



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE QUERÉTARO  
FACULTAD DE INGENIERÍA

ALGORITMOS DE CONTROL DIGITAL APLICADOS AL  
SISTEMA HIDRÁULICO DE UNA MÁQUINA INYECTORA  
DE PLÁSTICO

**TESIS**

QUE COMO PARTE DE LOS REQUISITOS  
PARA OBTENER EL GRADO DE:

**MAESTRO EN CIENCIAS**

LÍNEA TERMINAL INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL AUTOMÁTICO

PRESENTA:

ING. ABDIEL GARCÍA MORENO

C.U. QUERÉTARO, QRO. AGOSTO DE 2008



Universidad Autónoma de Querétaro  
Facultad de Ingeniería  
Maestría en Instrumentación y Control Automático

ALGORITMOS DE CONTROL DIGITAL APLICADOS AL SISTEMA  
HIDRÁULICO DE UNA MÁQUINA INYECTORA DE PLÁSTICO

TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de  
Maestro en Ciencias  
Línea Terminal Instrumentación y Control Automático

**Presenta:**  
Ing. Abdiel García Moreno

**Dirigido por:**  
Dr. Roque Alfredo Osornio Ríos

SINODALES

Dr. Roque A. Osornio Ríos  
Presidente

Dr. René de Jesús Romero Troncoso  
Secretario

M.C. Agustín Bravo Curiel  
Vocal

M.C. Luis Morales Velázquez  
Suplente

M.C. Miguel Trejo Hernández  
Suplente

Dr. Gilberto Herrera Ruiz  
Director de la Facultad de Ingeniería

  
Firma

  
Firma

  
Firma

  
Firma

  
Firma

Dr. Luis Gerardo Hernández Sandoval  
Director de Investigación y Posgrado

Centro Universitario  
Querétaro, Qro.  
Agosto de 2008  
México

## **RESUMEN**

La industria manufacturera de plástico tiene gran relevancia dentro de la actividad económica de nuestro país y son la micro y pequeña empresa quienes contribuyen con el 80% de la producción nacional total. Tales empresas se caracterizan por operar con infraestructura y maquinaria obsoleta. Basados en brindar a este tipo de empresas una opción viable y económica para la modernización de maquinaria, se presenta este trabajo, que mediante la aplicación de algoritmos de control digital desarrollados en software, se realiza la identificación de los sistemas de velocidad y presión de inyección, la sintonización de algunas leyes de control aplicables al sistema y la ejecución de la ley de control óptima, para culminar con la implementación del controlador en hardware. El presente trabajo forma parte de una propuesta integral para la automatización de maquinaria de inyección de plástico que busca la mejora en la eficiencia de procesos a bajo costo.

(Palabras clave: Control digital, inyección de plástico, velocidad, presión)

## **SUMMARY**

The plastic manufacturing industry has a great relevance within the economic activity of our country and it is the micro and small company that contributes with 80% of total national production. Such companies are characterized by operating with obsolete infrastructure and machinery. With the purpose of offering to this type of companies an economic and viable option to modernize their machinery, this work is presented, which through the application of digital control algorithms developed in software, the identification of speed and pressure injection systems was done, as well as the tuning of some control laws applicable to the system and the execution of the optimal control law to culminate with the implementation of the controller in hardware. This work is part of an integral project for the automation of injection molding machinery that aims at the efficiency improvement of processes at a low cost.

(Keywords: Digital control, injection molding, speed, pressure)

**A mis padres, a mi compañera y a la personita  
que viene en camino...**

## **Agradecimientos**

A la Universidad Autónoma de Querétaro por brindarme la oportunidad de realizar mi formación en posgrado. Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el financiamiento otorgado, fundamental para el desarrollo del programa. Un agradecimiento muy especial a mi director de tesis el D. en I. Roque Alfredo Osornio Ríos por encontrar siempre en él la comprensión, el respaldo y la palabra de aliento que en innumerables ocasiones contribuyó al logro de los objetivos. Al M.C. Agustín Bravo Curiel y al M.C. Luis Morales Velázquez por todo el apoyo recibido. A todos y cada uno de los profesores que contribuyeron a hacer de mi lo que ahora soy. Por todo, gracias.

# ÍNDICE

	<b>Página</b>
Resumen	i
Summary	ii
Dedicatorias	iii
Agradecimientos	iv
Índice	v
Índice de figuras	vii
Índice de tablas	ix
I. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Antecedentes	2
1.2 Objetivos e hipótesis	5
1.3 Justificación	6
1.4 Planteamiento general	6
II. FUNDAMENTOS DEL SISTEMA PROPUESTO	8
2.1 Control automático	8
2.1.1 Control proporcional	11
2.1.2 Control integral	12
2.1.3 Control proporcional-integral	13
2.1.4 Control proporcional-derivativo	15
2.1.5 Control proporcional-integral-derivativo	16
2.1.6 Compensación de retardo	17
2.1.7 Compensación de adelanto	18
2.2 Identificación de sistemas	19
2.3 Sintonización	24
2.4 Diseño digital	26
2.4.1 Filtro digital FIR	30
2.4.2 Filtro digital IIR	30
2.4.3 Implementación digital	31
2.4.3.1 Lógica programable	32
2.4.3.2 Los microcontroladores	36
2.4.3.3 El microcontrolador MC68HC908GP32	39
2.5 El moldeo por inyección	41
2.5.1 La sección de inyección	43
2.5.2 El servo sistema de inyección	45
2.5.2.1 Sensores	46
2.5.2.2 Válvulas proporcionales	50

2.5.2.3 Servo amplificadores	55
III. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DESARROLLADO	57
3.1 Instrumentación y adquisición de datos	57
3.1.1 Transductores	58
3.1.2 Acondicionamiento de señal	60
3.1.3 Adquisición de datos	61
3.2 Identificación	63
3.2.1 Método de mínimos cuadrados recursivo	64
3.3 El controlador	67
3.3.1 Equivalentes discretos	68
3.3.2 Filtro PI	69
3.3.3 Filtro PID	70
3.4 Sintonía del controlador	72
3.4.1 Sintonía del filtro PI	72
3.4.2 Sintonía del filtro PID	73
3.5 Implementación digital	75
3.6 Interfaz de potencia	78
3.6.1 La modulación por ancho de pulso	78
3.6.2 Diseño del hardware	79
IV. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	82
4.1 Identificación recursiva	82
4.1.1 Identificación del sistema de velocidad	82
4.1.2 Identificación del sistema de presión	83
4.2 Sintonización de las leyes de control	84
4.2.1 Sintonización del controlador de velocidad	84
4.2.2 Sintonización del controlador de presión	86
4.3 Respuesta de controladores	88
4.3.1 Controlador de velocidad	88
4.3.2 Controlador de presión	89
4.4 El controlador digital	89
4.5 Interfaz de potencia	89
V. CONCLUSIONES	92
BIBLIOGRAFÍA	93
APÉNDICE A Programas en C++	96
APÉNDICE B Programas en Matlab	104
APÉNDICE C Diagramas esquemáticos	107
APÉNDICE D Código de microcontroladores	109
APÉNDICE E Artículo publicado	115

## ÍNDICE DE FIGURAS

	<b>Página</b>
1.1 Diagrama general del sistema	7
2.1 Sistema de control en lazo cerrado con datos muestreados	27
2.2 Sistema de control digital común	28
2.3 Estructura de los dispositivos lógicos programables	33
2.4 Arquitectura básica de un CPLD	34
2.5 Arquitectura básica de un FPGA	34
2.6 Arquitectura interna general de un microprocesador	37
2.7 Diagrama a bloques de un microcontrolador	38
2.8 Diagrama a bloque del microcontrolador MC68HC908GP32	40
2.9 Etapas del moldeo por inyección	41
2.10 Fases típicas del inyección y compactación	43
2.11 Diagrama esquemático de una máquina de inyección	43
2.12 Sección de inyección de la Husky XL-520-RS	44
2.13 Servo sistema de inyección	46
2.14 El potenciómetro	47
2.15 Un LVDT	48
2.16 Sensor de presión comercial	49
2.17 Válvula proporcional de doble solenoide y retroalimentación por LVDT	51
2.18 Válvula proporcional 4/4	52
2.19 Válvula de dos fases en lazo abierto	52
2.20 Válvula de dos fases en lazo cerrado	53
2.21 Servo válvula con LFM	53
2.22 Conducto surtidor, receptor y nariz de una servo válvula	54
2.23 Una servo válvula de conducto surtidor	54
2.24 Válvula proporcional con servo amplificador integrado	55
2.25 Servo amplificador comercial	56
3.1 Diagrama a bloques del sistema de control velocidad/presión	57
3.2 Un tacogenerador como transductor de velocidad lineal	58
3.3 Transductor de presión	59
3.4 Filtro pasivo pasa baja	60
3.5 Aspecto físico de la expansión del XT del bus ISA	61
3.6 Diagrama a bloque del sistema de adquisición de datos	63
3.7 Elementos identificados por MMCR para la planta en velocidad	67
3.8 Controlador dual	76
3.9 Diagrama de flujo del controlador dual	77
3.10 Principio de funcionamiento de un PWM	78
3.11 Generación de una onda PWM	79
3.12 Diagrama a bloque de la interfaz de potencia	80

3.13 Diagrama de flujo ejecutado por el microcontrolador en la interfaz de potencia	81
4.1 Hardware empleado en la identificación del sistema de velocidad y presión	82
4.2 Gráficas de bode para el sistema controlador-planta velocidad	86
4.3 Gráficas de bode para el sistema controlador-planta presión	87
4.4 Respuesta de la planta-controlador en modo velocidad	88
4.5 Respuesta de la planta-controlador en modo presión	89
4.6 Diseño del PCB controlador digital	90
4.7 Diseño del PCB interfaz de potencia	90
4.8 Aspecto físico de la interfaz de potencia	91

## INDICE DE TABLAS

	<b>Página</b>
2.1 Parámetros de sintonización	25
3.1 Asignación de coeficientes de olvido exponencial	66
4.1 Coeficientes del modelo estimado para el sistema de velocidad de inyección	83
4.2 Coeficientes del modelo estimado para el sistema de presión de inyección	84
4.3 Coeficientes de sintonización del PI continuo para sistema de velocidad	85
4.4 Coeficientes de sintonización del PI continuo para sistema de presión	86

## I. INTRODUCCIÓN

Los plásticos son materiales muy importantes para la ingeniería por muchas razones entre ellas que presentan gran variedad de propiedades, algunas de las cuales son inalcanzables por otros materiales y en la mayoría de los casos son relativamente de bajo costo. En ingeniería mecánica, por ejemplo, estos materiales hacen posible el reemplazo de piezas mediante el diseño con plástico, permiten eliminación de peso y operaciones de acabado, entre otras ventajas. Los plásticos son también muy útiles para muchos diseños en ingeniería eléctrica principalmente por sus excelente propiedades aislantes (Smith, 1998).

Por otro lado, el desarrollo de tecnología es un aspecto fundamental para el progreso de un país, ya que brinda la posibilidad de solucionar problemas de control industrial reales, sin la necesidad de integrar otros desarrollos específicos comerciales, que frecuentemente requieren efectuar grandes inversiones económicas que no todas las empresas pueden solventar. La automatización de la maquinaria juega un papel de vital importancia para elevar a una empresa a un nivel competitivo y hacerla así rentable. Es por eso que surge la necesidad de iniciar el desarrollo de tecnología propia, que permita ofrecer a la industria actual sistemas de control flexibles y económicos.

El presente trabajo consta de cinco capítulos donde se describe la importancia del mismo.

En el capítulo uno se mencionan los antecedentes sobre el desarrollo de tecnología aplicada a la industria del plástico de nuestro país, los objetivos, justificación y planteamiento general del trabajo.

El capítulo dos hace una revisión de la literatura existente en los temas de control automático, identificación de sistemas, sintonía e implementación digital de controladores.

En el capítulo tres se describe el desarrollo del sistema propuesto, abordando temas desde la instrumentación y acondicionamiento de las señales, algoritmos

programados para la identificación y el control del proceso, así como también el diseño del hardware requerido para la integración del controlador de la velocidad de inyección del plástico.

El capítulo cuatro aborda el análisis de los resultados obtenidos al realizar la experimentación planteada y en el capítulo cinco se destacan las conclusiones obtenidas de la investigación realizada, además de las prospectivas de este trabajo.

## **1.1 Antecedentes**

Actualmente la industria manufacturera del plástico tiene gran relevancia dentro de la actividad económica de nuestro país. El moldeo es el procedimiento más común para conformar los plásticos. Las técnicas de moldeo son: compresión, transferencia, soplado, inyección y extrusión. En cada una de éstas técnicas, el plástico finamente granulado se fuerza, mediante temperatura y presión a fluir dentro del molde, a llenarlo y a adoptar su forma. El moldeo por inyección es la técnica más utilizada para la manufactura de productos plásticos, la característica más sobresaliente de esta técnica es la velocidad de producción. Para los termoplásticos, la solidificación de la masa inyectada es casi inmediata y por consiguiente los períodos de este proceso son cortos, ordinariamente del orden de 10 a 30 segundos (Callister, 2000).

En México, el mayor porcentaje de empresas transformadoras de plásticos pertenecen a los sectores micro y pequeñas. La micro empresa está presente con el 50.8 % del total cuya característica es que emplea menos de 10 trabajadores, la pequeña empresa constituye el 29.8 % utilizando mano de obra de entre 11 y 50 personas, el sector mediano donde laboran entre 51 y 250 empleados ocupa el 15.1 % y finalmente las grandes empresas quienes cuentan con plantillas de más de 251 operarios conforman únicamente el 4.3 % (INEGI, 2004). Las micro y pequeñas empresas, caracterizadas por trabajar con maquinaria casi obsoleta, requieren efectuar fuertes inversiones en modificación y optimización de su equipo, con la finalidad de aumentar la eficiencia productiva, ser competitivos y sobrevivir ante el acceso de los grandes corporativos al mercado de este

ramo, por lo que existe un enorme reto para que no sólo las empresas grandes sean las que tengan acceso a las nuevas tecnologías.

En nuestra zona geográfica, la industria de los plásticos abarca mercados del sector automotriz, seguido por electrónica, productos de consumo y calzado. Muchas de las empresas en estos sectores fabrican piezas de plástico por inyección, empresas que también suelen presentar dificultades de acceso a la innovación y desarrollo tecnológico. El mayor reto es lograr que la micro y pequeña empresa tengan acceso a la innovación en un contexto ligado a satisfacer las necesidades de objetivos de costo requerido y obtener precios de venta competitivos con márgenes que permitan generar planes estratégicos que contemplen inversión a futuro, investigación y desarrollo.

Por otro lado, la automatización ha desempeñado un papel vital en el avance de la ingeniería y la ciencia, los avances en la teoría y práctica del control automático proporcionan los medios para conseguir el comportamiento óptimo de los sistemas dinámicos (Ogata, 2003).

Distéfano et al. (1992), definen un sistema de control como “un ordenamiento de componentes físicos unidos o relacionados, de tal manera que dirigen o regulan al sistema mismo o a otro”.

En el país, el desarrollo de tecnología no ha tenido el crecimiento necesario para satisfacer las necesidades que la industria nacional requiere, es por ello que en su gran mayoría, las industrias optan por integrar sistemas importados para solucionar sus problemas de regulación de sistemas, lo cual implica gastos grandes en la adquisición, instalación y mantenimiento de este tipo de sistemas. México invirtió en 2004, 4316 millones de unidades de paridad del poder de compra (PPP), que es indicador económico para comparar de manera realista el poder adquisitivo de los países, en el área de investigación y desarrollo experimental, mientras Japón gastó 118 026.3 y Estados Unidos 312 535.4 millones de PPP (INEGI, 2004). Como puede observarse, los países que poseen altos niveles en el desarrollo de tecnología destinan gran parte de sus recursos al área

científica, y probablemente es esta la razón por la cual México no tiene un desarrollo significativo en ésta área.

Alrededor del 90% de los bienes de equipo instalados en las fábricas de manufactura de plástico mexicanas es importado. Según el Sistema de Información Arancelaria Vía Internet de la Secretaría de Economía (SIAVI), en el año 2006 el valor de las importaciones por concepto de maquinaria de moldeo por inyección fue de 170.250 millones de dólares. En este sector, la maquinaria que goza de mayor prestigio a escala mundial es la de origen austriaco. Sin embargo, por su elevado precio muchas empresas optan por equipos más económicos aunque menos desarrollados tecnológicamente. En el caso mexicano, las importaciones proceden principalmente de Japón (Toyo), Alemania (Demag, Kraus Mafeei y Battenfield), seguidas de Estados Unidos (Cincinnati Milacron), Canada (Husky) y en menor cantidad Corea, Austria e Italia. La producción nacional de maquinaria es casi inexistente, lo que sí encontramos es una gran cantidad de organizaciones dedicadas a la fabricación de repuestos, servicios de apoyo y postventa para las diversas máquinas inyectoras.

La Universidad Autónoma de Querétaro, interesada en constituir un proveedor viable a la industria nacional y particularmente a aquellas empresas limitadas en recursos, ha realizado a través de su facultad de ingeniería, una serie de desarrollos tecnológicos para la solución de los problemas mencionados. Puesto que otras opciones comerciales que permitirían el desarrollo y competitividad de las empresas comentadas, implican fuertes desembolsos que para la mayoría de ellas son inaceptables y las dejan prácticamente sin posibilidades de competir en el mercado.

Muestra de ello, es el desarrollo del control modular (Bravo, 2004), que proporciona las ventajas de flexibilidad y economía en el control de procesos industriales. Propone el uso de una PC como control modular, destacando ventajas como: la facilidad de mantenimiento, bajo costo de reposición y actualización, además de la gran variedad de proveedores que hay en el mercado. Este diseño ha sido implementado en varios equipos de inyección de plástico para el control de las secuencias que el proceso implica, sin embargo,

específicamente en el moldeo por inyección, existen parámetros que requieren módulos especializados para su regulación, como ejemplo puede mencionarse el sistema de control de temperatura, velocidad y presión de inyección. Enríquez (2006) utilizó una PC para identificar el sistema de temperatura de una máquina inyectora de plástico y sintonizar su controlador, demostrando la versatilidad que puede tener una PC en sistemas de control.

Con estos antecedentes, ahora se pretende realizar algoritmos de control e identificación de procesos en software y aplicarlos al sistema hidráulico de la máquina de inyección de plástico para seleccionar y sintonizar el controlador más adecuado e implementarlo en hardware, como parte del proyecto de automatización integral de este tipo de equipos que ha venido desarrollándose.

## **1.2 Objetivos e hipótesis**

El objetivo general del presente trabajo, es diseñar un conjunto de algoritmos que integren un controlador digital y aplicarlo al sistema de velocidad y presión de inyección de una máquina de inyectora de plástico, destacando los siguientes objetivos particulares:

- a) Realizar la identificación mediante métodos paramétricos, así como validación del modelo representativo del sistema de velocidad de inyección.
- b) Sintonizar estrategias de control clásico en base al modelo obtenido y aplicarlas al proceso real para determinar la ley de control óptima.
- c) Implementar la ley de control óptima en un dispositivo microcontrolador.

Las principales hipótesis que plantea el presente trabajo contemplan lo siguientes puntos:

- a) El uso de los métodos de identificación experimental contribuirá en la solución rápida y óptima de los problemas de control en sistemas reales.
- b) El diseño de un sistema de control de velocidad de inyección de plástico eficiente, mejorará la eficiencia del proceso y calidad del producto terminado.

- c) La implementación de un controlador digital en un microcontrolador será una opción económica y viable para las necesidades de control industrial.

### **1.3 Justificación**

El ofrecer un desarrollo tecnológico que, integrado al control modular desarrollado anteriormente, sea capaz de cubrir la necesidades de regulación de aquellos parámetros especializados del proceso de inyección, particularmente los relacionados al sistema hidráulico como velocidad y presión de inyección, y que en su conjunto constituyan una opción viable para la modernización de maquinaria, implicando lo anterior una mejora de la eficiencia del proceso a bajo costo, constituye entonces una justificación muy válida del presente trabajo. Además de proporcionar continuidad al desarrollo y optimización del control modular mencionado.

