

Universidad Autónoma de Querétaro

Facultad de Ingeniería

Ingeniería en Automatización

Análisis y desarrollo de un servo amplificador para motores sin núcleo para medición de viscosidad.

**TESIS**

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de Ingeniero en Automatización

**PRESENTA:**

Jesús Adair Rodríguez Arcega

**Dirigido por:**

Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz

M. en C. Andrés Antonio Acosta Osorio

**SINODALES**

Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz

Presidente

\_\_\_\_\_  
Firma

M. en C. Andrés Antonio Acosta Osorio

Secretario

\_\_\_\_\_  
Firma

Dr. Roberto Augusto Gómez Loenzo

Vocal

\_\_\_\_\_  
Firma

Dr. Manuel Toledano Ayala

Suplente

\_\_\_\_\_  
Firma

Dr. Edgar Alejandro Rivas Araiza

Suplente

\_\_\_\_\_  
Firma

\_\_\_\_\_  
Dr. Gilberto Herrera Ruiz

Director de la Facultad

\_\_\_\_\_  
Dr. Manuel Toledano Ayala

Coordinador de la Carrera en Automatización

Centro Universitario

Querétaro, Qro.

Noviembre 2011

México



## RESUMEN

Esta tesis de licenciatura tiene como fin presentar el diseño y análisis de un servo amplificador para motores de corriente directa, la metodología propuesta se basa en una arquitectura modular abierta para la distribución eficiente de la energía y que además podría permitir modificar las características del servo amplificador en tiempo real con la incorporación de componentes electrónicos de alto desempeño como lo es el micro controlador, en este tipo de arquitectura hay una detallada descomposición, integración y compatibilidad de componentes e interfaces, además de que permite desarrollar nuevos productos a través de la estandarización y la reducción significativa del sistema. Con el propósito de desarrollar un dispositivo de alto rendimiento que sea capaz de generar trayectorias, se combinarán etapas analógicas, digitales, de potencia y control. También, debido a que resulta más conveniente conocer el estado del servo amplificador, se optó por incorporar la UART (*Transmisor-Receptor Asíncrono Universal*) por medio de un circuito integrado *FTDI* (*Future Technology Devices International*) que convierte un protocolo USB (*Bus Universal en Serie*) a RS-232, como medio de comunicación, para poder obtener las variables leídas por los transductores y ajustar o modificar los parámetros y el modo de operación en línea. Finalmente para proveer al usuario un sistema de control de velocidad que cumpla con las necesidades del sistema, el servo amplificador tendrá dos lazos internos de control, los cuales son, velocidad y corriente.

**(Palabras clave:** servo amplificador, arquitectura modular, micro controlador, protocolo USB, control PID)

## SUMMARY

This thesis aims to present the design and analysis of a servo amplifier for DC motors, the proposed methodology is based on an open modular architecture for the efficient distribution of energy and could also be allowed to modify the characteristics of real-time servo amplifier with the addition of high performance electronic components such as the microcontroller, in this type of architecture is a detailed breakdown, integration and compatibility of components and interfaces, plus it possible to develop new products through standardization and a significant reduction of the system. In order to develop a high performance device that is capable of generating paths, steps will combine analog, digital, power and control. Also, because it is more convenient to know the status of the servo amplifier, it was decided to incorporate the UART through an integrated circuit that converts a USB protocol to RS-232 as a means of communication in order to get the variables read by the transducer and adjust or modify the parameters and the online mode. Finally, to provide the user with a speed control system that meets the needs of the system, the servo amplifier has two internal control loops, which are speed and power.

**(Keywords:** servo amplifier, modular architecture, microcontroller, USB protocol, PID control)

**A mi familia, a todos ellos.**

## **AGRADECIMIENTOS**

A toda mi familia por su amor, comprensión y todo su apoyo, a mi novia Esmeralda y a su familia por sus buenos consejos y apoyo total por creer en mí. Y a todas las personas, profesores y amigos que me rodearon a lo largo de este proceso, pues se concluye una etapa muy importante en mi vida.

Por el apoyo, soporte, consejos de mi asesor Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz, la ayuda incondicional de mis compañeros de cubil, Ingeniero Moisés Agustín Martínez Hernández e Ingeniero Fortino Mendoza Mondragón y la paciencia del Dr. Edgar Alejandro Araiza Rivas y M. en C. Andrés Antonio Acosta Osorio.

# INDICE

Resumen	i
Summary	ii
Dedicatorias	iii
Agradecimientos	iv
Índice	v
Índice de cuadros	vii
Índice de figuras	viii
1 INTRODUCCION	1
1.1 Justificación	3
1.2 Planteamiento del problema	4
1.3 Hipótesis y Objetivos	5
2 REVISION DE LITERATURA	6
2.1 Introducción	
2.2 Descripción de los Microcontroladores PIC de alto desempeño	6
2.3 Descripción de la arquitectura de propósito específico para el control de motores	11
2.4 Interrupciones	17
2.5 Sistema Embebido	19
2.6 Descripción del Procesamiento de señales	24
2.7 Viscosidad	30
2.8 Modelo matemático	35
2.9 Tipos de viscosímetros	41
3 METODOLOGIA	45
3.1 Introducción	45
3.2 Esquema General del Proyecto	46
3.2.1 Etapa de acondicionamiento de la señal	49
3.2.1.1 Acoplamiento analógico – digital	53
3.2.2 Generación de tiempo muerto	55

3.2.3 Acondicionamiento de la etapa de potencia y disparo de los IGBT's (Driver)	59
3.2.4 Sensado de variables	62
3.2.4.1 Voltaje de Bus y corriente de Bus	63
3.2.4.2 Encoder	65
3.2.5 Implementación en un viscosímetro de cilindros concéntricos tipo hélice.	67
3.3 Materiales y Recursos	68
4 RESULTADOS Y DISCUSION	69
5 CONCLUSIONES	73
6 BIBLIOGRAFIA	75
7 APENDICE	76



## INDICE DE CUADROS

<b>Cuadro</b>		<b>Página</b>
2.2	Ejemplo de familias de microcontroladores.	9
2.3	Comparación de las familias de PIC.	10
2.4.	Funciones del módulo <i>PWM</i> dentro del compilador <i>PCWHD</i> de <i>CCS</i> .	56

## INDICE DE FIGURAS

<b>Figura</b>		<b>Página</b>
2.3.	Circuito equivalente de un motor de corriente directa.	15
2.4.	Diagrama de bloques de un motor de corriente directa.	16
2.5.	Diagrama general de un sistema embebido básico.	23
2.6.	Filtro pasa bajas analógico (a), en tiempo discreto (b) y digital (c).	25
2.7.	Respuesta escalón de los tres filtros anteriores.	27
2.8.	Esquema de los diferentes tipos de viscosímetros rotacionales	42
2.9.	a) Tornillo sinfín utilizado como impeler. b) Modelo de dos cilindros con diferentes diámetros y alturas. c) Modelo de dos cilindros con diferente altura e igual diámetro.	43
3.0.	Diagrama general a bloques del servo amplificador con interfaz de usuario.	46
3.1.	Esquema electrónico modular de los componentes internos del servo amplificador.	48
3.2.	Esquema del módulo analógico del acondicionamiento de la señal de comando.	50
3.3.	Amplificador operacional en configuración inversora con los valores de la ecuación 2.41.	51
3.4.	Diagrama electrónico de la etapa digital acoplando las señales analógicas, compuesto por microcontrolador PIC 18F4431 de Microchip.	54

3.5	Señal de comando emitida por el controlador <i>GALIL</i> .	54
3.6	Tiempo muerto generado a la salida del micro controlador $3.2\mu s$ a 20 KHz.	58
3.7.	Diagrama a bloques y esquema general de la etapa de potencia del servo amplificador.	60
3.7a.	Conexiones del driver <i>HIP4081A</i> y señales que van al Puente-H.	61
3.7b.	Puente-H a detalle con todas las señales de habilitación provenientes del driver <i>HIP4081A</i> .	61
3.8.	Arreglo lógico de compuertas AND y NOT.	62
3.9.	Circuito implementado para la medición de corriente.	63
4.0.	Esquema general de la alimentación del servo amplificador.	64
4.1.	Diagrama general del módulo de cuadratura de encoder y su funcionamiento.	65
4.2.	(a) Resultados experimentales de la señal de retroalimentación del tacogenerador adquiridos con la tarjeta NI6300 y mostrados en una interfaz en LabView. (b) Señal del tacogenerador adquirida en el osciloscopio TDS 2024B.	67
4.3.	Esquema del controlador implementado y embebido en el microcontrolador.	69
4.4.	Diagrama de flujo de la rutina de control embebida en el microcontrolador.	70
4.5.	Panel frontal de la interfaz en LabVIEW.	71

4.6.	Diagrama a bloques de la estructura de la interfaz (habilitación del servo amplificador, habilitación de temperatura, referencia de velocidad).	71
4.7.	Diagrama a bloques de la estructura de la interfaz (referencia de temperatura, estado del servo amplificador, lectura del transductor, lectura de la corriente).	72
4.8.	Diagrama a bloques de la estructura de la interfaz (estado de la temperatura).	72

## 1. INTRODUCCIÓN

La ingeniería tiene que ver con la comprensión y el control de los materiales y las fuerzas de la naturaleza para beneficio de la humanidad. Los ingenieros, tienen que aprender a controlar los sectores de su entorno, a menudo llamados sistemas, con el fin de proporcionar productos útiles para la sociedad.

Un sistema, consta de componentes interconectados y está diseñado para lograr un propósito deseado. El rendimiento de estos sistemas puede ser examinado, y los métodos para el control pueden ser propuestos. El reto actual de los ingenieros es el modelado de un método de control moderno, complejo y con sistemas interrelacionados, tales como sistemas de control de tráfico, procesos químicos y sistemas robóticos.

El control de un servo sistema es uno de los más importantes y ampliamente utilizados sistemas de control, cualquier maquina o pieza de un equipo que tenga partes giratorias, contendrá uno o más sistemas de control. El trabajo del servo sistema puede incluir:

- Mantener la velocidad de un motor dentro de ciertos límites, incluso cuando la carga en la flecha del motor pueda variar, a esto se le llama regulación.
- Variar la velocidad de un motor y la carga, de acuerdo a un conjunto de valores con un programa externo. Por ejemplo el *set point* o referencia de seguimiento.

Nuestra vida cotidiana depende de los servo controladores, en cualquier lugar donde haya un motor eléctrico habrá un servo sistema para controlarlo, el servo control es muy importante, la economía del mundo depende de ello, la industria manufacturera no existiría sin servo sistemas, debido a que las líneas de producción no podrían ser controladas y el

transporte se detendría porque la unidades de tracción eléctrica no funcionarían.

En muchas aplicaciones dentro de los sistemas de instrumentación, tales como lo es el control de motores, se necesitan proporcionar potencias en rangos elevados para suministrar la corriente necesaria en el actuador, y para conseguirlo se requiere utilizar una etapa de amplificación de alta potencia. Una etapa de amplificación de potencia, es aquella cuya etapa de salida ha sido diseñada para que sea capaz de generar rangos elevados de tensión e intensidad más amplios, de manera que tenga la capacidad de transferir a la carga la potencia que se requiere.

Los amplificadores de potencia o servo amplificadores son indispensables para diversas aplicaciones y son parte fundamental de un servo sistema, como parte de su funcionamiento un servo amplificador debe operar en un área permitida de voltaje y corriente que asegure la máxima disipación, si sobre la carga se desarrolla una gran cantidad de potencia, el dispositivo deberá ser capaz de manejar una gran cantidad de voltaje y corriente. Finalmente toda esta potencia deberá ser consumida y disipada por el actuador final o servomotor, este, tiene la capacidad de ser controlado en velocidad o posición, la forma más adecuada de realizar estas operaciones es mediante un control en lazo cerrado, en el cual se está midiendo continuamente la velocidad y posición, para en función de estos valores, aportar mayor o menor potencia al motor. Como primera manera de mover un motor se utiliza una señal digital de tensión modulada por medio de un ancho de pulso o *PWM* (Pulse Width Modulation) de modo que haga girar al motor continuamente en uno u otro sentido.

Es posible alimentar al motor con un valor de tensión cualquiera y la velocidad alcanzada depende directamente de esta tensión, de modo que, al variar la frecuencia de la señal de entrada, varía también la frecuencia con la que el motor gira, o lo que es lo mismo, la frecuencia de salida es la misma que la frecuencia de entrada.

## 1.1 Justificación

Debido a los estándares de calidad que adoptan las empresas es importante optimizar áreas de ensamble automatizadas que garanticen la demanda de producción y que cumplan con las especificaciones que la industria requiere. Por esto, es importante estar actualizado en la tecnología tanto de software como de hardware que existe en el mercado para ser competitivo en el campo de control.

El problema trata de resolver la producción de servo amplificadores para motores de corriente directa, con un alto aprovechamiento de la energía en el actuador, fácil de manipular y genérico de tal manera que se pueda englobar en un sistema con arquitectura modular dedicado al control de movimiento. Éste proyecto se desarrolla principalmente para aplicar fundamentos e implementar un proceso real de automatización utilizando como principal elemento los conocimientos en eléctrica y electrónica así como de ciertos dispositivos semiconductores, para con ello lograr un servo amplificador de alto rendimiento, el cual pueda ser empleado por *MIPYMES* (Micro , Pequeñas y Medianas Empresas). Con esto se puede impulsar el comercio de industrias en donde es requerido el control de posición y velocidad, tales como: sector manufacturero, alimenticio y textil, por mencionar algunos. Por otro lado se pretende adquirir la experiencia necesaria para incorporarse en el campo del control automático y las áreas que involucra el proyecto, tal como lo sugiere []. Estos campos abarcan asignaturas como: Servo sistemas, Mecatrónica, Electrónica de potencia, Control, Programación, Electrónica digital, etc.

El principio de funcionamiento del servo amplificador ha hecho que se empleen diferentes elementos secundarios para su funcionamiento, como microcontroladores, elementos activos como el *IGBT* (InsulatedGate Bipolar Transistor o Transistor Bipolar de Compuerta Aislada), amplificadores operacionales y resistencias tipo *Shunt* (resistencias de película metálica), entre otros. Los servo amplificadores se utilizan debido a que son requeridos como intermediarios entre la etapa digital y el motor, es decir, si no hubiera servo amplificador, la corriente necesaria en el motor no podría ser

proporcionada por el simple control digital, con lo cual sería imposible controlar los diferentes parámetros requeridos en un perfil de movimiento.

Una desventaja que se puede mencionar es que necesitan de los accesorios secundarios mencionados anteriormente, ya que, esto hace que se incremente el costo de los sistemas que requieren este tipo de dispositivos, y un sistema de control más sofisticado. Para esto es necesario hacer un análisis de los procesos y dispositivos que compondrán el sistema completo.

## **1.2 Planteamiento del problema**

El servo amplificador es planteado inicialmente desde el punto de vista de los requerimientos de un sistema de control de posición y velocidad, por medio de la implementación de nuevas técnicas de modulación para la distribución eficiente de la energía para el control de servomotores.

Actualmente, la arquitectura dominante existente de control de movimiento, separa completamente el servo amplificador y los lazos de retroalimentación, los servo amplificadores lineales tienden a tener suficiente ancho de banda, pero pueden experimentar cierta distorsión al cambiar la polaridad del motor, o debido a las altas temperaturas generadas por el servo amplificador. Los servo amplificadores digitales que implementan técnicas de modulación de ancho de pulso (*PWM*), eliminan el calor excesivo, debido a que los *IGBTs*(InsulatedGate Bipolar Transistor o Transistor Bipolar de Compuerta Aislada) son conmutados por medio de la modulación, lo cual permite que se encuentren en un estado de totalmente apagado o encendido.

Existen sistemas de servo amplificadores similares desarrollados previamente, por tanto el modelo propuesto es basado en algunos modelos implementados en compañías como: Motion Control Advanced, Maxom Motors, Servo SystemsCompany y National Instruments, por mencionar algunos. Se pretende diseñar en base a nuevos requerimientos de procesos de control de posición y velocidad para CNCs [N. Arda Erol, et al, 2000], máquinas y herramientas [Y. Altintas et al, 1996], robótica [Y. Altintas et al, 1996] y sistemas de uso específico [Timothy N., et al, 2006].



## **1.3 Hipótesis y objetivos**

### **Hipótesis**

Existe una relación entre los modelos tecnológicos que combinan electrónica digital y analógica, con la cual se puede desarrollar un servo amplificador que entregue la energía de manera eficaz en un motor de corriente directa, lo anterior es logrado mediante un método de modulación proveniente de un dispositivo programable, además suplida con un arreglo especial de *IGBTs*.

### **Objetivo general**

Análisis y desarrollo de un servo amplificador para motores de corriente directa implementando una arquitectura modular abierta, y técnicas de modulación que permita la distribución eficiente de la energía.

### **Objetivos particulares**

- Analizar las diferentes metodologías de control de motores de DC.
- Diseñar una etapa de potencia que distribuya la energía de manera eficiente.
- Implementar circuitos eléctricos y electrónicos de alto rendimiento y bajo costo.
- Validar el prototipo en un viscosímetro de cilindros concéntricos tipo hélice.

## 2. REVISIÓN DE LITERATURA

### 2.1 Introducción

En la industria es común el uso de motores en aplicaciones que requieren de automatización, robótica, bandas transportadoras y en diversas maquinas que requieren la transmisión de movimiento como maquinas fresadoras y CNC (en inglés, *ComputerNumeric Control* o *Control Numérico por Computadora*); sin embargo, con frecuencia este tipo de aplicaciones requieren de un sistema de control complejo que involucra la variación de la posición y la velocidad. Investigaciones recientes se centran en mejorar la eficiencia de los servo amplificadores, como medio para proporcionar la potencia necesaria, utilizando para esto, nuevas técnicas de control. En los últimos años se ha venido incrementando el uso de controladores digitales y por ende el empleo de elementos de potencia para alimentar dichos actuadores.

La tendencia actual de controlar los sistemas dinámicos en forma digital, en lugar de analógica, se debe principalmente a la disponibilidad de microprocesadores digitales de bajo costo y a las ventajas de trabajar con señales digitales en lugar de tiempo continuo. A su vez, el desarrollo tecnológico en el mundo e debe en gran parte a la microelectrónica, la cual ha permitido la miniaturización de los circuitos integrados y para ampliar la posibilidad de aplicación. Por consecuencia, si se involucran las etapas analógicas y digitales para el diseño del servo amplificador será posible lograr un elemento que tenga un alto desempeño para la generación de trayectoria y perfiles de movimiento en un sistema de servo control.

### 2.2 Descripción de los Microcontroladores PIC de alto desempeño

Estamos viviendo en la era de la revolución de la información, donde existen computadoras asombrosas disponibles sólo para nuestro uso; algunas se han desarrollado para ser potentes, tanto como sea posible, sin la preocupación del precio, para aplicaciones de alta potencia en la industria y la investigación.

Mientras que la gente rápidamente reconoció y explotó la potencia de cálculo del microprocesador, los diseñadores comenzaron a poner microprocesadores en todo tipo de productos que no tenían nada que ver con la informática. Aquí la necesidad no es necesariamente por el alto poder de cómputo, o las grandes cantidades de memoria, o muy altas velocidades, entonces una nueva categoría especial de microprocesadores se supo que estaba destinado a las actividades de control y no para procesar gran cantidad de números. Después de un tiempo este tipo de microprocesador adquirió una identidad propia y se convirtió en el llamado microcontrolador.

