema:

$$(4.8)$$

donde:

u = voltaje aplicado V = velocidad de salida.

El trabajo se realizó de la siguiente manera:

Modelado

Como no se cuenta con los datos técnicos del motor PITMAN modelo 9214C466-R1, fue necesario obtener su función de transferencia utilizando un método experimental.

Para ello se le aplicó una entrada escalón utilizando el PWM al 50% (esta señal se obtiene del mismo microcontrolador) y se capturaron los datos de la velocidad utilizando el *encoder* y los circuitos de acondicionamiento; el resultado se muestra en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** y en la Figura 4.9. Cabe mencionar que se tomaron varios grupos de lecturas y lo que aparece tabulado es el calculo del promedio de las lecturas obtenidas.

La obtención del transitorio se basa en medir el periodo entre dos lecturas del encoder (Figura 4.8), es decir tomar 96 lecturas por cada revolución del motor (ecuación 4.9) y después obtener la medición de velocidad considerando un ángulo de desplazamiento constante y un periodo entre ángulo variable (ecuación 4.10).

$$\emptyset = \frac{2\pi}{n} \quad (4.9)$$

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \quad (4.10)$$

donde:

$\emptyset$ = ángulo de desplazamiento

T = periodo entre cada ranura

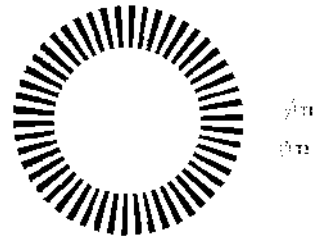


Figura 4.8 Disco del *encoder*

Tabla 4.2 Mediciones de velocidad de salida.

Muestras	Tiempo (seg.)	Velocidad (RPM)	Muestras	Tiempo (seg.)	Velocidad (RPM)
1	0	0	52	0.11341	6014.4346
2	0.008757333	1141.9001	53	0.115061333	6055.7126
3	0.012894667	2417.0158	54	0.116707333	6075.3341
4	0.016389333	2861.5032	55	0.118356667	6063.0558
5	0.019450667	3266.5505	56	0.120009333	6050.8269
6	0.022301333	3507.9514	57	0.121662	6050.8269
7	0.024994667	3712.8713	58	0.123308	6075.3341
8	0.027545333	3920.5436	59	0.124944	6112.4694
9	0.030012667	4052.9587	60	0.126577333	6122.449
10	0.032405333	4179.4372	61	0.128214667	6107.4919
11	0.034714	4331.5045	62	0.129856	6092.6076
12	0.036952667	4466.9446	63	0.131497333	6092.6076
13	0.039144	4563.4317	64	0.133133333	6112.4694
14	0.041292667	4654.049	65	0.134759333	6150.0615
15	0.043402667	4739.3365	66	0.136384	6155.1087
16	0.045484	4804.6124	67	0.138013333	6137.4795
17	0.047537333	4870.1299	68	0.139648	6117.4551
18	0.049556	4953.7649	69	0.14128	6127.451
19	0.051536	5050.5051	70	0.142904667	6155.1087
20	0.053493333	5108.9918	71	0.144520667	6188.1188
21	0.055440667	5135.2277	72	0.146136	6190.6727
22	0.057376667	5165.2893	73	0.147758	6165.2281
23	0.059288667	5230.1255	74	0.149384	6150.0615
24	0.061178667	5291.0053	75	0.151008	6157.6355
25	0.063046	5355.2303	76	0.152624667	6185.567

Tabla 4.2 Mediciones de velocidad de salida.

Muestras	Tiempo (seg.)	Velocidad (RPM)	Muestras	Tiempo (seg.)	Velocidad (RPM)
26	0.064901333	5389.867	77	0.154234667	6211.1801
27	0.066746667	5419.0751	78	0.155844667	6211.1801
28	0.068582667	5446.6231	79	0.15746	6190.6727
29	0.070407333	5480.4531	80	0.159079333	6175.3808
30	0.072216	5528.9348	81	0.160697333	6180.4697
31	0.074008	5580.3571	82	0.162307333	6211.1801
32	0.075787333	5620.0824	83	0.16391	6239.6007
33	0.077564	5628.5178	84	0.165512	6242.1973
34	0.079338667	5634.861	85	0.167119333	6221.4849
35	0.081108	5651.8463	86	0.168732	6200.9095
36	0.082862667	5699.0881	87	0.170343333	6206.0405
37	0.084599333	5758.1574	88	0.17195	6224.0664
38	0.086329333	5780.3468	89	0.17355	6250
39	0.088058667	5782.5752	90	0.175147333	6260.4341
40	0.08979	5775.8953	91	0.176751333	6234.414
41	0.091513333	5802.7079	92	0.178362	6208.6093
42	0.093224667	5843.397	93	0.179971333	6213.7531
43	0.094923333	5886.9702	94	0.181577333	6226.6501
44	0.096618667	5898.545	95	0.183176	6255.2127
45	0.098317333	5886.9702	96	0.184772667	6263.048
46	0.100015333	5889.2815	97	0.186374667	6242.1973
47	0.101708	5907.8377	98	0.187982	6221.4849
48	0.103391333	5940.5941	99	0.189588	6226.6501
49	0.105064	5978.4775	100	0.191188667	6247.3969
50	0.106734	5988.024	101	<u>0.192780667</u>	<u>6281.407</u>
51	0.108405333	5983.2469	102	0.194372667	6281.407

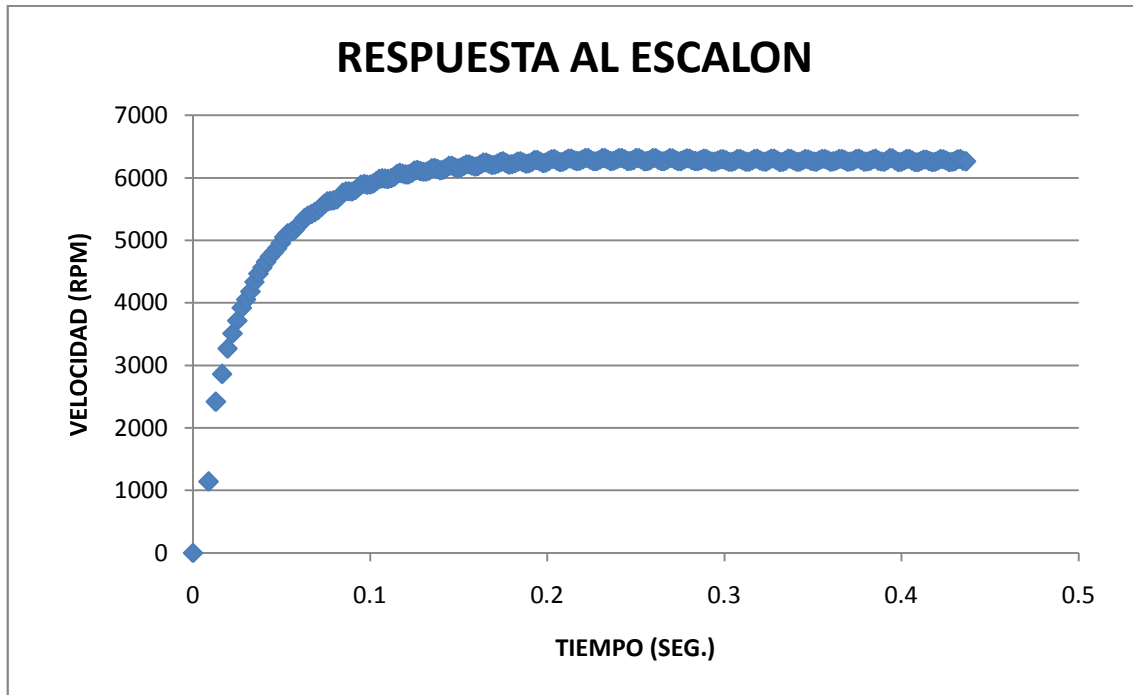


Figura 4.9 Respuesta del motor a la entrada escalón en lazo abierto.

Como se puede observar, el comportamiento del motor a la entrada escalón es un sistema de primer orden de la forma:

$$\frac{V(s)}{U(s)} = \frac{K}{s + a} \quad (4.11)$$

Y su transitorio se muestra en la **Figura 4.9**, donde se puede visualizar que se estabiliza aproximadamente en 0.1927s. Donde de acuerdo a la **Figura 4.9**, para este tiempo de **0.192780667s.**, corresponde una velocidad de **6281.407 rpm.**

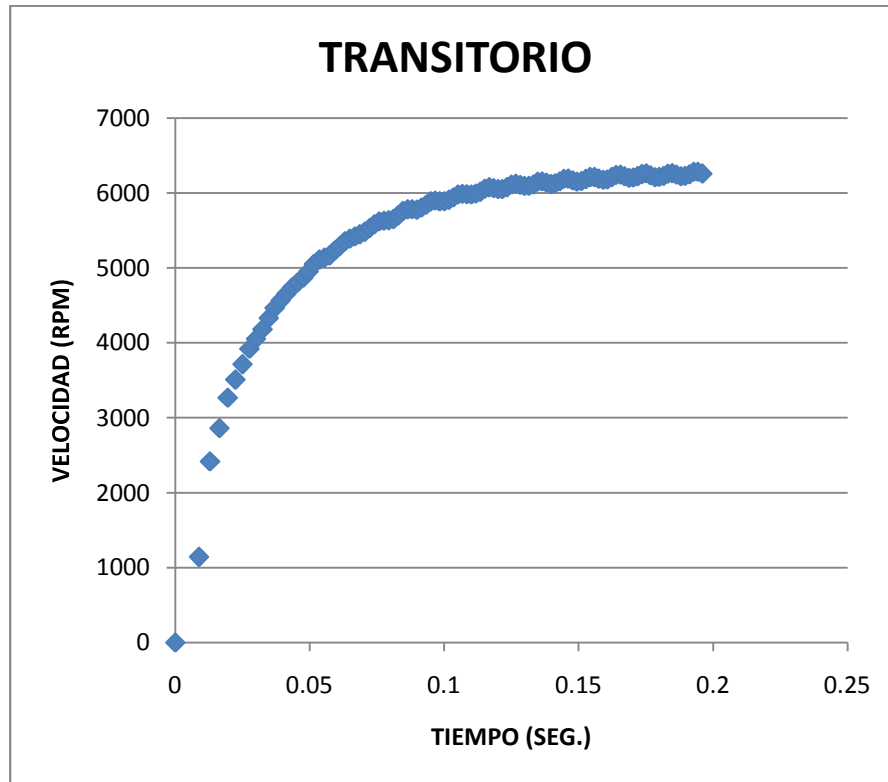


Figura 4.10 Transitorio.