### **1.4 Planteamiento general**

Se pretende diseñar un conjunto de algoritmos que conformen un controlador digital para constituir un módulo integral que haga posible la regulación de dos de los parámetros especializados del proceso de inyección (velocidad y presión), como parte del desarrollo del control modular, aplicando diversas técnicas de identificación y control para el desarrollo del mismo. La Figura 1.1 muestra un diagrama general del sistema propuesto, en él puede observarse la presencia de elementos primarios de medición utilizados como transductores de la variable a controlar y sus respectivas secciones de acondicionamiento de señal, necesarias para la manipulación de la información a través de un sistema digital (PC) que es utilizado para realizar la identificación del sistema, sintonía del controlador y ejecución de algoritmos de control preliminares. Una vez identificada la ley de control óptima, será implementada en un dispositivo microcontrolador, que efectuará la regulación del sistema generando comandos de referencia para una etapa de potencia quien debe proveer la energía necesaria para manipular al elemento final de control, modificando en su conjunto la acción del actuador a través de la variable manipulada.

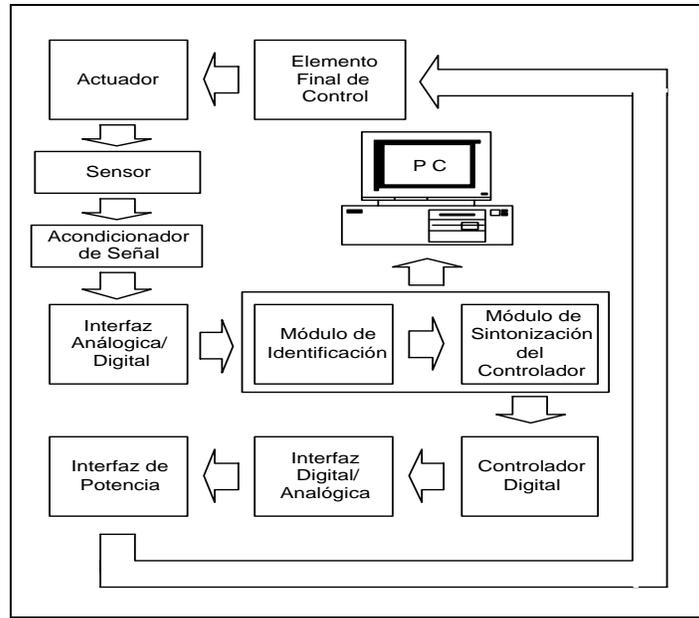


Figura 1.1. Diagrama general del sistema

## II. FUNDAMENTOS DEL SISTEMA PROPUESTO

### 2.1 Control automático

La automatización ha desempeñado un papel vital en el avance de la ingeniería y la ciencia, los avances en la teoría y práctica del control automático proporcionan los medios para conseguir el comportamiento óptimo de los sistemas dinámicos (Ogata, 2003).

Un proceso es un conjunto de equipos o dispositivos, ya sean mecánicos, eléctricos, físicos, químicos, térmicos o de cualquier índole, dispuestos de tal modo que pueden realizar las operaciones necesarias con el fin de lograr un determinado objetivo.

Distéfano et al. (1992), definen un sistema de control como “un ordenamiento de componentes físicos unidos o relacionados, de tal manera que dirigen o regulan al sistema mismo o a otro”. Se denomina sistema controlado al conjunto formado por el proceso y el sistema de control.

Un sistema que mantiene una relación determinada entre la salida y la entrada de referencia, comparándolas y usando la diferencia como medio de control se denomina sistema de realimentado o en lazo cerrado. Los sistemas en los cuales la salida no tiene efecto sobre la acción correctora se denominan sistemas en lazo abierto. Para los procesos en los que se conocen con anticipación las entradas y en los cuales no hay perturbaciones, es aconsejable emplear reguladores en lazo abierto. Para los sistemas en lazo cerrado la respuesta es relativamente insensible a las perturbaciones externas y a las variaciones internas en los parámetros de la planta (Ogata, 2003).

Un controlador tiene como función medir cierta variable del sistema y manipular algún parámetro para corregir o limitar una desviación del valor medido en comparación a la referencia deseada. Cuando un sistema es controlado, una característica del proceso es comparada con una referencia. La diferencia o señal de error, es aplicada a un controlador,

el cual la utiliza para producir una señal de control que manipula una entrada física al proceso (variable manipulada), causando un cambio en la variable regulada que establemente reducirá el error.

El controlador actúa continuamente para corregir los efectos de desajuste producidos por los cambios inevitables a los que el proceso está sometido. Estos cambios pueden ser de tres categorías (Roca, 2002):

- a) Cambios en el valor deseado de la variable controlada. Pueden llamarse también cambios en el punto de consigna.
- b) Cambios debidos a exigencias o condiciones específicas del proceso que, sin afectar el punto de consigna, modifican alguna de sus variables principales; es decir, son alteraciones en el flujo de energía de entrada o salida del proceso, relacionadas directamente con el mismo. Son los llamados cambios de carga.
- c) Cambios producidos por alteraciones ajenas a las exigencias del proceso y, en muchos casos, de origen externo al mismo. Este tipo de cambios son denominados perturbaciones.

En el control automático en lazo cerrado, las diferentes etapas de que se compone una acción correctora pueden enumerarse como sigue:

- a) Medición de una variable controlada y transmisión de la señal de medida al controlador.
- b) Comparación entre el valor del punto de consigna prefijado y la señal de medida para establecer la denominada señal de error o desviación.

- c) Elaboración de una señal de salida por parte del controlador partiendo de la señal de error procesada a través de un algoritmo que evalúa signo, magnitud, duración y tendencia o velocidad de cambio de la señal de desviación.
- d) La señal de salida del controlador es conducida al elemento final de control que efectuará la correspondiente corrección en la variable manipulada de entrada al proceso.
- e) Reacción del proceso con la consiguiente modificación del valor de la variable controlada.

Cualquier perturbación que se introduzca en algún punto del proceso, acabará afectando a la variable controlada y, por tanto será detectada por el elemento primario de medición entrando entonces el proceso en la secuencia de corrección.

La manera en que un controlador reacciona a una señal de error es una indicación del modo de control. Generalmente se coincide en que hay cinco modos clásicos (Roca, 2002):

- a) Proporcional (P)
- b) Integral (I)
- c) Proporcional-Integral (PI)
- d) Proporcional-Derivativo (PD)
- e) Proporcional-Integral-Derivativo (PID)

Algunos autores coinciden en considerar el control todo o nada como un modo adicional, sin embargo, es un control “rudimentario” en el cual el dispositivo corrector final tiene solamente dos posiciones, si la señal de error es positiva, el controlador envía el dispositivo actuador a una posición determinada, si es negativa, lo transfiere a la posición contraria. Debido a esta acción este tipo de controlador tiene aplicación en sistemas cuya velocidad de respuesta y requerimientos de precisión sean bajos.

A continuación se presentan las características de cada uno de los modos de control mencionados con la finalidad de conocer el comportamiento de cada uno de ellos así como el tipo de sistemas en el cual encontraría una aplicación óptima.

### **2.1.1 Control proporcional**

El modo proporcional o regulación proporcional es aquel donde el elemento final de control efectúa, con referencia a una posición inicial correspondiente a una señal de error nula, un movimiento proporcional a la magnitud de la desviación. Destacando que el factor de proporcionalidad es ajustable. Con relación a la acción proporcional, se deben mencionar los siguientes conceptos:

a) Banda Proporcional (BP): Es el tanto por ciento de escala que la medida debe reconocer, para mover el elemento final de control (salida del controlador) de una posición extrema a la otra. Con una banda proporcional estrecha sólo se requiere un pequeño cambio de la medida para que la válvula efectúe la totalidad de su carrera, mientras que con una banda ancha un gran cambio de la medida producirá un pequeño movimiento en la posición de la válvula. Con una banda proporcional del 100% los cambios en el elemento final de control serán de la misma magnitud que los de la señal medida.

b) Ganancia: Se define como la relación entre la variación de la salida del controlador y la variación de la entrada que la ha causado. Es el concepto inverso de la banda proporcional.

c) Desviación permanente (offset): El controlador proporcional puede producir una acción correctora exacta solamente en una condición específica de carga en el sistema, existiendo la posibilidad de que en otras condiciones se observe una desviación residual o permanente, es decir que no sea eliminado por completo el error.

La relación que representa al controlador proporcional queda expresada en la Ecuación 2.1, algunas ventajas del controlador proporcional son que puede hacer más

rápido el sistema o a ayudar a disminuir el error dependiendo del tipo y orden del sistema a controlar.

$$u(t) = Kp * e(t) \quad 2.1$$

Donde:

$u(t)$  = Salida del controlador

$e(t)$  = Señal de error

$Kp$  = Ganancia del controlador

La función de transferencia de este controlador está representada por la Ecuación 2.2.

$$\frac{u(s)}{e(s)} = Kp \quad 2.2$$

### 2.1.2 Control integral

En este modo, el controlador hace que el elemento final de control se mueva a una velocidad que es proporcional a la señal del error, cuanto mayor es la desviación mayor es la velocidad de desplazamiento del actuador. El factor de proporcionalidad es ajustable con lo que la salida del controlador puede moverse a distinta velocidad para una misma señal de error. Un hecho muy importante para este tipo de controlador es que mientras haya una señal de error persistirá una acción correctora, respondiendo tanto a la magnitud como a la duración del error. De este modo, para cualquier perturbación, la acción correctora estará presente hasta haber producido la compensación necesaria y precisa para establecer en el proceso las condiciones de equilibrio, anulando totalmente el error.

La regulación integral tiene el inconveniente de que es poco enérgica en los instantes que siguen a la aparición brusca de una desviación, ya que su efecto es paulatino, y aunque elimina el error en estado estacionario, puede conducir a la respuesta oscilatoria.

La Ecuación 2.3 expresa la salida del controlador  $u(t)$  ante una señal de error  $e(t)$  .

$$u(t) = ki \int e(t)dt \quad 2.3$$

Donde:

$u(t)$ = Salida del controlador

$e(t)$ = Señal de error

$Ki$ = Ganancia integral del controlador

La expresión equivalente en forma de función de transferencia queda expresada en la Ecuación 2.4.

$$\frac{u(s)}{e(s)} = \frac{ki}{s} \quad 2.4$$

### 2.1.3 Control proporcional-integral

Debido a que el mando proporcional por si solo puede presentar algunos problemas, con frecuencia se combina con otras leyes de control. El modo proporcional-integral reúne las características de los modos proporcional e integral, aprovechando las ventajas inherentes a cada uno de ellos y presentando también sus inconvenientes. Dentro del control proporcional-integral han de definirse los siguientes conceptos:

a) Acción integral (Reset): Esta acción correctora, proporcionada por el modo de regulación integral, se superpone a la acción proporcional, así, después de un cambio de carga o en el valor de referencia, no será necesaria la operación manual de reajuste, que era requerida en el controlador proporcional para evitar el offset, puesto que la acción integral la realizará automáticamente. Se tiene pues que en los instantes que siguen a un cambio de carga o de punto de consigna, la acción proporcional facilitará inmediatamente un cambio en la salida del controlador que tenderá de manera aproximada a ajustar el proceso. Finalmente la acción integral proporcionará paulatinamente la corrección suplementaria

exacta hasta anular la desviación. Una vez que el proceso recupera el equilibrio y se estabiliza, el elemento final de control habrá adoptado la posición necesaria y precisa para satisfacer la demanda debida a los nuevos requisitos impuestos por el cambio de carga.

b) Velocidad de reajuste: Expresada tradicionalmente en repeticiones por minuto, esta velocidad significa que en el supuesto de la aparición repentina de una desviación que se mantuviera constante, el número de veces por minuto que el movimiento inicial del elemento final de control debido al efecto de la acción proporcional, es repetido por la acción integral.

c) Tiempo integral: Se define como el tiempo que tarda la acción integral en repetir el movimiento del elemento final de control debido a la acción proporcional, frente a un cambio repentino en la desviación, si ésta se mantuviera constante. Es el valor recíproco a la velocidad de reajuste.

La Ecuación 2.5 expresa la función de transferencia del controlador PI. Este tipo de controlador tiene aplicaciones en plantas que requieren un error en estado estacionario nulo y una velocidad de respuesta mayor a la proporcionada por la acción individual del controlador integral.

$$\frac{u(s)}{e(s)} = \frac{K_p(s + \frac{1}{T_i})}{s} \quad 2.5$$

Donde:

$$T_i = \frac{K_p}{K_i} = \text{Constante de tiempo integral}$$

$K_i$  = Ganancia integral

$K_p$  = Ganancia proporcional

### 2.1.4 Control proporcional-derivativo

En este tipo de controlador existe una acción derivativa, complementaria a la proporcional, en la que la posición del elemento final de regulación responde solamente a la magnitud de la velocidad de cambio de la desviación, de tal manera que se opone a ella. Para el control proporcional-derivativo se definen los siguientes conceptos:

a) Acción derivativa (Rate). Es aquella en la que la posición del elemento final de control adopta, con relación a una posición original correspondiente a una desviación constante, un desplazamiento instantáneo proporcional a la velocidad de cambio de la desviación; esto es, a la pendiente de la señal de medida.

b) Tiempo derivativo. Es el valor del factor de proporcionalidad de la acción derivativa, y se expresa en unidades de tiempo. Para un cambio de la desviación en forma de rampa, el tiempo derivativo es el intervalo de tiempo en el que la respuesta (movimiento en rampa de la posición del elemento final de regulación) va anticipada, por efecto de la acción derivativa a la que se obtendría exclusivamente por la acción proporcional. Ello equivale a lo que podría considerarse como una predicción, con un determinado tiempo de antelación, de los valores de la variable regulada, a la vista de la tendencia que presenta.

La función de transferencia del controlador proporcional-derivativo está descrita por la Ecuación 2.6. El control proporcional-derivativo añade sensibilidad al sistema y tiene el efecto de aumento de la estabilidad que se traduce en una respuesta transitoria con menor sobre impulso.

$$\frac{u(s)}{e(s)} = Kd\left(s + \frac{1}{Td}\right) \quad 2.6$$

Donde:

$$Td = \frac{Kp}{Kd} = \text{Constante de tiempo derivativo}$$

$K_d$  = Ganancia derivativa

$K_p$  = Ganancia proporcional

### 2.1.5 Control proporcional-integral-derivativo

Las tres acciones descritas anteriormente pueden ser combinadas en un mismo controlador, para obtener todas sus ventajas y superar sus inconvenientes. Resumiendo las características y el comportamiento de cada acción se tiene:

a) La acción proporcional corrige la posición del elemento final de control en una cantidad proporcional a la desviación, es de efecto instantáneo y enérgico, pero suele presentar desviación permanente.

b) La acción integral mueve al actuador a una velocidad proporcional a la señal de error, es de efecto lento y progresivo, pero actúa hasta anular la desviación permanente.

c) La acción derivativa corrige la posición del elemento final de regulación en proporción a la velocidad de cambio de la desviación. Ello produce un efecto anticipativo al tener en cuenta la tendencia de la variable controlada.

La función de transferencia del controlador proporcional-integral-derivativo es mostrada en la Ecuación 2.7. El controlador PID suma tres términos derivados del error: una ganancia simple (P), un término proporcional a la integral del error (I) y un término proporcional al la razón de cambio del error (D); constituye la solución más universalmente aceptada para los problemas de control en la industria (Enríquez, 2006).

$$\frac{u(s)}{e(s)} = Kp\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \quad 2.7$$

Donde:

$T_i$  = Constante de tiempo integral

$T_d$  = Constante de tiempo derivativo

$K_p$  = Ganancia proporcional

Sin embargo muchas de las aplicaciones prácticas requieren que el sistema de control cumpla con ciertas especificaciones que pueden venir dadas como requisitos en la respuesta transitoria (máximo sobrepaso, tiempo de asentamiento en la respuesta, etc) o en el estado estacionario (error en estado estacionario ante cierto tipo de entrada). La modificación de la dinámica del sistema para satisfacer las especificaciones determinadas y se comporte de manera deseada es denominada compensación. Un elemento insertado en el sistema para satisfacer las especificaciones se conoce como compensador, y es quien modifica el comportamiento deficiente del sistema original (Ogata, 2003). Las dos formas más comunes de compensadores tienen la función de transferencia:

$$G_c(s) = \frac{K(s+z)}{s+p} \quad 2.8$$

Donde:

$z$  = Ubicación de la raíz del cero

$p$  = Ubicación de la raíz del polo

Cuando  $z > p$  se conoce como compensador de retardo, en cambio cuando  $z < p$  se conoce como compensador de adelanto.

### **2.1.6 Compensación de retardo**

Este tipo de compensador introduce un polo en lazo abierto más cercano al origen que el cero en el plano  $s$ . Es similar a un controlador PI a diferencia de que en el compensador no se instala el polo en cero. Las principales características del compensador de retardo son:

- a) Suprime los efectos del ruido a altas frecuencias.
- b) Produce un mejoramiento en estado estable a costa de aumentar el tiempo de respuesta transitoria.

La función de transferencia para este compensador queda expresada por la Ecuación 2.9.

$$G(s) = \frac{K \left( \frac{z}{p} \right) \left( 1 + \frac{s}{z} \right)}{\left( 1 + \frac{s}{p} \right)} \quad 2.9$$

Donde:

$K \left( \frac{z}{p} \right)$  son términos de ganancia constante,  $\left( 1 + \frac{s}{z} \right)$  contiene un cero real con constante de tiempo  $\frac{1}{z}$  y el término  $\left( 1 + \frac{s}{p} \right)$  contiene un polo real con constante de tiempo  $\frac{1}{p}$ , teniendo presente que  $z > p$ .

### 2.1.7 Compensación de adelanto

Un compensador de adelanto introduce un cero más cercano al origen que el polo en el plano s. El principal efecto que tiene este tipo de compensador es que produce un mejoramiento en la respuesta transitoria a cambio de una modificación en la precisión en estado estable.

La función de transferencia para este compensador es idéntica a la del compensador de retardo, aclarando que para el caso del compensador de adelanto  $p > z$ , y es descrita por la Ecuación 2.10.

$$G(s) = \frac{K \left( \frac{z}{p} \right) \left( 1 + \frac{s}{z} \right)}{\left( 1 + \frac{s}{p} \right)} \quad 2.10$$

Donde:

$K \left( \frac{z}{p} \right)$  son términos de ganancia constante,  $\left( 1 + \frac{s}{z} \right)$  contiene un cero real con constante de tiempo  $\frac{1}{z}$  y el término  $\left( 1 + \frac{s}{p} \right)$  contiene un polo real con constante de tiempo  $\frac{1}{p}$ .

## 2.2 Identificación de sistemas

Para el diseño de un controlador se requiere obtener un modelo matemático del sistema a controlar, el cual no es más que un conjunto de ecuaciones que representan la dinámica del sistema. Una de las tareas más importantes del análisis y diseño de sistemas de control es la obtención de las ecuaciones que describen el comportamiento de los mismos (Kuo, 1991). La dinámica de muchos sistemas (mecánicos, eléctricos, térmicos, entre otros) puede determinarse a partir de las leyes físicas que gobiernan el proceso. En la práctica es difícil obtener la expresión que define el comportamiento a partir de la aplicación de las leyes físicas, debido a que intervienen un gran número de factores que muchas veces no son tomados en consideración al realizar el proceso analítico, o por otro lado, si son tomados en cuenta, la complejidad del modelo matemático aumenta considerablemente y se cae dentro de aproximaciones no lineales.

“El término “identificación de procesos” es adoptado en la década de los sesentas en las áreas de la ingeniería en sistemas y automatización y puede ser definido como el

conjunto de estudios, teorías y algoritmos que permiten la obtención de la estructura y los parámetros de un modelo matemático generalmente dinámico, que reproduce con suficiente exactitud, para los fines deseados de control automático, las variables de salida del proceso o sistema real bajo estudio ante el mismo conjunto de variables de entrada” (Aguado, 2000). El concepto de identificación implica el empleo de técnicas que permiten construir modelos matemáticos, a partir de la información contenida en un conjunto de datos de entrada y salida del sistema (Peña et al., 2007). En general, el proceso de identificación se realiza en las etapas siguientes:

a) Recopilación de información experimental: A partir de la excitación del sistema a identificar mediante referencias de entrada determinadas, se obtiene la cuantificación de la salida correspondiente, obteniendo entonces vectores de datos tanto de entrada como de salida.

b) Identificación de la estructura: Partiendo de las relaciones físico-químicas del proceso a identificar y atendiendo a la salida del sistema observada en la recopilación de información experimental, se deduce la estructura del sistema a identificar (características de la función de transferencia a aproximar).

c) Identificación de los parámetros: Definida la estructura del sistema, se obtiene a través de diversas técnicas de aproximación, los valores de los parámetros del sistema.

d) Validación: Se realiza una comparación entre las respuestas del modelo obtenido y el real ante una o diferentes entradas, determinando de esta manera si la expresión propuesta puede representar al sistema en estudio.