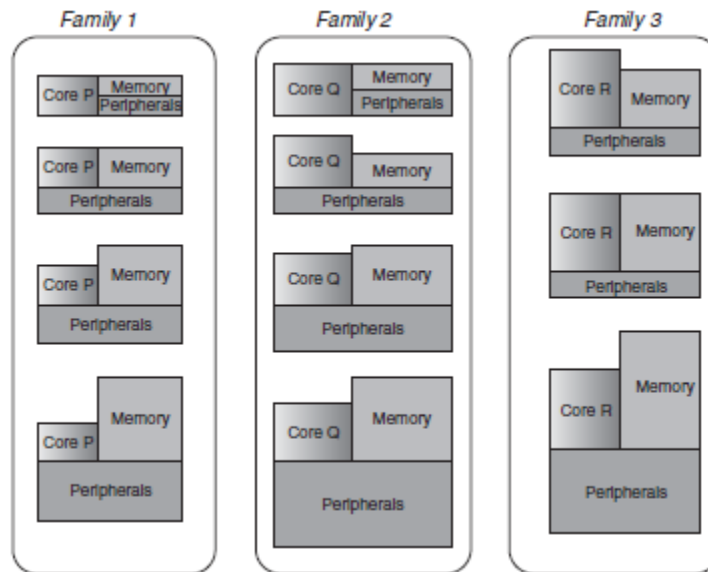
El estudio de los microcontroladores PIC no consiste sólo en dominar su arquitectura interna o el código fuente, si no también conocer programas auxiliares que facilitan el diseño de los sistemas donde intervienen. Los microcontroladores están conquistando el mundo; están presentes en nuestro trabajo, en nuestra casa y en nuestra vida, en general. Se pueden encontrar controlando el funcionamiento de los teclados de las computadoras, en los teléfonos, y en los hornos de microondas y las televisiones de nuestro hogar. Las extensas áreas de aplicación de los microcontroladores, que se pueden considerar ilimitadas, exigirán un gigantesco trabajo de diseño y fabricación. Aprender a manejar y aplicar microcontroladores sólo se consigue desarrollando prácticamente diseños reales. El número de productos que funcionan en base a uno o varios microcontroladores aumenta de forma exponencial, la industria informática acapara gran parte de los microcontroladores que se fabrican. Casi todos los periféricos de la computadora, desde el ratón o el teclado hasta la impresora, son regulados por el programa de un microcontrolador. También se emplean para optimizar el rendimiento de ascensores, calefacción, aire acondicionado, alarmas de incendio, robo, etc.

Un microcontroladores un circuito integrado programable que contiene todos los componentes de una computadora. Se emplea para controlar el funcionamiento de una tarea determinada y, debido a su reducido tamaño, suele ir incorporado en el propio dispositivo al que gobierna. Esta última característica es la que le confiere la denominación de “*controlador integrado*” o

(*embeddedcontrolled*). El microcontrolador es una computadora dedicada. En su memoria sólo reside un programa destinado a gobernar una aplicación determinada; sus líneas de entrada/salida soportan el conexionado de los sensores y actuadores del dispositivo a controlar, y todos los recursos complementarios disponibles tienen como única finalidad atender sus requerimientos. Una vez programado y configurado el microcontrolador solamente sirve para gobernar la tarea asignada.

Entonces, ¿Qué distingue un microcontrolador de un microprocesador? Como un microprocesador, un microcontrolador necesita ser capaz de procesar datos, aunque, no necesariamente una gran cantidad de números grandes. Principalmente, tener la capacidad de entrada/salida, debe ser de tamaño pequeño, independiente y de bajo costo. El microcontrolador deberá soportar las condiciones más duras del medio ambiente o en la industria, y ser capaz de operar en condiciones de temperaturas extremas.

Hoy día, hay miles de tipos diferentes de microcontroladores en el mundo, fabricados por diferentes empresas. Un fabricante, desarrolla una familia de microcontroladores alrededor de un núcleo de un microprocesador fijo, diferentes miembros de la familia son creados utilizando el mismo núcleo, combinándolos con diferentes combinaciones de periféricos y diferentes tamaño de memoria, esto se muestra en la siguiente figura, este fabricante tiene tres familias de microcontroladores, cada una con su propio núcleo. Un núcleo debe ser de 8-bits, con potencia limitada, otro de 16-bits y otro más sofisticado de 32-bits. A cada núcleo se le agregan diferentes combinaciones de periféricos y tamaños de memoria, para hacer un número de miembros diferentes de esta familia (ver cuadro 2.2).



Cuadro 2.2. Ejemplo de familias de microcontroladores.

El PIC fue originalmente un diseño de la compañía *General Instruments*. Fue destinado para simples aplicaciones de control, de aquí el nombre PIC (*Peripheral Interface Controller Controlador de Interfaz de Periféricos*). En la década de los 70's *General Instruments* produjo los microprocesadores PIC 1650 y 1655. Aunque el diseño era relativamente crudo y poco ortodoxo; era completamente independiente y contenía algunas características importantes y con visión de futuro; el CPU simple era una estructura RISC, con un solo registro de trabajo y solo con 30 instrucciones.

*General Instruments* vendió su división de semiconductores a un grupo de capitalistas; estos se dieron cuenta del inmenso potencial de estos dispositivos poco extraños. A lo largo de la década de los 90's la gama de microcontroladores PIC creció, y como lo hicieron poco a poco superó a muchos de sus mejores competidores. En muchos casos las aplicaciones en los microcontroladores PIC pueden correr más rápido. A diferencia de muchos competidores, *Microchip* fabrica herramientas de desarrollo simple y de bajo costo o gratis, por otra parte quedó firmemente arraigada en el mundo de los 8-bits, a pesar de los grandes avances que se han hecho, todavía podemos ver las características del antiguo microcontrolador de *General Instruments*, incluso en sus diseños más recientes.

Hoy en día, *Microchip* ofrece cinco principales familias de microcontroladores, cuyas características se resumen en cuadro 2.3. Es posible ver la clara evolución de una familia a otra, así que el conocimiento de uno conduce fácilmente al conocimiento del otro. Todos los miembros de cualquier familia comparten la misma arquitectura y la instrucción conjunta. Las familias se identifican principalmente por los dos primeros dígitos del código del dispositivo.

Familia PIC	Tamaño de memoria (Palabras)	Instrucción, tamaño de la palabra	Número de instrucciones	Vectores de interrupción
12CXXX/12FXXX	2	12 ó 14 bits	33	Ninguna
16C5XX/16F5XX	2	12 bits	33	Ninguna
16CXXX/16FXXX	8	14 bits	35	1
17CXXX	16	16 bits	58	4
18CXXX/18FXXX	32	16 bits	75	2 (de prioridad)

Tabla 2.3. Comparación de las familias de PIC.

Las familias se identifican principalmente por los dos primeros dígitos del código del dispositivo. El carácter alfabético que sigue da una idea de la tecnología utilizada. La 'C' implica que la tecnología es *CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor)*, es una tecnología de semiconductores de implementación de sistemas de baja potencia. La 'F' indica la incorporación de la tecnología flash (sigue utilizando CMOS como la tecnología base). La 'A' después de un número, indica una actualización tecnológica en el dispositivo. Una 'X' indica que un determinado dígito puede tomar una serie de valores.

La familia de la serie 18, en esta familia de microprocesadores de *Microchip* posee uno de los procesadores más sofisticados. La instrucción conjunta ha aumentado, ahora a 75 instrucciones, y está diseñado para facilitar el uso de la programación en lenguaje C. en algunas versiones hay también un conjunto de instrucciones "extensas", con un conjunto de instrucciones más pequeñas. Hay dos vectores de interrupción, que pueden ser priorizadas. Se trata de una familia muy poderosa de microcontroladores.

### 2.3 Descripción de la arquitectura de propósito específico para el control de motores

La operación de diversos elementos de un sistema puede ser descrita, haciendo la comparación directa de un servo sistema con el cuerpo humano. La combinación del motor y el driver, es una analogía del músculo que mueve el brazo humano. El motor o actuador, es el dispositivo que genera el movimiento; los amplificadores de potencia, generan la corriente necesaria que es requerida para energizar el motor.

Los motores de corriente directa, convierten la energía eléctrica en energía mecánica, o más específicamente, convierten la corriente en torque rotacional. Los parámetros clave de un motor de corriente directa, son el torque constante ( $K_t$ ), la resistencia de la armadura ( $r$ ), el momento de inercia ( $J_m$ ), y los máximos niveles de torque. El torque constante es expresado en unidades de  $(Nm / A)$  o  $((oz - in) / A)$ , indica la cantidad de torque que el motor genera por una unidad de corriente. Por ejemplo, un motor de corriente directa con un torque constante de  $0.1 Nm / A$ , convierte una corriente de 2 amperes a un torque de  $0.2 Nm$ .

La resistencia de la armadura, es la resistencia total de los devanados de la armadura y las escobilla; esto es expresado en ohms. El momento de inercia ( $J_m$ ), es la suma de los momentos de inercia de las partes giratorias del motor y es expresado en unidades de  $(kg - m^2)$  o  $(oz - in - s^2)$ .

Un motor, también se caracteriza por el nivel de torque que puede producir. La capacidad de torque de un motor es expresada por dos parámetros: el torque continuo y los valores pico. El torque continuo, es el torque que el motor puede producir continuamente, sin importar la velocidad y sin riesgo de calentamiento. Por otro lado, el torque pico, es el máximo torque que puede generar en periodos cortos de tiempo, sin causar un daño mecánicos o desmagnetización. El torque pico es varias veces el torque constante. El motor puede generar cualquier nivel de torque por debajo del torque pico, siempre y cuando, el valor eficaz (*RMS*) del torque se encuentre dentro de los niveles del torque continuo.

La selección del motor implica dos parámetros importantes, el torque continuo y el torque pico. EL torque pico, expresado como ( $T_p$ ), es el torque que se requiere más. El torque continuo ( $T_c$ ), es el nivel de torque que el motor debería suplir constantemente sin calentarse; es necesario para superar la fricción e impulsar la carga. Si el sistema opera de manera cíclica, donde el torque varíe periódicamente, el torque continuo requerido es un promedio del valor del torque, o incluso, más precisamente, el valor eficaz (*RMS*) del torque.

¿Cómo son determinados los niveles de torque? Mayormente por análisis o mediciones. Para analizar los valores, en el diseño se deben conocer los siguientes parámetros:

$J_L$  – *Momento de inercia de la carga*

$J_m$  – *Momento de inercial del motor*

$\alpha$  – *Máxima tasa de aceleración*

$T_f$  – *Fricción constante o torque gravitacional*

El torque pico, puede ser calculado de la ecuación 2.3:

$$T_p = (J_m - J_L)\alpha + T_f \quad (2.3)$$

El torque continuo, puede ser calculado como el valor eficaz (*RMS*) de torque requerido. Con frecuencia  $T_c$  es igual a la fricción o torque gravitacional.

Un método alternativo es medir  $T_p$  y  $T_f$  directamente. Para medir  $T_f$ , se une el motor a la carga, y se energiza el motor con una fuente de alimentación. Se incrementa el voltaje gradualmente y se observa el nivel de corriente  $I_o$ , requerido para superar la fricción. La fricción de torque se calcula de la ecuación 2.4:

$$T_f = I_o K_t \quad (2.4)$$

Dónde  $K_t$ , es una constante de torque del motor.



La medición directamente de  $T_p$ , es más complicada, se requiere acelerar la carga a la velocidad requerida y la medición de la corriente. El nivel de troque correspondiente puede ser determinado de la ecuación (2.3).

Una vez determinados los niveles requeridos de torque y la selección del motor, frecuentemente se encuentra que se pueden elegir varias configuraciones de los devanados, caracterizadas por diferentes valores de la constante de torque  $K_t$ . Como el torque constante incrementa, también lo hace la resistencia de la armadura  $r$ . La geometría del motor dicta que para todo los valores posibles de  $K_t$  y  $K_t^2/r$ , siguen siendo constantes.

¿Qué tanto el valor de  $K_t$  afecta la operación del motor? Más constantes de torque implican que la corriente es proporcionalmente baja. Por otra parte, el voltaje del motor es proporcionalmente alto. En otras palabras, las diferentes configuraciones del motor requieren la misma cantidad de energía; sin embargo, los motores con un mayor torque constante, usan más alto voltaje y poca corriente.

La corriente correspondiente  $i$ , es encontrada de la siguiente ecuación:

$$i = \frac{T_p}{K_t} \quad (2.5)$$

El voltaje requerido se calcula de la siguiente manera:

$$V_m = rI + K_e \omega \quad (2.6)$$

Dónde,  $r$  es la resistencia del motor,  $I$  la corriente del motor,  $K_e$  es una constante de torque electromagnético y  $\omega$  es la velocidad angular.

Además, de las capacidades del esfuerzo de torsión y el torque constante, las limitaciones de tamaño y peso, también la velocidad y la confiabilidad de los requerimientos son importantes. Estas consideraciones influyen en la elección del motor, en particular, si tiene escobillas. Los servo

motores están clasificados en dos familias: los motores con escobillas, que son llamados simplemente motores de corriente directa, y la familia de los motores sin escobillas.

Los motores sin escobillas tienen varias ventajas, incluyendo:

- Capacidad de operar a altas velocidades, significativamente, por encima de las 3000 rpm.
- Son adecuados para operar en ambientes limpios, explosivos o al vacío.
- Alta fiabilidad debido a la falta de escobillas.
- Capacidad de acelerar a altas velocidades, debido a la mejor de diseño y conductancia térmica.

Por otro lado, los motores sin escobillas requieren más electrónica y un costo mayor. Sin embargo, ellos proveen una solución de costo efectiva, solo cuando algunas de sus capacidades son requeridas.

La operación de los motores de corriente directa se modela por medio de tres ecuaciones que describen sus propiedades dinámicas, de torque y eléctricas. Las ecuaciones eléctricas, se refieren al voltaje del motor  $V_m$ , la corriente  $I$  y la velocidad angular  $\omega$ .

$$V_m = rI + L \left( \frac{dI}{dt} \right) + K_e \omega \quad (2.7)$$

De lo anterior,  $r$  y  $L$  son la resistencia y la inductancia de la armadura, respectivamente. El término  $K_e \omega$ , representa el voltaje inducido, también conocido como el voltaje contra electromotriz. La ecuación (2.7), sugiere que la ecuación del motor equivale a la de un generador ideal, con una resistencia y un inductor en serie como se muestra en la siguiente figura.

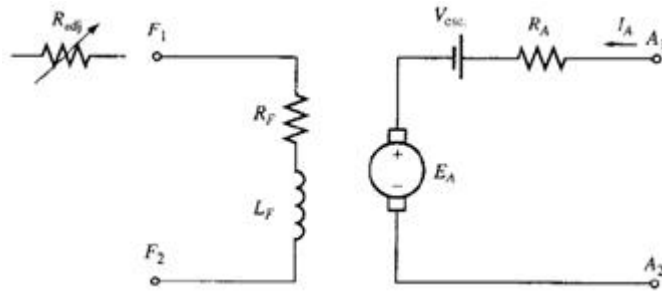


Figura 2.3. Circuito equivalente de un motor de corriente directa.

La ecuación de torque, se refiere al torque del motor de la corriente de entrada:

$$T_g = K_t I \quad (2.8)$$

Dónde,  $K_t$  es el torque constante del motor. Dónde es expresado en unidades métricas consistentes. Las dos constantes,  $K_e$  y  $K_t$ , son parámetros del motor y son iguales.

La ecuación dinámica, relaciona el torque con la velocidad, esto es:

$$J(d\omega/dt) + B\omega + T_L = T_g \quad (2.9)$$

$J$ , es el momento total de inercia del motor y de la carga.  $B$ , es la viscosidad de amortiguamiento del motor y la carga y se asume normalmente que es cero.  $T_L$ , es una constante opuesta al torque, que incluye fricción, torque gravitacional, etc.

Las ecuaciones del motor pueden ser transformadas por medio de *Laplace*. El efecto de esto es reemplazar los términos derivativos por parámetros  $s$ , y los términos de integración por  $1/s$ . Por consecuencia, transformando las ecuaciones del motor, se tiene:

$$\begin{aligned} V_m &= rI + sLI + K_e \omega \\ T_g &= K_t I \\ sJ\omega + B\omega + T_L &= T_g \end{aligned} \quad (2.10)$$

La relación entre las variables del motor pueden ser también representadas por un diagrama de bloques, como se muestra en la figura 2.4. Note que ambas entradas, el voltaje de entrada  $V_m$  y el torque en la carga  $T_L$ , son vistos como entradas del motor. También hay que notar que el voltaje contra electromotriz actúa como una velocidad interna de retroalimentación en el motor.

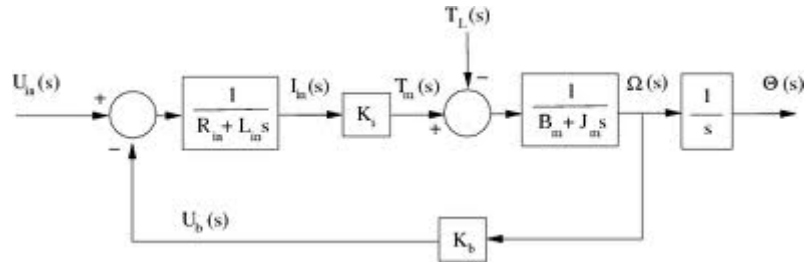


Figura 2.4. Diagrama de bloques de un motor de corriente directa.

El diagrama de bloques de la figura 2.4 sirve como base para derivar la función de transferencia entre el voltaje o la tensión del motor y la velocidad. Asumiendo que  $B$  es insignificante, el resultado de la función de transferencia es:

$$\frac{\omega}{V_m} = \frac{\left\{ \frac{K_t}{[(sL+r)Js]} \right\}}{\left\{ \frac{1+(K_t K_e)}{[(sL+r)Js]} \right\}}$$

$$= \frac{K_t}{[s^2 J L + s J r + K_t K_e]} \quad (2.11)$$

La función de transferencia puede ser escrita en la forma factorizada:

$$\frac{\omega}{V_m} = \frac{\left( \frac{1}{K_e} \right)}{[(sT_m + 1)(sT_e + 1)]} \quad (2.12)$$

Dónde, las constantes  $T_m$  y  $T_e$ , conocidas como constantes de tiempo electromecánica y eléctrica son aproximadamente iguales a:

$$T_m = \frac{rJ}{K_t K_e} \quad (2.13)$$

$$T_e = \frac{L}{r} \quad (2.14)$$

## 2.4 Interrupciones

Los microcontroladores PIC pueden tener diversas fuentes de interrupción. Estas fuentes incluyen generalmente una interrupción para cada módulo periférico, aunque algunos módulos pueden generar interrupciones múltiples (por ejemplo, el módulo USART por sus siglas en inglés de *universal synchronous/asynchronous receiver/transmitter*). Las interrupciones actuales son:

- Pin INT de interrupción (interrupción externa).
- Interrupción de desbordamiento del TMR0.
- Cambio de interrupciones (pines RB7:RB4).
- Interrupción de cambio o comparador.
- Interrupción de puerto paralelo esclavo.
- Interrupciones USART.
- Interrupción de receptor.
- Interrupción de transmisión.
- Interrupción de conversión de A/D completa.
- Interrupción de LCD.
- Interrupción de escritura datos en EEPROM completa.
- Interrupción de desbordamiento del Timer1.
- Interrupción de desbordamiento del Timer2.
- Interrupción CCP.
- Interrupción SSP.

Hay un mínimo de un registro utilizado en el control y el estado de las interrupciones este registro es:

- INTCON

Además, si el dispositivo tiene interrupciones periféricas, entonces se tienen registros para las interrupciones periféricas y los registros para mantener los bits de bandera de la interrupción. Dependiendo del dispositivo, los registros son los siguientes:

- PIE1
- PIR1
- PIE2
- PIR2

Genéricamente se refieren a estos registros como PIR y PIE. Si los futuros dispositivos proporcionaran más de una fuente de interrupción, se tendrá que contar con el apoyo de dos registros adicionales, PIR3 y PIE3.

La interrupción del registro de control, INTCON, requiere registros individuales de los bits de las banderas para el núcleo de interrupción. También tiene varios bits de habilitación individual y un bit de habilitación de interrupción.

El bit de habilitación de las interrupciones globales, GIE (INTCON<7>), permite (si está configurada) todas las interrupciones enmascaradas, o desactiva (si está configurada) todas las demás interrupciones. Las interrupciones individuales se pueden desactivar a través de sus correspondientes bits de habilitación en el registro INTCON. Automáticamente el bit GIE se borra con el reajuste.

El “retorno de la interrupción” es la instrucción RETFIE, sale de la rutina de interrupción, además de establecer el bit GIE, lo que permite que cualquier interrupción pendiente, se ejecute.

Cuando una interrupción es ejecutada, el bit GIE se borra para desactivar más de una interrupción, y regresa a la dirección en la memoria y se almacena, entonces el PC se carga con 0004h. Una vez ya en la interrupción, la rutina de las fuentes de la interrupción, se determina por votación de los bits de la bandera de interrupción. En general la bandera de la interrupción, debe

ser borrada y actualizada en el software, antes de volver a habilitar los eventos de la interrupción para evitar interrupciones recursivas.

## **2.5 Sistema Embebido**

Actualmente, ante los retos que representan la globalización y la fuerte presión de los mercados emergentes, todos los sectores están inmersos en un espiral de esfuerzos que les permite aumentar sus cuotas de competitividad.

La gran aplicabilidad de los Sistemas Embebidos en cualquier ámbito sectorial, así como el valor añadido que aportan los mismos a los productos que los contienen, hace que el desarrollo de estos sistemas sea un área estratégica preferente para muchas empresas que buscan precisamente este aumento de su competitividad.