El comportamiento del motor en cuanto a la relación entre la tensión aplicada y su velocidad de giro ahora se conoce de acuerdo a la respuesta que presento experimentalmente con la entrada escalón.

Ahora, para la validación del modelo del motor se evalúa la ecuación (4.11) en tiempos múltiplos de τ y la forma de ecuación que se obtiene es la 4.12

$$c(t) = AK(1 - e^{-t/\tau}) \quad (4.12)$$

t	$c(t)$
0	0
τ	0.632120 AK
2τ	0.864664 AK
3τ	0.950212 AK
4τ	0.981684 AK

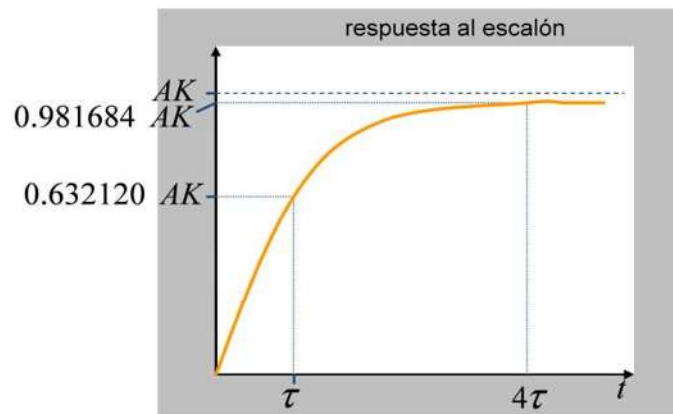


Figura 4.11 Validación.

Comentarios. La respuesta del sistema se aproxima en gran medida a un sistema de primer orden, ya que el periodo de retardo es muy pequeño.

- Es preciso recordar que en los sistemas de primer orden, la constante de tiempo es igual al tiempo que tarda la salida en alcanzar un 63% del valor final.
- Matemáticamente, la salida alcanza su valor final en un tiempo infinito, pero en el sistema real lo hace en tiempo finito. Para fines prácticos se considera que la salida alcanza el estado estable en cierto porcentaje del valor final. Se usan dos criterios: el del 98% () y el del 95% (3)

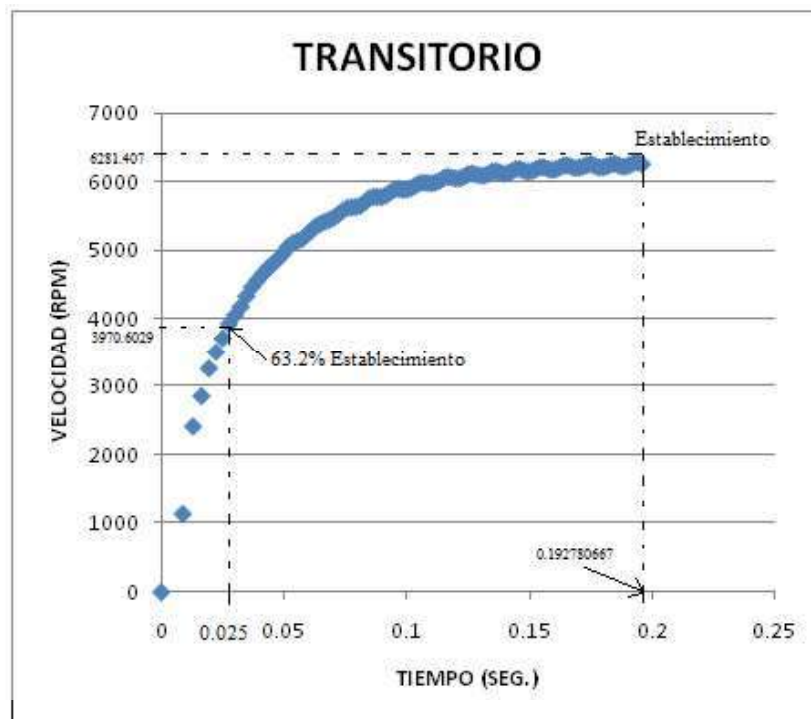


Figura 4.12 Transitorio para validación.

De acuerdo a la Figura 4.12 se obtiene la función de transferencia para la validación del sistema como sigue:

$6281.407 \times 63.212\% = 3970.6029$ rpm, como observación esta medición de velocidad no fue capturada en el sistema discreto, de acuerdo al contenido de la Tabla 4.2. Sin embargo, el punto que más se aproxima es el de 3920.543649; a esta velocidad corresponde un tiempo 0.027545333seg., por lo que es el tiempo que le corresponde a y la función de transferencia para la validación del motor queda como se indica en 4.13:

$$\text{---} \quad \text{---} \quad (4.13)$$

En base a estos resultados se procede a validar la respuesta del sistema en simulación utilizando Matlab con la respuesta física del sistema (motor).

4.1.8 Simulación en Matlab

A partir de la información obtenida así como la función transferencia a lazo abierto del Motor de CD de la forma que se muestra en la ecuación 4.14

$$\text{---} \quad \text{---} \quad (4.14)$$

Ahora veamos la respuesta del sistema a lazo abierto (ver APENDICE E). En la Figura 4.13

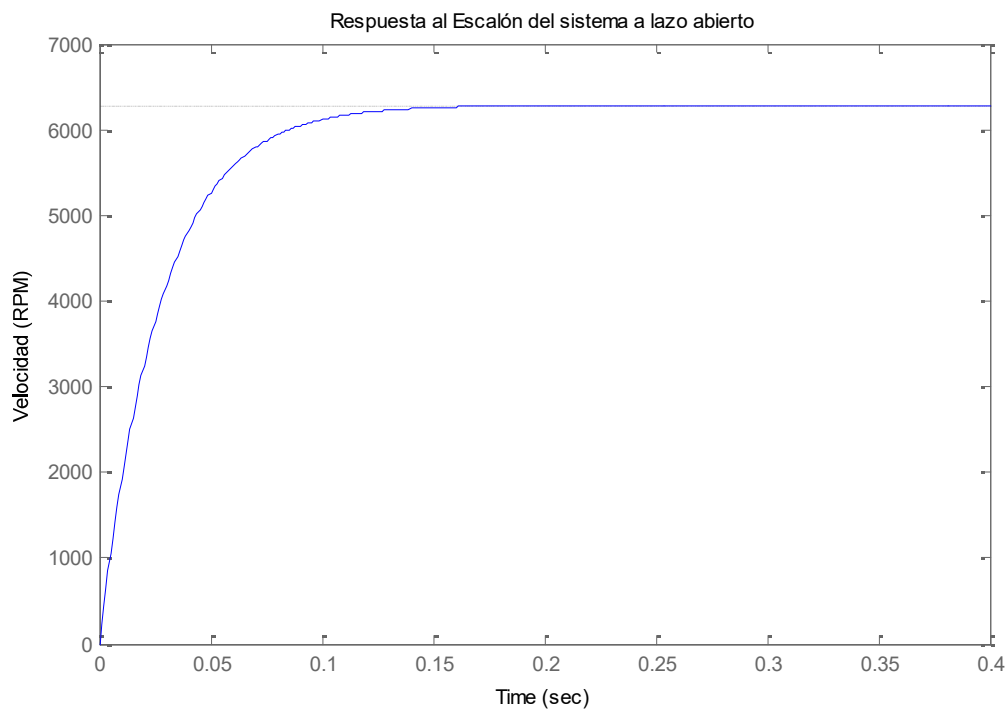


Figura 4.13 Respuesta del sistema a lazo abierto.

Como podemos ver la respuesta en simulación es muy parecida a la respuesta física que se muestra en la Figura 4.9. A continuación veremos la respuesta real vs simulación en lazo abierto para validar la respuesta:

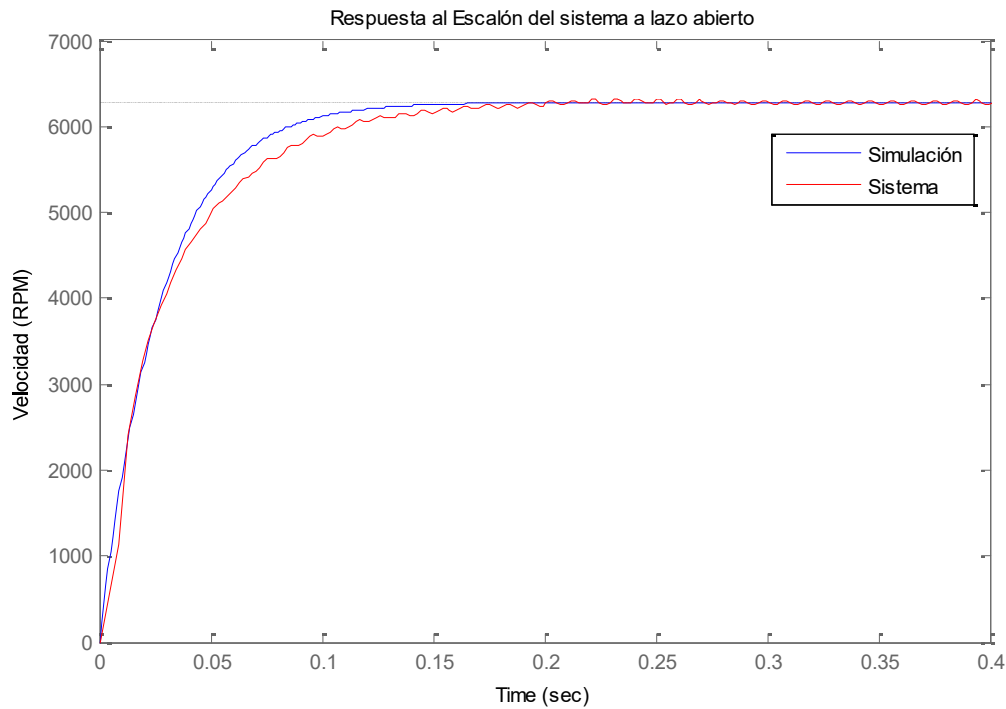


Figura 4. 14 Respuesta del sistema real vs simulación.