Según Aguado (2000) los objetivos que se persiguen con la identificación de procesos son:

1. Estudio preliminar de un proceso tecnológico, generalmente utilizando técnicas de simulación con vistas a diseñar un sistema de control para reducir el

número de alternativas posibles y eventualmente hacer una estimación inicial aproximada de algunos parámetros del regulador.

2. Realizar ajustes sobre la marcha de los parámetros del regulador sobre la base de una identificación recursiva del modelo.
3. Uso del modelo como parte del algoritmo de control, generalmente haciendo las veces de predictor de salidas futuras.

Considerando los distintos enfoques que han venido aplicándose para lograr el objetivo de identificación de sistemas, puede definirse la siguiente clasificación de métodos principales (Aguado, 2000):

a) Identificación analítica: Consiste en desarrollar un modelo basado en las relaciones físico químicas del proceso a identificar planteando ecuaciones de balance de masa, de energía, etc. Este enfoque conduce generalmente a modelos complejos y no lineales que deben ser sometidos a un proceso de simplificación y linealización. El inconveniente principal de este enfoque consiste en que se requiere un conocimiento muy especializado sobre la tecnología del proceso, que en la mayoría de las ocasiones no está disponible.

b) Identificación experimental mediante señales especiales: Este enfoque resulta generalmente el más directo y el que puede producir resultados a más corto plazo. Las señales utilizadas con más frecuencia son los escalones y las llamadas secuencias binarias pseudo-aleatorias. La función escalón es la señal más utilizada en la práctica convencional del control automático, con ella se obtienen modelos sencillos suficientemente exactos, sobre todo en casos de procesos monovariantes simples y poco perturbados. La estructura del modelo a aproximar depende de la forma de la respuesta transitoria y del grado de precisión que se desea en el ajuste. Los modelos aproximados de la forma expresada en la Ecuación 2.11, que es la aproximación a un modelo de primer orden con retardo, pueden

utilizarse generalmente en procesos simples u otros más complejos si no se requiere mucha exactitud.

$$Gm(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{T_1s + 1} \quad 2.11$$

Donde:

$K$  = Ganancia del sistema

$T_1$  = Constante de tiempo del sistema

$\theta$  = Retardo del sistema

Los modelos aproximados a un segundo orden aperiódico con retardo, descrito mediante la Ecuación 2.12, pueden usarse prácticamente en cualquier caso salvo en procesos cuya respuesta es francamente oscilatoria.

$$Gm(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad 2.12$$

Donde:

$K$  = Ganancia del sistema

$T_1$  y  $T_2$  = Constantes de tiempo del sistema

$\theta$  = Retardo del sistema

La aproximación a un modelo de segundo orden sub-amortiguado con retardo, definido por la Ecuación 2.13, encuentra aplicación en procesos oscilatorios y también para algunos procesos sobreamortiguados en los que se logra un mejor ajuste que con un modelo de segundo orden aperiódico con retardo.

$$Gm(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\frac{s^2}{\omega n^2} + \frac{2\epsilon s}{\omega n} + 1} \quad 2.13$$

Donde:

$\omega_n$  = Frecuencia natural del sistema

$\varepsilon$  = Coeficiente de amortiguamiento

$K$  = Ganancia del sistema

$\theta$  = Retardo del sistema

Además de los modelos de aproximación mencionados, existe un método simple de identificación gráfica para sistemas de alto orden, en él se menciona que un sistema aperiódico con  $n$  constantes de tiempo diferentes, puede aproximarse adecuadamente mediante una función transferencial que presenta  $n$  constantes de tiempo idénticas, relación expresada en la Ecuación 2.14.

$$G(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)\dots(T_ns + 1)} = \frac{K}{(\tau s + 1)^n} \quad 2.14$$

Donde:

$K$  = Ganancia de estado estacionario

$T_1, T_2, \dots, T_n$  = Constantes de tiempo diferentes del sistema

$\tau$  = Constante de tiempo equivalente

$n$  = Cantidad de constantes de tiempo

Para la estimación de los parámetros de los modelos mencionados se consideran algunos métodos de análisis gráfico de la respuesta del sistema. Aguado (2000) hace una recopilación del desarrollo de estos métodos y sus equivalentes discretos, así como también de la identificación de sistemas mediante señales que se aproximan al ruido blanco (secuencias binarias pseudo-aleatorias).

c) Identificación recursiva: Se basa generalmente en una u otra modificación del método de mínimos cuadrados. Se asume una estructura fija del modelo que consiste casi siempre en una ecuación de diferencias lineales. Lo característico de este enfoque es que se parte de una estimación inicial, generalmente arbitraria, de los parámetros del modelo que

se va actualizando y mejorando con cada nueva información obtenida. Aunque este tipo de identificación está concebida fundamentalmente para usarse dentro de un esquema de control adaptable, también por razones de conveniencia práctica, se ha utilizado para obtener modelos para estudios de simulación. Dado que los datos que se utilizan tienen generalmente la forma de secuencias discretas de mediciones de las variables del proceso, los modelos que se identifican son también de naturaleza discreta. Este método permite caracterizar de manera más ajustada a los modelos, ya que incorpora en su estructura modelos de perturbación lo que permite su empleo en estrategias de control sofisticadas.

Es precisamente el método de identificación recursiva, también conocido como identificación paramétrica, el utilizado en el desarrollo del presente trabajo para la aproximación de un modelo característico de la velocidad de inyección y cuyo análisis detallado se realiza en la descripción del sistema desarrollado.

### **2.3 La sintonización**

Otro aspecto que juega un papel muy importante en el desempeño de los sistemas de control, es el ajuste de los parámetros de los controladores. El proceso para seleccionar los parámetros del controlador que cumplan con las especificaciones de comportamiento dadas, se conoce como sintonía del controlador (Ogata, 2003). Para el ajuste de los parámetros de los reguladores puede hacerse referencia brevemente a algunas reglas de ajuste clásicas, como la de Ziegler-Nichols y Cohen-Coon, originalmente desarrolladas para reguladores PID analógicos, pero que han sido adaptados al caso de los PID digitales, incluyendo las reglas de ajuste de Smith-Murriel de desarrollo más reciente (Aguado, 2000).

Las reglas de ajuste mencionadas se basan en una aproximación del proceso a un modelo de primer orden con retardo, mostrado en la Ecuación 2.15, y el criterio de obtener la respuesta en lazo cerrado, ante un cambio en el escalón de referencia, del tipo oscilatoria amortiguada.

$$F(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad 2.15$$

En el caso de los reguladores discretos, el valor del parámetro  $\theta$  (tiempo de retardo) se aumenta en  $T_c/2$ , donde  $T_c$  es el período de control, para tener en cuenta el efecto del fijador de orden cero. Entonces es posible utilizar los parámetros de la Tabla 2.1, donde  $K_p$  es la ganancia del proceso,  $K$  la ganancia del regulador,  $T_i$  y  $T_d$  son respectivamente los tiempos integral y derivativo (Aguado, 2000).

Tipo	Ziegler-Nichols	Cohen-Coon	Smith-Murriel
P	$KK_p = (\theta/\tau)^{-1}$	$KK_p = (\theta/\tau)^{-1} + 0.333$	$KK_p = 4.028(\theta/\tau)^{-1}$
PI	$KK_p = 0.9(\theta/\tau)^{-1}$ $T_i/\tau = 3.3(\theta/\tau)$	$KK_p = 0.9(\theta/\tau)^{-1} + 0.082$ $T_i/\tau = 3.3(\theta/\tau)(1 + \theta/11\tau)$	$KK_p = 0.928(\theta/\tau)^{-0.946} + 0.082$ $T_i/\tau = 0.928(\theta/\tau)^{0.583}$
PID	$KK_p = 4.70(\theta/\tau)^{-0.950}$ $T_i/\tau = 0.740(\theta/\tau)^{0.738}$ $T_d/\tau = 0.365(\theta/\tau)^{0.950}$	$KK_p = 4.35(\theta/\tau)^{-1} + 0.27$ $T_i/\tau = \frac{2.5(\theta/\tau)(1 + \theta/5\tau)}{1 + 0.6(\theta/\tau)}$ $T_d/\tau = \frac{0.37(\theta/\tau)}{1 + 0.2(\theta/\tau)}$	$KK_p = 4.370(\theta/\tau)^{-0.950}$ $T_i/\tau = 0.740(\theta/\tau)^{0.738}$ $T_d/\tau = 0.365(\theta/\tau)^{0.950}$

Tabla 2.1. Parámetros de sintonización

Desde el enfoque de la respuesta en frecuencia, la sintonización se basa en los siguientes principios fundamentales (Osornio, 2004):

Se encuentra la función de transferencia en lazo abierto, Ecuación 2.16:

$$L(s) = G(s)H(s) \quad 2.16$$

Se reemplazan los parámetros  $s$  en  $L(s)$  por los parámetros  $j\omega$ . La función de transferencia resultante  $L(j\omega)$  es llamada respuesta en frecuencia en lazo abierto. Se encuentra la frecuencia de cruce  $\omega_c$  del sistema, aquella en la cual la magnitud de  $L(j\omega)$  es uno, como se indica en la Ecuación 2.17.

$$|L(j\omega)|=1 \quad 2.17$$

La importancia de la frecuencia de cruce es que indica la velocidad de respuesta, un valor alto de  $\omega_c$  indica respuestas más rápidas. Sin embargo, la constante de tiempo de la respuesta,  $\tau$  puede ser aproximada mediante la Ecuación 2.18.

$$\tau = \frac{1}{\omega_c} \quad 2.18$$

Se encuentra la fase de  $L(j\omega)$ . Dado que es una función compleja, se determina su argumento denominado  $\varphi$  que se encuentra por medio de la Ecuación 2.19 y el margen de fase se obtiene mediante la Ecuación 2.20.

$$\varphi = \arg[L(j\omega)] \quad 2.19$$

$$\theta_m = 180^\circ + \varphi \quad 2.20$$

El parámetro  $\theta_m$  es la llave de la estabilidad y amortiguamiento del sistema. El sistema es estable cuando el margen de fase es positivo y es inestable cuando es negativo. En general un valor de margen de fase entre 30 y 45 grados indica una respuesta amortiguada y estable, mientras que valores menores indican respuestas de bajo amortiguamiento presentando grandes sobre-impulsos, en cambio si el margen de fase es mayor a 45 grados, la respuesta se vuelve sobreamortiguada y lenta. Se concluye entonces que las llaves de diseño por este método son los valores deseados de margen de fase y frecuencia de cruce del sistema.

## 2.4 Diseño digital

En años recientes el análisis y diseño de sistemas de control digital ha experimentado avances muy importantes. Estos sistemas han ganado mucha popularidad e

importancia en la industria debido, en parte a los progresos realizados en computadoras digitales de control, en microprocesadores y procesadores digitales de señales.

Los sistemas de control digital difieren de los sistemas continuos, o analógicos, en que las señales procesadas en el sistema se encuentran en forma de trenes de pulsos o códigos numéricos. La Figura 2.1 muestra los elementos básicos de un sistema de control en lazo cerrado con datos muestreados. El muestreador representa un dispositivo cuya salida es un tren de pulsos y que define, con cada pulso, el momento en el que ha de transmitirse información, ningún tipo de información se transmite entre dos pulsos consecutivos. Las magnitudes que tienen los pulsos en los instantes de muestreo representan los valores de la señal de entrada  $e(t)$  justo en ese momento. El filtro ubicado entre el muestreador y el proceso controlado se utiliza para suavizar la salida del primero, debido a que la mayoría de los procesos controlados están diseñados y construidos para recibir señales continuas.

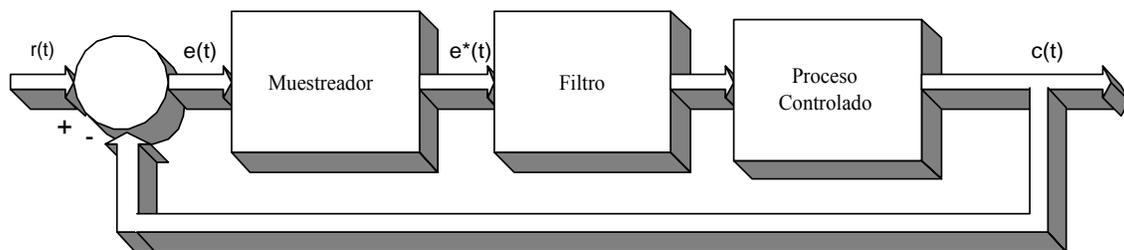


Figura 2.1. Sistema de control en lazo cerrado con datos muestreados

La Figura 2.2 presenta un diagrama de bloques de un sistema de control digital representativo. La existencia de señales codificadas de manera digital, como las señales codificadas en binario, en ciertas partes del sistema requiere convertidores digital-analógicos (D/A) y analógico-digitales (A/D). El bloque correspondiente a la computadora digital puede representar una computadora digital de propósito especial, un microprocesador o un procesador digital de señales.

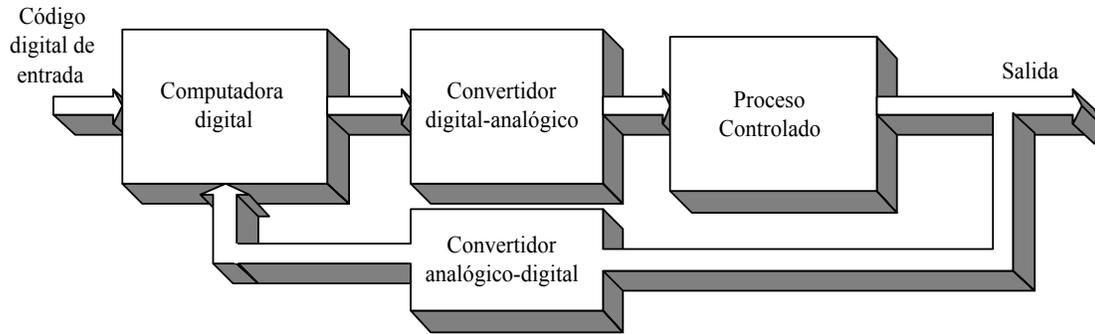


Figura 2.2. Sistema de control digital común

La utilización de un controlador digital implica una serie de ventajas sobre su homólogo analógico, entre las que destacan (Kuo, 2006):

- a) Los controladores digitales tienen menor susceptibilidad al envejecimiento y a las variaciones de las condiciones ambientales.
- b) Los controladores digitales son menos susceptibles al ruido y a las perturbaciones.
- c) Los procesadores digitales tienen un tamaño y peso menor. Pueden fabricarse microprocesadores y procesadores digitales de señales en un solo circuito integrado muy versátiles y de gran capacidad para aplicaciones de control.
- d) Los costos de los microprocesadores ( $\mu$ P) y procesadores digitales de señales (DSP) son cada vez menores.
- e) Los  $\mu$ P y DSP permiten una flexibilidad mayor en la programación; un cambio en el diseño no requiere cambios en el hardware.
- f) Son más confiables.
- g) Proporcionan una mejor sensibilidad a variaciones en los parámetros.

Sin embargo, los sistemas de control digital también tienen desventajas cuando se comparan con los sistemas analógicos. Algunas de las más importantes son:

- a) Limitaciones en la velocidad de cálculo y en la resolución de la señal debido a la longitud de la palabra finita del procesador digital. En contraste los

controladores analógicos trabajan en tiempo real y tienen una resolución teóricamente infinita.

- b) La longitud de palabra finita del procesador digital con frecuencia da origen a inestabilidades en el sistema, mismas que se manifiestan como ciclos límite en sistema de lazo cerrado.
- c) La limitación en la velocidad de cálculo provoca retrasos en el lazo de control, los cuales pueden provocar inestabilidad en sistemas de lazo cerrado.

Cuando se utiliza el muestreo en determinado sistema uno de los puntos a considerar es la determinación de la frecuencia de muestreo apropiada, dado que cualquier muestreador construido con componentes físicos tiene una frecuencia de muestreo máxima. Si la señal continua cambia rápidamente con respecto al tiempo, el muestreo con una frecuencia pequeña trae como consecuencia la pérdida de información importante entre los instantes de muestreo, en consecuencia tal vez no sea posible reconstruir la señal original a partir de los datos muestreados. Se concluye que la menor frecuencia de muestreo posible para reconstruir la señal original es  $2w_c$ , donde  $w_c$  es el valor del mayor componente en frecuencia contenido en la señal continua  $f(t)$ . Lo anterior se conoce formalmente como teorema del muestreo y afirma lo siguiente (Kuo, 2006):

*Si una señal no contiene componentes en frecuencia mayores de  $\omega_c$  rad/s, puede caracterizarse por completo con los valores de sus muestras tomadas en instantes separados por  $T = \pi / \omega_c$  segundos.*

Sin embargo el hecho real es que una frecuencia de muestreo baja por lo general tiene efectos degradatorios sobre la estabilidad de un sistema en lazo cerrado, en consecuencia es común seleccionar una frecuencia mucho mayor que la mínima teórica dada por el teorema del muestreo. Idealmente si la frecuencia de muestreo fuera infinita el sistema de datos muestreado se convierte en un sistema de datos continuos.

El control de un sistema se reduce al diseño de un filtro cuyas características tienden a compensar aquellos inconvenientes de la planta. En términos de electrónica

digital un controlador es una forma de filtro. Existen dos grandes grupos de filtros digitales: los FIR y los IIR.

### 2.4.1 Filtro digital FIR

A los sistemas que tienen una función de transferencia en la que llegado un valor de la secuencia, todos los sucesivos son cero se les denomina de Respuesta Finita al Impulso (FIR). Un filtro digital FIR se expresa por la Ecuación 2.21.

$$y(k) = \sum_{i=0}^n a_i x(k-i) \quad 2.21$$

Donde  $y(k)$  es la respuesta del filtro,  $n$  es el orden del filtro,  $i$  es el índice de la muestra,  $a_i$  son los coeficientes del filtro y  $x(k-i)$  es la entrada indexada del sistema. La Ecuación 2.21 puede representarse también como la Ecuación 2.22.

$$y(k) = a_0 x(k) + a_1 x(k-1) + \dots + a_n x(k-n) \quad 2.22$$

Puede observarse que el filtro digital FIR consiste en una suma sucesiva de productos, donde los coeficientes del filtro son constantes e invariantes en el tiempo y la entrada aparece en su forma directa  $x(k)$  y en sus formas previas  $x(k-i)$ .

En el filtro FIR la salida depende solo de la entrada y sus valores pasados, por lo que si la entrada se mantiene en cero durante  $n$  periodos consecutivos su respuesta será también cero.

### 2.4.2 Filtro digital IIR

A los sistemas que tiene función de transferencia con un número infinito de valores no todos nulos se les denomina de Respuesta Infinita al Impulso (IIR). Un filtro digital IIR se expresa mediante la Ecuación 2.23.

$$y(k) = \sum_{i=0}^n a_i x(k-i) - \sum b_i y(k-i) \quad 2.23$$

Donde  $a_i$  y  $b_i$  son coeficientes constantes y  $n$  es el orden del filtro.

El filtro IIR es recursivo ya que su salida depende tanto de las entradas como de los valores pasados de la salida.