Así, los Sistemas Embebidos van a jugar un papel vital en nuestra sociedad y se supone revolucionarán los sectores de actividad, como son el sector médico, el de medios de transporte o el de automatización industrial, entre otros.

Un sistema embebido consiste en un sistema de computación cuyo hardware están específicamente diseñados y optimizados para resolver un problema concreto eficientemente. El término “Embebido” (también se le conoce como “empotrado”) hace referencia al hecho que la electrónica o el sistema electrónico de control en una parte integral del sistema en que se encuentra. La característica principal que diferencia a los “embebidos” de los demás sistemas electrónicos es que, por estar insertados dentro del dispositivo que controlan, están sujetos en mayor medida a cumplir requisitos de tamaño, fiabilidad, consumo y coste, y su existencia puede no ser aparente. Algunos ejemplos de Sistemas Embebidos son los sistemas de información integrados en automóviles, trenes o aviones, y controladores de procesos en sistemas de producción industrial.

La importancia que están adquiriendo los Sistemas Embebidos es indiscutible. El campo de estos sistemas, ha sido considerado de una

importancia estratégica, estos sistemas aportan valor añadido a los productos y cada vez más, son los responsables de las mejoras introducidas en términos de innovación y competitividad.

Las tendencias recogidas en este ámbito tecnológico hacen referencia a aspectos de plataformas hardware, sistemas operativos, software e interfaces. Así mismo también hacen referencia a las características que deberán tener estos sistemas para satisfacer las necesidades que se plantean hoy en día con los sistemas embebidos. Así podemos ver cómo aspectos como la seguridad y la confiabilidad de los sistemas o la capacidad para trabajar en tiempo real y en estados degradados, destacan como requerimientos que se cumplirán en un futuro más o menos próximo.

Los sistemas embebidos juegan un papel vital en nuestra sociedad y, por lo tanto, también en los bienes de consumo. La dependencia que representa la sociedad de la información hacia los sistemas que intervienen en la progresiva automatización de funciones de la vida cotidiana, unida al uso generalizado de los sistemas embebidos para cumplir los niveles de automatización precisos para conseguir la seguridad, el confort y la eficiencia económica deseados, pone en primera línea de importancia la confiabilidad en el proceso de diseño de tales sistemas, y, de modo especial, en los sistemas encargados de realizar determinadas funciones que se consideran críticas para la seguridad y la integridad de personas o bienes.

Par poder alcanzar los niveles deseados de seguridad y calidad de los bienes de consumo se suele utilizar la trazabilidad de los mismos. Precisamente, el uso de sistemas embebidos que dotarán de inteligencia los procesos intermedios, permitirá conseguir una mejora sustancial de la trazabilidad de los bienes. Este valor añadido que se pretende dar a los procesos actuales ha derivado en la afirmación que existirá una trazabilidad completa de los bienes de consumo.



La implementación de sistemas embebidos en los bienes de consumo permitirá que éstos realicen funcionalidades innovadoras de forma más fiable y que por tanto tenga un mayor valor añadido

Es muy común que al discutir de microprocesadores o microcontroladores, veamos a menudo el término de sistema embebido, Los microprocesadores y microcontroladores son ampliamente utilizados en productos de sistemas embebidos. Un producto con un sistema embebido es controlado por el propio microprocesador (o microcontrolador). Normalmente, en un sistema embebido, la ROM del microcontrolador se graba con un propósito para las funciones específicas necesarias para el sistema. Una impresora es un ejemplo de un sistema embebido porque el procesador en su interior lleva a cabo una única tarea, es decir, obtiene los datos y lleva acabo la impresión de los mismos. Contraste con esto, un PC basado en un procesador Pentium (o cualquier PC x86 compatible con IBM), se puede utilizar para cualquier número de aplicaciones como procesador de textos, servicio de impresión, terminal de cajero de banco, videojuegos, servidor de red o conexión a Internet. La PC también puede cargar un software para ejecutar una variedad de aplicaciones. Por supuesto, la razón de que una PC puede realizar múltiples tareas, es que tiene una memoria RAM y un sistema operativo que se encarga del software de la aplicación en la memoria RAM y permite que el CPU la ejecute. Un sistema embebido, por lo general es sólo una aplicación de software que es grabada en una ROM. Una PC x86, contienen o está relacionada con varios productos embebidos, tales como un teclado, impresora, módem, controlador de disco, tarjeta de sonido, controlador de CD-ROM, ratón, etc. Cada uno de estos periféricos tiene un microcontrolador en su interior que realiza una sola tarea. Por ejemplo, dentro de cada ratón un microcontrolador realiza la tarea de encontrar la posición y él envió de datos.

Los sistemas embebidos se diseñan en base a microcontroladores (MCU), procesadores digitales de señal (DSP) y microprocesadores de propósito general. Los diseños basados en microcontroladores son probablemente los más frecuentes dadas las múltiples aplicaciones que encuentran.

Históricamente los fabricantes de semiconductores han desarrollado arquitecturas de microcontroladores de 8 bits, inicialmente bajo la arquitectura Von Newman y posteriormente bajo la arquitectura Harvard; pero a medida que las aplicaciones requerían mayores prestaciones y la tecnología de fabricación de chips avanzaba se consiguió fabricar, a precios reducidos, microcontroladores más potentes con arquitecturas de 16 bits y de 32 bits.

Junto con los microcontroladores, los procesadores digitales de señal (DSP), también han experimentado una gran evolución. Éstos incorporan la filosofía de diseño de los microcontroladores pero incluyen aspectos específicos dentro de su arquitectura para mejorar las tareas del procesado de señales, esto es, máxima velocidad para permitir procesamiento en tiempo real, operaciones muy repetitivas, alta tasa de transferencia por los puertos de E/S y gran cantidad de memoria de datos.

Entonces, un sistema embebido, figura 2.5, es una plataforma de cómputo que forma parte de un sistema de ingeniería más amplio, bien un horno de microondas, o bien, un sistema de guía de misiles, un automóvil o una central nuclear. El primer sistema embebido reconocido fue el sistema de guía de la misión Apollo. Después se aplicaron en tecnología militar, médica, aeroespacial y del automóvil.

Hoy día, se emplean en:

- Equipos de redes como contrafuegos, routers, switches, etc.
- Electrónica de consumo como reproductores MP3, teléfonos móviles, PDA's, cámaras digitales y de video, etc.
- Electrodomésticos como microondas, lavavajillas, etc.

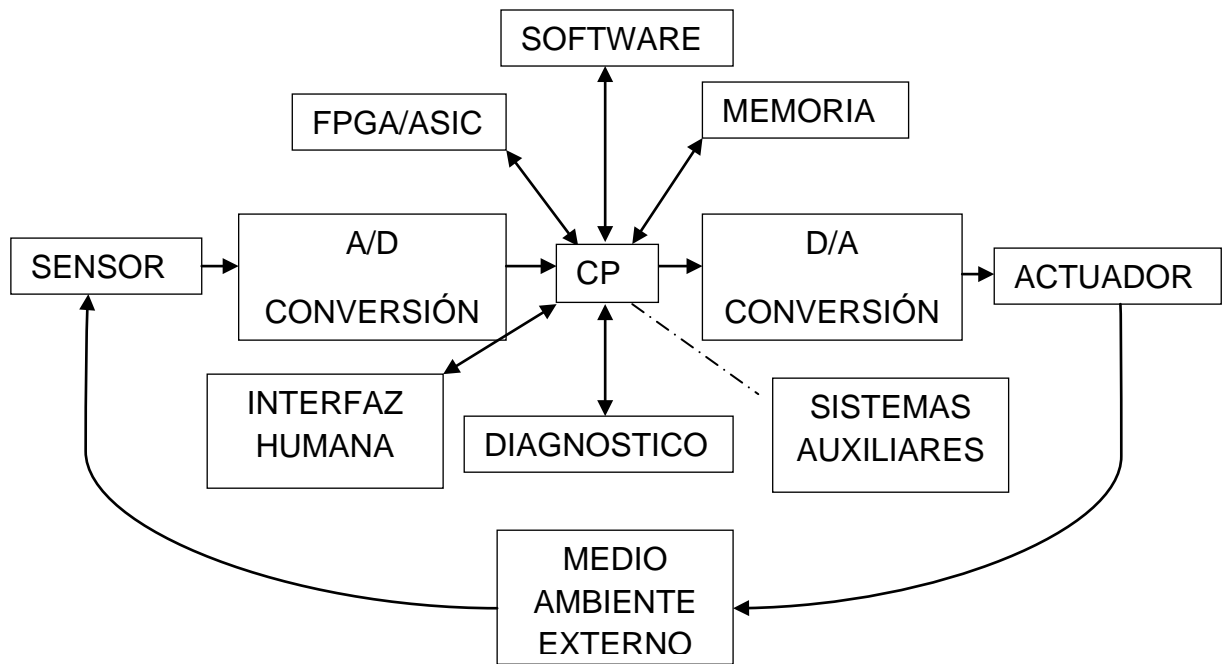


Figura 2.5. Diagrama general de un sistema embebido básico.

En general, para desarrollar sistemas embebidos, los desarrolladores de estos sistemas deben tener los siguientes conocimientos:

- Conocimiento del hardware.
- Comprensión del sistema Operativo de tiempo real
- Técnicas de mejora de prestaciones.
- Conocimientos de configuración y despliegue.
- Experiencia en compilación cruzada.
- Escribir software de respuesta temporal crítica.
- Escribir software de misión crítica.

Unas de las principales características de este tipo de sistemas embebidos, es que se especializan en áreas según sean requeridos, por ejemplo los procesadores de las cámaras digitales, están especializados en el despliegue de imágenes (*rendering*), también tienen muy pocos recursos de memoria y E/S. El consumo de potencia es importante, además de que el entorno de desarrollo y depuración es muy diferente; los sistemas embebidos suelen tener circuitería dedicada la depuración. Estos sistemas son diseñados desde la perspectiva del hardware, teniendo en cuenta su objetivo, por ejemplo,

un reproductor MP3 tiene un hardware dedicado a la decodificación MP3. La mayoría de los sistemas embebidos tienen requisitos de tiempo real.

## **2.6 Descripción del procesamiento de señales**

El área de la ingeniería denominada “Procesamiento de señales digitales”, se concentra en el análisis y en el procesamiento de señales representadas en forma digital, es decir, discretizadas en el tiempo y en la amplitud.

El procesamiento de señales se ha desarrollado en forma sostenida durante los últimos 40 años, desde que la disponibilidad de computadoras hizo posible la aplicación práctica de algoritmos que previamente sólo habían podido ser evaluados en forma manual.

Los continuos avances en las tecnologías de integración de circuitos electrónicos han permitido reemplazar en forma paulatina los circuitos analógicos por circuitos digitales que ocupan un menor volumen, y que están libres de los problemas de tolerancia de los componentes, calibración, y deriva térmica que afectan a los primeros. El procesamiento digital requiere de dos componentes básicos: un algoritmo y una máquina calculadora.

Pero, ¿Qué es el procesamiento de una señal digital? La respuesta es simple, las señales eléctricas son tensiones o corrientes que contienen información. Además de las señales eléctricas existen otras, de naturaleza magnética, hidráulica, neumática, luminosa, etc.

Las señales pueden ser generadas en forma natural o artificial. Algunos ejemplos de señales naturales son la radiación electromagnética de una estrella, la altura de la marea y la velocidad del viento. Algunos ejemplos de señales artificiales son la emisión de un canal de TV, las ondas emitidas y recibidas por radares, teléfonos celulares, sonares, etc.

Las señales se presentan matemáticamente como funciones de una o varias variables independientes. La variable independiente más común es el

tiempo, y algunas señales que dependen de él son, por ejemplo, la voz, una onda de radio, un electrocardiograma, etc. Otras señales, tales como las imágenes, son funciones de 2 variables independientes, ya que contienen información de brillo o de colorido en función de las coordenadas X o Y de un plano.

El procesamiento de la señales es un área de la ingeniería que se concentra en la representación, transformación y manipulación de señales, y de la información que ella contienen. El primer tipo de procesamiento electrónico que se desarrolló y se aplicó extensivamente fue el procesamiento analógico o análogo, el cual se lleva a cabo mediante circuitos compuestos por resistores, capacitores, inductores, amplificadores operacionales, etc. El procesamiento de señales en tiempo discreto, se refiere al procesamiento de señales discretas en el tiempo o en el espacio. Esto implica que sólo se conoce el valor de la señal en instantes o en puntos específicos. Sin embargo, la amplitud de la señal es continua, es decir, puede tomar infinitos valores diferentes. El procesamiento digital de señales, añade a la característica anterior la de manejar la amplitud en forma discreta, la cual es una condición necesaria para que la señal pueda ser procesada en una computadora o procesador digital. La amplitud de la señal sólo puede tener un número finito de valores diferentes.

En el siguiente ejemplo se ilustra la diferencia entre los distintos tipos de procesamiento. En la figura 2.6 se muestra un filtro pasa bajas implementando con tres tecnologías diferentes, que procesan la señal en las tres formas descritas anteriormente.

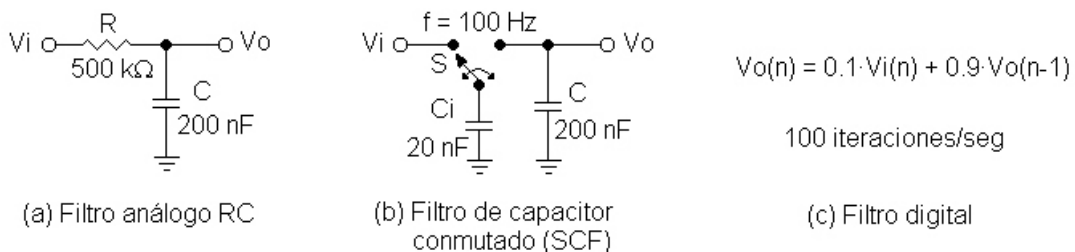


Figura 2.6. Filtro pasa bajas analógico (a), en tiempo discreto (b) y digital (c).

Para describir el funcionamiento de los tres filtros se supondrá que todos los voltajes son cero hasta el instante inicial, momento en el cual se aplica una tensión de 1 V en la entrada ( $V_i$ ). Esto se conoce como la “respuesta escalón” del filtro.

(a) Filtro analógico RC: la tensión de entrada hace fluir una corriente a través de la resistencia R, cargando al capacitor C. A medida que  $V_o$  aumenta, disminuye la diferencia de potencial en R, disminuyendo la corriente y la velocidad de crecimiento de  $V_o$ , el cual se aproxima asintóticamente a 1 V, siguiendo una curva exponencial creciente.

(b) Filtro de capacitor conmutado (SCF): cuando el switch S se encuentra en la posición izquierda, el capacitor  $C_i$  transfiere parte de su carga con  $V_i$ ; cuando S conmuta a la posición derecha,  $C_i$  transfiere parte de su carga a C, elevando el voltaje de este último. Como  $C_i$  es bastante menor que C, cada conmutación de S eleva  $V_o$  en un escalón de pequeña magnitud. Además, a medida que  $V_o$  aumenta, la transferencia de carga desde  $C_i$  a C es cada vez menor, haciendo que  $V_o$  se asemeje a una escalera, con una velocidad de elevación decreciente.

(c) Filtro digital: está constituido por una fórmula y una máquina calculadora. La fórmula dice: *la salida actual se obtiene sumando 10% de la entrada actual con un 90% de la salida anterior*. Por lo tanto, la primera salida será 0.1 V, la segunda será  $0.1 \cdot 1 + 0.9 \cdot 0.1 = 0.19$  V, etc. En este ejemplo la máquina recalcula la fórmula 100 veces por segundo.

Las salidas de los tres filtros están graficadas en la figura 2.7. Se aprecia que las respuestas son virtualmente idénticas.

El circuito (a) es un filtro analógico. Las señales están definidas para todo instante de tiempo, y pueden tomar infinitos valores diferentes.

El circuito (b) discretiza la señal en el tiempo, pero no en la amplitud, ya que el voltaje en el capacitor C puede tomar infinitos valores diferentes, dependiendo de la entrada aplicada.

La ecuación del filtro (c) se ejecuta en un procesador digital, por lo que existe discretización en el tiempo y la amplitud.

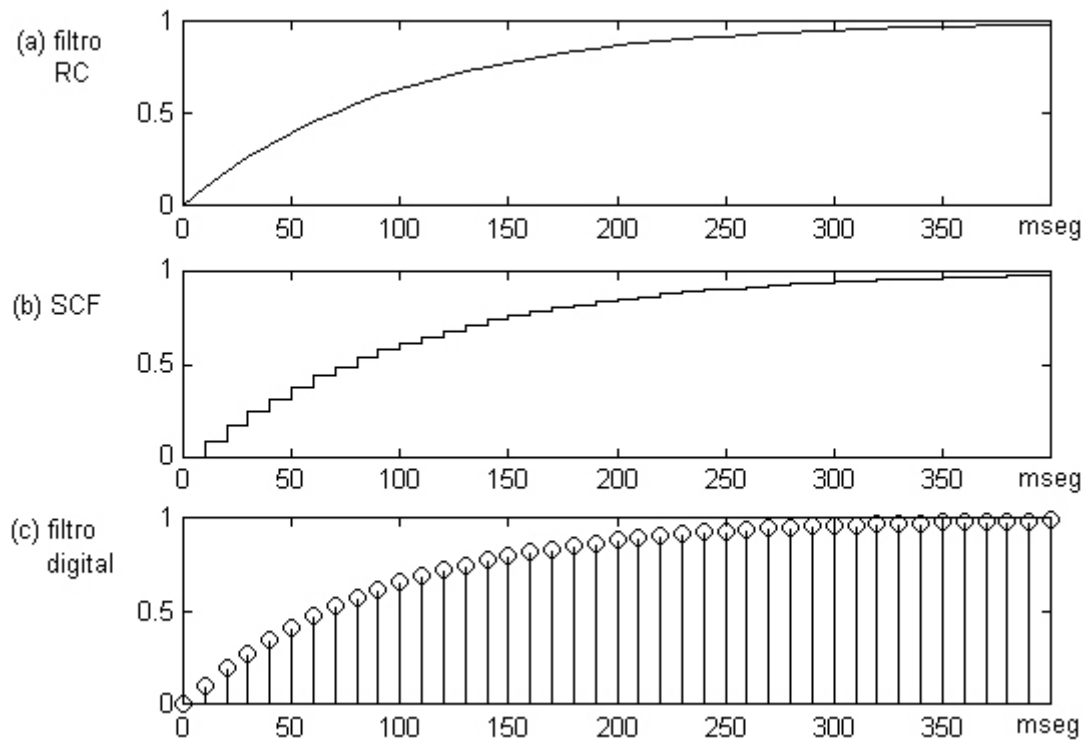


Figura 2.7. Respuesta escalón de los tres filtros anteriores.

La discretización en el tiempo es la diferencia más importante entre el procesamiento digital y el procesamiento analógico. La discretización en el tiempo modifica las fórmulas de las transformadas, convolución, correlación, etc., e introduce un posible problema que no existe en el mundo analógico, denominado *aliasing*, el cual se origina cuando la tasa de muestreo es insuficiente, generando una pérdida irrecuperable de la información contenida en la señal.

La discretización en la amplitud puede ser casi imperceptible, como cuando se efectúan los cálculos en punto flotante con doble precisión

(alrededor de 15 decimales) en un lenguaje de programación de alto nivel, o notoria, si se cuantiza la señal con pocos *bit*. La discretización en la amplitud puede provocar algunos efectos indeseados, tales como:

- Si proviene de la conversión A/D de la señal, es equivalente a sumarle un cierto tipo de ruido, el cual se denomina “ruido de cuantización”.
- Si afecta a los cálculos, y es significativa, puede producir errores importantes, e incluso inestabilidad en algunos sistemas.

Como se había mencionado anteriormente, el filtro digital del ejemplo 2.6 está construido por una fórmula y por una máquina calculadora. Si se modifica la fórmula, cambia la respuesta del filtro, pero si se reemplaza la máquina calculadora, la respuesta se mantiene (siempre que la máquina no introduzca errores significativos, y que sea capaz de realizar los cálculos en el tiempo disponible).

Por lo tanto, el elemento más importante del filtro es la fórmula, no la máquina usada para resolverla, la cual puede ser un microprocesador de propósito general, un procesador *DSP* especializado, una computadora personal, o incluso el cerebro humano, si el proceso es suficientemente lento.