La respuesta real es muy aproximada a la respuesta de simulación, por lo que se valida que el sistema corresponde a uno de primer orden, ya que como se había dicho anteriormente no presenta un retardo significativo. Ahora que se cuenta con la función de transferencia del motor, se tiene el comportamiento del sistema, se procede a obtener las constantes del controlador PID como sigue:

Representación en Lazo Cerrado

Ahora se procede a realizar la simulación en Matlab/Simulink para obtener las constantes del controlador PID de nuestro sistema y ver el comportamiento a diferentes ganancias; el orden que se siguió para la simulación es siguiente;

- Proporcional
- Proporcional + Integral
- Proporcional + Integral + Derivativo

En la Figura 4.15 se muestra el diagrama de bloques del control proporcional que se implementó en Simulink.

Los criterios de diseño con una entrada escalón de 6281 rev/min son:

- Tiempo de establecimiento menor que 0.5 segundos
- Sobre-impulso menor que 5%
- Estado-estacionario con un error menor de 1%

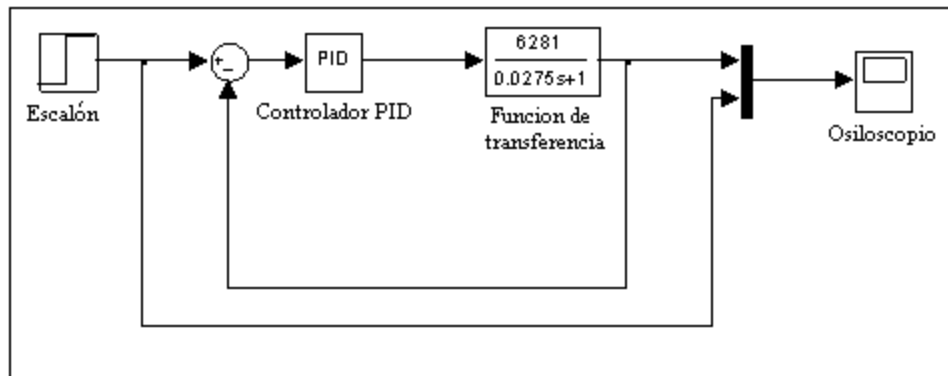


Figura 4.15 Diagrama de bloques de un control proporcional.

La metodología utilizada para la simulación comprende la observación del comportamiento del sistema con un control proporcional a diferentes ganancias y manteniendo el controlador integral y derivativo en cero (en el bloque PID).

Después de realizar estas pruebas al sistema, se procede a simular con un control proporcional constante de valor medio y ahora se agrega el integral con diferentes valores de ganancia. Por último, si es necesario se agrega el controlador derivativo (en nuestro caso no es necesario). A continuación se presentan las pruebas respectivas para la simulación del control de velocidad del motor a una velocidad de referencia de 6281rpm.

Respuesta con control proporcional variable e integral fijo (K_p = variable y K_i = 0);
 aquí K_p es variable, $K_i = K_d = 0$ en todos los casos de la Figura 4.16.

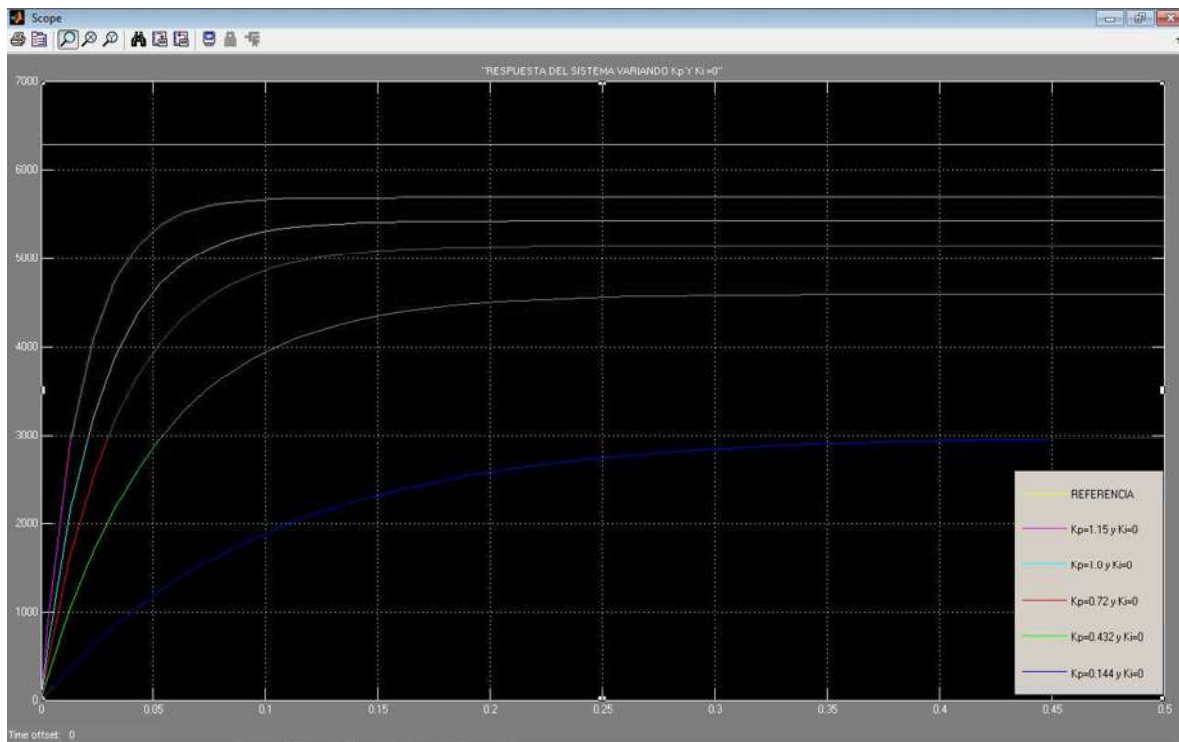


Figura 4.16 Respuesta con K_p =variable y $K_i=0$.

En la Figura 4.16 se aprecia con claridad que dependiendo del valor que tenga el controlador K_p , así cambiará el tiempo en que la velocidad del motor se aproxime al valor de referencia y hace más o menos rápida la respuesta del sistema, sin embargo, siempre presentará un error en estado estacionario debido a que la acción de control es proporcional a la señal de error. Si la señal de error es muy pequeña también lo será la acción de control, por lo tanto, la acción proporcional es insuficiente para minimizar o eliminar el error en estado estacionario en la salida del sistema (la velocidad del motor). De lo contrario, si la ganancia proporcional es muy grande el sistema funcionará inadecuadamente y puede provocar su oscilación.

Respuesta con control proporcional fijo, y controlador integral variable ($K_p=0.432$); aquí K_p es constante, $K_d = 0$ y solo se varia K_i en todos los casos de la Figura 4.17.

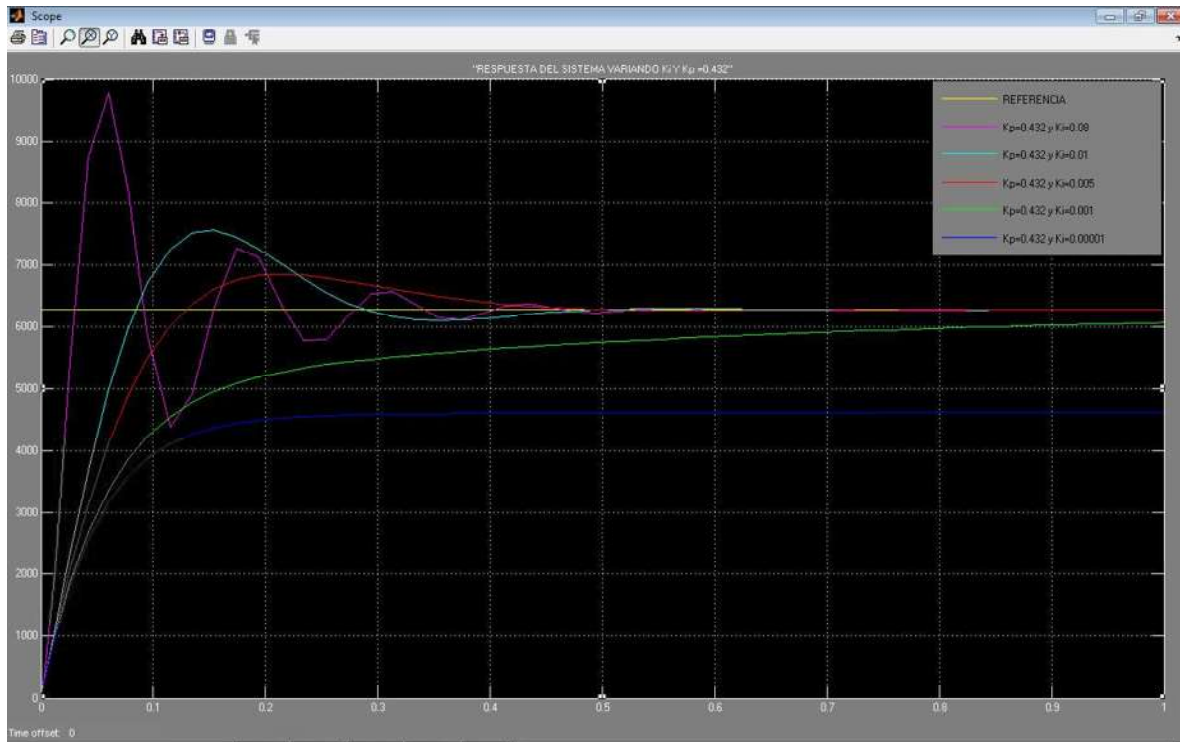


Figura 4.17 Respuesta con $K_p=0.432$ y K_i =variable.