Los controladores se pueden implementar como filtros digitales de la estructura IIR, genéricamente expresados por la Ecuación 2.24.

$$y(k) = \sum_{i=0}^n a_i x(k-i) - \sum_{i=1}^n b_i y(k-i) \quad 2.24$$

Donde  $k$  representa el valor actual en el tiempo,  $y(k)$  es la salida,  $x(k)$  es la entrada,  $a_i$  y  $b_i$  son los coeficientes del controlador y  $n$  es el orden del filtro. Estos coeficientes deben ser seleccionados para producir la respuesta deseada del controlador aplicado al sistema dinámico a ser regulado (Enríquez, 2006). Para la ley de control más completa y generalmente más utilizada (PID)  $n=2$ , y su representación está expresada en la Ecuación 2.25.

$$y(k) = a_0 x(k) + a_1 x(k-1) + a_2 x(k-2) - b_1 y(k-1) - b_2 y(k-2) \quad 2.25$$

Puede observarse que la estructura de estos filtros está basada en operaciones de adición sustracción y multiplicación, procesos que pueden implementarse digitalmente en la estructura digital denominada MAC o multiplicador acumulador.

### 2.4.3 Implementación digital

El medio más versátil de implantar un controlador digital es una computadora digital, un microprocesador ( $\mu$ P) o un procesador digital de señales (DSP). Dadas las ventajas en la velocidad de cómputo, capacidad de almacenamiento y flexibilidad, el

empleo de computadoras digitales como controladores tiene cada vez mayor importancia. En los años recientes, los avances realizados en el campo de las microcomputadoras y los DSP los han vuelto más atractivos como controladores. La utilización de una computadora digital constituye una opción barata y flexible, pero generalmente lenta. Por otro lado, la implementación digital de controladores en microcomputadoras o DSP implica la realización de hardware a la medida cuya característica es el alto desempeño, con lo cual su costo se eleva considerablemente y generalmente su flexibilidad está restringida. La lógica programable permite combinar altas velocidades de procesamiento y flexibilidad de programación, permitiendo su utilización en varias aplicaciones modificando su algoritmo interno. Otra opción disponible para la implementación de controladores digitales son los microcontroladores, cuya arquitectura se basa en un microprocesador al que se le han agregado periféricos para permitir su interconexión con el proceso real, y cuya ventaja es el bajo costo y el corto tiempo en el diseño de los algoritmos.

#### **2.4.3.1 Lógica Programable**

La lógica programable es una herramienta de diseño muy poderosa, que se aplica en el mundo industrial. En la actualidad existe una gran variedad de dispositivos lógicos programables entre los cuales se pueden mencionar la PROM, PLA, PAL, GAL, CPLD y FPGA. La PROM (*programmable read-only memory*, memoria programable de solo lectura) está formada por un arreglo no programable de compuertas AND conectadas como decodificador y un arreglo programable OR. La PROM no se utiliza como un dispositivo lógico, sino como una memoria direccionable, debido a las limitaciones que presenta con las compuertas AND fijas.

El PLA (*programmable logic array*, arreglo lógico programable) está formado por un arreglo AND y un arreglo OR, ambos arreglos son programables, se desarrolló para superar las limitaciones de la PROM.

El PAL (*programmable array logic*, lógica de arreglos programables) se encuentra formado por un arreglo AND programable y OR fijo con lógica de salida, se

desarrolló para superar algunas limitaciones de PLA, como retardos provocados por la implementación de fusible adicionales, que resultaban de la utilización de dos arreglos programables. La Figura 2.3 muestra la estructura de los dispositivos lógicos programables básicos.

El GAL (*generic logic array*, arreglo lógico genérico) es similar al PAL, ya que se forma con arreglos AND programable y OR fijo, con salida lógica programable. La principal diferencia entre el GAL y el PAL es que los dispositivos GAL son reprogramables debido a que emplean la tecnología E<sup>2</sup>CMOS (*electrically erasable CMOS*, CMOS borrable eléctricamente), en lugar de tecnología bipolar y fusibles.

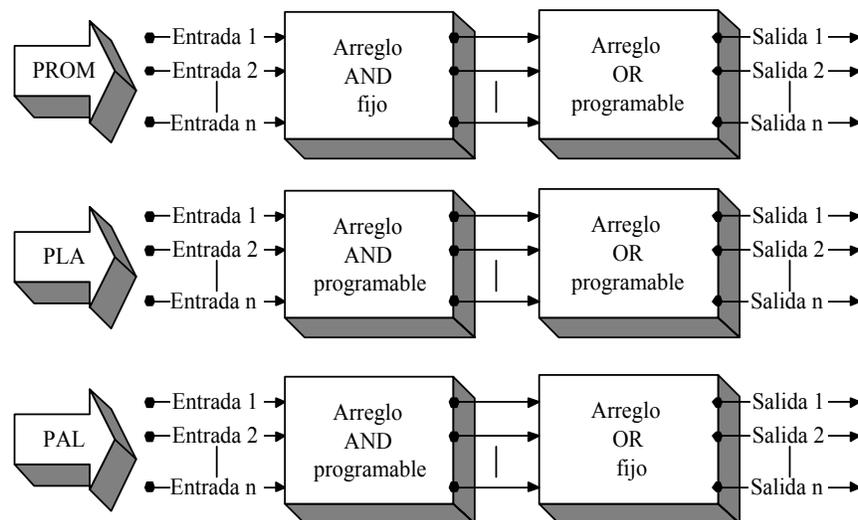


Figura 2.3. Estructura de los dispositivos lógicos programables

Los CPLD (*complex programmeable logic device*, dispositivo lógico programable complejo) forman parte de los PLD de alto nivel de integración, se crearon con el objeto de mejorar el diseño de sistemas complejos, incrementando la velocidad de operación. Un CPLD contiene una capacidad equivalente a 50 PLDs sencillos, cada CPLD contiene múltiples bloques lógicos conectados por medio de señales canalizadas desde la interconexión programable (PI), unidad encargada de interconectar los bloques lógicos y

los bloques de entrada/salida del dispositivo sobre las redes apropiadas, lo anterior puede observarse en la Figura 2.4.

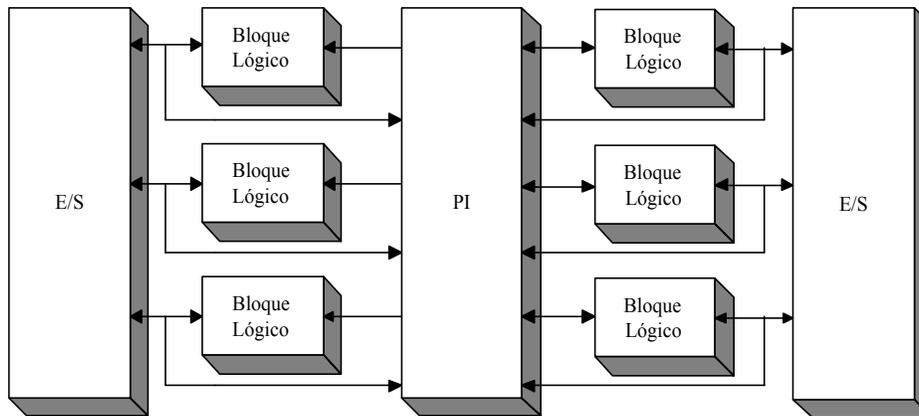


Figura 2.4. Arquitectura básica de un CPLD

Los dispositivos FPGA (*field programmable gate array*, arreglo de compuertas programables en campo) están conformados por arreglos lógicos configurables, que se comunican entre ellos y con las terminales de entrada/salida por medio de alambrados llamado canales de comunicación. Los bloques lógicos están configurados para procesar cualquier aplicación lógica, es decir tienen la característica de ser funcionalmente completos. La Figura 2.5 muestra un ejemplo de arquitectura para un FPGA. Cabe mencionar que la principal diferencia entre un FPGA y un CPLD radica principalmente en que el FPGA maneja una densidad de integración mayor.

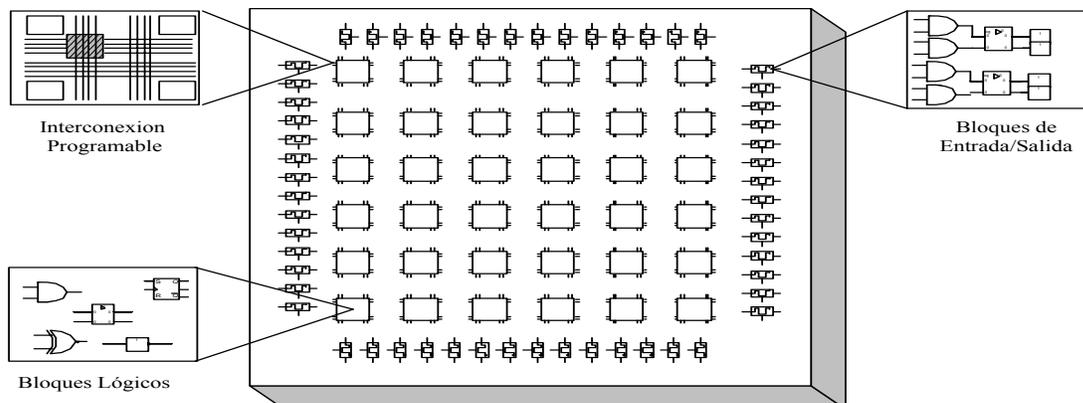


Figura 2.5. Arquitectura básica de un FPGA

Para la programación de los PLD se utilizan lenguajes de descripción de hardware de alto nivel, tales como Verilog o VHDL, cuya función es la de procesar y sintetizar el diseño lógico que se va a introducir al PLD mediante un método específico. Una de las principales características de estos lenguajes radica en su capacidad para describir en distintos niveles de abstracción (funcional, transferencia de registros y nivel de compuertas) cierto diseño. Los niveles de abstracción se utilizan para clasificar modelos HDL (*hardware description language*, lenguaje de descripción de hardware) según el grado de detalle y precisión de sus descripciones (Maxinez et al, 2002).

A mediados de la década de 1980, se desarrolló el lenguaje de descripción de hardware más popular y de alta capacidad, denominado VHDL, capaz de soportar el proceso de sistemas electrónicos complejo, con propiedades para reducir el tiempo de diseño y los recursos tecnológicos requeridos. Algunas ventajas del VHDL se presentan a continuación (Maxinez et al, 2002):

- a) Notación formal: La notación empleada permite su uso en cualquier diseño electrónico.
- b) Disponibilidad pública: VHDL es un estándar no sometido a patentes o marcas registradas, por lo que cualquiera puede utilizarlo sin restricciones.
- c) Independencia tecnológica de diseño: VHDL se diseñó para soportar diversas tecnologías de diseño con distinta funcionalidad a fin de satisfacer las distintas necesidades de diseño.
- d) Independencia de la tecnología y proceso de fabricación: El lenguaje funciona de igual manera en circuitos diseñados con tecnología MOS, bipolar, etc.
- e) Capacidad descriptiva a distintos niveles de abstracción: Ofrece la ventaja de poder diseñar en cualquiera de los niveles de abstracción y combinarlos.

- f) Independencia de los proveedores: Permite acceder a las descripciones o modelos generados en un sitio desde cualquier otro, sean cual sean las herramientas de diseño utilizadas.
  
- g) Reutilización de código: El uso de VHDL como lenguaje estándar permite reutilizar los códigos en diversos diseños, no importando la tecnología e implementación para la cual fueron diseñados.

Además de lo anterior, el VHDL constituye el lenguaje estándar de referencia a nivel internacional para tareas de diseño, modelado, documentación y mantenimiento de sistemas electrónicos.

#### **2.4.3.2 Los microcontroladores**

Un microcontrolador consiste en la integración en un chip de un microprocesador con memoria, interfaces de entrada/salida y otros dispositivos periféricos que permiten a la unidad de procesamiento central ser aplicado al control de un proceso.

En general se hace referencia al microprocesador como la unidad central de procesamiento (CPU, Central Processing Unit) y es la parte del procesador en la que se manipulan los datos, se traen instrucciones de la memoria que se decodifican. La estructura interna del microprocesador, conocida como arquitectura, depende del microprocesador que se esté considerando. La Figura 2.6 indica en forma simplificada, la arquitectura general de un microprocesador y a continuación se describe la función principal de los bloques más trascendentes del microprocesador.

La unidad lógica y aritmética (ALU) es responsable de llevar a cabo la manipulación de los datos efectuando todas aquellas operaciones de carácter lógico y aritmético entre datos y registros.

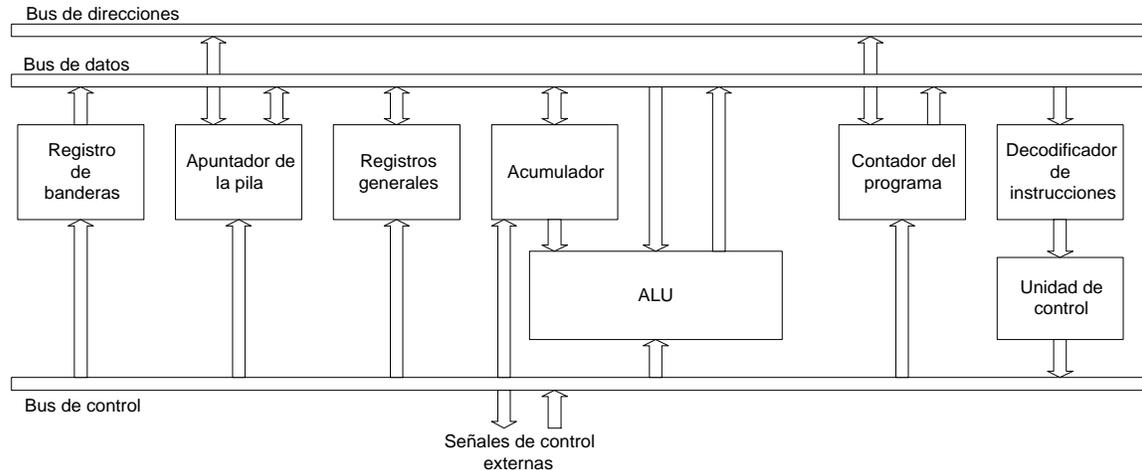


Figura 2.6. Arquitectura interna general de un microprocesador

Los registros son localidades de memoria dentro del microprocesador y se utilizan para almacenar la información involucrada en la ejecución del programa. Un microprocesador contendría un grupo de registros, cada tipo de registro tiene una función diferente.

La unidad de control determina la temporización y secuencia de las operaciones, genera señales de temporización utilizadas para traer de la memoria una instrucción del programa y ejecutarla. EL microprocesador 6800 de Motorola por ejemplo, utiliza un frecuencia de reloj de hasta 1 MHz, el periodo de la señal de reloj es por lo tanto de  $1\mu\text{s}$  y generalmente sus instrucciones requieren entre 2 y 12 ciclos de reloj.

Existen diversos tipos de registros, la cantidad, dimensión y el tipo varía de un microprocesador a otro. Los registros presentes en la mayoría de los microprocesadores son:

- a) Registro Acumulador.
- b) Registro de estado o de banderas
- c) Contador de programa (PC, Program Counter) o apuntador de instrucciones (IP, Instruction Pointer).
- d) Registro de direccionamiento de memoria (MAR, Memory Address Register)
- e) Registro de instrucciones (IR, Instruction Register).

- f) Registros de propósito general.
- g) Registro de apuntador de pila (SP, Stack Pointer).

Sin embargo para que un microprocesador pueda funcionar como un sistema aplicado al control, son necesarios dispositivos adicionales, por ejemplo, dispositivos de memoria para almacenar programas y datos, así como puertos de entrada/salida para permitir que se comuniquen con el mundo exterior y reciba señales desde él. La Figura 2.7 muestra un diagrama a bloques general de un microcontrolador.

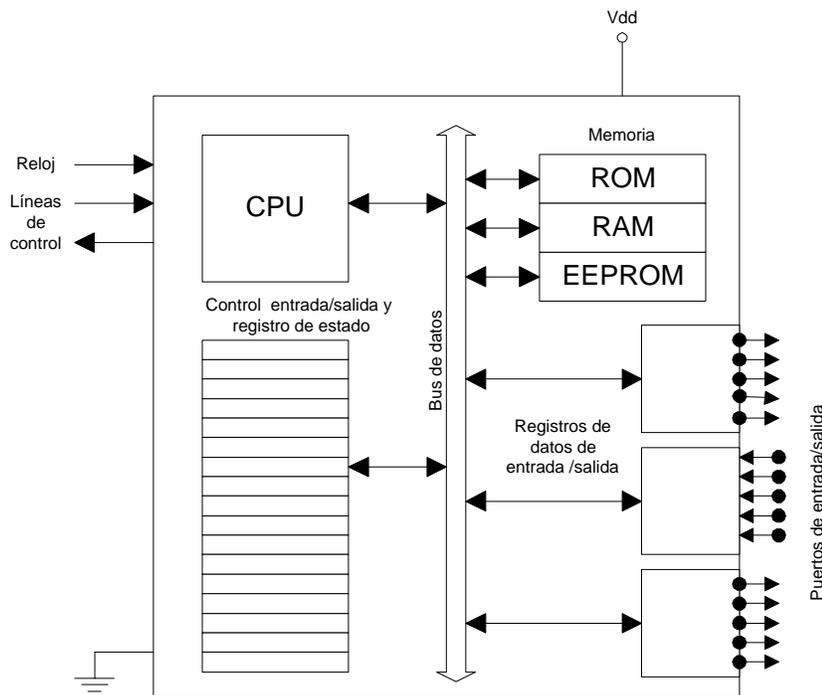


Figura 2.7. Diagrama a bloques de un microcontrolador

Un microcontrolador común tiene terminales para la conexión externa de entradas y salidas, alimentación eléctrica, señales de reloj y señales de control. Las conexiones de entrada y salida se agrupan en unidades denominadas puertos de entrada/salida. De acuerdo al tamaño del bus de datos puede decirse que existen microcontroladores de 8, 16 y 32 bits y es precisamente estos tamaños de formatos los que definen la longitud de los datos que son capaces de procesar.

### 2.4.3.3 El microcontrolador MC68HC908GP32

El microcontrolador MC68HC908GP32 de Motorola es un miembro de la familia de microcontroladores de ocho bits HC08 de bajo costo y alto desempeño. Todos los microcontroladores de esta familia emplean como unidad central de procesamiento el microprocesador M68HC08 y están disponibles con una gran cantidad de módulos, tamaños de memoria y encapsulados (Freescale, 2008).

Las principales características del CPU HC08 son:

- a) Modelo de programación basada en el HC05 optimizado.
- b) 16 modos de direccionamiento.
- c) Apuntador de pila y registro de índice de 16 bits.
- d) Transferencia de datos de memoria a memoria.
- e) Instrucción de multiplicación 8x8 rápida.
- f) Instrucción de división 16/8 rápida.
- g) Instrucciones BCD.
- h) Optimizado para aplicaciones de control.
- i) Soporte eficiente en lenguaje C.

Este tipo de procesador es clasificado como CISC (Computador de Juego de Instrucciones Complejo) de arquitectura Von Neumann.

La Figura 2.8 presenta el diagrama de bloques del microcontrolador MC68HC908GP32. Las características de este microcontrolador son amplias entre las que podemos destacar:

- a) Arquitectura M68HC08 de alto desempeño optimizada para compiladores C.
- b) Código objeto compatible con la familia HC05.
- c) Frecuencia interna del Bus de 8 MHz.
- d) Programación en sistema.

- e) Módulo COP.
- f) 32 Kbytes de memoria Flash.
- g) 512 Bytes de memoria RAM.
- h) Módulos SPI y SCI.
- i) Dos temporizadores de 16 bits, configurables como entrada de captura, salida de comparación y PWM.
- j) Convertidor AD de 8 bits y 8 canales.
- k) Hasta 33 líneas entrada/salida configurables.
- l) Módulo de base de tiempo.
- m) Hasta 24 fuentes de interrupción.