Algunas de las ventajas del procesamiento digital con respecto al analógico son:

- El envejecimiento de los componentes y las derivas térmicas no afectan al resultado del proceso.
- Todos los dispositivos fabricados se comportan en forma idéntica, ya que la tolerancia de los componentes no influye en el procesamiento.
- Se puede reconfigurar un dispositivo modificando los valores de algunos coeficientes; no es necesario ajustar potenciómetros, o reemplazar componentes.
- El procesamiento analógico de señales de muy baja frecuencia se dificulta debido al requerimiento de capacitores de gran capacidad y muy



baja corriente de fuga. En el caso del procesamiento digital no existen limitaciones; se pueden procesar señales con periodos de horas (tales como las mareas) e incluso de años (manchas solares).

- El procesamiento digital es capaz de realizar tareas muy complejas.

Algunas desventajas del procesamiento digital con respecto al analógico son:

- Mayor limitación en frecuencias altas, ya que normalmente se requieren conversores A/D capaces de tomar muestras a una tasa varias veces mayor que la de la frecuencia de la señal analógica, y procesadores capaces de efectuar muchas operaciones por cada muestra recibida. Por ejemplo, un filtro digital FIR con una respuesta impulso de 1000 coeficientes, operando a una tasa de  $10 \cdot 10^6$  muestras por segundo, requeriría un procesador capaz de efectuar al menos  $10 \cdot 10^9$  multiplicaciones y sumas por segundo.
- El diseño es generalmente más complejo, ya que incluye aspectos de *hardware* y de *software*.
- El rango dinámico en la amplitud (razón entre la señal más grande y la más pequeña que pueden ser procesadas) es más limitado, debido a la discretización en la amplitud. Sin embargo, la disponibilidad actual de conversores A/D de alta resolución (18 a 24 *bits*) y de procesadores capaces de efectuar cálculos en punto flotante con un gran número de decimales, puede eliminar esta desventaja en muchos casos.
- El rango dinámico en la frecuencia también es más limitado. Por ejemplo, un filtro analógico sencillo podría procesar simultáneamente componentes de 1 Hz y de 1 MHz, a pesar de que las 2 frecuencias están separadas por 6 órdenes de magnitud. Para realizar la misma tarea con un filtro digital, sería necesario procesar un gran número de muestras, ya que se debería discretizar la señal a una tasa mínima de  $2 \cdot 10^6$  muestras por segundo, por lo que se necesitarían  $2 \cdot 10^6$  muestras para representar sólo 1 ciclo de la componente de 1 Hz.

## 2.7 Viscosidad

La viscosidad es la propiedad física que caracteriza la resistencia al flujo de los fluidos o a sufrir deformaciones internas, cuando se les aplica una fuerza externa, llamada también viscosidad dinámica; algunos líquidos fluyen con más facilidad que otros. Los que fluyen lentamente, se conocen como líquidos con una viscosidad elevada (aceite de ricino, suspensiones biológicas). Por otro lado el agua, la gasolina, el benceno, entre otros, son líquidos de baja viscosidad.

En general puede decirse que la viscosidad de un líquido determina la velocidad de deformación. La viscosidad puede definirse con más exactitud cómo, la resistencia que experimenta una capa de un líquido al moverse sobre otra capa.

$$\mu = \frac{F \times dy}{A \times dv} \quad (2.15)$$

La viscosidad de los líquidos disminuye con la temperatura. Existen varias fórmulas que permiten evaluar la variación de la viscosidad de un líquido al cambiar la temperatura. Las más importantes son:

*La ecuación de Arrhenius*

$$\mu = A \times e^{\frac{B}{T}} \quad (2.16)$$

Siendo:

$\mu$ : La viscosidad dinámica [ $mPa \cdot s$ ].  $A$  y  $B$ : constantes dependientes del líquido.  
 $T$ : es la temperatura absoluta en  $^{\circ}K$ .

Como se ve en la ecuación 2.15, la viscosidad disminuye con la temperatura. Esto es debido al hecho de que, conforme aumenta la temperatura, las fuerzas viscosas son superadas por la energía cinética, dando lugar a una disminución de la viscosidad. Por este hecho se deben extremar las

precauciones a la hora de medir la viscosidad, teniendo en cuenta que la temperatura debe permanecer prácticamente constante.

*La ecuación de Poiseuille (1840)*

$$\mu = \frac{\mu_0}{1 + \alpha T + \beta T^2} \quad (2.17)$$

Dónde:

$\mu_0$ : La viscosidad dinámica a 0°C.  $T$ : La temperatura en°C.  $\alpha$  y  $\beta$ : coeficientes.

En la literatura se puede encontrar el término de viscosidad cinemática, llamada así porque los términos de fuerza se cancelan, por definiciones es:

$$\nu = \frac{\mu}{\rho} \quad (2.18)$$

Un fluido puede definirse como una sustancia que no resiste permanentemente una distorsión; es decir, sufre una deformación continua cuando está sujeto a un esfuerzo cortante. El esfuerzo cortante, también llamado, fuerza de cizallamiento, es aquella fuerza que se aplica tangencialmente a un área y que provoca deformaciones en los cuerpos. Un intento de cambiar la forma de una masa de fluido, dará lugar a un desplazamiento de las capas del mismo hasta que alcanza una nueva forma. Al movimiento de un fluido se le denomina flujo.

Esfuerzo de corte o cizalla ( $\tau$ ): Se define como la fuerza por unidad de área para alcanzar una dada deformación.

$$\tau = \mu \frac{dv}{dy} \quad (2.19)$$

Velocidad de deformación ( $\gamma$ ): Se define como el cambio de la velocidad ( $v$ ) a través de la distancia entre los dos platos.

$$\gamma = \frac{dv}{dy} \quad (2.20)$$

Los fluidos se pueden clasificar en: Fluidos newtonianos y fluidos no newtonianos.

Los fluidos newtonianos son aquellos fluidos que obedecen la ley de Newton. En los fluidos newtonianos existe una relación lineal entre el esfuerzo cortante ( $\tau$ ) y el gradiente de velocidad ( $dv/dy$ ). Esto significa que la viscosidad ( $\mu$ ) es constante e independiente de la velocidad cortante. Para fluidos no-Newtonianos, la relación entre ( $\tau$ ) y ( $dv/dy$ ) no es lineal, es decir, la viscosidad ( $\mu$ ) no permanece constante sino que es una función de la velocidad de deformación. Algunos fluidos, como las pastas, lechadas, altos polímeros y emulsiones, no obedecen esta ley simple de Newton. Pertenecen a este tipo de fluidos, todos los gases, soluciones verdaderas de bajo peso molecular (no polímeros).

El estudio de un fluido no-Newtoniano constituye una parte de la reología, ciencia que estudia el flujo y la deformación de los fluidos. El campo de la reología se extiende desde la mecánica de los fluidos por una parte, hasta la elasticidad de Hooke. La región comprendida entre ellas, corresponde a la deformación y flujo de todos los fluidos pastosos y suspensiones.

Por definición el término no-Newtoniano comprende todos los materiales que no obedecen una proporcionalidad directa entre la tensión de corte y la velocidad cortante descrita por la ley de Newton; son generalmente no-Newtonianos los fluidos obtenidos por la disolución de materiales poliméricos de alto peso molecular, excepto cuando son extremadamente diluidos. De esa misma forma las suspensiones de sólido en líquidos caracterizan su comportamiento no-Newtoniano como incremento de su concentración de sólidos, siendo particularmente no-Newtoniano cuando un sólido tiende a disolverse, o de alguna forma asociarse con una fase líquida.

Los fluidos no-Newtonianos pueden dividirse en dos categorías principales, sobre la base de su comportamiento de tensión de corte y

velocidad cortante: Fluidos en los que la tensión de corte es independiente del tiempo o duración de la acción cortante (independientes del tiempo) y aquellos en los que la tensión de corte depende del tiempo o duración de la acción cortante (dependientes del tiempo). Además de su comportamiento anormal en la relación de tensión de corte, algunos fluidos no-Newtonianos también tienen características elásticas (como el caucho) que son una función del tiempo y como resultado de las cuales se les llama fluidos viscoelásticos. Estos fluidos exhiben esfuerzos tangenciales normales.

Los Fluidos no-Newtonianos dependientes del tiempo son aquellos para los cuales la tensión de corte ( $\tau$ ), a una determinada velocidad de corte ( $dv/dy$ ) y temperatura, no es constante, es decir, su viscosidad aparente aumenta o disminuye con el tiempo de corte. Son llamados Reopécticos o Tixotrópicos respectivamente.

Fluidos Tixotrópicos: Estos fluidos exhiben una disminución reversible del esfuerzo cortante con el tiempo cuando la velocidad cortante es constante. Este esfuerzo cortante tiende a un valor límite que depende de la velocidad cortante. Los fluidos tixotrópicos se caracterizan por un cambio de su estructura interna al aplicar esfuerzo. Esto produce la rotura de las largas cadenas que forman sus moléculas.

Dichos fluidos, una vez aplicado un estado de cizallamiento (esfuerzo cortante), sólo pueden recuperar su viscosidad inicial tras un tiempo de reposo. La viscosidad va disminuyendo al aplicar una fuerza y acto seguido vuelve a aumentar al cesar dicha fuerza debido a la reconstrucción de sus estructuras y al retraso que se produce para adaptarse al cambio. Aparece un fenómeno de histéresis.

Entre los principales ejemplos pueden incluirse algunas soluciones de polímeros, la manteca, algunos materiales alimenticios, yogures, y las pinturas. La teoría de los fluidos dependientes del tiempo aun es un poco confusa.

**Fluidos Reopécticos:** Los fluidos Reopécticos, en cambio, se caracterizan por tener un comportamiento contrario a los tixotrópicos, es decir, que su viscosidad aumenta con el tiempo y con la velocidad de deformación aplicada y presenta una histéresis inversa a estos últimos. Esto es debido a que si se aplica una fuerza se produce una formación de enlaces intermoleculares conllevando un aumento de la viscosidad, mientras que si cesa ésta se produce una destrucción de los enlaces, dando lugar a una disminución de la viscosidad.

Existen pocos fluidos de este tipo. Algunos ejemplos son: el yeso y la arcilla bentonítica, entre otros.

Los fluidos viscoelásticos de esta naturaleza exhiben una recuperación elástica de las deformaciones que se presentan durante el flujo, es decir, muestran propiedades tanto viscosas como elásticas, se recupera parcialmente la forma original al cesar el esfuerzo cortante. Entre los principales ejemplos están las masas de harina, el napalm (gelatina de petróleo), ciertos polímeros fundidos y los betunes.

Los fluidos No-Newtonianos independientes del tiempo son los siguientes tres fluidos y están dentro de esta categoría:

**Plástico de Bingham o fluido plástico:** Estos son los más simples debido a que, solo difieren de los Newtonianos en cuanto a que la relación lineal no pasa del origen. Para indicar el flujo se requiere de un cierto valor de esfuerzo cortante  $\tau_0$  (llamado umbral). Entre los ejemplos de fluidos con un límite de fluidez están los lodos de perforación, las suspensiones de turba, la margarina, las mezclas de chocolate, las grasas, los jabones, las suspensiones de granos en agua, las pastas dentífricas, la pulpa de madera y los lodos de drenaje.

**Fluidos Pseudoplásticos:** La mayoría de los fluidos no-Newtonianos pertenece esta categoría e incluyen las soluciones o fusiones de polímeros, las grasas. La suspensión de almidón, la mayonesa, ciertos fluidos biológicos, las

suspensiones de detergentes, los medios de dispersión de algunos productos farmacéuticos y las pinturas, este comportamiento se puede representar mediante una ecuación exponencial (a la que a veces se le llama ecuación Ostwald-de Waele).

$$\tau = K \times \left(\frac{dv}{dy}\right)^n \text{ con } (n < 1) \quad (2.21)$$

Donde  $K$  es el índice de consistencia en  $(N \cdot Sn/m^2)$  y  $n$  es el índice de comportamiento de flujo, cantidad adimensional. Tanto para plásticos de Bingham, como para Pseudoplásticos la viscosidad denominada aparente  $\mu$  de estos fluidos se presenta, es necesario aclarar a qué velocidad cortante fue medida.

Fluidos dilatantes: estos son mucho menos comunes que los Pseudoplásticos, son suspensiones en las que su comportamiento de flujo muestra un aumento de la viscosidad aparente al aumentar la velocidad cortante. Se puede aplicar la expresión exponencial de la ecuación 7, pero con  $(n > 1)$ :

$$\tau = K \times \left(\frac{dv}{dy}\right)^n \text{ con } (n > 1) \quad (2.22)$$

## 2.8 Modelo Matemático

B. Metz *et al.*, describe las condiciones presentadas para el desarrollo de un RVA (por sus siglas en inglés: Rapid Visco Analyzer) con un impeler como cilindro central. Este modelo inicia con la teoría de números adimensionales y el teorema de Pi-Buckingham que fue mostrado por Rushton *et al.*, como se describe a continuación:

El movimiento de un fluido puede ser definido en términos de longitud, masa, tiempo y fuerza ( $L, M, T$  y  $F$ ), la segunda ley de Newton nos relaciona las cuatro unidades de la siguiente manera:

$$F = \frac{ML}{T^2} \quad (2.23)$$

Es posible relacionar el movimiento de un fluido utilizando solo  $(M, L y T)$ , además de las propiedades del fluido, se puede describir las condiciones de frontera relacionando estas unidades dimensionales.

Para desarrollar el teorema de Pi-Buckingham es necesario determinar con precisión que variables son importantes para la descripción del sistema, Rushton describe las siguientes variables como importantes para el sistema:

$D$ : Diámetro del impeler.  $Td$ : Diámetro del recipiente.  $H$ : Altura del líquido.  $C$ : Altura del fondo del recipiente al impeler.  $S$ : Altura de los álabes.  $J$ : Espesores de los álabes.  $La$ : Longitud de los álabes.  $P$ : Potencia.  $\rho$ : Densidad.  $g$ : Gravedad.  $\mu$ : Viscosidad.  $N$ : Revoluciones por segundo.

El teorema de Pi-Buckingham dice que si hay tres dimensiones fundamentales  $(M, L y T)$  y doce variables importantes  $(D, Td, H, C, S, J, La, P, \rho, g, \mu, N)$  es posible describir el problema en función de nueve números adimensionales (doce variables importantes menos tres dimensiones fundamentales), denotados como  $\pi_1, \pi_2, \pi_3, \pi_4, \pi_5, \pi_6, \pi_7, \pi_8$  y  $\pi_9$ , el movimiento del fluido se puede expresar mediante una relación funcional de estos números adimensionales:

$$f(\pi_1, \pi_2, \pi_3, \pi_4, \pi_5, \pi_6, \pi_7, \pi_8, \pi_9) = 0 \quad (2.24)$$

Cada uno de estos términos se puede obtener con al menos cuatro variables importantes buscando homogeneidad dimensional entre ellos, para este caso las cuatro variables importantes son:  $D\rho N$  y la variable importante que se quiera relacionar, de la siguiente forma:

$\pi_1$ : Para el diámetro del tanque.

$$D^x N^y \rho^z T^{-1} = M^0 L^0 T^0$$



$$L^x \left(\frac{1}{T}\right)^y \left(\frac{M}{L^3}\right)^z (L)^{-1} = M^0 L^0 T^0$$

$$L: x - 3z - 1 = 0$$

$$T: -y = 0$$

$$M: z = 0$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones tenemos que  $x = 1$

Entonces  $\pi_1 = D/Td$ , el procedimiento es el mismo para  $\pi_2, \pi_3, \pi_4, \pi_5$  y  $\pi_6$ , obteniendo los siguientes números adimensionales:

$$\pi_2 = D/H$$

$$\pi_3 = D/C$$

$$\pi_4 = D/S$$

$$\pi_5 = D/J$$

$$\pi_6 = D/La$$

$\pi_7$ : Para la viscosidad.

$$D^x N^y \rho^z \mu^{-1} = M^0 L^0 T^0$$

$$L^x \left(\frac{1}{T}\right)^y \left(\frac{M}{L^3}\right)^z \left(\frac{M}{LT}\right)^{-1} = M^0 L^0 T^0$$

$$L: x - 3z + 1 = 0$$

$$T: -y + 1 = 0$$

$$M: z - 1 = 0$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones tenemos que:  $z = 1, y = 1, x = 2$

Entonces  $\pi_7 = D^2 N \rho / \mu$ , que también es conocido como el número de Reynolds ( $Re$ ).

$$Re = \frac{\rho N D^2}{\mu} \quad (2.25)$$

$\pi_8$ : Para la gravedad.

$$D^x N^y \rho^z g^{-1} = M^0 L^0 T^0$$

$$L^x \left(\frac{1}{T}\right)^y \left(\frac{M}{L^3}\right)^z \left(\frac{L}{T^2}\right)^{-1} = M^0 L^0 T^0$$

$$L: x - 3z - 1 = 0$$

$$T: -y + 2 = 0$$

$$M: z = 0$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones tenemos que:  $z = 0, y = 2, x = 1$

Entonces  $\pi_8 = DN^2/g$ , que también es conocido como el número de Froude ( $Fr$ ).

$$Fr = \frac{N^2 D}{g} \quad (2.26)$$

$\pi_9$ : Para la potencia.

$$D^x N^y \rho^z P^{-1} = M^0 L^0 T^0$$

$$L^x \left(\frac{1}{T}\right)^y \left(\frac{M}{L^3}\right)^z \left(\frac{ML^2}{T^3}\right)^{-1} = M^0 L^0 T^0$$

$$L: x - 3z - 2 = 0$$

$$T: -y + 3 = 0$$

$$M: z - 1 = 0$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones tenemos que:  $z = 1, y = 3, x = 5$

Entonces  $\pi_8 = D^5 N^3 \rho / P$ , su inverso es conocido como el número de Potencia ( $P_0$ ).

$$P_0 = \frac{P}{\rho N^3 D^5} \quad (2.27)$$

Se pueden escribir alguno de estos números como función de los otros, de la siguiente manera:

$$P_0 = f(\pi_1, \pi_2, \pi_3, \pi_4, \pi_5, \pi_6, \pi_7, \pi_8) \quad (2.28)$$

Si se fijan los parámetros geométricos para un experimento determinado, la ecuación se puede simplificar y escribir de la siguiente forma:

$$P_0 = K_c Re^m Fr^n \quad (2.29)$$

Dónde  $K_c$  es una característica del ambiente y del impeler. Además en algunos casos los efectos del término  $Fr^n$  es igual a uno. Rushton expresa que para  $Re^m$  menores a 10 el exponente de  $m$  es menor a uno, entonces:

$$P_0 = \frac{K_c}{Re} \quad (2.30)$$

Dónde  $K_c$  es el producto de:

$$K_c = \left(\frac{D}{Td}\right)^{X1} \left(\frac{D}{H}\right)^{X2} \left(\frac{D}{C}\right)^{X3} \left(\frac{D}{J}\right)^{X4} \left(\frac{D}{S}\right)^{X5} \left(\frac{D}{La}\right)^{X6} \quad (2.31)$$

El número de Reynolds se puede expresar como:

$$Re = \frac{\rho N D^2}{\eta_a} \quad (2.32)$$

Dónde  $\eta_a$  es la viscosidad aparente ( $N \cdot s/m^2$ ). La viscosidad aparente es la viscosidad de un fluido bajo ciertas condiciones no normalizadas.

El consumo de potencia se puede escribir como:

$$P = VI \quad (2.33)$$

Dónde:  $V$  es el voltaje suministrado al motor del impeler.  $I$  es la corriente del motor.

Igualando las ecuaciones (2.27) y (2.30) obtenemos:

$$\frac{P}{\rho N^3 D^5} = \frac{K_c}{Re} \quad (2.34)$$

Y reemplazando las ecuaciones (2.33) y (2.34) en la (2.32) podemos hallar la siguiente expresión para la viscosidad aparente:

$$\eta_a = \frac{VI}{K_c N^2 D^3} \quad (2.35)$$

Metz, describe el valor de la razón de cizallamiento ( $\gamma$ ), alrededor del impeler para un flujo laminar es:

$$\gamma = kN \quad (2.36)$$

Dónde  $k$  es independiente de las características reológicas del fluido, pero no del sistema de medición utilizado.

El esfuerzo de cizallamiento se describe como:

$$\tau = \eta_a \gamma \quad (2.37)$$

Utilizando la ley de potencia se obtiene:

$$\tau = K \gamma^n \quad (2.38)$$

Dónde:  $K$  es el índice de consistencia ( $N \cdot s^n / m^2$ ) y  $n$  es el índice de flujo.