En la Figura 4.17 se puede observar que el control integral mejora de manera significativa la respuesta del sistema, sin embargo, el valor de la constante K_i es crítico, ya que decremento el tiempo de elevación y elimina el error de estado estacionario, pero causa un incremento en el sobreimpulso y en el tiempo de establecimiento. También se percibe que con ganancia integral (K_i) pequeñas el sistema toma mucho tiempo en llegar a la referencia deseada.

Se eligió una ganancia proporcional (K_p) de valor medio de entre las simuladas anteriormente y que se graficaron en la Figura 4.14 porque el controlador integral también reduce el tiempo de elevación e incrementa el sobreimpulso así como lo hace el controlador proporcional (efecto doble). La respuesta que aparece en la Figura 4.15 muestra que el controlador integral eliminó el error de estado estacionario.

4.1.9 Respuesta con el control PID

En la Figura 4.18 se muestra el diagrama del sistema a lazo cerrado implementado en Matlab/Simulink para el cual se ingresan las ganancias del controlador (PID) que se encontraron de manera práctica mediante prueba y error. Cabe mencionar que el control derivativo (K_d) se omitió ya que la respuesta del sistema no presentó cambios al momento de variarlo. De este modo sólo se simula con un control Proporcional-Integral (PI) con ganancias $K_p=0.72$ y $K_i=0.16$. En la Figura 4.19 se presenta la respuesta del sistema (motor) con el control PI.

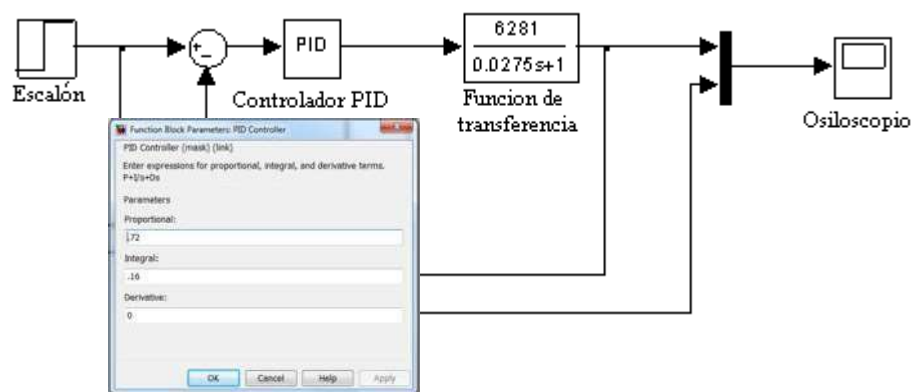


Figura 4.18 Diagrama a bloques del sistema.

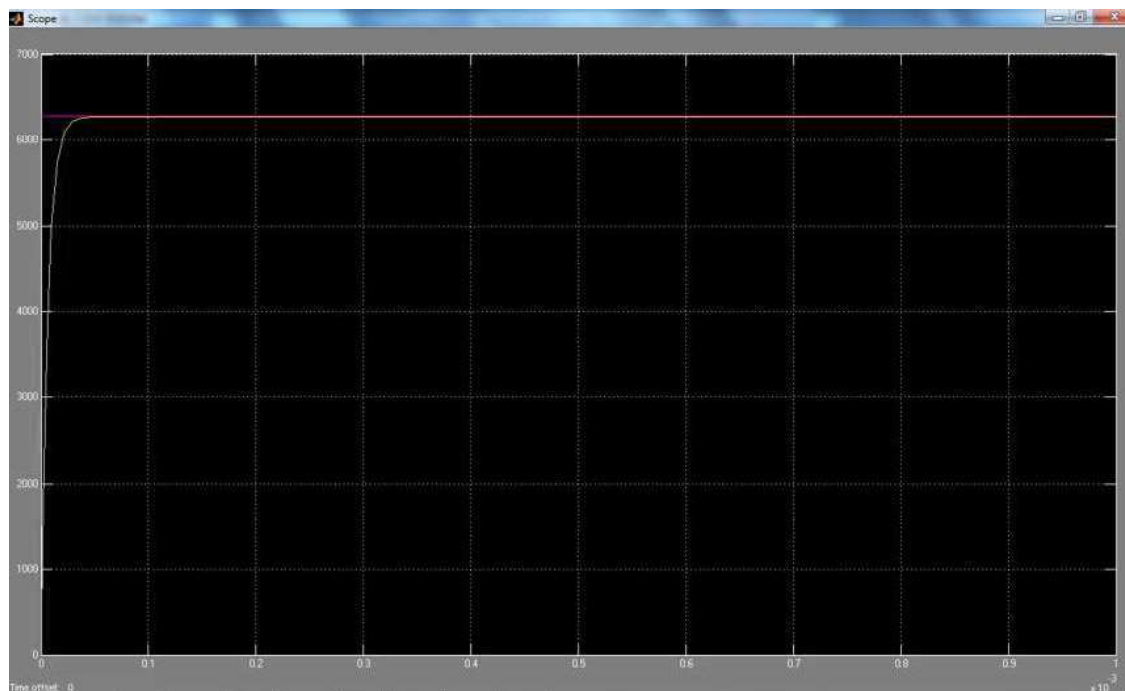


Figura 4.19 Respuesta del sistema con controlador PI.

Como se puede apreciar en la Figura 4.19 la respuesta del sistema con el control PI es suficiente ya que el tiempo que tarda para que se estabilice a la velocidad deseada es menor que 0.5. Se detecta incluso que el tiempo en el que el motor alcanza la velocidad deseada (6281r.p.m.) es menor de 0.1 milisegundos, y presenta un error en el tiempo de establecimiento del 0% por lo que es una respuesta muy eficiente. Cuando se abandona el simulador y se emplea el prototipo que se construyó las variables del controlador se introducen por medio de los potenciómetros como se mencionó anteriormente.

A continuación se presentan en la Tabla 4.2 los resultados de las mediciones reales de la respuesta del sistema, cabe mencionar que se realizaron diferentes pruebas eligiendo un promedio de las lecturas obtenidas. En la Figura 4.20 se muestra gráficamente la respuesta real del sistema con el controlador PI.

Tabla 4.2 Medición de velocidad de salida con control PI

Muestras	Tiempo (seg)	Velocidad (RPM)	Muestras	Tiempo (seg)	Velocidad (RPM)
0	0	0	26	0.026	6241
1	0.001	1616	27	0.027	6236
2	0.002	2822	28	0.028	6222
3	0.003	3690	29	0.029	6213
4	0.004	4379	30	0.03	6213
5	0.005	4925	31	0.031	6215
6	0.006	5337	32	0.032	6195
7	0.007	5638	33	0.033	6188
8	0.008	5843	34	0.034	6191
9	0.009	5991	35	0.035	6194
10	0.01	6091	36	0.036	6205
11	0.011	6157	37	0.037	6220
12	0.012	6200	38	0.038	6232
13	0.013	6215	39	0.039	6236
14	0.014	6222	40	0.04	6236
15	0.015	6224	41	0.041	6246
16	0.016	6217	42	0.042	6232
17	0.017	6212	43	0.043	6217
18	0.018	6210	44	0.044	6208
19	0.019	6205	45	0.045	6205
20	0.02	6203	46	0.046	6200
21	0.021	6212	47	0.047	6205
22	0.022	6215	48	0.048	6200
23	0.023	6232	49	0.049	6200
24	0.024	6234	50	0.05	6205
25	0.025	6234	51	0.051	6212

Respuesta real del sistema

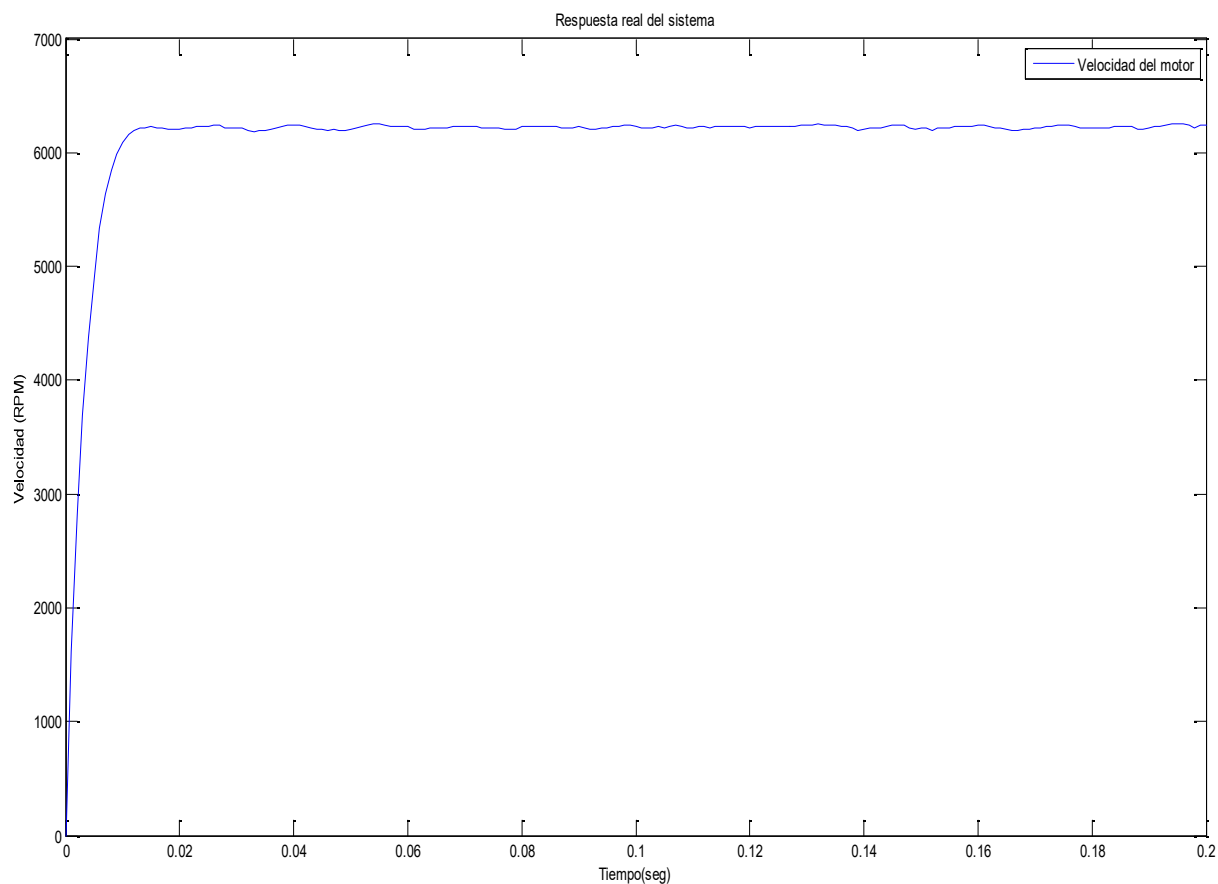


Figura 4.20 Respuesta real del sistema con control PI.