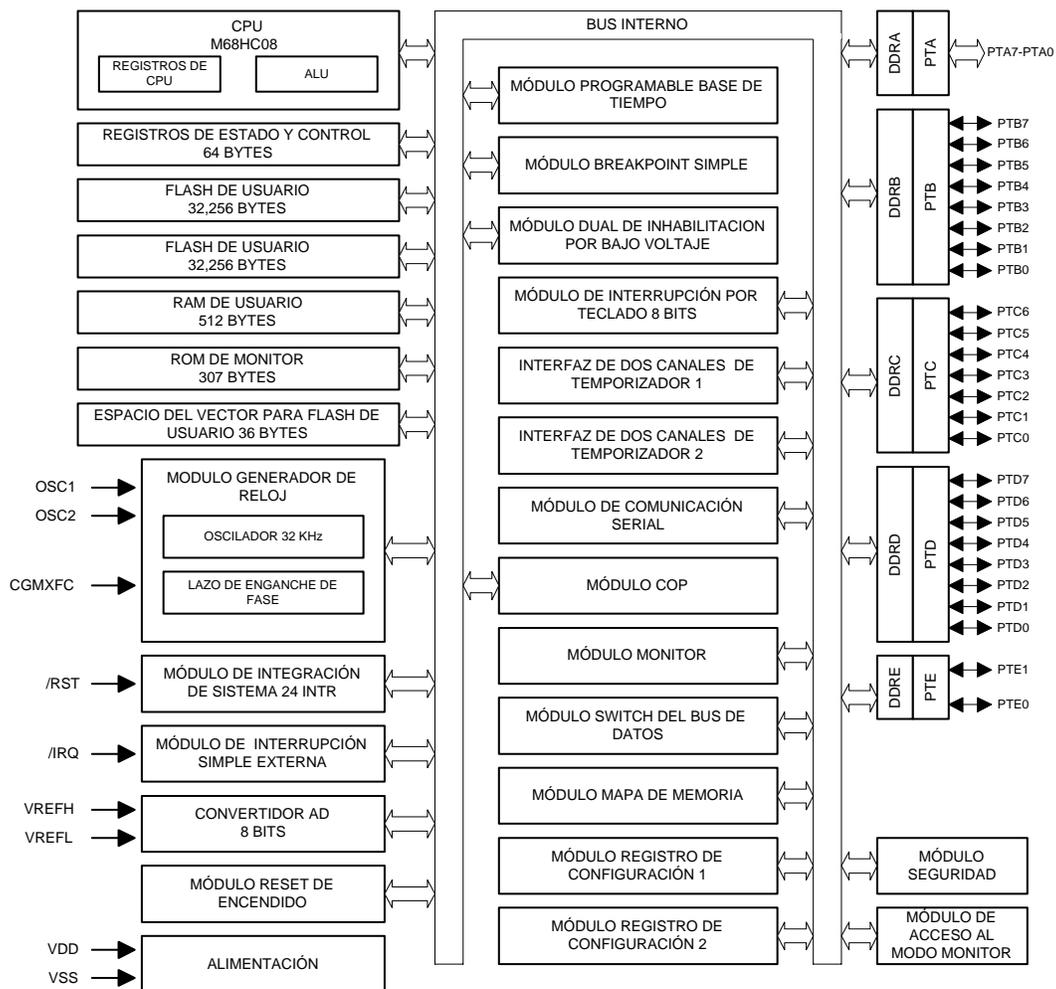


Figura 2.8. Diagrama de bloques del microcontrolador MC68HC908GP32

Freescale Semiconductor, fabricante del microcontrolador mencionado, provee herramientas para el desarrollo de sistemas basados en sus productos. En el caso particular de los microcontroladores de la familia HC08, cuenta con el sistema de desarrollo Code Warrior IDE que contiene tanto editores, compiladores y depuradores en lenguaje ensamblador y en lenguaje C estándar (ANSI C). En tal paquete es posible hacer desde la edición del código hasta el grabado final del chip, siempre dentro de un ambiente muy amigable y con herramientas del editor muy poderosas que facilitan enormemente la tarea de programación de estos dispositivos. Si a lo anterior agregamos que el compilador de C empleado en el Code Warrior es muy apegado al C estándar, las ventajas de esta familia de microcontroladores aumenta al mencionar que la velocidad de ejecución del código aún editado en el compilador de C es muy aceptable.

## 2.5 El moldeo por inyección

El moldeo por inyección permite grandes volúmenes de producción si se tienen ciclos consistentes. Dentro de este tipo de proceso pueden distinguirse cuatro etapas principales: plastificación, inyección, compactación y enfriamiento. El presente trabajo está enfocado al diseño de un control que interviene directamente en las fases de inyección y compactación.

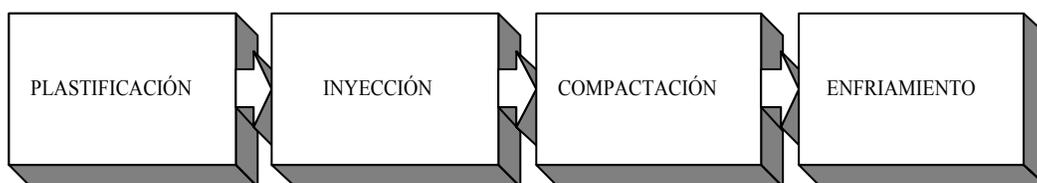


Figura 2.9. Etapas del moldeo por inyección

En la fase de plastificación el polímero es introducido a una cámara rodeada por algunas resistencias de calentamiento que ocasionan la fusión del material. En la etapa de inyección el polímero es forzado a fluir dentro del molde. La compactación es llevada a cabo al mantener constante la presión del polímero dentro del molde y por último en el enfriamiento el material es solidificado para adoptar la forma del molde.

Para obtener las especificaciones y dimensiones deseadas en el producto deben ser controlados cuidadosamente varios parámetros durante las diferentes etapas del proceso. Es importante distinguir entre las variables de la máquina y las variables del proceso. Las variables de la máquina pueden ser por ejemplo la velocidad del pistón de inyección ó la presión hidráulica, las variables del proceso pueden ser, por ejemplo, el flujo ó la presión en la cavidad del molde e influyen directamente en la calidad del producto. Generalmente las variables de la máquina son más fáciles de medir y se controlan directamente, sin embargo, el llevar a cabo un control de ellas sin entender el efecto que tienen sobre las variables del proceso no siempre arroja buenos resultados en el producto.

Las variaciones de temperatura afectan la viscosidad del polímero lo que cambiará la velocidad de flujo y la presión tanto en la nariz como en la cavidad del molde, por lo que la temperatura se considera un parámetro importante a lo largo de todo el proceso.

En la fase de inyección, además de la temperatura, la velocidad de llenado es el parámetro más importante. Si la velocidad de llenado es alta, entrará mucho polímero al molde lo que puede originar residuos no deseados en la pieza, si es baja el polímero puede solidificarse antes de que llene totalmente el molde, originando inyecciones incompletas. Por lo tanto la etapa de inyección debe iniciarse con una velocidad rápida que permita el alojamiento del polímero en el molde, después, disminuir la velocidad para efectuar el relleno de la pieza y por ultimo deber ser capaz de detenerse en el instante preciso en el que el molde se ha llenado por completo.

Para la fase de compactación, la presión en la cavidad del molde es el parámetro más importante. Controlando la presión de compactación, la cantidad de polímero agregado al molde puede ser regulada, incrementando la precisión en la dimensión y peso de la pieza. La presión en la cavidad del molde durante la fase de compactación determina también la micro estructura de la pieza y puede afectar directamente la calidad del producto. La finalidad de controlar la presión de compactación es mantener una presión uniforme en el molde hasta que la pieza se haya solidificado completamente. La Figura 2.10 muestra el comportamiento típico de las fases de inyección y compactación.

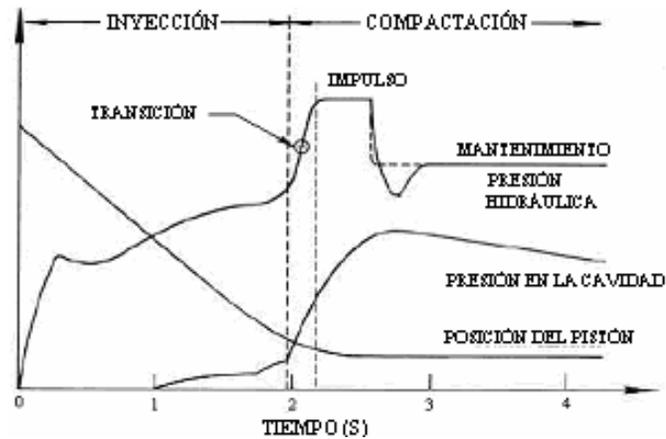


Figura 2.10. Fases típicas de inyección y compactación

### 2.5.1 La sección de inyección

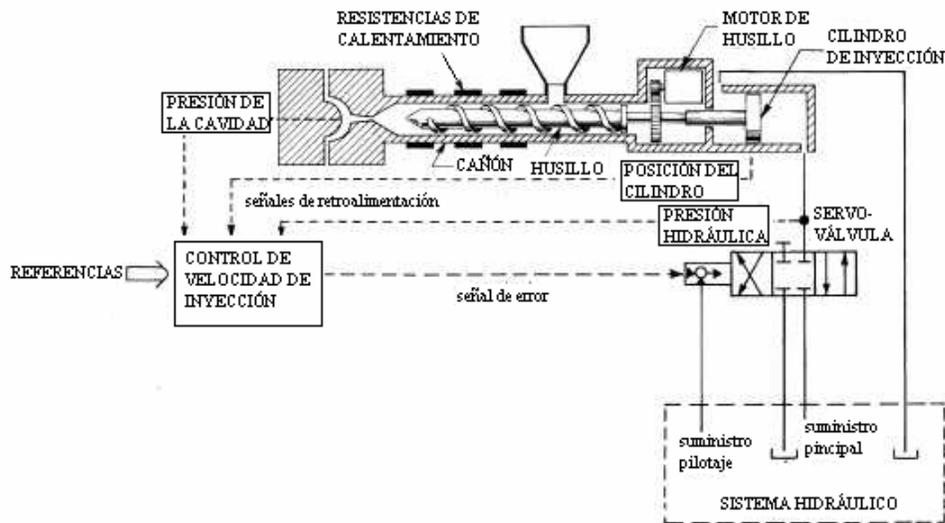


Figura 2.11. Diagrama esquemático de una máquina de inyección

La Figura 2.11 muestra el diagrama esquemático estándar de la sección de inyección de una máquina inyectora. Como la mayoría de los equipos electro-hidráulicos, existe una bomba que genera la presión, válvulas para controlar la dirección y la fuerza del fluido hidráulico, líneas de transmisión y actuadores que transforman la presión hidráulica en trabajo útil. Para el caso particular de la inyectora usada en el presente trabajo, la

HUSKY XL-520-RS, la Figura 2.12 muestra el diagrama hidráulico de la sección de inyección.

Como puede observarse el elemento clave en el control de la velocidad de inyección es la servo válvula, que es directamente responsable de manipular el flujo de aceite hidráulico al cilindro de inyección. A continuación se describe brevemente la operación del servo sistema hidráulico responsable de la velocidad y presión de inyección.

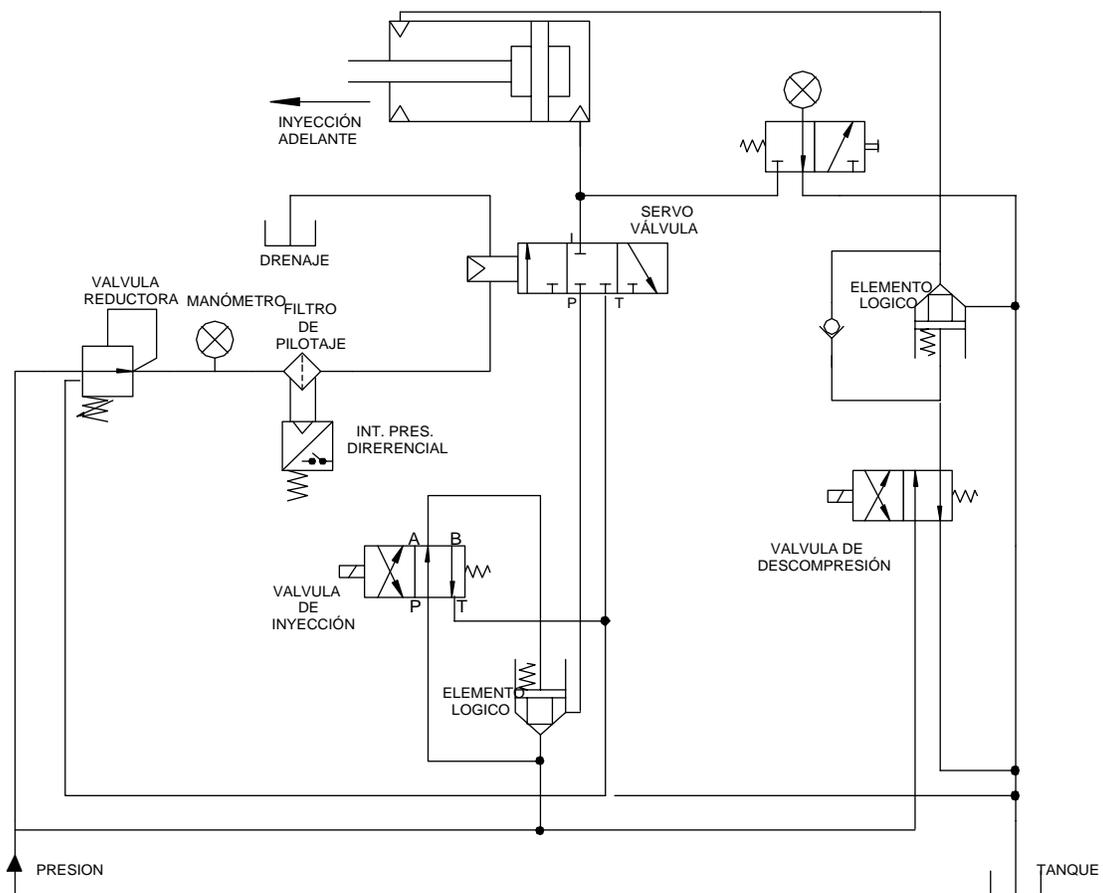


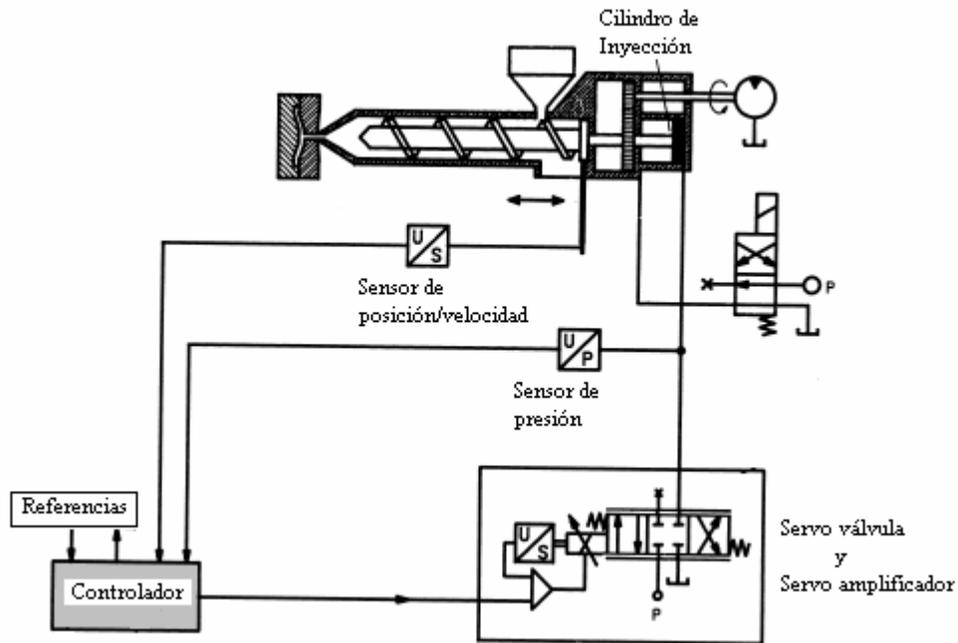
Figura 2.12. Sección de inyección de la HUSKY XL-520-RS

## 2.5.2 El servo sistema de inyección

Las válvulas proporcionales y servo válvulas son utilizadas para controlar la posición, velocidad o fuerza de un actuador. En algunos casos dos o más de estos parámetros son controlados. Por ejemplo en un cilindro de inyección, la velocidad con la que el émbolo avanza puede ser controlada y al final de su carrera, el servo sistema puede controlar la fuerza que el cilindro ejerce sobre la pieza de trabajo.

Como en cualquier servo sistema, existe un servo amplificador que recibe un comando de entrada. El amplificador envía una señal de salida a la válvula, energizando de manera adecuada la bobina, lo que provoca un desplazamiento en el émbolo principal de la válvula permitiendo el paso o salida del fluido hidráulico del actuador de acuerdo al comando recibido. En un servo posicionamiento, existe un transductor de posición asociado al desplazamiento del actuador quien envía una señal al controlador de magnitud variable en proporción a la posición. El controlador compara la posición del actuador contra el comando de entrada. Cualquier diferencia entre el comando de entrada y la posición del actuador es utilizada para modificar la señal a la válvula hasta que el actuador es colocado en la posición deseada. Una vez que el actuador está en la posición deseada, la válvula permanece en su posición central, donde es bloqueada cualquier transferencia de fluido a través de sus puertos. El caso anterior es referido específicamente para el control en posición. Si lo que se desea es controlar la velocidad del actuador, el controlador debe ser capaz de calcular la velocidad del actuador (distancia/tiempo) si el servo sistema está instrumentado con un transductor de posición, o de lo contrario deberá incluirse un transductor de velocidad para obtener la señal de error. En este caso la válvula es operada con secuencias de llenado del actuador para provocar la velocidad deseada. Es posible también tener un servo sistema para el control de la fuerza que aplica el actuador a la carga. Para este tipo de servo sistema se emplea un transductor de presión situado en el actuador, la señal de retroalimentación es analizada por el servo amplificador que controla la válvula. En este tipo de servo sistema la válvula es operada en secuencias de llenado/vaciado del actuador para obtener la presión deseada.

La Figura 2.13 presenta el servo sistema que puede observarse en la maquinaria de inyección de plástico, responsable del control de la velocidad de llenado y la presión de compactación.



2.13. Servo sistema de inyección

### 2.5.2.1 Sensores

En los servo sistemas de inyección típicos los sensores para posicionamiento más comunes son los resistivos y los LVDT (Transformadores diferenciales de variación lineal). Los sensores resistivos más comunes son los potenciómetros constituidos por un resistor con un contacto móvil deslizante o giratorio, que puede posicionarse en cualquier punto a lo largo de elemento resistivo (Maloney, 1983). La resistencia entre dicho contacto móvil y uno de los terminales fijos puede ser determinada por la Ecuación 2.26 (Pallás, 2001).

$$R = \frac{\rho}{A}(l - x) \quad 2.26$$

Donde  $x$  es la distancia recorrida desde el otro terminal fijo,  $\rho$  es la resistividad del material,  $l$  su longitud y  $A$  su sección transversal, supuesta uniforme. Si el contacto móvil es acoplado mecánicamente a un elemento en movimiento, convertirá el desplazamiento en una variación de resistencia proporcional a la magnitud del mismo. Si los terminales fijos del potenciómetro son alimentados por un voltaje, el resultado del desplazamiento es entonces, un voltaje proporcional a la distancia recorrida. La Figura 2.14 muestra la estructura física y el símbolo esquemático de un potenciómetro angular. En la actualidad existen potenciómetros lineales para medición de desplazamiento desde 25 mm hasta 950 mm con salidas resistivas de 1.5 a 10 K $\Omega$ .