Combinando las ecuaciones (2.36), (2.37) y (2.38) se puede obtener la siguiente ecuación:

$$\eta_a = K(kN)^{n-1} \quad (2.39)$$

De la ecuación (2.37) se puede hallar  $\eta_a$ .  $k$  se puede hallar de la ecuación (2.36) y  $\gamma$  de la ecuación (2.38), utilizando las ecuaciones (2.35), (2.36) y (2.39) se encuentra:

$$\tau = \frac{Pk}{K_c N D^3} \quad (2.40)$$

Con estas ecuaciones y conociendo el comportamiento reológico del fluido se puede obtener la razón de cizallamiento y el esfuerzo de cizallamiento.

## 2.9 Tipos de Viscosímetros

La viscosidad de un fluido no se puede medir en forma directa, pero su valor se puede calcular a partir de alguna ecuación que la relacione con cantidades que son directamente medibles.

Hay dos maneras diferentes de medir la viscosidad: absolutas y relativas.

La medición absoluta se realiza bajo condiciones de ensayo muy controladas, como lo son el gradiente de velocidad y que el flujo sea laminar, se realizan ediciones de magnitudes físicas para obtener la viscosidad por medio de la aplicación de una fórmula matemática, sin calibraciones ni correlaciones con viscosidades de sustancia ya conocidas.

En la medición relativa las condiciones del ensayo no son tan controladas, la velocidad de cizalla no es constante y se miden magnitudes físicas, pero sí se utilizan calibradores y correlaciones de viscosidades de sustancias ya conocidas para obtener un valor de viscosidad.

Dependiendo como se realice la medición los viscosímetros se pueden clasificar como: Flujo conducido por presión y flujo de arrastre.

Los viscosímetros de flujo conducido por presión se dividen en: Capilares, de orificio y de ranura, y los de flujo de arrastre se dividen en: De placas deslizantes, caída de esfera y rotacionales.

Hay diferentes tipos de viscosímetros rotacionales como son los de cilindros, placa cono y placa-placa.

Existen dos modos para realizar la medición, el “*ControlledRate*” (CR) o velocidad de cizalla controlada, en el cual se fija la velocidad de cizalla y se

mide el torque ejercido sobre el cuerpo en rotación y el otro modo es denominado “*Controlled Stress*” (CS) o esfuerzo controlado, en el cual se fija el torque y se mide la velocidad del cuerpo en rotación. El modo CR tiene la ventaja de ser económico y el modo CS de permitir una medición más precisa a velocidades de cizalla bajas y permite medir el punto de flujo. La figura 2.8 muestra un esquema de los diferentes tipos de viscosímetros rotacionales.

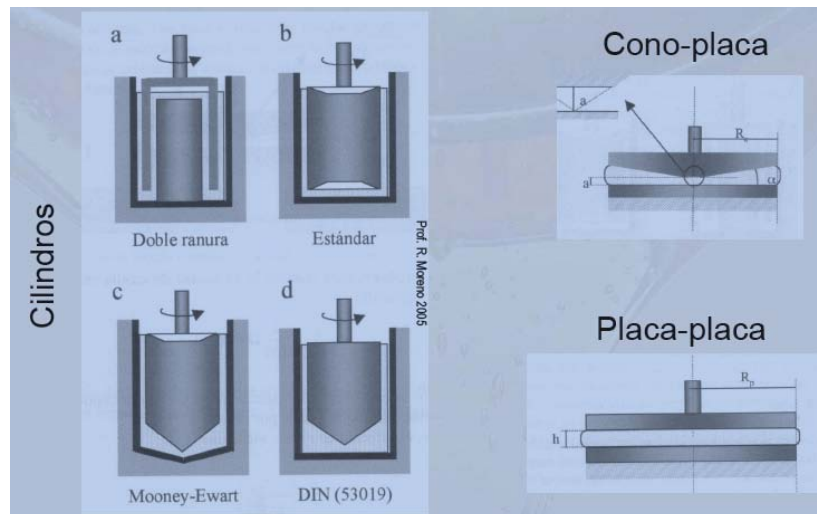


Figura 2.8. Esquema de los diferentes tipos de viscosímetros rotacionales

Se han realizado diferentes trabajos sobre diseño, construcción y pruebas de viscosímetros, en general, dichos trabajos se basan en los viscosímetros anteriormente descritos.

Los viscosímetros de cilindros concéntricos son de uso general, tanto para fluidos Newtonianos y no-Newtonianos, aunque para hallar la viscosidad de los fluidos no-Newtonianos se reemplaza el cilindro del centro por un “*Impeler*”, que es un rotor con aspas las cuales pueden ser inclinadas o no, también es posible encontrar un tornillo sinfín cumpliendo la función de impeler; el modelo matemático de los viscosímetros de cilindros concéntricos depende de la geometría de los cilindros, en especial del central, el modelo cambia si es cilindro, impeler o tornillo sinfín.

Z. Kemblowski et al., desarrollaron un reómetro utilizando el principio de un viscosímetro de cilindros concéntricos utilizando como cilindro central, un

tornillo sinfín, los autores explican las ventajas de utilizar este tipo de viscosímetro y desarrollan el modelo matemático.

En su trabajo, Z. Kembrowski et al., presentan dos modelos, el primero de ellos modela el tornillo sinfín como dos cilindros de diferente diámetro y longitud, hallan el torque para cada cilindro de acuerdo a la nueva geometría establecida, y el torque total es la suma de los dos. El segundo modelo reemplaza el tornillo sinfín por dos cilindros de igual diámetro y diferente longitud, este modelo difiere del anterior en la forma de hallar la longitud del segundo cilindro, la calculan considerando que los diámetros son iguales. En la siguiente figura podemos apreciar el uso de los dos modelos.

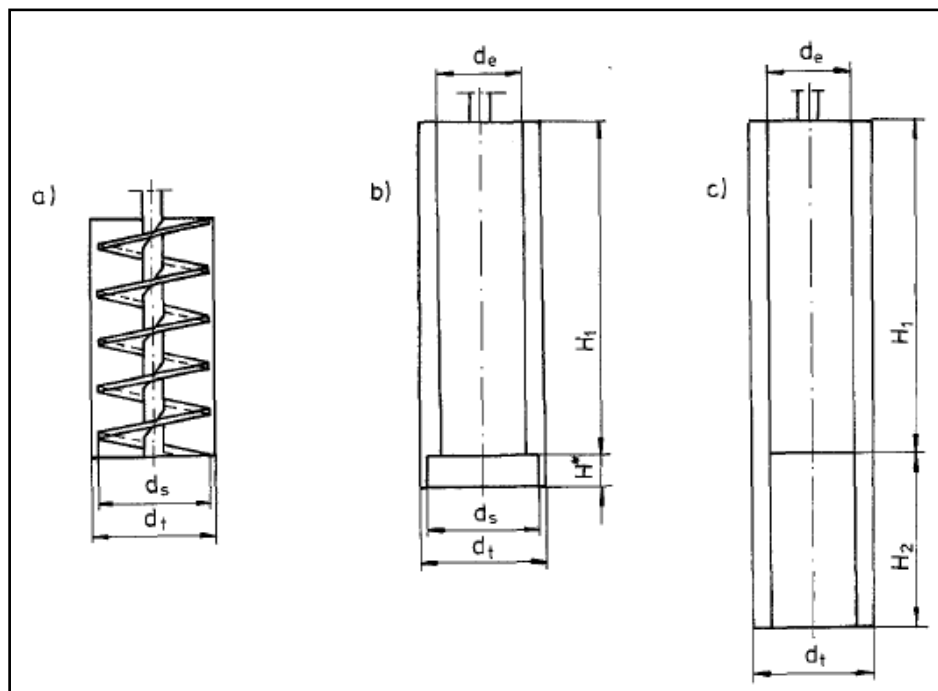


Figura 2.9. a) Tornillo sinfín utilizado como impeler. b) Modelo de dos cilindros con diferentes diámetros y alturas. c) Modelo de dos cilindros con diferente altura e igual diámetro.

B. Metz et al., describe el modelo matemático para un viscosímetro de cilindros concéntricos utilizando un impeler, el punto de partida es el número de potencia, es un número adimensional que relacione la potencia consumida por el eje del impeler con la potencia consumida por el fluido. Este número

adimensional es posible obtenerse con la teoría de números adimensionales y el teorema de Pi-Buckingham.

N. Pimenova y T. Hanley, utilizaron el modelo mostrado por Metz, al medir las propiedades reológicas de una suspensión de maíz, además compararon un viscosímetro de placa-cono y el viscosímetro de cilindros concéntricos con impeler obteniendo resultados similares.

García y Jiménez, realizaron la construcción e implementación de un viscosímetro de flotación el cual toma algunos conceptos del viscosímetro rotacional cilíndrico y el viscosímetro de placas deslizantes, en la realización de este trabajo los autores realizan simplificaciones matemáticas y limitan la aplicación de este viscosímetro a fluidos Newtonianos, el modelo matemático mostrado así lo demuestra. Además realizaron pruebas utilizando aceite para motor a cuatro tiempos, obteniendo buenos resultados, pero su equipo es poco robusto lo cual no les permite realizar pruebas cambiando la temperatura, como ellos lo expresan en sus conclusiones.

Comercialmente se consiguen diferentes tipos de equipos para medir la viscosidad, algunas de las marcas son Newport Scientific, BrookfieldEngineeringProducts, Hake Superior Quality y Reologica Instruments AB, los cuales permiten realizar pruebas para diferentes tipos de fluidos, Newtonianos y no-Newtonianos, estos equipos traen algunas pruebas y en ciertos casos permiten realizar variaciones de sus parámetros. Los precios de estos equipos son elevados, por ejemplo el costo de un Rapid Visco Analyser de cuarta generación (RVA4), de la compañía Newport Scientific, es de aproximadamente cincuenta mil dólares, siendo un equipo poco accesible para la mayoría de laboratorios de investigación académicos e industriales.



## **3. METODOLOGIA**

### **3.1 Introducción**

La metodología que se siguió, se fundamentó en la implementación de los requerimientos y especificaciones del control de movimiento, es decir, control de posición y velocidad, siguiendo una secuencia planteada en el cronograma de actividades.

El principio de funcionamiento del servo amplificador ha hecho que se empleen diferentes elementos secundarios para su funcionamiento. Se tomó en consideración un modelo de un servo amplificador comercial para el diseño. Por consecuencia, si se logran involucrar etapas analógicas y digitales para el diseño del servo amplificador será posible lograr un elemento que tenga un alto rendimiento para la generación de trayectorias en un sistema de control. EL objetivo principal del desarrollo del servo amplificador es que entregue la energía de manera eficaz en un motor de corriente directa para el control de movimiento.

Por otra parte, este capítulo muestra el esquema general que fue implementado en el diseño y análisis del servo amplificador, muestra la arquitectura modular con sus respectivos diagramas a bloques para dar una idea más clara de su funcionamiento y cada uno de los esquemas y diagramas electrónicos necesarios para su construcción, así como sus respectivas etapas.

El capítulo está organizado de la siguiente manera, primeramente se mostrara un esquema general del proyecto, donde se explica a detalle el funcionamiento y desarrollo de sus módulos y etapas, complementando esta primera parte, el capítulo es orientado al análisis de los componentes y dispositivos implementados, para posteriormente mostrar la validación del sistema en un viscosímetro.

### 3.2 Esquema General del Proyecto

Esta sección, muestra el diagrama general a bloques del sistema completo propuesto para la construcción del servo amplificador. El diagrama está compuesto por varios módulos y etapas, estos a su vez constan de entradas y salidas que interconectan los módulos del sistema, haciendo al servo amplificador un sistema robusto. La figura 3.0, muestra el diagrama a bloques propuesto.

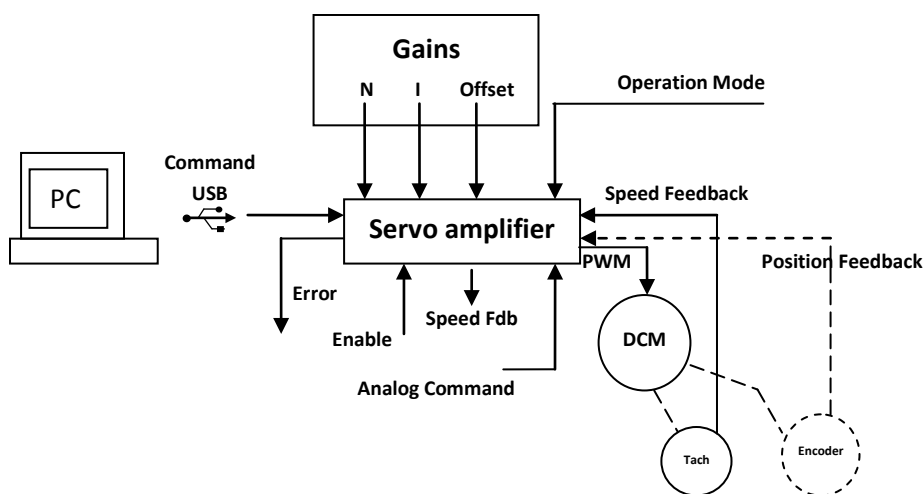


Figura 3.0. Diagrama general a bloques del servo amplificador con interfaz de usuario.

En el diagrama a bloques de la figura 3.0, se observa que algunos comandos externos son requeridos, tales como:

- *Enable*: Este comando es utilizado por seguridad ya que si un evento no deseado ocurre esta señal permite deshabilitar el sistema completo.
- *Gains*: Estas referencias permiten ajustar las ganancias de los lazos de velocidad y torque, también se ajusta el offset de la señal de referencia.
- *Error*: Con este dato o variable se puede tener una alarma externa que indique cuando el servo amplificador mantiene un error, ya sea por sobre corriente o por falta de energía.

- *Speed Fdb*: La señal de retroalimentación del tacogenerador es filtrada y amplificada de tal manera que se pueda computar por casi cualquier equipo de adquisición de datos.
- *AnalogCommand*: Permite recibir una señal analógica proveniente de algún controlador de posición externo.
- *SpeedFeedback*: Es una entrada del tacogenerador bipolar la cual se introduce al lazo interno de velocidad, para mejorar el control del mismo.
- *OperationMode*: Este dipswitch permite configurar manualmente el modo de operación del servo amplificador.
- *USB Command*: El servo amplificador recibe digitalmente a través del bus USB un comando externo, pudiendo ser velocidad o posición o bien un comando de rotación continúa.
- *PWM*: Es compuesta por un par de hilos que permiten que el motor incremente o decremente su energía cinética, modifique el sentido de giro e incremente su velocidad.
- *Position Feedback*: Es una señal digital proveniente del encoder, que permite realizar un control de velocidad dentro del servo amplificador o bien posición si es necesario.

El diseño del servo amplificador se basa en una arquitectura modular abierta, como se aprecia más a detalle en la figura 3.1, lo cual consiste en dividir el sistema en diferentes partes, asignándole a cada una de ella una tarea o función específica, además de decidir la conexión entre los módulos. Este tipo de arquitectura facilita una evaluación más detallada de la descomposición, integración y compatibilidad de componentes e interfaces.

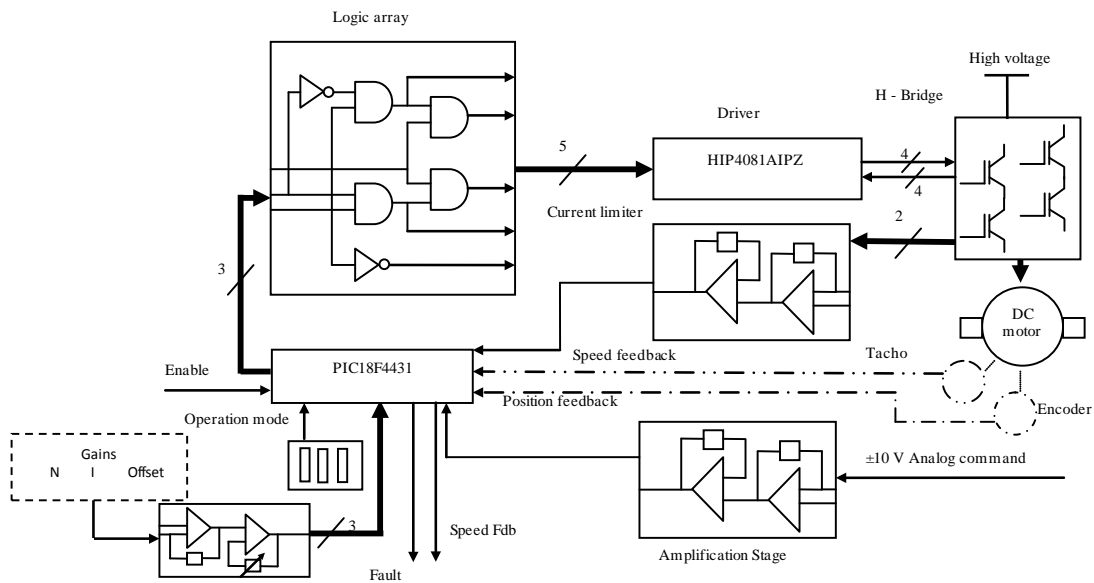


Figura 3.1. Esquema electrónico modular de los componentes internos del servo amplificador.

El esquema general de la arquitectura modular abierta, muestra a detalle la implementación de cada uno de sus módulos; claramente se aprecia que el sistema está compuesto principalmente por tres etapas importantes.

La primera de ellas es la etapa digital, donde el uso de un microcontrolador de alto rendimiento es indispensable para este tipo de aplicación, pues todo el sistema es controlado por este microcontrolador de *Microchip* de la familia PIC18, con número de parte 18F4431, que es especial para el control de motores ya que cuenta con 4 módulos, que son complementarios, para la generación de *PWM* con una resolución de 14 bits, además de un módulo de retroalimentación para el control de movimiento que incluye el módulo de *CI* (Capture Input o entrada de captura) y el módulo *QEI* (Quadrature Encoder Interfaz o Interfaz de Cuadratura de Encoder) con un rendimiento elevado para el *ADC*.

En el microcontrolador se genera el *PWM* para la conmutación de los transistores de potencia del puente H, mediante una función disponible solo para esta familia de *Microchip*. También, entrega una señal de fallo o error y

una señal filtrada proveniente del tacogenerador. Al mismo tiempo el microcontrolador recibe señales provenientes de los transductores, como lo es el encoder y el tacogenerador, utiliza canales del *ADC*, para la adquisición de la señal de comando o referencia proveniente del controlador, y la adquisición de la señal de sensado de corriente de la etapa de potencia o más específicamente del puente H. Finalmente, se tiene la señal de habilitación del sistema y los modos de operación sin olvidar las ganancias ya mencionadas anteriormente.

Otro módulo importante de la etapa digital, es un arreglo lógico de compuertas *AND* y *NOT*, en la figura 3.1 se observan tres señales provenientes del microcontrolador, estas son: La señal de Habilidad o *Enable*, la señal de Cambio de dirección de giro del motor y la señal *PWM*. Y cinco señales son las que salen del arreglo de compuertas, estas señales son: *AHI*, *BLI*, *ALI*, *BHI*, *DIS*, y se interconectan directamente con el *Driver* del puente H, para la conmutación correcta de los transistores de potencia.

### **3.2.1 Etapa de acondicionamiento de la señal**

El correcto funcionamiento del microcontrolador y el control de velocidad y torque, depende directamente del acondicionamiento y amplificación de las señales, este apartado describe y detalla los módulos analógicos del sistema. En la figura 3.1, del esquema electrónico modular, se aprecian tres módulos analógicos que componen la etapa analógica; esta etapa fue diseñada a partir de amplificadores operacionales.

Un módulo importante dentro de esta etapa es mostrado en la figura 3.2, es la etapa de acondicionamiento de la señal de comando o referencia proveniente del controlador; para esta etapa fueron necesarios cuatro amplificadores operacionales de *TI* (*Texas Instruments*) con número de parte LM324N, cada amplificador operacional en este módulo representa una pequeña etapa de acondicionamiento de la señal, en primer plano se tiene que la señal de comando proveniente del controlador es bipolar, es decir, su rango de voltaje varía de un valor negativo a un valor positivo y viceversa, así bien, el valor de dicha señal es de  $\pm 10$  V.

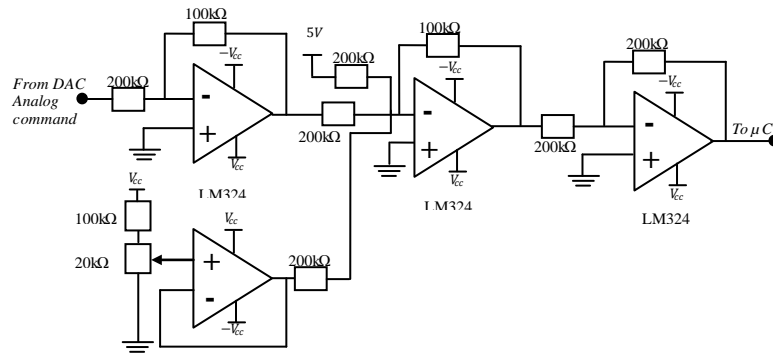


Figura 3.2. Esquema del módulo analógico del acondicionamiento de la señal de comando.