Se puede ver que la respuesta del sistema es muy buena y el tiempo de establecimiento es menor a 0.02s. En la Figura 4.21 se muestra el transitorio de la respuesta real del sistema de la Figura 4.20.

Tiempo de establecimiento real del sistema con control PI.

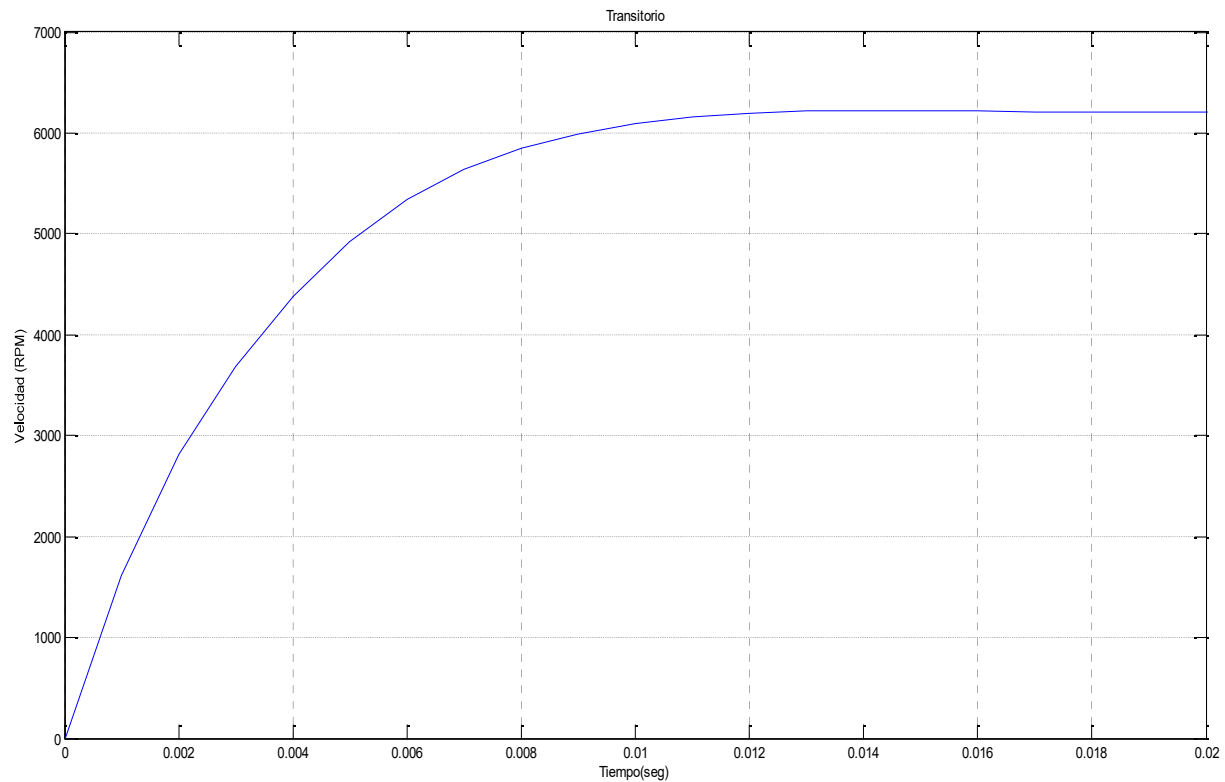


Figura 4.21 Transitorio de la respuesta real del sistema.

En Figura 4.21 se puede ver con mayor claridad que la respuesta del sistema para alcanzar la velocidad de referencia de 6281rpm, lo cual toma un tiempo de establecimiento de 14mseg. En la Figura 4.22 se muestra la respuesta de simulación contra la respuesta real del sistema.

Respuesta real del sistema Vs Simulación

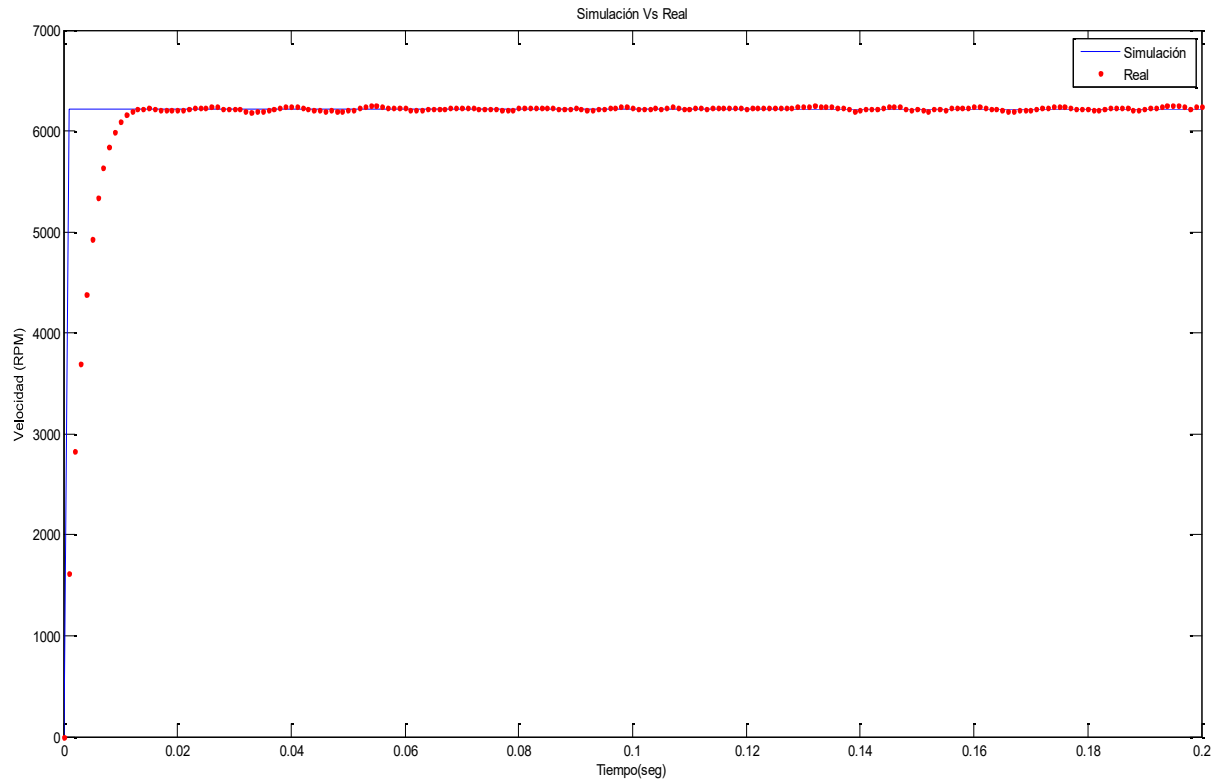


Figura 4.22 Respuesta real del sistema Vs Simulación.

Como se puede apreciar en la Figura 4.22 la respuesta real del sistema no sigue con exactitud a la respuesta de simulación debido a factores externos como ruido y el estado del equipo empleado, sin embargo, se trata de una muy buena respuesta por parte del sistema real ya que se estabiliza en 14ms.

A continuación se presentan algunas fotografías del equipo empleado así como las etapas que conforman el sistema de control, en las Figuras 4.21 a 4.24

Etapas del sistema de control

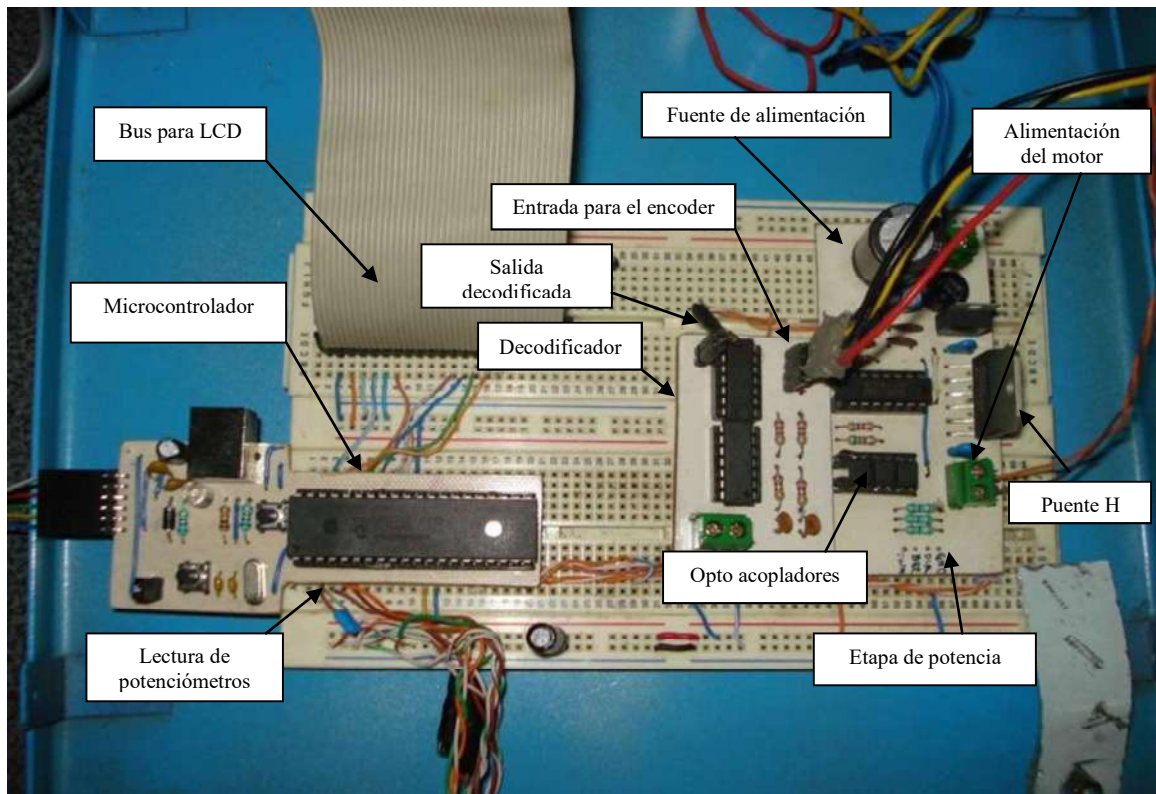


Figura 4.23 Descripción real de las etapas del sistema de control.