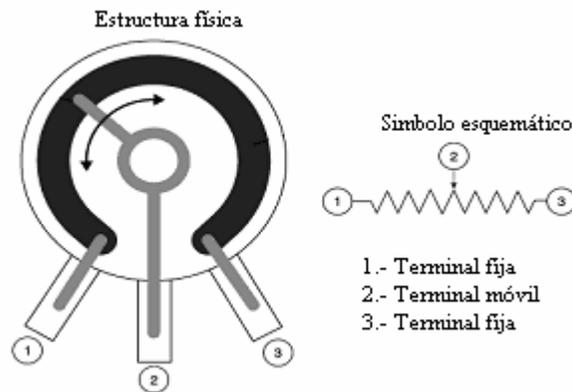
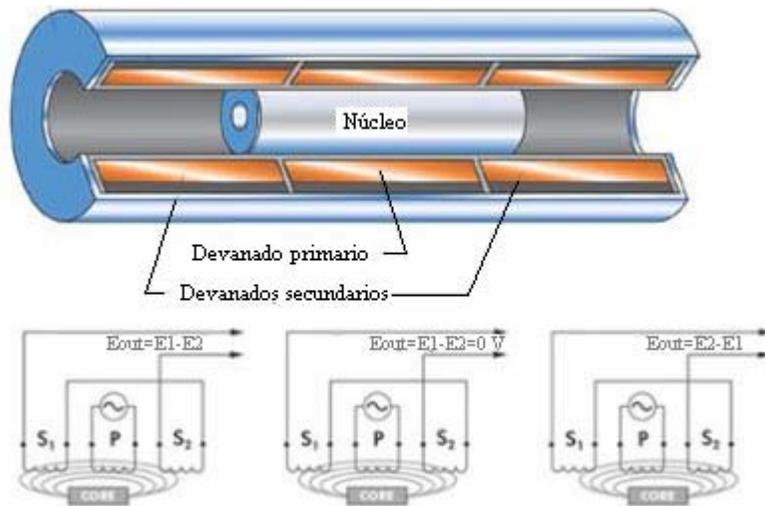


Figura 2.14. El potenciómetro

Cuando se requiere una gran precisión en la medida de desplazamientos (posición), los LVDT son insustituibles. Estos dispositivos están basados en un transformador diferencial cuyo núcleo se desplaza linealmente y da una salida proporcional a dicho desplazamiento. Uno de los efectos más importante que se dan dentro de este dispositivo es que el núcleo tiene un rozamiento dentro del LVDT. Este fenómeno se debe a que el campo magnético generado por el primario suspende al núcleo dentro del LVDT. Por tanto al estar libre de fricción o rozamiento es capaz de detectar mínimos desplazamientos hasta micrómetros ( $\mu\text{m}$ ), además la velocidad de respuesta es muy alta. Debido a esta característica, los LVDT no tienen desgastes, fatigas ó degradación con el tiempo. Los LVDT además tienen una alta repetitividad. En la actualidad existe una gran

cantidad de servo válvulas que incluyen sensores LVDT para el monitoreo de la posición del émbolo de la válvula.

La Figura 2.15 presenta la estructura interna de un LVDT así como las expresiones de salida para desplazamientos del núcleo hacia cada extremo y posición central de la bobina. Comercialmente los LVDT están disponibles para desplazamientos desde 0.25 hasta 300 mm con salida análogas de 4-20 mA ó 0-10 V.



2.15. Un LVDT

En cuanto a la medición de presión, son numerosas las técnicas para medir presión industrialmente, sin embargo, los tipos más comunes de dispositivos sensores de presión son los tubos bourdon y los fuelles (Maloney, 1983).

Un tubo Bourdon es un tubo deformable de metal con una sección ovalada. Es abierto en uno de sus extremos y cerrado en el otro. El tubo hueco es elástico, debido a la elasticidad del metal utilizado en su construcción. El fluido cuya presión se quiere medir es admitido al interior del tubo por su extremo abierto, el cual está mecánicamente asegurado. El tubo entonces, defleca una cantidad proporcional a la magnitud de la presión. Esta deflexión es transmitida mecánicamente al contacto de un potenciómetro o

al núcleo de un transformador diferencial de variación lineal (LVDT) para proporcionar una señal eléctrica.

Un fuelle es esencialmente una serie de diafragmas metálicos conectados entre sí. Cuando se somete a la presión de un fluido, se deformarán ligeramente debido a la elasticidad del material utilizado para construirlo. Cuando se unen varios diafragmas en serie, el movimiento total del último elemento puede ser considerable. Es precisamente este tipo de sensores los más utilizados en la medición de presiones en los procesos de inyección. La Figura 2.16 muestra la presentación física y la estructura interna de un sensor de presión comercial. Los sensores de presión utilizados en el proceso de inyección están disponible para presiones de 0-350 bar con salidas analógicas 4-20 mA, 0-5 V, 1-6 V y 0-10 V.

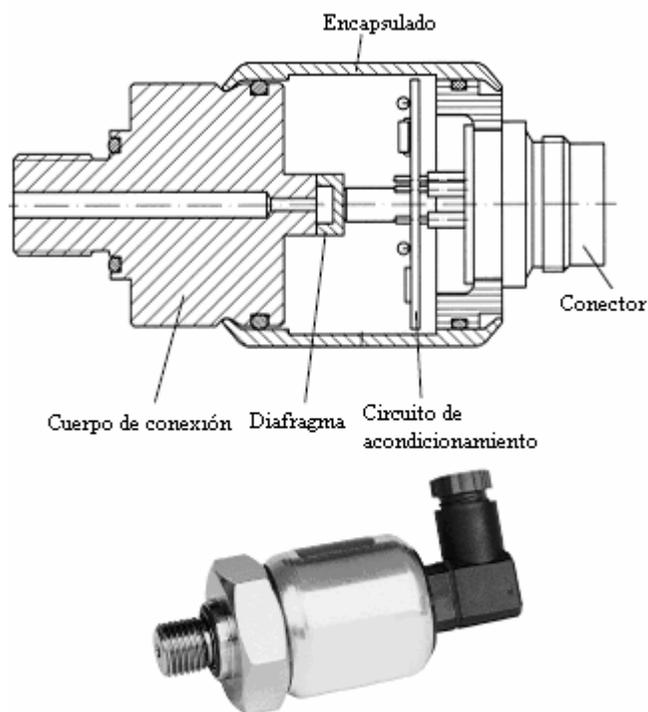


Figura 2.16. Sensor de presión comercial

### **2.5.2.2 Válvulas proporcionales**

El control de flujo y presión en sistemas hidráulicos de potencia ha tenido un crecimiento notable en los últimos veinticinco años. Las servo válvulas electro hidráulicas fueron inventadas a finales de la década de 1930 como una solución de alta tecnología, aunque a alto costo, a las necesidades de control de movimiento. A mediados de la década de 1980, se incluyen válvulas proporcionales en servo sistemas como una alternativa viable a costo razonable.

Hasta la invención de la servo válvula, si existía la necesidad de variar la presión en un actuador con el objetivo de controlar la fuerza aplicada por el mismo, era necesario tener un operador que manipulaba una serie de perillas de reguladores mecánicos o bien era necesario tener mecanismos entrelazados para variar el ajuste de la válvula. Lo mismo sucedía para el control del flujo hidráulico. El control humano de la válvula era inconsistente y el control mecánico, aunque era más consistente y presentaba mayor repetitividad, no ofrecía flexibilidad si se requerían diferentes rangos de ajuste.

Hasta principios de los 80's la mayoría de sistemas de control para maquinaria estaban basados en el control por relevadores. Si en un sistema hidráulico era necesario modificar la presión en un actuador, se disponía de un banco de válvulas con presiones de alimentación prefijadas de tal manera que para efectuar la regulación de la presión se activaba la válvula prefijada con la presión deseada, o bien un grupo de ellas de cuya operación conjunta resultaba una determinada presión. Sin embargo, este tipo de control no ofrecía un buen rango de ajustes aunado a altos requerimientos de costo y tiempo de mantenimiento a este tipo de sistemas.

La introducción posterior de los microprocesadores y por ende de los controladores lógicos programables (PLC), abrieron la puerta a un mundo de opciones de control para los diseñadores de maquinaria. La combinación de sistemas de regulación basados en PLC's y las válvulas proporcionales expandieron de forma significativa las opciones de control de fluidos hidráulicos para los diseñadores de maquinaria.

En general una válvula proporcional es operada con una señal de corriente en su bobina. Cuando la corriente fluye a través de la bobina se genera una fuerza electromotriz que produce un movimiento en la armadura del solenoide acoplada al émbolo de la válvula, que a su vez transforma la fuerza generada ya sea en un control de flujo ó en una válvula reductora de presión, una válvula direccional ó en una válvula de alivio de presión. El movimiento del émbolo esta compensado con un resorte que se opone su desplazamiento.

En la actualidad existe una gran variedad de válvulas proporcionales. Las válvulas proporcionales que aparecieron inicialmente en el mercado eran en realidad válvulas en lazo abierto, es decir no había enlace alguno entre el comando de entrada y la salida de la válvula. Posteriormente, en un esfuerzo por mejorar el desempeño de las válvulas proporcionales fueron equipadas con LVDT's para hacer posible el monitoreo la posición del émbolo de la válvula. La señal proveniente del LVDT era la retroalimentación hacia el amplificador, el cual comparaba la posición que debería tener la válvula contra la posición real del émbolo de la misma, y la salida a la válvula era manipulada para forzarla a desplazarse a la posición deseada. Este tipo de válvulas se denomina válvulas proporcionales en lazo cerrado (De Rose, 2003).

Muchas válvulas proporcionales presentan la estructura mostrada en la Figura 2.17, caracterizada por tener dos solenoides una en cada extremo de la válvula y sus respectivos resortes centrales, haciendo posible su operación como válvula direccional de acuerdo a la bobina que sea energizada. Este tipo de válvulas están equipadas con LVDT para el monitoreo en lazo cerrado del émbolo de la válvula.

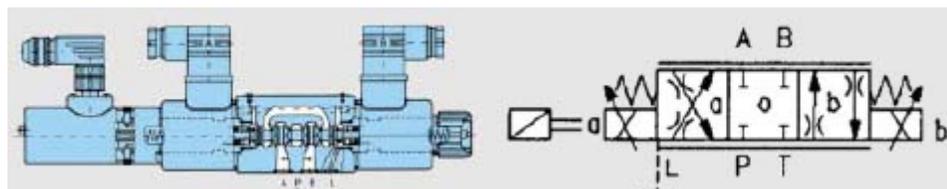


Figura 2.17. Válvula proporcional de doble solenoide y retroalimentación por LVDT

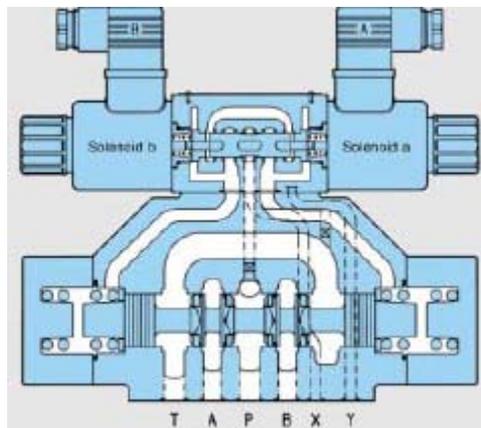
Otras válvulas proporcionales poseen una sola bobina, como lo muestra la Figura 2.18, típicamente tienen cuatro posiciones en lugar de tres. Este tipo de válvulas son de alto

desempeño incluso algunos fabricantes las denominan válvulas “servo-proporcionales” indicando su alto desempeño dinámico que se basa principalmente en que el desplazamiento del émbolo a la posición central no es afectado por la histéresis típica observada en los resortes centrales de una válvula de dos solenoides.



Figura 2.18. Válvula proporcional 4/4.

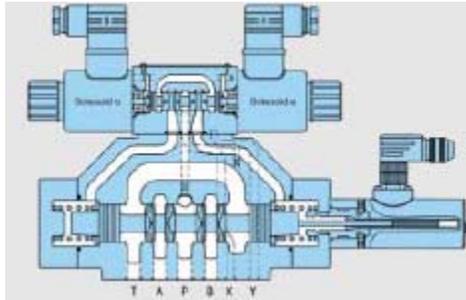
Existen además válvulas controladas por solenoide pero operadas por piloto hidráulico, es decir utilizan tanto corriente eléctrica como presión hidráulica para posicionar el émbolo y son denominadas válvulas proporcionales de dos fases. La Figura 2.19 muestra una válvula de dos fases en lazo abierto, en ella, la válvula piloto es en realidad una válvula reductora de presión dual, es decir dos válvulas reductoras de presión están contenidas en el mismo cuerpo. El émbolo principal es posicionado en función a la presión hidráulica reducida que actúa en uno de los extremos del émbolo principal cuyo desplazamiento es balanceado por la oposición de un resorte central.



2.19. Válvula de dos fases en lazo abierto

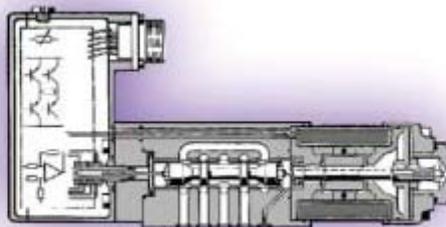
En el caso de las válvulas de dos fases en lazo cerrado, se utiliza una válvula proporcional direccional en lazo abierto como válvula piloto. La válvula piloto es utilizada

para posicionar el émbolo principal, este tipo de válvula posee un LVDT como transductor de la posición del émbolo y mediante el cual se efectúa la retroalimentación al controlador. La Figura 2.20 muestra una válvula de este tipo.



2.20. Válvula de dos fases en lazo cerrado

Las servo válvulas en cambio, se construyen principalmente a partir de motores de fuerza lineal (LFM), un motor de fuerza lineal de fuerza posee dos bobinas y dos resortes centrales además de un mecanismo para ajustar la posición relativa entre la armadura y los resortes. La Figura 2.21 muestra una servo válvula operada por un LFM y son denominadas también válvulas operadas directamente (DDV), el LFM se encuentra en el extremo derecho de la válvula y un LVDT en adición al módulo electrónico de acondicionamiento y el control del LFM se ubican en el extremo izquierdo de la válvula.



2.21. Servo válvula con LFM

Otro tipo de servo válvulas se basan en un conducto surtidor de presión con una nariz en su extremo, como puede observarse en la Figura 2.22. El flujo existente en la nariz del conducto surtidor es dirigido a un conducto receptor. Dentro del receptor hay una

perforación que tiene dos ramificaciones, cada una de las cuales finaliza en un extremo del émbolo principal de la válvula. Cuando no hay señal alguna del control, el flujo hacia ambas ramificaciones es igual y el émbolo se encontrará en su posición central. Si el LFM de la válvula recibe una señal y ejerce una fuerza hacia determinado sentido el ángulo del surtidor cambia incrementando el flujo hacia un extremo del émbolo y disminuyéndolo en el extremo contrario, causando el desplazamiento del émbolo principal a una nueva posición. El ángulo del surtidor es proporcional a la corriente aplicada al LFM. Por lo regular este tipo de válvula también está equipada con un LVDT para hacer posible su operación en lazo cerrado. La Figura 2.23 muestra la estructura de una válvula de este tipo.

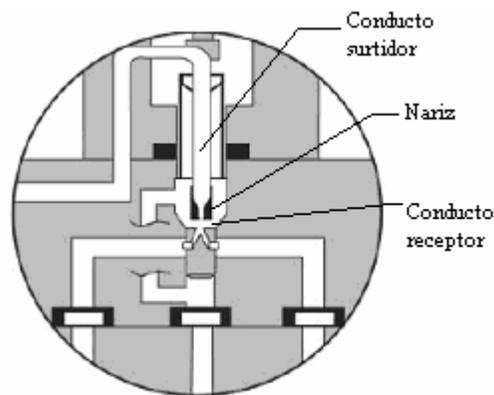


Figura 2.22. Conductos surtidor, receptor y nariz de una servo válvula

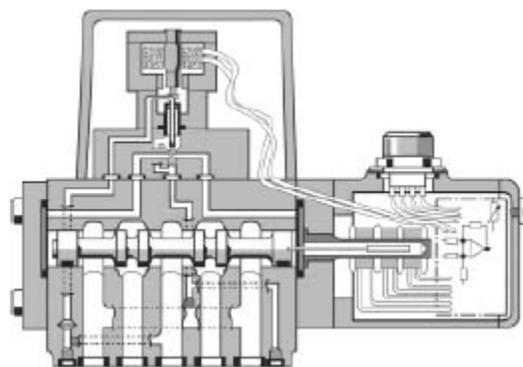


Figura 2.23. Una servo válvula de conducto surtidor.

### 2.5.2.3 Servo amplificadores

En un servo sistema hidráulico, una señal eléctrica de entrada es aplicada a la válvula para modificar la posición, velocidad o fuerza del actuador, normalmente esta señal proviene del sistema de control de la máquina (PLC, potenciómetros, etc), señal que por lo regular no puede aportar la potencia suficiente para manejar directamente la válvula, así que se somete a una etapa de amplificación, función que lleva a cabo el servo amplificador. El servo amplificador puede estar en ocasiones instalado sobre el cuerpo de la válvula ó ser un módulo independiente y maneja la bobina de la válvula con una señal de corriente. Las bobinas empleadas en válvulas proporcionales son diseñadas para operación en corriente directa (CD) y la técnica más utilizada y eficiente para variar la corriente que fluye a través de la bobina es la modulación por ancho de pulso (PWM). En ella, la bobina es alimentada por corriente directa pulsante de frecuencia fija pero ciclo de servicio variable, así, la corriente promedio aplicada a la bobina depende de los periodos de la onda pulsante durante los cuales la bobina está energizada y sin energizar. Existen varios tipos de servo amplificadores, su empleo dependerá del tipo de válvula que ha de usarse, así pues existen servo amplificadores específicamente para controlar válvulas de dos solenoides, en las cuales el servo amplificador energizará de manera apropiada solo alguna de ellas, la Figura 2.24 muestra una válvula proporcional de dos solenoides y dos fases con su servo amplificador y transductor de posición integrado y en algunos casos, se incluye internamente también el controlador de la posición, simplificando considerablemente el esquema de control. Sin embargo existen también servo amplificadores para válvulas

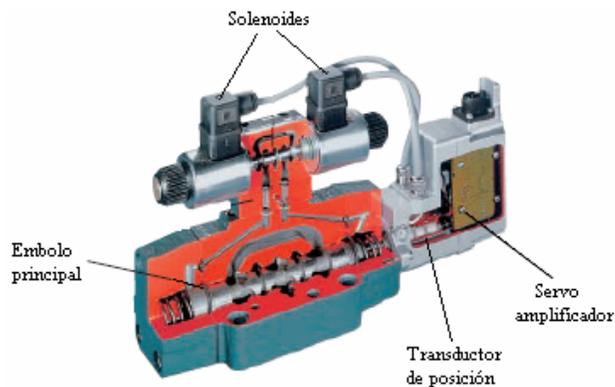


Figura 2.24. Válvula proporcional con servo amplificador integrado

que no poseen retroalimentación de posición del émbolo principal, la Figura 2.25 muestra un ejemplo de un amplificador de este tipo, el cual normalmente solo se encarga de transformar el comando de control en una señal de corriente a la válvula, aunque puede poseer también un controlador y entradas para retroalimentación externa pudiendo operar en lazo cerrado, además de poseer en algunos casos ajustes para rampas de operación de la válvula. Este tipo de servo amplificadores normalmente se comercializan para tensiones de alimentación de  $\pm 24$  VDC, con comandos de entrada de  $\pm 10$  V y salidas de  $\pm 100$  mA a la válvula.



Figura 2.25. Servo amplificador comercial

### III. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DESARROLLADO

En el presente capítulo se describe el desarrollo del sistema de control de velocidad y presión de inyección aplicado a maquinaria para manufactura de productos plásticos por la técnica de moldeo por inyección. La descripción se ha dividido en: instrumentación y adquisición de datos, identificación, el controlador y la interfaz de potencia. El apartado de instrumentación y adquisición de datos aborda la descripción y especificaciones de los transductores empleados como elementos primarios de medición de las variables a controlar. Se detallan también las características del hardware requerido para la adquisición de las señales y hacer posible su procesamiento a través de una PC. En la identificación se describe el método mínimos cuadrados recursivo (MMCR) como herramienta para la identificación de procesos y los algoritmos diseñados para este fin. En la sección del controlador se menciona la técnica y el algoritmo utilizado para efectuar la sintonía de la ley de control, el algoritmo que ejecuta la ley de control desde la PC y la implementación digital de la ley de control. Finalmente, se describe el diseño de la interfaz de potencia a partir de especificaciones planteadas. La Figura 3.1 muestra el diagrama de bloques del sistema de control, destacando que tanto la estructura para regular la velocidad de inyección como la destinada a controlar la presión se basan en la estructura mostrada en 3.1.