Entonces, como la señal es variante y su valor es muy elevado para que el microcontrolador pueda procesarla, la primera fase constaría en reducir el voltaje de la señal, esto se logra con un amplificador operacional en configuración inversor con una ganancia de 0.5, con esta ganancia el voltaje de  $\pm 10$  V se reducirá a la mitad, es decir,  $\pm 5$  V. ¿Por qué la ganancia de 0.5? primeramente se quiere reducir el voltaje de la señal de comando, por lo tanto, se busca un factor para que la señal se encuentre dentro del rango de procesamiento del microcontrolador, con la ganancia de 0.5 el voltaje de entrada se verá reducido a la mitad, esto se logra mediante un par de resistencia que se aprecian en la figura 3.2, con sus respectivos valores; se buscan los valores comerciales y se eligen para esta primer etapa los valores de 100Ω y 200Ω para de acuerdo con la ecuación 2.41, encontrar el voltaje deseado, en este caso  $\pm 5$  V.

$$V_{out} = -V_{in} \frac{R_f}{R_{in}} \quad (2.41)$$

Los valores de la ecuación, vienen de la figura 3.3, del amplificador operacional en configuración no inversora.

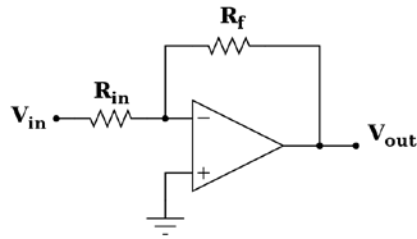


Figura 3.3. Amplificador operacional en configuración inversora con los valores de la ecuación 2.41.

Resolviendo y sustituyendo los valores de las resistencias en la ecuación 2.41, se tiene como resultado el siguiente:

$$V_{out} = \pm 10 V \frac{100\Omega}{200\Omega} \quad (2.42)$$

$$V_{out} = \pm 10 V \cdot 0.5 \quad (2.43)$$

$$V_{out} = \pm 5 V \quad (2.44)$$

La segunda fase del módulo está compuesta por otro amplificador operacional en configuración de sumador inversor, con esto se pretende que la señal de voltaje de la etapa previa, que es de  $\pm 5 V$ , se invierta, es decir, que al sumarle un voltaje externo solamente obtengamos un solo voltaje con una sola polaridad, en este caso el voltaje obtenido tendrá el valor de  $-5 V$ , debido a que el amplificador operacional se encuentra en configuración inversora y recordando que en la configuración inversora regresa un voltaje de salida igual al de la entrada pero con fase invertida de  $180$  grados. Entonces, para este caso particular, se tiene que el voltaje de la etapa previa más el voltaje externo sumados, tiene un resultado de  $5 V$  positivos, pero como el amplificador operacional esta en modo inversor, el voltaje de salida tendrá que ser  $-5 V$ . Para comprobar el resultado, se puede calcular el voltaje deseado mediante la fórmula del sumador inversor, mostrado en la ecuación 2.45.

$$V_{out} = -R_f \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right) \quad (2.45)$$

El valor de  $R_f$  es el mostrado en la figura 2.45, con un valor de  $100\Omega$ , y el valor para  $R_1$  es de  $200\Omega$ , el voltaje  $V_1$  tiene un valor variable de  $\pm 5$  V y  $V_2$  es igual a  $5$  V positivos. Sustituyendo y resolviendo la ecuación 2.5, se tiene:

$$V_{out} = -100\Omega \left( \frac{\pm 5 V}{200\Omega} + \frac{5 V}{200\Omega} \right) \quad (2.46)$$

El resultado dentro de los paréntesis de la ecuación 2.46 es de  $10 V/200\Omega$ , debido a que los  $-5$  V se recorren a causa de los  $5$  V positivos, o lo que es lo mismo, se hace un *offset* y el resultado final es un voltaje de  $0$  a  $10$  V positivos, el resultado de la ecuación es:

$$V_{out} = -5 V \quad (2.47)$$

En esta segunda fase, un tercer amplificador operacional en configuración de seguidor de voltaje, esto con el fin de que proporcione a la salida la misma tensión de entrada, suma un voltaje de *offset* a la entrada del segundo amplificador operacional, este voltaje de *offset* se encuentra en el orden de mili volts con el fin de ajustar el voltaje en la entrada del microcontrolador para que el procesamiento de la señal sea más preciso. Siempre existe una pequeña tensión de desplazamiento, esta tensión de desplazamiento en la entrada, se puede definir como la tensión de entrada necesaria para que la salida sea igual a cero, el amplificador operacional, amplificara cualquier desplazamiento en la entrada, provocando un pequeño error en la tensión de salida.

En la tercera fase, el cuarto amplificador operacional es puesto en modo inversor y con ganancia unitaria para conservar la misma tensión de entrada pero con la polaridad invertida, es decir, la tensión de la etapa previa de la ecuación (2.47), entra al amplificador y por la fórmula (2.41) el resultado es igual, pero con la polaridad invertida, o bien  $5$  V, la ecuación (2.48), describe el resultado final, ecuación (2.49).



$$V_{out} = -(-5 V) \frac{100\Omega}{100\Omega} \quad (2.48)$$

$$V_{out} = 5 V \quad (2.49)$$

### 3.2.1.1 Acoplamiento analógico – digital

Los sistemas analógicos son aquellos que tienen la capacidad de generar, transmitir, procesar o almacenar señales analógicas. Los procesadores digitales por otro lado, manejan la información discontinuamente, con una serie de números binarios. El servo amplificador cuenta con tres módulos importantes, la etapa digital, la etapa analógica y la etapa de potencia. Para tener un sistema completo y de alto rendimiento y además robusto, es necesario combinar estas etapas entre sí.

El acoplamiento de la etapa analógica y digital ocurre cuando las señales de control, corriente y voltaje son procesadas a través de amplificadores operacionales con ganancias, para proporcionar al microcontrolador un rango apropiado de voltaje para así poder procesar las señales correctamente, figura 3.4.

La figura 3.1, muestra tres diferentes etapas analógicas compuestas por amplificadores operacionales, estas señales son el sensado de la corriente, la señal de control o comando, figura 3.5 y las señales de ganancias. A la salida de los amplificadores las señales están acondicionadas, amplificadas y listas para ser procesadas por el microcontrolador, en donde por medio de software estas señales son convertidas en cifras y mostradas en la interfaz gráfica de usuario en LabVIEW.

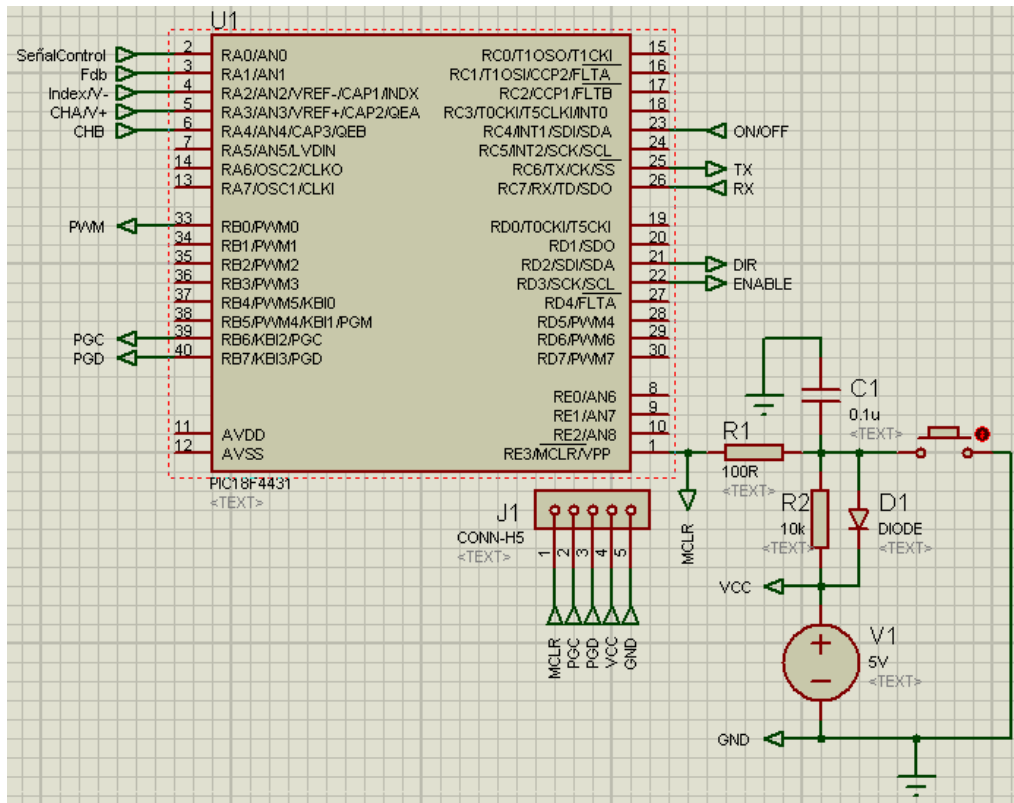


Figura 3.4. Diagrama electrónico de la etapa digital acoplado las señales analógicas, compuesto por microcontrolador PIC 18F4431 de Microchip.

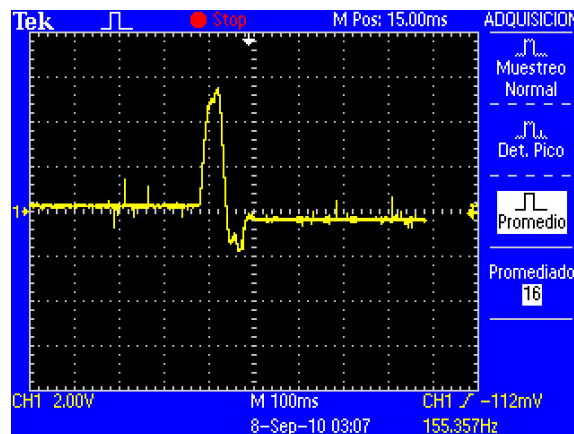


Figura. 3.5 Señal de comando emitida por el controlador *GALIL*.

### 3.2.2 Generación de tiempo muerto

El microcontrolador utilizado para el diseño y construcción del servo amplificador, ofrece una amplia gama de características para el control de movimiento, entre ellas se encuentra el módulo de control de potencia *PWM* (Pulse Width Modulation o Modulación por Ancho de Pulsos). Este módulo simplifica la tarea de generar múltiples y sincronizados *PWMs* para el control de motores y aplicaciones de potencia. A continuación se enlistan algunas aplicaciones que son soportadas por este módulo:

- Motores monofásicos y trifásicos de AC.
- Motores de reluctancia conmutada.
- Motores de DC sin escobillas (*BLDC*).
- Fuentes de alimentación ininterrumpida (*UPS*).
- Motores de DC con escobillas.

El módulo también cuenta con las siguientes características:

- Hasta 8 pines de I/O de *PWM* con cuatro generadores de ciclo de trabajo. Los pines se pueden combinar para obtener un control de medio puente.
- Resolución de hasta 14 bits, dependiendo el periodo del *PWM*.
- Cambios de frecuencia sobre la marcha.
- Modos de salida de borde y centro alineados.
- Un solo pulso en modo de generación.
- Control programable de tiempo muerto en cada módulo.
- Modo de interrupción con centro asimétrico alineado para el soporte de las actualizaciones.
- Evento especial para la programación de otros eventos periféricos.

El módulo de control de potencia *PWM* soporta tres módulos complementarios o en modo independiente de *PWM* y seis canales de salida en los dispositivos PIC18F2X31, y cuatro módulos generadores y ocho canales de salida en los dispositivos PIC18F4X31.

El generador de tiempo muerto inserta un periodo corto apagado de tiempo llamado tiempo muerto entre un pin del módulo, hasta su complemento par. Esto es para prevenir daños en la conmutación de los dispositivos que se conectarán a los pines de las salidas *PWM*. La base de tiempo para el módulo de *PWM* es proporcionada por su propio temporizador de 12 bits, que también incorpora los Prescaler seleccionables y opciones de Postscaler.

La configuración de los registros para la generación del *PWM* se encuentra dada por la opción *Power PWM* dentro del compilador *PCWHD* de *CCS*. Esta opción permite configurar registros y pines de los módulos *PWM* del dispositivo. Esta opción sólo está disponible para dispositivos equipados con módulos *PWM*, las opciones para estas funciones varían dependiendo del microcontrolador y se enumeran dentro del archivo de cabecera del dispositivo.

A continuación algunas características relevantes dentro de esta opción:

<i>setup_power_pwm(config)</i>	Configura la base de tiempo del <i>PWM</i> , el periodo, el tiempo muerto, etc.
<i>setup_power_pwm_pins(module x)</i>	Configura los pines del módulo, para ser complementarios, modo apagado o encendido.
<i>set_power_pwm_x_duty(duty)</i>	Almacena el valor del ciclo de trabajo en el registro PDCXL/H. Éste valor del ciclo de trabajo es el tiempo durante el cual el <i>PWM</i> está en estado activo.
<i>set_power_pwm_override(pwm, override, value)</i>	Ésta función determina si el OVDCONS o los registros PDC determinan la salida <i>PWM</i> .

Tabla 2.4. Funciones del módulo *PWM* dentro del compilador *PCWHD* de *CCS*.

La máxima resolución (en bits) para un determinado oscilador y la frecuencia, también se puede determinar de la siguiente fórmula, ecuación 2.50:

$$Resolution = \frac{56 \log_2\left(\frac{F_{osc}}{F_{pwm}}\right)}{\log_2(2)} \quad (2.50)$$

La frecuencia del *PWM* elegida para la conmutación de los transistores de potencia *IGBT* para la etapa de potencia del servo amplificador es de 20Khz, por lo tanto, el cálculo del periodo es:

$$Period = \frac{F_{osc}}{4 \cdot (Postscale) \cdot F} \quad (2.51)$$

Como  $F_{osc}$  es igual a 4Mhz, que es el cristal oscilador externo del microcontrolador, y se elige un valor de postscale de 1, y con la frecuencia de conmutación de 20Khz, sustituyendo los valores en la ecuación (2.51), el periodo es igual a:

$$Period = \frac{4Mhz}{(4) \cdot (1) \cdot (20Khz)} \quad (2.52)$$

$$Period = 49$$

Para conocer la máxima resolución en bits, se sustituyen los valores de frecuencia de oscilación y frecuencia de conmutación en la ecuación (2.50), quedando:

$$Resolution = \frac{\log_2\left(\frac{4Mhz}{20Khz}\right)}{\log_2(2)} \quad (2.53)$$

Finalmente la resolución es igual a:

$$Resolution = 8 \text{ bits}$$

Por lo tanto, para obtener el ciclo máximo de trabajo del *PWM*, se divide la frecuencia de oscilación, entre la frecuencia de conmutación, el ciclo de trabajo se calcula:

$$Duty \ cycle = \frac{F_{osc}}{F} \quad (2.54)$$

$$Duty\ cycle = \frac{4Mhz}{20Khz}$$

$$Duty\ cycle = 200$$

Se obtiene que 200 (en valor decimal) es el máximo valor que puede obtener el *PWM* antes de desbordarse y 0 el valor mínimo. Siendo que la resolución es de 8 bits, el valor en binario para 200 es 11001000 en exactamente 8 bits.

En aplicaciones donde los *PWM* son utilizados, en modo complementario, para el control de la parte superior e inferior del puente H, una inserción de tiempo es recomendable. La inserción de tiempo muerto mantiene las dos salidas en estado inactivo por un tiempo breve; esto evita la duplicación en el cambio de estado, es decir el cambio de giro o sentido, en los transistores de potencia *IGBT* debido a las características del *TON* (tiempo de encendido) y *TOFF* (tiempo de apagado).

El módulo de *PWM* permite que el tiempo muerto pueda ser programado.

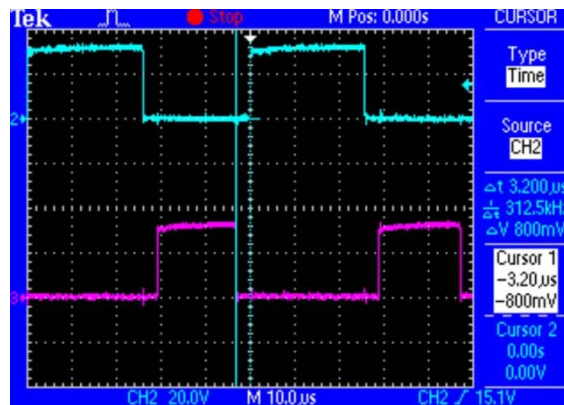


Figura 3.6 Tiempo muerto generado a la salida del micro controlador  $3.2\mu s$  a 20 KHz.

### 3.2.3 Acondicionamiento de la etapa de potencia y disparo de los IGBT's (Driver)

La etapa de potencia del servo amplificador está compuesta por componentes discretos, en este caso por cuatro transistores de potencia *IGBT* (*InsulatedGate Bipolar Transistor* o *Transistor Bipolar de Compuerta Aislada*), el número de parte del fabricante es *IRG4BC20*, los cuatro transistores de encuentran unidos en una configuración de puente H, esta configuración permite que el actuador o motor de corriente directa o alterna, gire en ambos sentidos (avance y retroceso).

Los transistores *IGBT* son ideales para este tipo de aplicación ya que las velocidades de conmutación requeridas por el servo amplificador son de hasta 20Khz. Para conmutar la secuencia adecuada en la configuración del puente H es recomendable utilizar un *driver* que dispare los transistores *IGBT*.

El *driver* es un circuito integrado especial para este tipo de arreglos, es decir, para la configuración de puente H, el número de parte del *driver* es *HIP4081A* de *intersil*, es un *driver* de alta frecuencia y tensión media para controlar un puente completo *FET* de canal *N*, está disponible en empaquetado *SOIC* (*Small-OutlineIntegratedCircuit* o *Circuito integrado de pequeño entorno*) y *DIP* (*Dual In-Line Package* o *Paquete Doble en Línea*) de 20 pines. El *driver* puede manejar cualquier combinación de conmutación posible. El *HIP4081A* puede conmutar a frecuencias superiores de 1Mhz, está bien adaptado para manejar bobinas de motores de alta frecuencia, amplificadores de audio de clase D y fuentes de alimentación; también puede manejar motores con escobillas de tensión media y dos *drivers* se pueden utilizar para manejar motores a pasos con un alto rendimiento, ya que puede proporcionar una capacidad fina para micro pasos. Algunas características se enlistan a continuación.

- Cuatro unidades independientes *FET* de canal *N* para una configuración de medio puente o puente completo.
- Voltaje de alimentación máximo de 95 VDC.
- Tiempo muerto programable por el usuario.

- Entrada de control (*DIS* o *Deshabilitado*).
- Umbrales de entradas lógicas de tensión compatibles con 5V a 15V.
- Muy bajo consumo de corriente.
- Protección para baja tensión.

El *driver* utilizado en el servo amplificador recibe señales de la etapa lógica compuesta por compuertas lógicas *AND* y *NOT*, que a su vez reciben el *PWM* proveniente del microcontrolador; este arreglo lógico de compuertas nos da la señal de habilitación que el *driver* del puente H necesita, también entregan una señal lógica para el cambio de giro o sentido (dirección), el encendido de la parte alta/baja del puente H, así como la conmutación adecuada de las ramas izquierda/derecha del puente H, la figura 3.7, 3.7a y 3.7b muestra estas señales, denotadas como *G1*, *G2*, *G3* y *G4*. También la figura muestra los bloques necesarios para la construcción de esta etapa de potencia y sus componentes, se aprecia una señal analógica de retroalimentación proveniente del puente H, esta es la señal de consumo de corriente que está siendo utilizada en el puente H, llamada *CurrentFeedback*, esta señal es acondicionada, amplificada y finalmente procesada por el microcontrolador.