Figura 4.24 Descripción del sistema completo.



Figura 4.25 Motor utilizado.

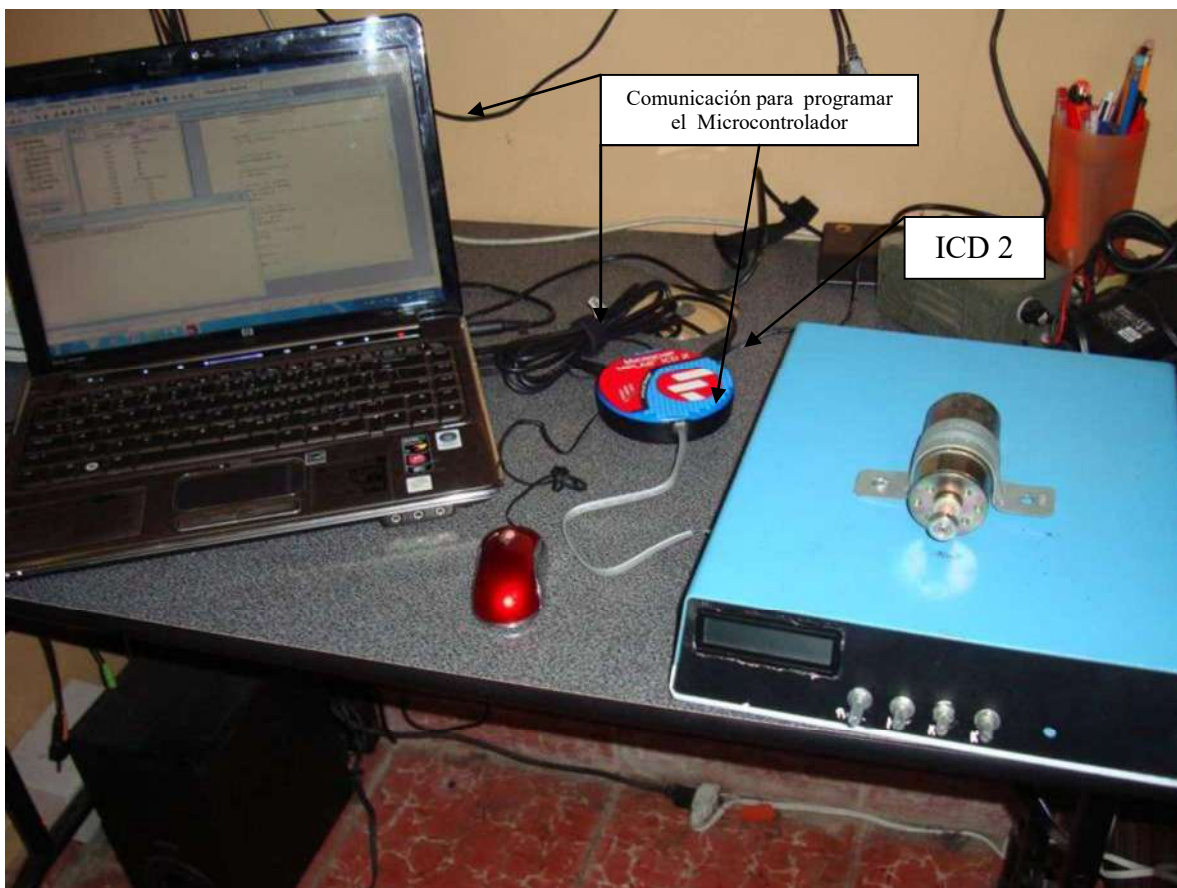


Figura 4.26 Descripción del sistema controlado y monitoreo por medio de una computadora.

Capítulo 5. Conclusiones y Trabajos Futuros

5.1 Conclusiones

5.1.1 Conclusiones Generales

El diseño de este proyecto constituye una aplicación básica de la amplia diversidad de sistemas de control que se pueden encontrar hoy en día y que se pueden implementar para una aplicación industrial. Se observó que al aprovechar las múltiples funciones y módulos que un microcontrolador incorpora, además de la sencillez respecto a los montajes externos fue posible implementar este proyecto utilizando las herramientas integradas lo cual facilitó el diseño.

La modulación por ancho de pulso es un tratamiento que se le da a una señal digital para variar su ancho de pulso y por ende esto afecta el voltaje de salida así como la velocidad de un motor de corriente directa, si la modulación se hace por pulsos de baja frecuencia, el movimiento del motor se va a observar a pasos, es decir, que generará movimiento cada vez que le llegue un pulso; y su sentido de giro se controla con el puente H, polarizando o activando los transistores opuestos como se describió en el capítulo 3.6.

Con este proyecto se logró implementar un circuito que reúne muchas de las áreas de trabajo de la electrónica, como lo es: el control, manejo de microcontrolador y la electrónica de potencia.

5.1.2 Conclusiones Particulares

Este proyecto fue muy interesante ya que el modelo matemático del motor no se pudo obtener por la falta de parámetros (J , K , b , R y L), por lo tanto se utilizó otro método para la solución de este problema, de acuerdo a la respuesta de un sistema de primer orden se obtuvo los parámetros de manera experimental utilizando una entrada escalón al motor de CD y midiendo la velocidad de salida en el transitorio del sistema. Gracias al software de Matlab/Simulink fue posible respaldar estos resultados y visualizar el comportamiento del sistema con diferentes ganancias del control PI. Principalmente, se pretendió realizar un control PID pero de acuerdo a los resultados de simulación sólo fue necesario implementar el control PI teniendo una buena respuesta del sistema, se implementó de manera práctica el controlador K_d pero no presentaba cambio alguno a nuestro sistema.

Por tanto, se concluye que para cualquier motor de CD donde se presenten problemas por falta de información en cuanto a los parámetros para obtener el modelo matemático del motor, hay diferentes métodos que nos encaminan al mismo fin, como es en especial el de método utilizado en este proyecto.

Los primeros problemas surgidos en este trabajo, se presentaron a la hora de calcular el factor adecuado para la conversión de pulsos a RPM. Pronto fue evidente que la exactitud de los valores obtenidos distaba mucho de tener valores precisos de la velocidad real del motor arrojando así ciertas dudas ya que al realizar pruebas no coincidía con lo esperado. Sin embargo, después de revisar de manera exhaustiva se logro encontrar el error y se prosiguió a completar el proyecto con el modelo matemático que también nos encontramos con problemas pero se logro completar un modelo matemático bastante cercano a las características reales del motor a pesar de estas dificultades, ya que las velocidades predichas si se acercaban a lo manifestado en el modelo experimental.

5.2 Trabajos Futuros

Este proyecto es la base principal para muchas mejoras y complementos de diseños de control, por ejemplo se puede contribuir en el software para no sólo controlar velocidad sino posición angular y sentido de giro del motor. En general el programa está abierto para que se le de seguimiento y mejora a proyectos futuros que involucren control de motores de CD, claro adaptando la electrónica adecuada para el control a cada tipo de motor conectado al microcontrolador. Actualmente este tipo de aplicaciones es muy amplio desde mini robots hasta robots industriales donde es aplicable este tipo de control. Este proyecto es un prototipo didáctico que complementa el estudio del control digital y uso de microcontroladores.