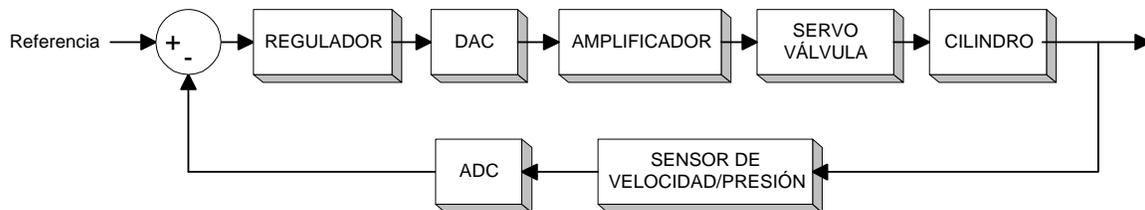


Figura 3.1. Diagrama de bloques del sistema de control velocidad/presión

#### 3.1 Instrumentación y adquisición de datos

La instrumentación define las técnicas de sensado y procesamiento de la información proveniente de variables físicas y químicas, a partir de las cuales realiza el monitoreo y control de procesos, empleando dispositivos y tecnologías electrónicas. El efectuar el procesado de la información a través de un sistema digital implica la utilización

de una interfaz que haga posible la interconexión del mundo real con el ambiente del sistema. Al conjunto de elementos que realizan esta tarea se le denomina sistema de adquisición de datos.

### 3.1.1 Transductores

El buen desempeño de cualquier sistema de control depende directamente de la elección adecuada de los elementos primarios de medición, de ahí la importancia de efectuar una buena selección del transductor. En la sección 2.5.2.1 se presentaron los diversos tipos de sensores empleados en los servo sistemas de inyección.

Uno de de los transductores más empleados para medir velocidad es el tacogenerador. Un tacogenerador es un dispositivo que mide la velocidad angular de rotación de un eje, representando la magnitud de la velocidad en un voltaje de corriente directa generado. Sin embargo la velocidad del pistón de inyección no es angular, sino más bien lineal. La Figura 3.2 muestra la aplicación de un tacogenerador para medir la velocidad de una barra. En ella, el tacogenerador se acopla a la barra mediante un mecanismo piñón-cremallera de tal manera que al desplazarse la barra el movimiento se transmite al tacogenerador quien transforma la velocidad tangencial de la barra en un voltaje de corriente directa.

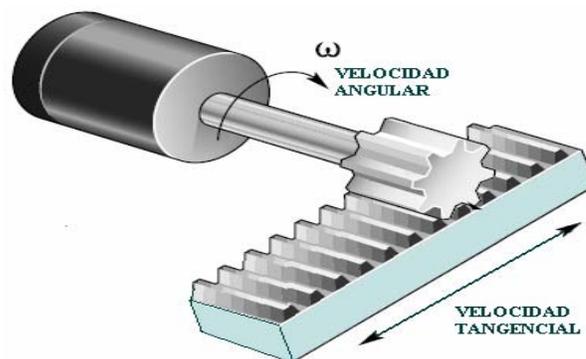


Figura 3.2. Un tacogenerador como transductor de velocidad lineal

La maquina inyectora Husky XLR5-520 está instrumentada con un tacogenerador acoplado al pistón de inyección con un mecanismo similar al mostrado en la Figura 3.2. Las principales características del tacogenerador empleado son:

- Número de polos: 2.
- Constante tacométrica: 7 mV/rpm.
- Corriente de salida: 30 mA.
- Velocidad máxima: 8000 rpm.
- Temperatura de operación: -55 °C a +105 °C.

Para cuantificar la presión ejercida por el cilindro de inyección se emplea el sensor de presión mostrado en la Figura 3.3, un Honeywell MLH03KPSB06A. Los principales parámetros a considerar para la selección del transductor son la presión máxima a la cual es sometido y el tipo de señal que debe proporcionar como salida. Para el sistema a controlar, la presión máxima de operación son 2600 lb/pulg<sup>2</sup> y dado que el sistema de adquisición de datos permite la utilización de entradas análogas en voltaje, el tipo de señal de salida debe ser tensión.



Figura 3.3. Transductor de presión

Las principales características del sensor empleado como transductor de presión son:

- Rango de medición: 0-3000 lb/pulg<sup>2</sup>.
- Tensión de alimentación: 5 VCD.
- Señal de salida: Voltaje.
- Rango de señal de salida: 0.5-4.5 VCD.
- Exactitud: ±0.25%.
- Temperatura de operación: -40 °C a +125 °C.

### 3.1.2 Acondicionamiento de señales

Debido a que la señal proveniente de los transductores puede ser afectada de manera importante por ruido eléctrico del sistema, la señal de salida de cada sensor es sometida a un proceso de filtrado mediante una red RC de primer orden en configuración filtro pasa baja. La Figura 3.4 muestra la topología mencionada y la Ecuación 3.2 define la frecuencia de corte del filtro.

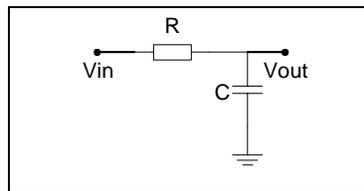


Figura 3.4. Filtro pasivo pasa baja

$$f_c = \frac{1}{RC2\pi} \quad 3.2$$

El filtro pasivo fue diseñado para atenuar frecuencias mayores a 30 Hz, pues la mayor interferencia es la red eléctrica de 60 Hz y cualquier otra interferencia de frecuencia mayor (motores, solenoides, etc) serán atenuadas sin problema. Por lo tanto el valor de R y C de acuerdo con la Ecuación 3.2 es R=10 KΩ y C=1μ.

### 3.1.3 Adquisición de datos

Para realizar tanto el proceso de identificación así como la ejecución de la ley de control preliminar se utiliza una computadora personal, por lo que se hace necesario contar con un sistema de adquisición de datos. Tal sistema utiliza la expansión XT del bus ISA (Industrial Standard Architecture, Arquitectura Estándar Industrial). Esta sección del ISA es de 8 bits, consta de 62 terminales distribuidas en dos caras de un conector hembra y puede observarse su aspecto físico en la Figura 3.5.

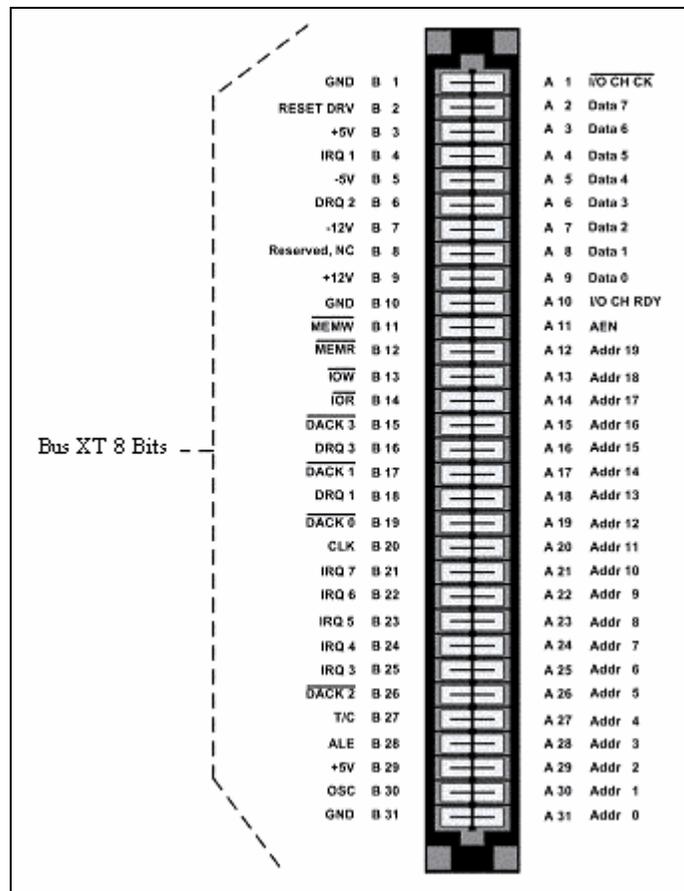


Figura 3.5. Aspecto físico de la expansión XT del bus ISA

El sistema de adquisición de datos diseñado se divide en los siguientes bloques generales:

- Registros con latch: Albergan las direcciones que se desean acceder. Su carga es habilitada por la señal ALE del ISA. Los últimos tres bits de la dirección determinan la dirección que se desea leer o escribir en el controlador de puertos 85C55 de acuerdo a lo siguiente:
  - 0x300H Puerto A.
  - 0x301H Puerto B.
  - 0x302H Puerto C.
  - 0x303H Configuración.

Los puertos A,B y C son líneas de entrada/salida digitales que pueden ser configurados escribiendo en la dirección 0x303H.

- Decodificador: El decodificador produce la señal Chip Select tanto para la habilitación del controlador de puertos como para el buffer de datos. Para ello, toma en cuenta los datos presentes en los registros de dirección.
- Controlador de puertos: Está conformado por el controlador de puertos 82c55, que tiene la capacidad de expandir un bus de entrada/salida de 8 bits a tres puertos de entrada/salida de 8 bits, permitiendo la manipulación de un total de 24 bits. Cada uno de los puertos es configurable. Su operación de lectura y escritura es controlada por la señales IOR e IOW del ISA.
- Buffer de datos: Como el bus de datos del ISA es bidireccional, se emplea un buffer de datos tri-estados para controlar el flujo de datos en una dirección u otra. El flujo de los datos es determinado por las señales IOR e y el Chip Select generado por el decodificador.
- Convertidor análogo-digital: Mediante la utilización de tres líneas de salida del puerto A (/CS y CLK) se controla un convertidor análogo-digital

de 12 bits y los datos de la conversión son introducidos por una línea del puerto B, todo lo anterior mediante un protocolo serial. El convertidor utilizado es un ADS 7816 de Burr-Brown.

- Convertidor digital-análogo: De igual manera, se utilizan cuatro líneas del puerto C (LDAC, CS, DATA y CLK) para controlar un convertidor digital-análogo de 12 bits de protocolo serial, en esta ocasión el DAC empleado es un MCP4921 de Microchip.

La Figura 3.6. muestra el diagrama a bloques del sistema de adquisición de datos.

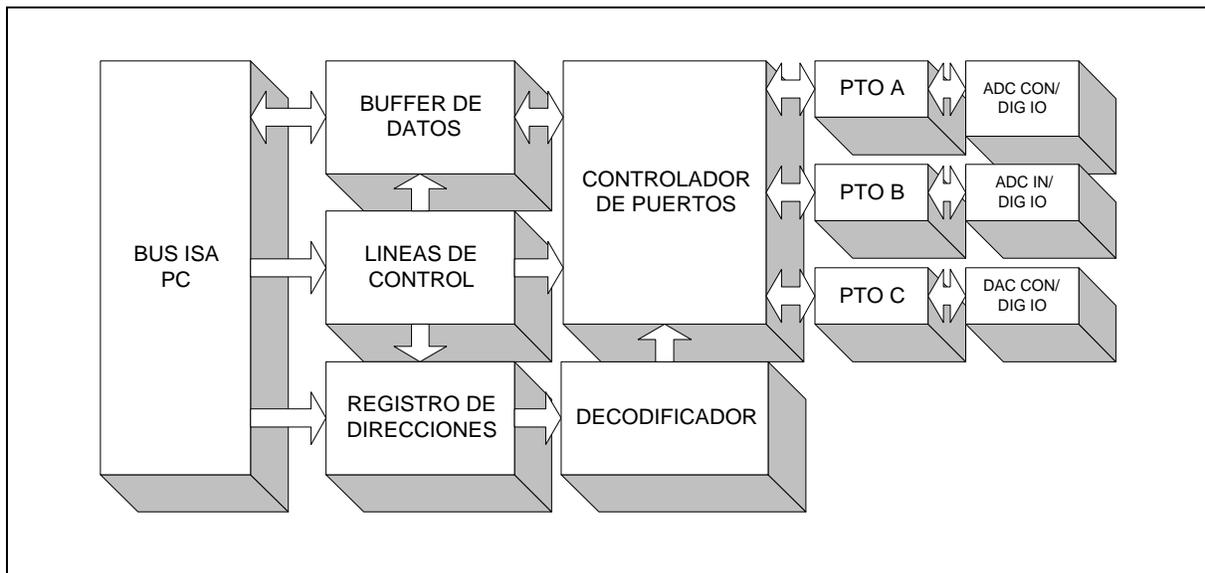


Figura 3.6. Diagrama a bloques del sistema de adquisición de datos

### 3.2 Identificación

Para la obtención de la función de transferencia de la planta a controlar se emplea el método de mínimos cuadrados, ampliamente utilizado en la identificación de procesos y del cual se desprenden una cantidad apreciable de variantes de mayor complejidad que pueden adaptarse a problemas concretos.

### 3.2.1 Método de mínimos cuadrados recursivo

El método de mínimos cuadrados recursivo se basa en el principio de que los parámetros de un modelo se deben elegir de tal forma que la suma de los cuadrados de la diferencia entre los valores de salida observados (reales) y los estimados, multiplicada por factores que midan el grado de precisión sea un mínimo.

La función de transferencia de un sistema en tiempo discreto se expresa por la Ecuación 3.3.

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 - a_1 z^{-1} - \dots - a_n z^{-n}} \quad 3.3$$

Empleando una forma algorítmica, Aguado (2000) resume el método de mínimos cuadrados recursivo para la identificación de procesos de la siguiente manera:

Obtener los estimadores  $\hat{P}(t+1)$  y  $\sigma^2(t+1)$  mostradas por las Ecuaciones 3.3 y 3.9 respectivamente y posteriormente obtener la matriz de covarianza  $C(t+1)$  actualizada con los valores de entrada y salida mediante 3.11.

$$\hat{P}(t+1) = \hat{P}(t) + \frac{1}{\alpha^2(t+1)} g(t+1) \hat{e}(t+1) \quad 3.3$$

Donde:

$$g(t+1) = C(t)z(t+1) \quad 3.4$$

$$\alpha^2(t+1) = \varphi^2 + z^T(t+1)g(t+1) \quad 3.5$$

$$\hat{e}(t+1) = y(t+1) - \hat{P}^T(t)z(t+1) \quad 3.6$$

Los vectores  $x$  e  $y$  son mediciones de las entradas y salidas del sistema en diferentes instantes  $t$  definidos en  $z$  de acuerdo a la ecuación 3.7.

$$z^T(t+1) = [x(t+1) \quad y(t) \quad x(t) \quad y(t-1) \quad x(t-1) \quad \dots \quad x(t-n) \quad y(t-n)] \quad 3.7$$

$\hat{P}(t+1)$  es el vector de coeficientes estimados según se observa en la Ecuación 3.8.

$$\hat{P}^T(t+1) = [b_0 \quad a_1 \quad b_1 \quad \dots \quad b_n \quad a_n] \quad 3.8$$

$$\hat{\sigma}^2(t+1) = \frac{\varphi}{v(t+1)} \left[ v(t)\sigma^2(t) + \frac{1}{\alpha^2(t+1)} \hat{e}^2(t+1) \right] \quad 3.9$$

$$v(t+1) = 1 + \varphi^2 v(t) \quad 3.10$$

$$C(t+1) = \frac{1}{\varphi^2} \left[ C(t) - \frac{1}{\alpha^2(t+1)} g(t+1)g^T(t+1) \right] \quad 3.11$$

Un estimador de la matriz de covarianza de  $P(t+1)$  se obtiene mediante la Ecuación 3.12.

$$\hat{R}(t+1) = C(t+1)\hat{\sigma}^2(t+1) \quad 3.12$$

En la práctica, muchas veces es posible omitir en el algoritmo de identificación el cálculo de  $\hat{\sigma}^2(t+1)$ , lo que elimina las Ecuaciones 3.9, 3.10 y 3.12, reduciendo de esta forma el número de operaciones necesarias para la actualización de los parámetros.  $\varphi$  representa el coeficiente de olvido exponencial, utilizado para eliminar la influencia de las estimaciones iniciales que generalmente son malas como consecuencia de la falta de información a priori de los valores reales de los parámetros. La Tabla 3.1 muestra la elección del coeficiente  $\varphi$  sobre la muestra efectiva de datos.

En la estimación inicial puede incorporarse toda la información existente a priori acerca de los valores probables de los parámetros. Si no hay información alguna la matriz  $P$  inicial puede inicializarse con valores arbitrarios. La matriz  $C$  se selecciona como una

matriz definida positiva, preferentemente diagonal con coeficientes grandes. En muchos casos los valores iniciales para  $P=0.1$  y  $C=\text{diag}(100)$  han resultado adecuados (Aguado, 2000).

$\varphi$	$n (\varphi^n=0.1)$
0.999	2301
0.998	1150
0.997	766
0.996	574
0.995	459
0.994	383
0.993	328
0.992	287
0.991	255
0.990	229
0.985	152

Tabla 3.1 Asignación del coeficiente de olvido exponencial

Después de haber analizado las expresiones características del método de mínimos cuadrados recursivo, se muestra a continuación un pseudo-código utilizado para la generación del algoritmo mínimos cuadrados recursivo utilizado en la identificación de la planta a controlar.

1. Asignación del coeficiente de olvido exponencial  $\varphi$ .
2. Inicialización de la matriz de covarianza  $C(t)$  de tamaño  $5 \times 5$  con valor de 100 en los elementos de la diagonal excepto el último.
3. Inicialización de la matriz  $P(t)$  de tamaño  $5 \times 1$  de estimación de coeficientes con 0.1 en todas las posiciones excepto la última.
4. Inicializar los dos primeros valores  $x$  e  $y$  para la salida real y la salida estimada.

5. Desde  $t=2$  hasta  $t=\text{número de muestras}$ :
  - Crear el vector de datos  $Z$  a partir de las entradas y salidas reales.
  - Obtener  $g(t)$  a través del producto  $Z(t+1)$  por  $C(t)$ .
  - Calcular  $\alpha^2(t+1)$ .
  - Calcular  $\hat{e}(t+1)$ .
  - Actualizar  $P(t+1)$ .
  - Actualizar  $C(t+1)$ .
6.  $P(t)$  es el vector de coeficientes estimados finales.
7. Fin.

La Figura 3.7 muestra los elementos identificados mediante el método MMCR para la planta en velocidad, incluye el convertidor análogo digital (DAC), amplificador, la servo válvula, el cilindro de inyección y el sensor de velocidad, es importante mencionar que la estructura mostrada en la Figura 3.6 es igual para identificar la planta en presión únicamente reemplazando el transductor de velocidad mostrado por el sensor de presión.

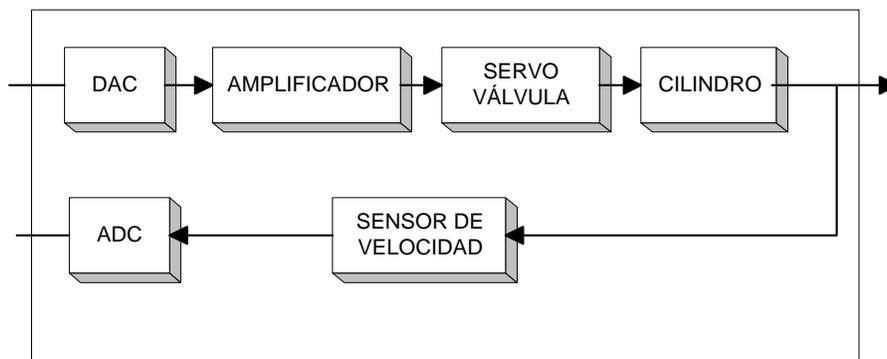


Figura 3.7. Elementos identificados por MMCR para la planta en velocidad

### 3.3 El controlador

Un controlador automático compara el valor real de la salida de una planta con la entrada de referencia (valor deseado), determina la desviación y produce una señal de control que eliminará o reducirá el error a un valor muy pequeño. En la sección 2.1 se

describen las principales acciones de control, sin embargo para aplicaciones de control en servo sistemas de inyección se ha observado que las leyes de control PI y PID han arrojado buenos resultados. En esta sección además de obtener el equivalente discreto de las dos leyes de control anteriores, se aborda el método de sintonización de los controladores, los algoritmos para efectuar tanto la sintonización como la ejecución de la ley sintonizada y finalmente la implementación digital del controlador.

### 3.3.1 Equivalentes discretos

En la sección 2.4 se menciona que un controlador puede implementarse como filtro digital de la estructura IIR, sin embargo la función matemática del filtro puede ser expresada como una función continua o discreta. Debido a que el modelo del filtro debe ser combinado con el modelo de la planta que, generalmente es de naturaleza continua, resulta necesario desarrollar un método para realizar la conversión un filtro de su forma continua a discreta y viceversa.