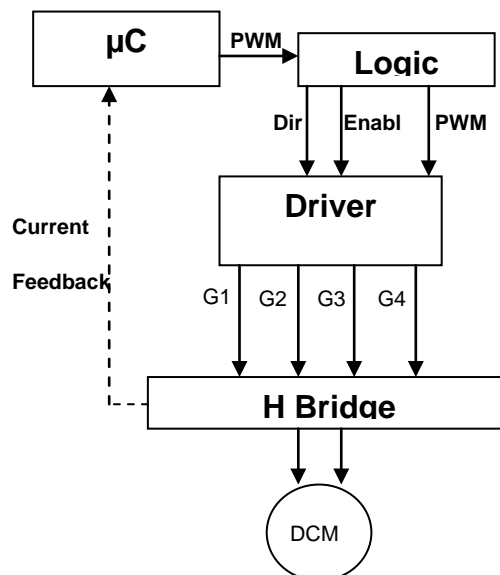


Figura 3.7. Diagrama a bloques y esquema general de la etapa de potencia del servo amplificador.



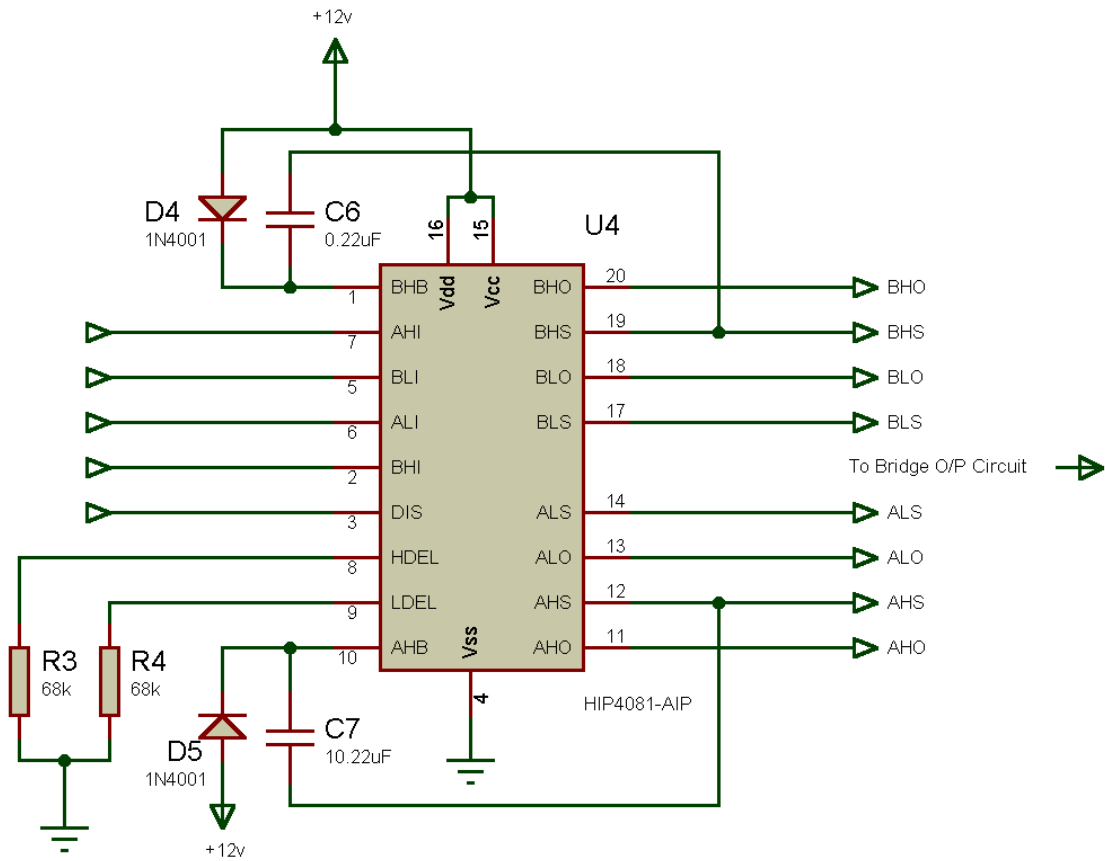


Figura 3.7a. Conexiones del driver *HIP4081A* y señales que van al Puente-H.

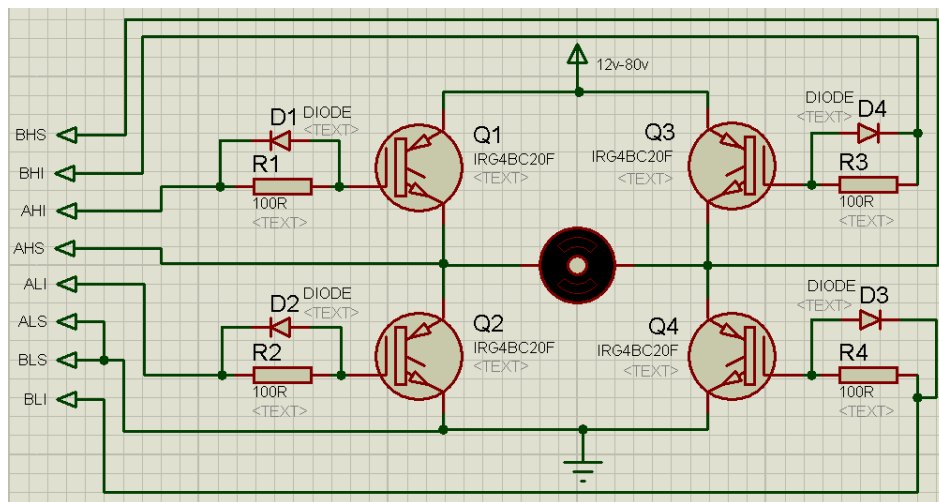


Figura 3.7b. Puente-H a detalle con todas las señales de habilitación provenientes del driver *HIP4081A*.

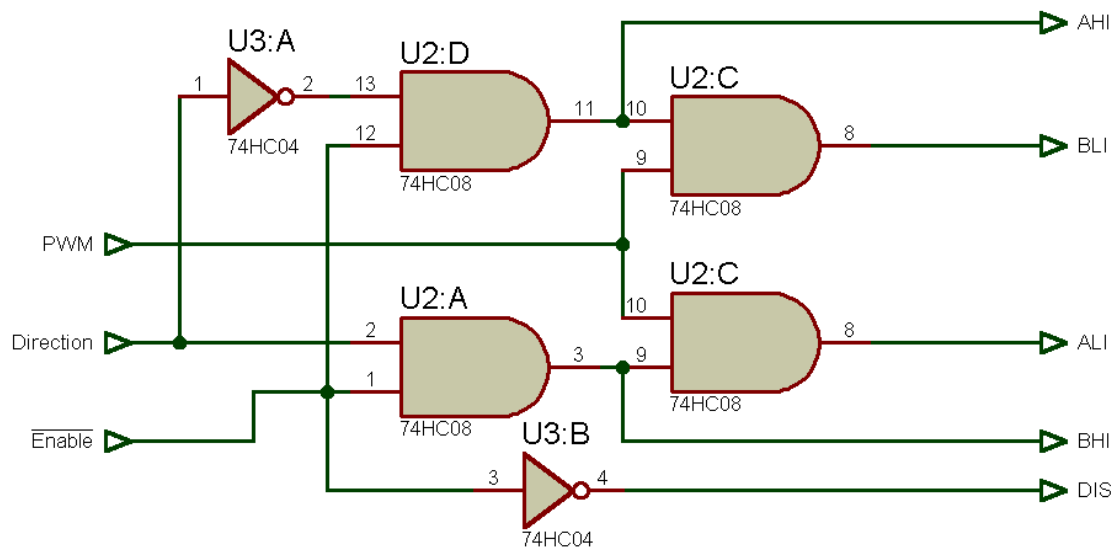


Figura 3.8. Arreglo lógico de compuertas AND y NOT.

La figura 3.8, muestra el diagrama electrónico del conexionado de las compuertas y las señales que entran (PWM, Dirección y Habilitación), que son las provenientes del microcontrolador, y las señales de salida (AHÍ, BLI, ALI, BHI, DIS), que se dirigen al *driver* del puente H.

### 3.2.4 Sensado de variables

El servo amplificador cuenta con dos etapas analógicas importantes, compuestas por amplificadores operacionales para la amplificación y el filtrado de estas variables, voltaje y corriente. Es importante para el usuario conocer el valor de estas señales provenientes del servo amplificador ya que con ellas puede monitorear el estado del motor y del sistema en general.

Es importante saber cuánto es el voltaje que se encuentra en el sistema puesto que el servo amplificador alimenta directamente al motor y a su vez este consume la potencia que necesita a través del servo amplificador, de ahí la importancia del consumo de corriente, este parámetro se transforma en el torque que el motor necesita para mover cargas más pesadas y grandes y es fundamental para el lazo interno de corriente que se encuentra embebido en el micro controlador.

### 3.2.4.1 Voltaje de Bus y corriente de Bus

La medición de corriente es fundamental para esta aplicación debido a que es la retroalimentación interna del sistema, la técnica empleada es la medición de corriente mediante una resistencia shunt.

El sensado de la corriente se desarrolla a partir de la conexión de una resistencia tipo shunt al emisor del *IGBT*. El voltaje que pasa a través de la resistencia con un valor  $0.01 \Omega$  es acondicionado y amplificado por medio de amplificadores operacionales en modo no inversor, el cual ofrece una impedancia muy grande a la entrada del *ADC* del microcontrolador, figura 3.9.

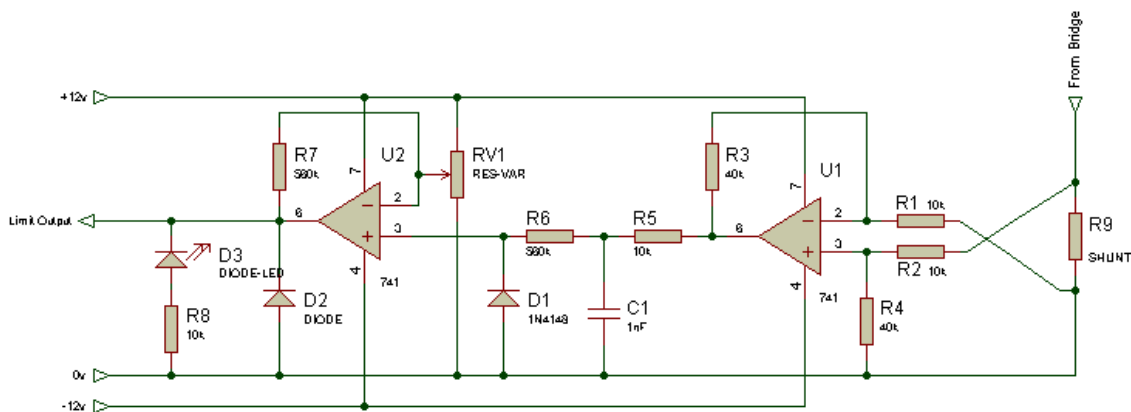


Figura 3.9. Circuito implementado para la medición de corriente.

Esta etapa consta de dos amplificadores operacionales, la primera etapa está constituida por un amplificador operacional en modo comparador entre las señales provenientes de la resistencia shunt, esto es para elevar el voltaje a la salida del amplificador, después pasa a un filtro pasa bajas, que consta de una resistencia y un capacitor; a continuación, la señal ya comparada y filtrada entra a la segunda etapa, donde otro amplificador operacional en modo comparador es utilizado para alcanzar un voltaje que pueda ser procesado por el microcontrolador, esta etapa incluye su ganancia u offset.

La salida del amplificador se conecta directamente al microcontrolador, el sensor de voltaje usa el mismo circuito implementado en el sensado de la

corriente con unas pequeñas modificaciones en los valores de las resistencias, esto es porque la señal en vez de ser amplificada necesita ser atenuada a un rango aceptable para el *ADC* del micro controlador.

La alimentación del sistema consta de solo una fuente de poder, internamente el servo amplificador, por medio de circuitos integrados, convierte este voltaje de alimentación en los rangos de voltaje necesarios para que los componentes internos funcionen adecuadamente, este circuito solo consta de convertidores de voltaje de corriente directa, en donde el voltaje es disminuido o puede ser cambiado de positivo a negativo; a continuación el diagrama electrónico, figura 4.0, donde se puede apreciar a detalle los componente y las conexiones para la construcción de esta etapa del sistema.

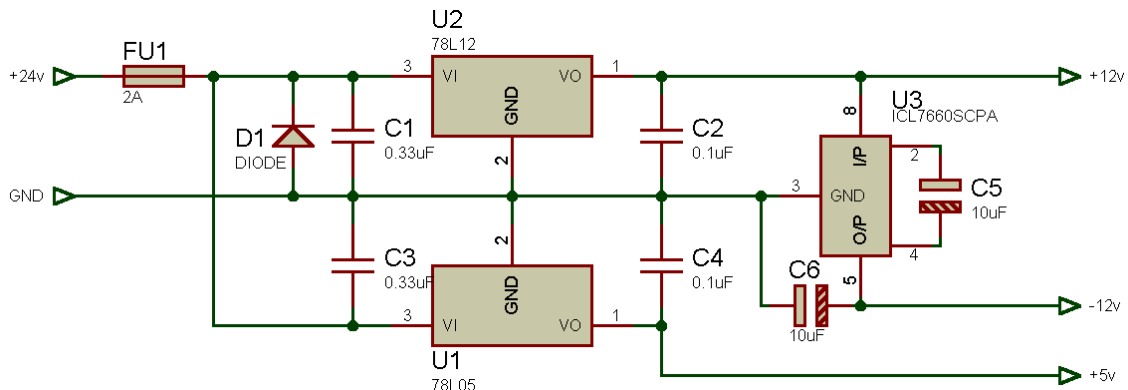


Figura 4.0. Esquema general de la alimentación del servo amplificador.

En la entrada de esta etapa, el servo amplificador puede ser alimentado en un rango de voltaje de 12 V a 80 V, por medio de dos reguladores de voltaje con número de parte 78L12 y 78L05, el voltaje entrada es disminuido a 12 V y 5V, respectivamente, después estos voltajes entran a un convertidor de voltaje de corriente directa a corriente directa, en donde el voltaje es invertido, y así podemos obtener un voltaje negativo para alimentar los diferentes componentes que requieran este tipo de alimentación.

### 3.2.4.2 Encoder

El encoder, es un transductor que envía pulsos para un propósito específico como lo es el control de posición, el servo amplificador es tan flexible que permite aceptar este tipo de señales y así tener un ligero control de la posición del motor. Las señales aceptadas por el micro controlador son 2 provenientes del encoder situado en el motor, es fundamental para este tipo de aplicaciones ya que es una retroalimentación interna del sistema.

El microcontrolador cuenta con un módulo especial para esta aplicación, como se aprecia en la figura 4.1. El módulo de cuadratura de encoder es el encargado de realizar la captura de la señal proveniente del encoder o tacogenerador, ya que es un módulo multitarea dentro del microcontrolador que puede ser programado en dos modalidades, ya que comparten los mismos pines en el microcontrolador, módulo de captura de la señal bipolar enviada por el tacogenerador (*C/I*) o como módulo de captura de la señal que envía el encoder (*QEI*), de cualquier tipo de motor de corriente directa. Muchas de las características de las dos modalidades del módulo (*QEI* y *C/I*) son completamente programables, creando una estructura periférica que puede ser utilizada en un amplio rango de sistemas de movimiento.

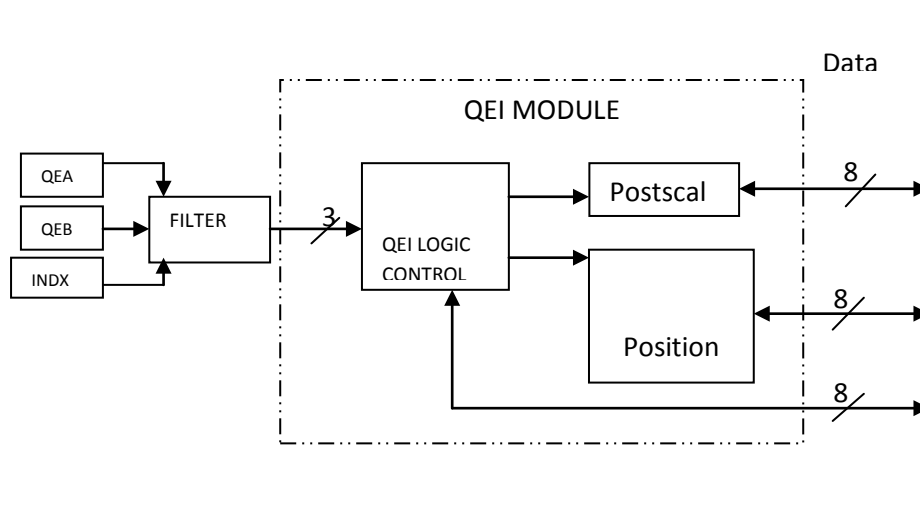


Figura 4.1. Diagrama general del módulo de cuadratura de encoder y su funcionamiento.

Los tres canales de captura de los módulos, son controlados a través de los registros de las entradas del módulo de cuadratura dentro del microcontrolador. Cada canal es configurada independientemente con su respectivo registro. Al igual que el modulo captura (CI) el módulo de cuadratura de encoder (QEI) decodifica información de velocidad del sensor de movimiento y puede ser utilizado en cualquier aplicación que utilice un transductor de tipo encoder para la retroalimentación.

El código fuente que es mostrado a continuación, es el código de la rutina del módulo QEI que fue embebido en el microcontrolador para el control del encoder.

```
//configuracoes QEI Definitions

#byte QEICON    = 0xFB6 // Quadrature Encoder Interface control register
#byte DFLTCON   = 0xF60 // Digital filter control register
#byte POSCNTH   = 0xF67 // Position registerhigh byte
#byte POSCNTL   = 0xF66 // Position register low byte

union
{ int8 bytes[2];
  int16 word;
} position_union;

// QEICON setup:
// Velocity mode disabled, no overflow or underflow error bit,
// UP/DOWN 1 = Forward, x4 QEI mode, INDX to clear count.
QEICON = 0xB4;
// Digital filtersetup:
// Enabled for INDX, PHA, PHB. Tcy/16
DFLTCON = 0x7B;

position_union.bytes[0] = POSCNTL;
position_union.bytes[1] = POSCNTH;

// Workaround for hardware bug caused by lack of buffering
if ((position_union.bytes[0] == 0) || (position_union.bytes[0] == 0xFF))
{ position_union.bytes[0] = POSCNTL;
  position_union.bytes[1] = POSCNTH;
}
position_union.word = ((position_union.word/4)+1);
//position_union.word = position_union.word + 1;
```

### 3.2.5 Implementación en un viscosímetro de cilindros concéntricos tipo hélice.

La propuesta del servo amplificador está siendo implementada en un medidor de viscosidad. En el cual, el consumo de corriente está directamente relacionado a la viscosidad de la mezcla.

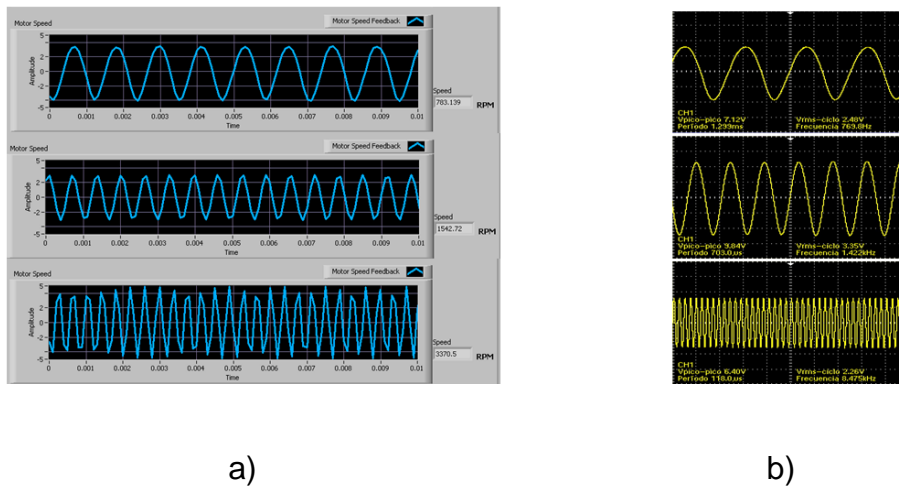


Figura 4.2. (a) Resultados experimentales de la señal de retroalimentación del tacogenerador adquiridos con la tarjeta NI6300 y mostrados en una interfaz en LabView. (b) Señal del tacogenerador adquirida en el osciloscopio TDS 2024B.

La figura 4.2. (a) Muestra las señales provenientes del tacogenerador, en la primera gráfica observamos una relación entre la corriente consumida y las revoluciones por minuto, se aprecia que la amplitud de la onda es grande lo cual indica que la velocidad es baja, la siguiente muestra un incremento en las revoluciones, con lo cual se reduce la amplitud y finalmente en la última gráfica se observa el incremento al máximo de revoluciones. La figura 7. (b) Se aprecian las señales en el osciloscopio a las mismas velocidades que las adquiridas por la tarjeta NI6300, haciendo una comparación a las señales de la gráfica (a) y la (b) podemos concluir que la respuesta de la señal de comando (control) responde perfectamente, comprobando que el uso del controlador embebido en el servoamplificador es eficiente y responde rápidamente.