Apéndices

APÉNDICE A Tabla juego de caracteres ASCII

	Hex	Dec		Hex	Dec		Hex	Dec		Hex	Dec		Hex	Dec		Hex	Dec					
	00	000		+	2B	043		V	56	086		ü	81	129		¼	AC	172		†	D7	215
☉	01	001		,	2C	044		W	57	087		è	82	130		;	AD	173		‡	D8	216
☼	02	002		-	2D	045		X	58	088		â	83	131		«	AE	174		‡	D9	217
♥	03	003		.	2E	046		Y	59	089		ä	84	132		»	AF	175		⌈	DA	218
♦	04	004		/	2F	047		Z	5A	090		à	85	133			B0	176		■	DB	219
♣	05	005		0	30	048		[	5B	091		â	86	134			B1	177		■	DC	220
♠	06	006		1	31	049		\	5C	092		ç	87	135			B2	178		■	DD	221
•	07	007		2	32	050		]	5D	093		è	88	136			B3	179		■	DE	222
■	08	008		3	33	051		^	5E	094		ë	89	137			B4	180			DF	223
◊	09	009		4	34	052		_	5F	095		ê	8A	138			B5	181		α	E0	224
■	0A	010		5	35	053		`	60	096		ï	8B	139			B6	182		β	E1	225
♂	0B	011		6	36	054		a	61	097		î	8C	140			B7	183		Γ	E2	226
♀	0C	012		7	37	055		b	62	098		ï	8D	141			B8	184		π	E3	227
♪	0D	013		8	38	056		c	63	099		ÿ	8E	142			B9	185		Σ	E4	228
♫	0E	014		9	39	057		d	64	100		ÿ	8F	143			BA	186		σ	E5	229
⚙	0F	015		:	3A	058		e	65	101		É	90	144			BB	187		μ	E6	230
▶	10	016		;	3B	059		f	66	102		æ	91	145			BC	188		τ	E7	231
◀	11	017		<	3C	060		g	67	103		Æ	92	146			BD	189		Φ	E8	232
↑	12	018		=	3D	061		h	68	104		ö	93	147			BE	190		Θ	E9	233
	13	019		>	3E	062		i	69	105		ö	94	148			BF	191		Ω	EA	234
¶	14	020		?	3F	063		j	6A	106		ó	95	149			C0	192		δ	EB	235
§	15	021		@	40	064		k	6B	107		û	96	150			C1	193		ø	EC	236
■	16	022		A	41	065		l	6C	108		ù	97	151			C2	194		φ	ED	237
↑	17	023		B	42	066		m	6D	109		ÿ	98	152			C3	195		ε	EE	238
↓	18	024		C	43	067		n	6E	110		Ö	99	153			C4	196		∪	EF	239
→	19	025		D	44	068		o	6F	111		Ü	9A	154			C5	197		≡	F0	240
←	1A	026		E	45	069		p	70	112		¢	9B	155			C6	198		±	F1	241
↔	1B	027		F	46	070		q	71	113		£	9C	156			C7	199		∇	F2	242
↔	1C	028		G	47	071		r	72	114		¥	9D	157			C8	200		∞	F3	243
↔	1D	029		H	48	072		s	73	115		₹	9E	158			C9	201		∫	F4	244
▲	1E	030		I	49	073		t	74	116		f	9F	159			CA	202		∫	F5	245
▼	1F	031		J	4A	074		u	75	117		á	A0	160			CB	203		÷	F6	246
	20	032		K	4B	075		v	76	118		í	A1	161			CC	204		°	F7	247
!	21	033		L	4C	076		w	77	119		ó	A2	162			CD	205		°	F8	248
"	22	034		M	4D	077		x	78	120		ù	A3	163			CE	206		•	F9	249
#	23	035		N	4E	078		y	79	121		ñ	A4	164			CF	207		•	FA	250
\$	24	036		O	4F	079		z	7A	122		ñ	A5	165			D0	208		•	FB	251
&	25	037		P	50	080		{	7B	123		•	A6	166			D1	209		•	FC	252
&	26	038		Q	51	081			7C	124		°	A7	167			D2	210		•	FD	253
'	27	039		R	52	082		}	7D	125		¿	A8	168			D3	211		■	FE	254
(	28	040		S	53	083		~	7E	126		■	A9	169			D4	212			FF	255
)	29	041		T	54	084		◊	7F	127		¬	AA	170			D5	213				
*	2A	042		U	55	085		Ç	80	128		½	AB	171			D6	214				

APÉNDICE B Características del microcontrolador.

MICROCHIP **PIC18F2455/2550/4455/4550**

28/40/44-Pin High-Performance, Enhanced Flash USB Microcontrollers with nanoWatt Technology

Universal Serial Bus Features:

- USB V2.0 Compliant
- Low Speed (1.5 Mbps) and Full Speed (12 Mbps)
- Supports Control, Interrupt, Isochronous and Bulk Transfers
- Supports up to 32 endpoints (16 bidirectional)
- 1-Kbyte dual access RAM for USB
- On-chip USB transceiver with on-chip voltage regulator
- Interface for off-chip USB transceiver
- Streaming Parallel Port (SPP) for USB streaming transfers (40/44-pin devices only)

Power-Managed Modes:

- Run: CPU on, peripherals on
- Idle: CPU off, peripherals on
- Sleep: CPU off, peripherals off
- Idle mode currents down to 5.8 μ A typical
- Sleep mode currents down to 0.1 μ A typical
- Timer1 oscillator: 1.1 μ A typical, 32 kHz, 2V
- Watchdog Timer: 2.1 μ A typical
- Two-Speed Oscillator Start-up

Flexible Oscillator Structure:

- Four Crystal modes including High Precision PLL for USB
- Two External Clock modes, up to 48 MHz
- Internal oscillator block:
 - 8 user-selectable frequencies, from 31 kHz to 8 MHz
 - User-tunable to compensate for frequency drift
- Secondary oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Dual oscillator options allow microcontroller and USB module to run at different clock speeds
- Fail-Safe Clock Monitor
 - Allows for safe shutdown if any clock stops

Peripheral Highlights:

- High-current sink/source 25 mA/25 mA
- Three external interrupts
- Four Timer modules (Timer0 to Timer3)
- Up to 2 Capture/Compare/PWM (CCP) modules:
 - Capture is 16-bit, max. resolution 6.25 ns (T_{OV}/16)
 - Compare is 16-bit, max. resolution 100 ns (T_{OV})
 - PWM output: PWM resolution is 1 to 10-bit
- Enhanced Capture/Compare/PWM (ECCP) module:
 - Multiple output modes
 - Selectable polarity
 - Programmable dead time
 - Auto-Shutdown and Auto-Restart
- Enhanced USART module:
 - LIN bus support
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module supporting 3-wire SPI™ (all 4 modes) and I²C™ Master and Slave modes
- 10-bit, up to 13-channels Analog-to-Digital Converter module (A/D) with programmable acquisition time
- Dual analog comparators with input multiplexing

Special Microcontroller Features:

- C compiler optimized architecture with optional extended instruction set
- 100,000 erase/write cycle Enhanced Flash program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM memory typical
- Flash/Data EEPROM Retention: > 40 years
- Self-programmable under software control
- Priority levels for interrupts
- 8 x 8 Single-Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
 - Programmable period from 41 ms to 131s
- Programmable Code Protection
- Single-Supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins
- Optional dedicated ICD/ICSP port (44-pin devices only)
- Wide operating voltage range (2.0V to 5.5V)

Device	Program Memory		Data Memory		I/O	14-bit A/D (ch)	CCP/ECCP (PWM)	SPP	MSSP		USART	Comparators	Timers, 8/16-bit
	Flash (bytes)	# Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)					SPI™	Master I ² C™			
PIC18F2455	24K	12288	2048	256	24	10	2/0	No	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F2550	32K	16384	2048	256	24	10	2/0	No	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4455	24K	12288	2048	256	35	13	1/1	Yes	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4550	32K	16384	2048	256	35	13	1/1	Yes	Y	Y	1	2	1/3

APÉNDICE C Rutina de control del LCD.

```
/*
 *   LCD interface example
 *   Uses routines from delay.c
 *   This code will interface to a standard LCD controller
 *   like the Hitachi HD44780. It uses it in 4 bit mode, with
 *   the hardware connected as follows (the standard 14 pin
 *   LCD connector is used):
 *
 *   PORTB bits 0-3 are connected to the LCD data bits 4-7 (high nibble)
 *   PORTB bit 5 is connected to the LCD RS input (register select)
 *   PORTB bit 4 is connected to the LCD EN bit (enable)
 *
 *   To use these routines, set up the port I/O (TRISA, TRISB) then
 *   call lcd_init(), then other routines as required.
 *
 */

#define LCD_RS PORTBbits.RB5 // Register select
#define LCD_EN PORTBbits.RB4 // Enable

void LCD_STROBE(void)
{
    LCD_EN = 1;
    Delay10TCYx(1);
    LCD_EN = 0;
}

void DelayMs (unsigned char x)
{

```

```

unsigned char i;
    for (i=0; i<x; i++)
    {
        Delay1KTCYx(12); //retardo de 1ms, si Ftcy=12Mhz
    }
}

```

```

/* write a byte to the LCD in 4 bit mode */

```

```

void

```

```

lcd_write(unsigned char c)

```

```

{
    PORTB = (PORTB & 0xF0) | (c >> 4);
    LCD_STROBE();
    PORTB = (PORTB & 0xF0) | (c & 0x0F);
    LCD_STROBE();
    DelayMs(5);
}

```

```

/*

```

```

 *   Clear and home the LCD

```

```

*/

```

```

void

```

```

lcd_clear(void)

```

```

{
    LCD_RS = 0;
    lcd_write(0x1);
    DelayMs(5);
}

```

```

/* write a string of chars to the LCD */

```

```

void
lcd_puts(rom const char * s)
{
    LCD_RS = 1; // write characters
    while(*s)
        lcd_write(*s++);
}

/* write one character to the LCD */

void
lcd_putch(char c)
{
    LCD_RS = 1; // write characters
    PORTB = (PORTB & 0xF0) | (c >> 4);
    LCD_STROBE();
    PORTB = (PORTB & 0xF0) | (c & 0x0F);
    LCD_STROBE();
    DelayMs(5); // 5ms es el tiempo maximo para escribir un dato
}

/*
 * Go to the specified position
 */

void
lcd_goto(unsigned char pos)
{
    LCD_RS = 0;
    lcd_write(0x80+pos);
}

```

```
}
```

```
/* initialise the LCD - put into 4 bit mode */
```

```
void
```

```
lcd_init(void)
```

```
{
```

```
    //PUERTO B MODO DIGITAL
```

```
    PORTB = 0x00;
```

```
    ADCON1 = 0x0F;
```

```
    TRISB = 0xC0;
```

```
    LCD_RS = 0; // write control bytes
```

```
    LCD_EN= 0;
```

```
    DelayMs(15); // power on delay
```

```
    PORTB= 0x3; // attention!
```

```
    LCD_STROBE();
```

```
    DelayMs(5);
```

```
    LCD_STROBE();
```

```
    DelayMs(1);
```

```
    PORTB = 0x2;      // set 4 bit mode
```

```
    LCD_STROBE();
```

```
    lcd_write(0x28);   // 4 bit mode, 1/16 duty, 5x8 font
```

```
    lcd_write(0x0F);   // display on, blink cursor on
```

```
    lcd_write(0x06);   // entry mode
```

```
    lcd_clear();
```

```
}
```