### **3.3 Materiales y Recursos**

#### **-Recursos humanos**

Asesores y Directores:

Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz

M.en C. Andres Antonio Acosta Osorio

Colaboradores:

Ing. Fortino Mendoza Mondragón

Ing. Moisés Martínez Hernández

#### **-Recursos Materiales:**

El lugar en donde realizó la investigación es el laboratorio de Mecatrónica de la UAQ-FI y el CEDIT, los laboratorios cuenta con las herramientas básicas que permitieron concluir el trabajo. Sin embargo, fue necesario el financiamiento por parte de la institución, por lo que a través de la UAQ fondo FIFI (FIN2010-18) y CONACYT la investigación pudo llevarse a cabo. Los instrumentos que se emplearon en el trabajo son:

*Aparatos de medición:*

- Osciloscopio
- Multímetro
- Tacómetro
- Generador y Analizador de señales
- Dispositivos electrónicos:
- Transistores de potencia IGBT's
- Resistencias
- Capacitores
- Inductores
- Circuitos Integrados
- Accesorios para PCB
- Computadora con 128 MRAM, 10GB HD mínimo, Procesados 333MHz.
- Motor de inducción.
- Sensores de corriente tipo shunt.
- PIC 18FXX31
- Software para diseño de PCB e interfaz gráfica.
- Fuentes de Alimentación



## 4. RESULTADOS Y DISCUSION

El esquema de control es mostrado en la figura 4.3. El lazo doble de control es debido a que normalmente es requerido un control velocidad y torque. En este caso el comando es enviado desde la PC, sin embargo, como se puede observar en el diagrama, el comando de velocidad puede ser enviado de manera analógica o digital. El comando de posición es comparado con el comando o la señal analógica proveniente del tacogenerador, esto genera una señal error (corriente) que dará el torque necesario para acelerar o detener el motor. Dentro del lazo de velocidad se encuentran dos ganancias, ( $K_{VP}$ ) que es una ganancia proporcional y reacciona al error de velocidad y ( $K_{VI}$ ) una ganancia que reacciona a la integral del error de la velocidad. (Note que  $1/s$  es la representación convencional para una integración).

Un lazo de velocidad cumple muchas de las necesidades de un servo sistema, ya que reacciona rápidamente a los comandos enviados lo cual proporciona al sistema una alta resistencia a perturbaciones. Sin embargo un lazo de velocidad no puede asegurar que el motor se quede en una posición por largos periodos de tiempo.

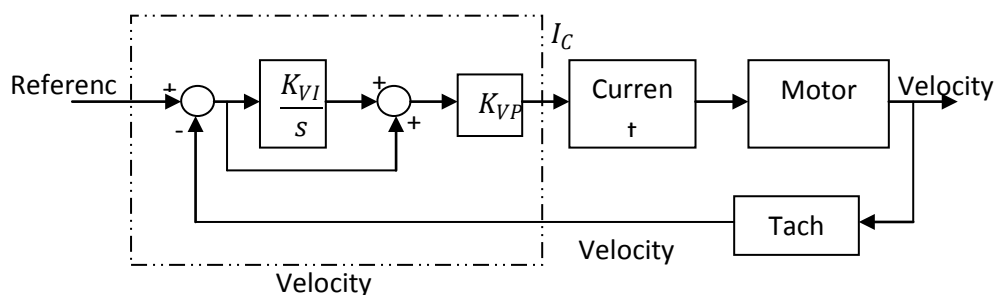


Figura 4.3. Esquema del controlador implementado y embebido en el microcontrolador.

El diagrama a bloques de la rutina de control embebida en el microcontrolador PIC18F4331 es mostrada en la figura 4.4. La rutina principal es programada con una interrupción de  $50\mu s$ . Una inicialización es requerida en la función principal ya que las entradas y salidas deben ser definidas, así como los diferentes módulos como el ADC (Analogto Digital Converter), PWM, QEI

(Quadrature Encoder Interface), UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter), etc. Por otra parte, cuando el algoritmo de la interrupción ocurre dichos módulos son actualizados o bien leídos, dependiendo del caso.

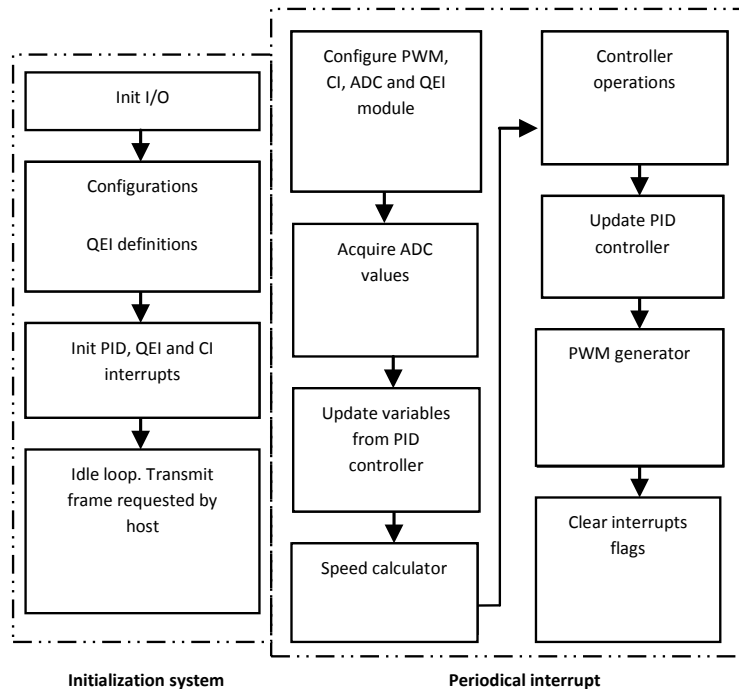


Figura 4.4. Diagrama de flujo de la rutina de control embebida en el microcontrolador.

Interfaz en LabVIEW, utilizada para la implementación del viscosímetro, muestra las gráficas de consumo de corriente y la velocidad del motor, así como la temperatura del sistema, consta de comandos de habilitación y estado del servo amplificador, también cuenta con una referencia de velocidad y otra de temperatura para el control del sistema, figura 4.5.

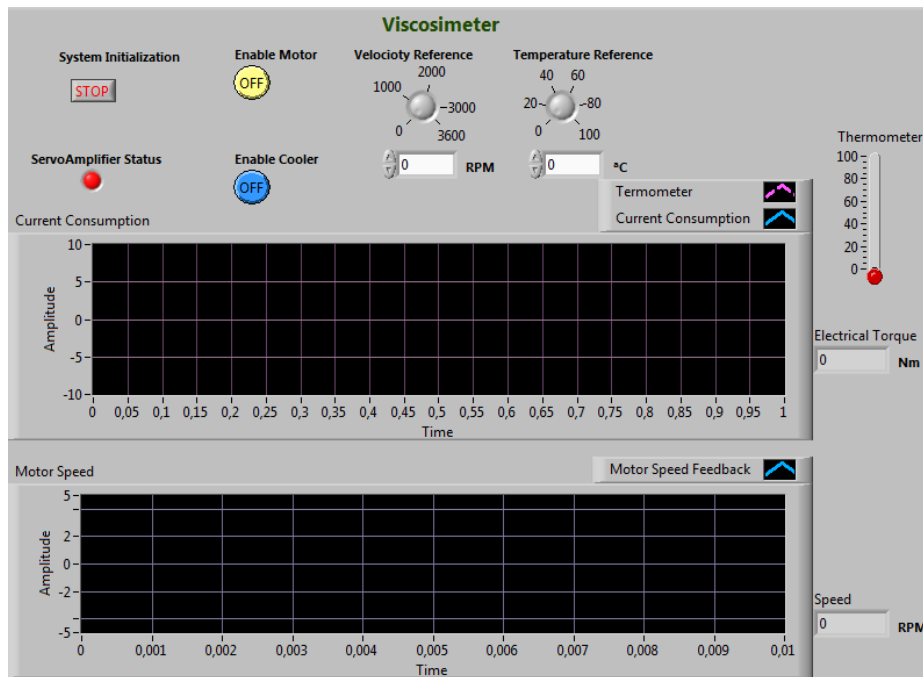


Figura 4.5. Panel frontal de la interfaz en LabVIEW.

Los diagramas de bloques (Figura 4.6, 4.7 y 4.8), muestran la programación y la estructura de la interfaz gráfica en LabVIEW.

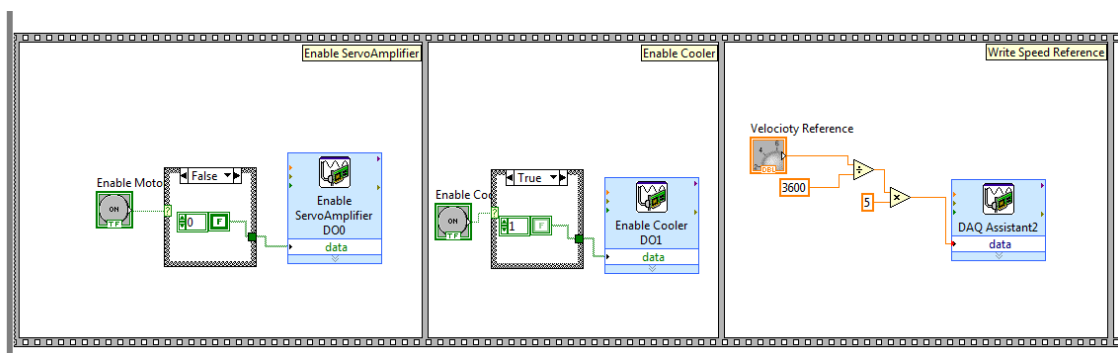


Figura 4.6. Diagrama a bloques de la estructura de la interfaz (habilitación del servo amplificador, habilitación de temperatura, referencia de velocidad).

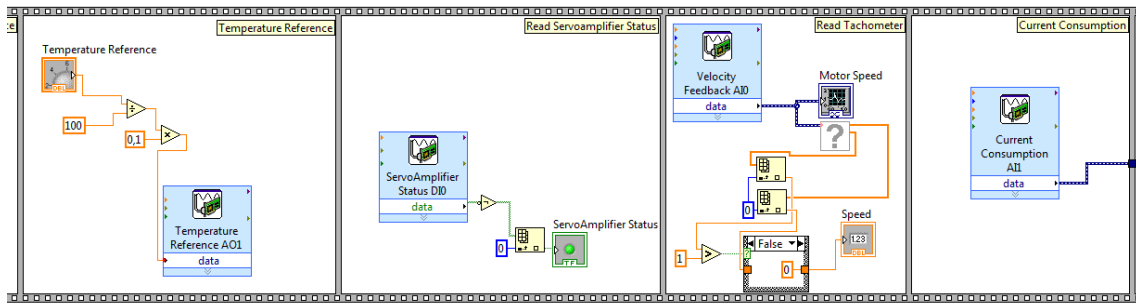


Figura 4.7. Diagrama a bloques de la estructura de la interfaz (referencia de temperatura, estado del servo amplificador, lectura del transductor, lectura de la corriente).

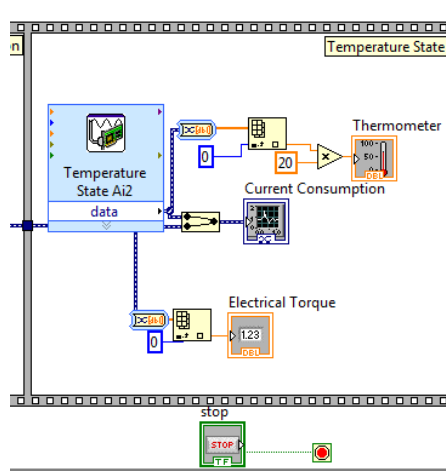


Figura 4.8. Diagrama a bloques de la estructura de la interfaz (estado de la temperatura).

## 5. CONCLUSIONES

En este trabajo se analizó y diseño un proyecto prototipo de un servo amplificador, para suplir con la potencia necesaria a cualquier tipo de motor de corriente directa.

Durante su análisis y desarrollo se logró conocer a profundidad la naturaleza del proyecto y sus fines prácticos para el cual fue desarrollado. La intención principal para su desarrollo fu proveer a los alumnos de material para poder hacer pruebas de laboratorio, ya que un equipo comercial como este ronda precios muy elevados y se cotiza en dólares. Se realizó un estudio para su desarrollo y fue necesario conocer qué tipo de herramientas eran necesarias para poder comenzar a desarrollar el hardware y el software y así tener una idea clara de cuál era el objetivo principal y los alcances que se querían tener.

Como primera etapa, se buscó que el servo amplificador fuera un sistema flexible y fácil de armar, por lo que se optó hacer que el sistema tuviera una arquitectura modular, para que la energía pudiera ser distribuida balanceadamente. Se introdujo el micro controlador al proyecto que facilito el esquema general ya que se eliminaron muchos componentes analógicos y así se logró una reducción significativa del sistema, se optó por combinar etapas digitales y analógicas para hacer más robusto y eficiente al servo amplificador.

Para la segunda etapa se buscó integrar al proyecto componentes electrónicos de alto desempeño como lo son compuertas lógicas de alta velocidad de procesamiento, ya que se requirió que procesaran señales de hasta 20 KHz, se utilizó también convertidores de voltaje para alimentar al sistema completo con tensión positiva y negativa ya que los amplificadores operacionales requieren este tipo de alimentación y son necesarios para procesar las señales analógicas como lo son la corriente, la señal de comando y las ganancias.

En la tercera etapa, ya dentro del diseño se optó por no aislar los módulos del sistema, en vez de eso las todas las tierras se compartieron para

no hacer más grande el servo amplificador, aunque se corre el riesgo de que si hay algún problema en la etapa de potencia se pueden dañar la mayoría de los módulos. Todo el servo amplificador se armó en dos tablas de pruebas. La verdadera mejora se encuentra embebida dentro del microcontrolador pues el software marca la diferencia a la hora de las pruebas ya que la señal de referencia es procesada por unas cuantas líneas de código y la respuesta en el motor es la esperada.

Finalmente, se puede concluir que el proyecto y la metodología que se propuso para su desarrollo y análisis pueden ser implementada para varias aplicaciones, tanto en la industria y como para fines educativos puesto que el proyecto puede hacerse tan flexible como el usuario lo requiera ya que responde de la misma manera que un servo amplificador comercial, el desarrollo es muy factible ya que el material utilizado es muy fácil de conseguir y el armado del sistema es relativamente fácil.

## 6. BIBLIOGRAFÍA

N. Arda Erol, Yusuf Altintas, and Mabolto.

*“Open system architecture modular tool kit for motion and machining process control”*, IEEE Trans. on Mechatronics., vol. 5, no. 3, pp. 281-291, 2000.

Y. Altintas and W. K. Munasinghe.

*“Modular CNC Design for intelligent machining—Part I: Design of a hierarchical motion control module for CNC machine tool”*, ASME J. Manuf Sci. Eng., vol 118, pp. 514-521, 1996.

Y. Altintas and W. K. Munasinghe.

*“Modular CNC Design for intelligent machining—Part II: Modular integration of sensor based milling process monitoring and control tasks”*, ASME J. Manuf Sci. Eng., vol 118, pp. 514-521, 1996.

Timothy N. Chang, Biao Cheng and Paiboon Sriwilaijaroen

*“Motion Control Firmware for high-speed robotics system”*, IEEE Trans. Ind. Elect., vol. 53, no. 5, pp. 1713-1722, Oct. 2006.

B.M. Olds, Moskal, and R.L. Miller,

*“Assessment in engineering education: Evolution, approaches, and future collaborations”*, J. Eng. Educ., vol 94, no. 1, pp.13-25, 2004.

Jacob Tal, Motion Control Application.

*“Galil Motion Control Company”*, pp. 1-40, 1989.

Masatoshi Nakamura, et Al;

*“Mechatronic Servo System Control”*, Springer, 2002.

René de Jesús Romero Troncoso.

*“Diseño y construcción de una tarjeta de 3 ejes”* México, Guanajuato, 2005.

## 7. APENDICE

El código fuente que es mostrado a continuación, es el código de la rutina del PID que fue embebido en el microcontrolador para el control de torque.

```
#include <18F4431.h>
#device adc=10
#use delay(clock = 4000000)
#use rs232 (baud = 9600, xmit = PIN_C6, rcv = PIN_C7)
#fuses XT, NOWDT, NOPROTECT, NOBROWNOUT, PUT, NOLVP

#include<math.h>

#define ADCMax 963.0 //Lectura ADC
#define VelMax 4.7 //Velocidad Maxima (En volts)

//Ganancias del controlador PID
floatKp; //Ganancia Proporcional
float Ki; //Ganancia Integral
floatKd; //Ganancia Derivativa

constfloatTs=0.0001; //Periodo de muestreo
constfloatIout=2.5; //Voltaje aplicado al motor (Caida de volt en shunt)
constfloatEscaleVel=VelMax/ADCMax; //Factor de escalamiento
constfloatEscalePWM=200.0/Iout; //Factor escalamiento para PWM, (Resolución PWM /
Vout)

floatError_P,Error_N; //Error Anterior, Error Actual
floatSetPoint,Velocity; //Valor deseado ,Posicion en radianes
floatControlVar; //Variable de control
floatArea,Intgr;

unsigned int16 Duty_PWM; //Ciclo de trabajo PWM
unsigned int16 VelocityADC,SP; //Velocidad CPR, Velocidad

void PID(void);
void Setup(void);

/*#int_TIMER2
void TIMER2_isr(void)
{ output_bit (PIN_D2, 1);
PID();
}*/

void main(void)
{ Setup(); //Inicializar variables

//enable_interrupts(INT_TIMER2);
//enable_interrupts(GLOBAL);
```



```

while(TRUE)
  { if ( input(PIN_C4) == 1 )
  { output_bit (PIN_D3, 1);
  output_bit (PIN_D2, 1);
  PID();
  printf("\n\t\tENABLE");
  printf("\n\rControl: %.3f Duty: %5lu Feedback: %.3f SetPoint: %.3f",
  ControlVar,Duty_PWM,Velocity,SetPoint);
  }
  else
  { output_bit ( PIN_D3, 0);
  printf("\n\t\tDISABLE");
  }
  }
}

void PID(void)
{ //delay_us(10);
  //set_adc_channel(5);
  //SP=(unsigned int16)read_adc();
  //SetPoint=(5.0*(SP/1024.0));

  delay_us(10);
  set_adc_channel(1);
  VelocityADC=(unsigned int16)read_adc();

  Error_P=Error_N;          //Error anterior igual al Error actual
  Velocity=EscaleVel*VelocityADC; //Escalar CCP a volts
  Error_N=SetPoint-Velocity; //Calcular Error actual

  Area=Ts*Error_N;
  Intgr=Intgr+Area;

  ControlVar = Kp*Error_N + Ki*Intgr + Kd*(Error_N-Error_P)/Ts; //Calcular Variable de control

  /*if(ControlVar>lout)
  {ControlVar=lout;
  }
  if(ControlVar<-lout)
  {ControlVar=0;
  }*/

  ControlVar=abs(ControlVar);
  Duty_PWM=(unsigned int16)(EscalePWM*ControlVar); //Escalamiento del ciclo trabajo del
  PWM
  set_power_pwm0_duty(Duty_PWM); //actualizando el valor del pwm no debe
  de pasar de 200
  }

void Setup(void)
{ Kp=70.0; //Ganancia Proporcional
  Ki=0.25; //Ganancia Integral

```

```

Kd=100.0;           //Ganancia Derivativa /sss/Opcion .1 Antes 1.00
Error_P=0.0;
Error_N=0.0;
SetPoint=4.0;
Velocity=0.0;
ControlVar=0.0;
    Area=0.0;
Intgr=0.0;
Duty_PWM=0.0;

setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
setup_adc_ports(sAN5);
setup_adc_ports(sAN0);

    setup_timer_2(T2_DIV_BY_16,74,10); //F=10KHz
    setup_timer_5(T5_INTERNAL|T5_DIV_BY_1);
setup_power_pwm_pins(PWM_COMPLEMENTARY, PWM_OFF, PWM_OFF, PWM_OFF);
setup_power_pwm(PWM_CLOCK_DIV_4          |          PWM_FREE_RUN          |
PWM_DEAD_CLOCK_DIV_2,1,10000,49,0,1,3);
}

```