APÉNDICE D Código del sistema.

```
#include <p18cxxx.h>
#include <delays.h>
#include "lcd.h"
#include <timers.h>

#pragma config PLLDIV=5, CPUDIV = OSC1_PLL2, USBDIV = 2
#pragma config FOSC = HSPLL_HS, PWRT = OFF, VREGEN = ON, WDT = OFF
#pragma config LVP = OFF

#define dir PORTDbits.RD1
#define brk PORTDbits.RD0
#define speed CCPR1L

#define on 1
#define off 0
#define derecha 1
#define izquierda 0

#define Pulso LATDbits.LATD2

//-----control analogico-----

#define canal_0 0
#define canal_1 1
#define canal_2 2
#define canal_3 3
//-----

int NoPulsosT1, NoPulsosT0;//tacometro
int T0, T1,ac;
unsigned long NoPulsos;
unsigned char caracter[5];
float error,error_a,error_i,error_d,ki,kp,kd,i,p,ct,d;
float referencia,vel;
unsigned char contador, muestras;
unsigned int transitorio[100];

void limite_i(void)
{
    if(error_i > 5000.0)
        error_i = 5000.0;

    if(error_i < 0.0)
        error_i = 0.0;
}
void limite_ct(void)
{
    if(ct > 255.0)
```



```

        ct = 255.0;

        if(ct < 0.0)
            ct = 0.0;
    }

void interrupcion(void);
#pragma code hig_vector=0x08

void high_interrupt(void)
{
    _asm GOTO  interrupcion _endasm;
}

#pragma code
#pragma interrupt interrupcion

void interrupcion(void)
{
    if(PIR2bits.TMR3IF==1)
    {
        PIR2bits.TMR3IF=0;

        contador++;
        if(contador==2)
        {
            contador=0;

            //tacometro digital
            NoPulsosT1 = ReadTimer1();
            WriteTimer1(0x0000);

            vel=NoPulsosT1;

            if(muestras<100)
            {
                transitorio[muestras]=vel;
                muestras++;
            }

            vel=vel*7.1526; //factor para rpm,
            5760*0.087381=503.316, 3600/503.316
            //fin de tacometro

            //calculo de error
            error=referencia-vel;

            //calculo proporcional
            p = kp*error;

```

```

        //calculo de integral
        error_i=error_i+error;
        i = ki*error_i;
        limite_i();

        //calculo derivativo
        error_d=error-error_a;
        error_a = error;
        d = kd*error_d;

        //control total de salida
        ct=p+i+d;

        ct=ct/39.215;

        limite_ct();

        speed = ct;
    }
}

void PrintInt(unsigned int vel,unsigned char lugar)
{
    character[0]= vel/10000;
    vel=vel%10000;
    if(lugar == 0)
        LCD_Data(character[0]+0x30);

    character[1]=vel/1000;
    vel=vel%1000;
    LCD_Data(character[1]+0x30);

    if(lugar == 1)
        LCD_Data('.');

    character[2]=vel/100;
    vel=vel%100;
    LCD_Data(character[2]+0x30);

    character[3]=vel/10;
    LCD_Data(character[3]+0x30);

    if(lugar == 0)
    {
        character[4]=vel%10;
        LCD_Data(character[4]+0x30);
    }
}

```

```

}

//-----funcion para leer el control pid con los
potenciometros-----

unsigned char ReadAD(unsigned char canal)
{
    canal=canal<<2; //ajusta a la izquierda
    canal=canal|0x01; //enciende el convertidor A/D
    ADCON0=canal;    //configura el convertidor A/D
    ADCON0bits.GO_DONE=1; //inicia conversion
    while(ADCON0bits.GO_DONE==1); //espera la conversion
    return ADRESH;
}
//-----
-----

void main(void)
{
    //para la referencia con potenciometro
    TRISAbits.TRISA0=1;

    ADCON1=0b00001110; //seleccion de canal AN0 y convierte de 0
a 5 volts
    ADCON0=0b00000001; //seleccion del canal 0 y se enciende el
canal
    ADCON2=0b00010110; //seleccion de tiempo de adquisicion 4Tad,
justificacion a la izquierda 64Toc

    TRISAbits.TRISA4=1; //entrada del encoder canalA
    TRISCbits.TRISC0=1; //entrada del encoder canalB

    TRISDbits.TRISD0=0; //aqui está conectado el freno, este se
activa con 1
    TRISDbits.TRISD1=0; //aqui está conectado el sentido de giro,
con 1=derecha, 0=izquierda
    TRISCbits.TRISC2=0; //aqui sale el pwm hacia el motor

    TRISDbits.TRISD2=0;

    //estas son para que a cada que se simule empieza a girar motor
    brk=off;
    dir=derecha;
    contador=0;
    muestras=0;
    //para frecun muestreo interrup
    T3CON=0b10110001; //modo 16bits, prescaler=4, para periodo de
muestreo
    INTCONbits.GIE=1;
    INTCONbits.PEIE=1;
    PIR2bits.TMR3IF=0;

```

```

    PIE2bits.TMR3IE=1;
    IPR2bits.TMR3IP=1;
    //habilitacion del tmr3
    /*GIE=1;
    PEIE=1;
    TMR3IE=1;PIR2
    TMR3IF=0;PIE2*/

    //configuracion de timer0 modo CONTADOR
    T0CON=0b10101011;

    //configuracion de timer1 modo LECTURA/ESCRITURA
    T1CON=0b10000011;

    //configuracion del PWM en el registro T2CON
    T2CON=0b00000111; //bits 0-1: es con un prescaler de 1:16,
    bit2:TMR2 encendido, bits 3-6: es post-esacler 1:1 y 7=no
    importa
    PR2=0XFF; //cuando el valor de TMR2 se iguala con
    el valor del registro PR2 se reinicia TMR2 y se activa la señal de
    salida del temporizador
    CCP1CON=0b00001100; //bit 0-3: modo pwm bits 4-7:no
    interesan

    //inicialización de timer's en cero
    Nop();
    Nop();
    WriteTimer1(0x0000); //el timer1 lee la derecha
    WriteTimer0(0x0000);
    Nop();

    speed=0;
    dir=derecha;

    kp=0.72;
    ki=0.16;
    kd=0.0;

    i=0;
    p=0;
    d=0;
    ct=0;
    error_i = 0;
    error_a = 0;

    LCD_Init();

```

```

        while(1)
        {
//-----leyendo control con potenciómetro-----
        referencia=ReadAD(canal_0);

        kp=ReadAD(canal_1);
        kp=kp/255;

        ki=ReadAD(canal_2);
        ki=ki/1000;

        kd = ReadAD(canal_3);
        kd=kd/10000;

        referencia = referencia * 39.0;

        //IMPRESION EN LCD
        LCD_Command(0x81);
        PrintInt(kp*1000,1);

        LCD_Command(0x86);
        PrintInt(ki*1000,1);

        LCD_Command(0x8B);
        PrintInt(kd*1000,1);

        LCD_Command(0xC1);
        PrintInt(referencia,0);

        LCD_Command(0xC7);
        PrintInt(vel,0);

        }
}

```

APÉNDICE E Código empleado en MATLAB

```
function control%lazo cerrado
x= load('TerceraPruebaOK.txt');
t=0:0.001:.209;
t=t';
%plot(t,x),title('Respuesta real del sistema')

%ganacias del control PID
s = 's';
kp = 0.72;
ki = 0.16;
kd = 0.0;

num = [kd kp ki];
den = [1 0];

PID = tf(num,den)%ft de controlador PID

%ft de la planta
np = 6281;
dp = [0.0275 1];

G=tf(np,dp)%ft de la planta

GT=PID*G/(1+PID*G)
GT=minreal(GT);%simplificando

ys=step(GT,t)*np;
%plot(t,ys)
plot(t,ys,t,x,'r.'),title('Simulación Vs Real')
axis([0 0.02 0 7000])
grid
xlabel('Tiempo(seg)')
ylabel('Velocidad (RPM)')
```

REFERENCIAS

[Ogata, Katsuhiko 2003]

[1]. Ogata, Katsuhiko. Ingeniería de Control Moderna. Barcelona: Prentice Hall, 2003.

[Angulo, M. 1999]

Microcontroladores PIC McGraw – Hill.

[Ogata, K. 1998]

Ingeniería de Control Moderna, Prentice Hall. www.microchip.com

[Kosow 1993]

[2] Kosow, Irving L. Máquinas Eléctricas y Transformadores, 2da Edición. México: Prentice Hall, 1993.

[Chapman 2005]

[3] Chapman, Stephen J. Máquinas Eléctricas 4ta Edición. México: Mc Graw Hill, 2005.

[Maloney 1997]

[4] Maloney, Timothy J. Electrónica Industrial Moderna 3era Edición. Hispanoamérica: Prentice Hall, 1997.

[Fitzgerarld 1992]

[5] Fitzgerarld, Jr., Kingsley y Umans. Máquinas Eléctricas, 5ta Edición. México: Mc Graw Hill, 1992.

[Serway 2002]

[6] Serway y Beichner. Tomo II: Física para ciencias e ingeniería, 5ta Edición. México: Mc Graw Hill, 2002.

Mplab para desarrollo de programas de microcontroladores MICROCHIP technology.
www.microchip.com

[Wikipedia]

Información de motores de CA. 17-Junio-2010.
http://es.wikipedia.org/wiki/Motor_de_corriente_alterna

[Wikipedia]

Motor serie. 17-junio-2010. http://es.wikipedia.org/wiki/Motor_serie

[Wikipedia]

Motor compound. 17-junio-2010. http://es.wikipedia.org/wiki/Motor_compound

[Wikipedia]

Motor shunt. 17-juni-10. http://es.wikipedia.org/wiki/Motor_shunt

[Wikipedia]

Información motor pasa a paso. 18-junio-10.
http://es.wikipedia.org/wiki/Motor_paso_a_paso

[Wikipedia]

Información de Encoder. 3-julio-2010. <http://www.info-ab.uclm.es/labelec/Solar/Componentes/SPOSICION.htm>

Información de Encoder. 18-Noviembre-2010

- [7] <http://bc.inter.edu/facultad/arincon/encoderIncrementales.pdf> encoder
- [8] http://mechatronics.mech.northwestern.edu/design_ref/sensors/encoders.html
- [9] <http://usdigital.com/products/encoders/incremental/rotary/kit/e2/>
- [10] <http://forums.parallax.com/showthread.php?t=77656>
- [11] http://ingenieria.unlam.edu.ar/uea2010/trabajos/uea2010_submission_21.pdf

[Monografias]

Servomotores. 3-julio-10. <http://www.monografias.com/trabajos60/servo-motores/servo-motores2.shtml>

[National]

Información de Display <http://www.national.com/ds/LM/LMD18200.pdf>