Si un filtro tiene una función de transferencia continua  $F(s)$  y el mismo filtro tiene a  $F(z)$  como función de transferencia discreta, las dos funciones son equivalentes pues describen la misma operación. Si una de ellas es conocida entonces es posible encontrar su función equivalente. Para encontrar  $F(z)$  cuando  $F(s)$  es conocida, se recurre a la transformada bilineal definida por la Ecuación 3.13 (Osornio, 2004).

$$s = \frac{2(z-1)}{T(z+1)} \quad 3.13$$

Donde  $T$  representa el periodo de muestreo. De igual manera es posible encontrar la función de transferencia continua  $F(s)$  a partir de la función discreta conocida  $F(z)$  con un periodo de muestreo  $T$  mediante la relación expresada en la Ecuación 3.14.

$$z = \frac{1 + \frac{T}{2}s}{1 - \frac{T}{2}s} \quad 3.14$$

### 3.3.2 Filtro PI

En la sección 2.1.3 se describen las características de ésta acción de control y la Ecuación 2.5 expresa su función de transferencia continua. Ésta ultima puede discretizarse mediante la transformada bilineal y obtener una aproximación de la función continua. Considere la función de transferencia expresada por la Ecuación 3.15 correspondiente a un controlador PI y que es equivalente a la Ecuación 2.5.

$$\frac{y(s)}{x(s)} = \frac{Kps + Ki}{s} \quad 3.15$$

Aplicando la Ecuación 3.13 a 3.15, se obtiene le expresión mostrada en la Ecuación 3.16.

$$\frac{y(z)}{x(z)} = \frac{(kiT - 2kp)z^{-1} + (2kp + kiT)}{-2z^{-1} + 2} \quad 3.16$$

Sin embargo dado que la ley de control será ejecutada por un controlador digital, en necesario aplicar la transformada Z inversa a 3.16 para obtener la Ecuación en diferencias mostrada en 3.17.

$$y(k) = \frac{1}{2}[(P + I)x(k) + (I - P)x(k - 1) + 2y(k - 1)] \quad 3.17$$

Donde P e I son las ganancias proporcional e integral del PI discreto, y presentan la siguiente relación con sus homólogos continuos:

$$P = 2kp \quad 3.18$$

$$I = KiT \quad 3.19$$

La Ecuación 3.17 representa entonces la expresión final del filtro digital que ha de implementarse como controlador PI.

### 3.3.3 Filtro PID

Aunque la literatura sobre la implementación digital del PID es amplia y variada, considere la función de transferencia mostrada en la Ecuación 3.20, correspondiente a un PID continuo y que es equivalente a la Ecuación 2.7.

$$\frac{y(s)}{x(s)} = kp + \frac{ki}{s} + kds \quad 3.20$$

La Ecuación 3.21 representa la función de transferencia discreta del controlador PID cuyas ganancias P,I y D representan las ganancias proporcional, integral y derivativa respectivamente.

$$\frac{y(z)}{x(z)} = P + I\left(\frac{1}{1-z^{-1}}\right) + D(1-z^{-1}) \quad 3.21$$

La relación entre las ganancias del PID continuo y discreto se muestran en las Ecuaciones 3.22, 3.23 y 3.24.

$$P = Kp - \frac{KpT}{2T_i} \quad 3.22$$

$$I = \frac{KpT}{T_i} \quad 3.23$$

$$D = \frac{KpT_d}{T} \quad 3.24$$

Donde:

$$T_i = \frac{Kp}{Ki}$$

$$T_d = \frac{Kd}{Kp}$$

Para lograr la implementación del filtro PID en un sistema digital, es necesario transformar la forma discreta expresada en la ecuación 3.21 a una representación que el sistema digital pueda realizar. En la Ecuación 3.25 se muestra una función de transferencia discreta de segundo orden obtenida al desarrollar la Ecuación 3.21, cuyos coeficientes se determinan mediante las Ecuaciones 3.26, 3.27, 3.28, 3.29 y 3.30.

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2}} \quad 3.25$$

$$b_0 = P + D + I \quad 3.26$$

$$b_1 = -(P + 2D) \quad 3.27$$

$$b_2 = D \quad 3.28$$

$$a_1 = 1 \quad 3.29$$

$$a_2 = 0 \quad 3.30$$

Al aplicar la transformada Z inversa a la ecuación 3.25 se obtiene la Ecuación en diferencias 3.31 que puede ser implementada en cualquier procesador digital de señales.

$$y(k) = b_0 x(k) + b_1 x(k-1) + b_2 x(k-2) + a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) \quad 3.31$$

### 3.4 Sintonía del controlador

En 2.3 se describen varios métodos para realizar la sintonía del controlador. Osornio (2007) menciona que el de diseño analítico resulta ser el mas efectivo para las implementaciones digitales e incluso aparece en algunos controladores comerciales por la eficacia y facilidad de la implementación de sus algoritmos. El presente trabajo emplea tal método para el diseño de los controladores y a continuación se presenta el procedimiento de sintonía de los controladores a emplear una vez que han sido planteados en 2.3 los principios en los que se basa tal método.

#### 3.4.1 Sintonía del filtro PI

El proceso de sintonización para el controlador PI a través del método analítico, se describe a continuación:

1. Considere un filtro PI de la forma mostrada en la Ecuación 3.32 y que es equivalente a la forma mostrada en 3.15.

$$H(s) = \frac{k(s+a)}{s} \quad 3.32$$

Y también asuma que la planta identificada mediante el MMCR presenta una estructura de segundo orden mostrada en la Ecuación 3.33.

$$F(s) = \frac{(s+g)(s+h)}{(s+i)(s+j)} \quad 3.33$$

2. Obtener la fase que requiere compensar el controlador mediante la Ecuación 3.34 para lograr el Margen de fase  $MF$  deseado.

$$fase = MF - 180^\circ \quad 3.34$$

3. Obtener el valor de  $a$  a partir de las Ecuaciones 3.35 y 3.36 que describen la fase del sistema.

$$f_{ase} = \tan^{-1}\left(\frac{w_c}{g}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{w_c}{h}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{w_c}{a}\right) - 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{w_c}{i}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{w_c}{j}\right) \quad 3.35$$

$$a = \frac{\omega_c}{\tan\left[f_{ase} - \tan^{-1}\left(\frac{w_c}{g}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{w_c}{h}\right) + 90^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{w_c}{i}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{w_c}{j}\right)\right]} \quad 3.36$$

4. Calcular el valor de  $k$  a partir de la magnitud de todo el sistema incluyendo el controlador mediante las Ecuaciones 3.37 y 3.38.

$$|L(jw_c)| = \frac{k * \sqrt{w_c^2 + g^2} * \sqrt{w_c^2 + h^2} * \sqrt{w_c^2 + a^2}}{w_c * \sqrt{w_c^2 + i^2} * \sqrt{w_c^2 + j^2}} = 1 \quad 3.37$$

$$k = \frac{w_c * \sqrt{w_c^2 + i^2} * \sqrt{w_c^2 + j^2}}{\sqrt{w_c^2 + g^2} * \sqrt{w_c^2 + h^2} * \sqrt{w_c^2 + a^2}} \quad 3.38$$

5. Definir la función resultante del filtro PI a partir de la Ecuación 3.39, a partir de la cual se obtiene una relación con la función de transferencia planteada por 3.15.

$$F(s) = \frac{k(s+a)}{s} = \frac{ks+ka}{s} \quad 3.39$$

Entonces de acuerdo a 3.15 se tiene:

$$kp = k \quad 3.40$$

$$ki = k * a \quad 3.41$$

### 3.4.2 Sintonía del filtro PID

En el caso de la sintonía del filtro PID se procede de manera similar al caso anterior:

1. Considere un filtro PID de la forma mostrada en la Ecuación 3.42 y que es equivalente a la expresada en 3.20.

$$H(s) = \frac{k(s+a)(s+b)}{s} \quad 3.42$$

Asuma también que la planta identificada mediante el MMCR presenta una estructura de segundo orden mostrada en la Ecuación 3.33.

2. Obtener la fase que requiere compensar el controlador mediante la Ecuación 3.34 para lograr el Margen de fase  $MF$  deseado.
3. Sintonizar el filtro PID seleccionando el valor de  $a$ , de manera que contribuya con  $90^\circ$  en fase para que se elimine con el polo del filtro y toda la contribución en fase la haga  $b$ . Para esto,  $a$  debe cumplir la relación expresada en la Ecuación 3.43.

$$a = \frac{\omega_c}{57295.77951} \quad 3.43$$

4. Obtener el valor de  $b$  a partir de las Ecuaciones 3.44 y 3.45 que describen la fase del sistema.

$$fase = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{g}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{h}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{a}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{b}\right) - 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{i}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{j}\right) \quad 3.44$$

$$b = \frac{\omega_c}{\tan\left[fase - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{g}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{h}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{a}\right) + 90^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{i}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c}{j}\right)\right]} \quad 3.45$$

5. Calcular el valor de  $k$  a partir de la magnitud de todo el sistema incluyendo el controlador mediante las Ecuaciones 3.46 y 3.47.

$$|L(jw_c)| = \frac{k * \sqrt{w_c^2 + g^2} * \sqrt{w_c^2 + h^2} * \sqrt{w_c^2 + a^2} * \sqrt{w_c^2 + b^2}}{w_c * \sqrt{w_c^2 + i^2} * \sqrt{w_c^2 + j^2}} = 1 \quad 3.46$$

$$k = \frac{w_c * \sqrt{w_c^2 + i^2} * \sqrt{w_c^2 + j^2}}{\sqrt{w_c^2 + g^2} * \sqrt{w_c^2 + h^2} * \sqrt{w_c^2 + a^2} * \sqrt{w_c^2 + b^2}} \quad 3.47$$

6. Definir la función resultante del filtro PID a partir de la Ecuación 3.48, a partir de la cual se obtiene una relación con la función de transferencia planteada por 3.20.

$$F(s) = \frac{k(s+a)(s+b)}{s} = \frac{ks^2 + ks(a+b) + kab}{s} = ks + k(a+b) + \frac{kab}{s} \quad 3.48$$

Entonces de acuerdo a 3.20 se tiene:

$$kp = k(a+b) \quad 3.49$$

$$ki = kab \quad 3.50$$

$$kd = k \quad 3.51$$

### 3.5 Implementación digital

Esta sección describe la implementación en hardware de un controlador general que permita ejecutar la principales leyes de control clásicas: P (Proporcional), I (Integral), PI (Proporcional-Integral, PD (Proporcional-Derivativo), PID (Proporcional-Integral-Derivativo) y Compensadores de Adelanto y Atraso empleando para ello un microcontrolador MC68HC908GP32.

Se ha planteado que el objetivo del presente trabajo es el diseño de un controlador para las variables velocidad y presión del cilindro de inyección. Hasta ahora el planteamiento realizado se enfocó al diseño de una sola ley de control, asumiendo que para ambas plantas (presión y velocidad) la estructura es la misma. Sin embargo, es necesario

contar con dos estructuras idénticas ejecutando cada una la ley de control correspondiente a la variable que en determinado instante se desea controlar. La Figura 3.8 muestra un diagrama de bloques de lo mencionado. Cada controlador trabaja continuamente, sin embargo las entradas INY y V/P controlan flujo del dato que ha de enviarse al DAC de acuerdo con la variable que desee controlarse. Si INY es activada mediante una nivel alto, podrá elegirse entre regular la velocidad ( $V/P=0$ ) ó presión ( $V/P=1$ ). Si INY tiene un nivel bajo, el DAC será cargado con un valor fijo que permita la descompresión del cilindro.

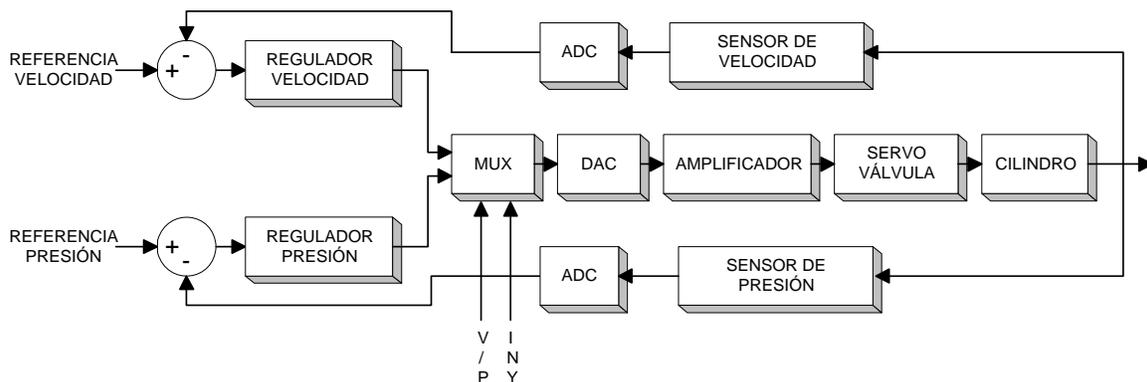


Figura 3.8. Controlador dual

La Figura 3.9 muestra el diagrama de flujo del algoritmo implementado en el microcontrolador MC68HC908GP32, en él puede observarse que para lograr el tiempo de muestreo constante, las ecuaciones de diferencias de ambas leyes de control son atendidas a través de una interrupción temporizada cada 1 ms, en la cual dependiendo del estado de las entradas de control, se realiza el cálculo del controlador seleccionado o en su defecto si ninguna de ellas está activada, simplemente sale de la interrupción. En la función principal, se realiza la lectura de los valores de las constantes P e I de cada controlador y las referencias deseadas para cada variable a controlar, posteriormente se leen las entradas de control para definir qué controlador va a aplicarse y se activan algunas banderas internas para indicarle a la rutina de interrupción qué controlador ha de ejecutarse, si ninguna entrada esta activa, simplemente se escribe en el DAC un valor fijo que permite la descompresión del cilindro de inyección. En la rutina de interrupción, una vez que se ha realizado el cálculo de alguno de los controladores se habilita una nueva escritura del DAC

con el valor más reciente calculado por el controlador. Dado que la programación se efectúa en lenguaje C estándar las operaciones de números de más de 8 bits y fraccionarios se efectúan sin problema en el compilador con formatos de hasta 64 bits para constantes tipo double en formatos de punto flotante. El controlador emplea un total de 8 canales para entrada analógica de 8 bits de resolución para un rango de 0-5 VDC, tres entradas de control digital a 24 VCD y un canal de salida del DAC de 12 bits de resolución para tensiones de salida  $\pm 10$  VDC, todo lo anterior a expensas de una fuente de 24 VCD. Opcionalmente es posible incluir al controlador convertidores de 12 bits de resolución con protocolo de comunicación serial.

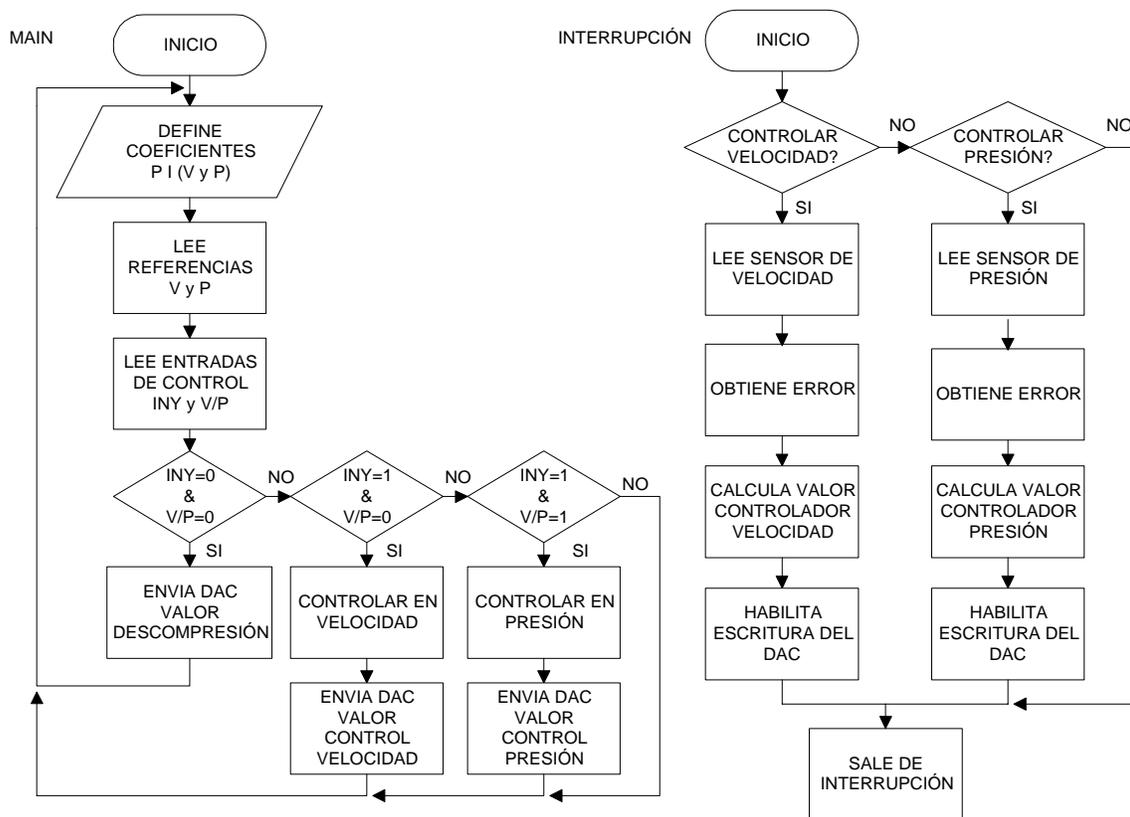


Figura 3.9. Diagrama de flujo del controlador dual

### 3.6 Interfaz de potencia

La interfaz de potencia o amplificador, como se le ha designado en los diagramas a bloques que se han venido mostrando, es un elemento clave dentro del sistema de control. La función primordial de este bloque es tomar la señal entregada por el DAC ( $\pm 10$  V) y transformarla en una señal PWM cuyo ciclo de servicio es proporcional a la tensión aplicada y con la polaridad de la señal de referencia. La señal entregada por el amplificador tiene las características eléctricas necesarias para excitar directamente la bobina de la servo válvula y provocar que ésta última modifique el flujo de aceite hidráulico hacia el cilindro.

#### 3.6.1 La modulación por ancho de pulso

La modulación por ancho de pulso (PWM, *pulse width modulation*) es una técnica de modulación en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica en muchas aplicaciones con la finalidad de variar la potencia eléctrica aplicada a una carga. La Figura 3.10 muestra el principio de funcionamiento de este tipo de modulación.

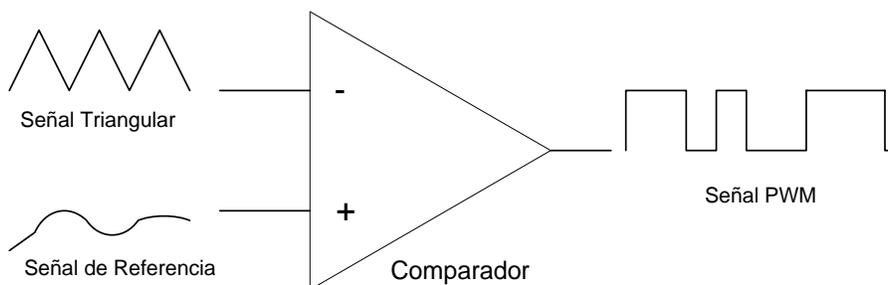


Figura 3.10. Principio de funcionamiento de un PWM

En la Figura 3.10 se emplea un amplificador operacional al que se introduce una señal triangular por su terminal inversora y una señal de referencia en su terminal no inversora. Como resultado de la comparación de estas dos señales, se obtiene una serie de impulsos de frecuencia y amplitud constante pero ciclo de servicio variable, es decir una señal modulada por ancho de pulso. La Figura 3.11 muestra la representación gráfica de tales señales y puede observarse la onda PWM resultante.

Una señal PWM con ciclo de servicio cercano a 0% del periodo de la onda aplicará la potencia eléctrica de la fuente por un periodo muy corto de tiempo, como consecuencia de ello la potencia promedio aplicada a la carga es muy pequeña. Si el ciclo de servicio es cercano al 100% se aplicará la potencia eléctrica de la fuente por un periodo largo y la potencia promedio aplicada a la carga será alta.

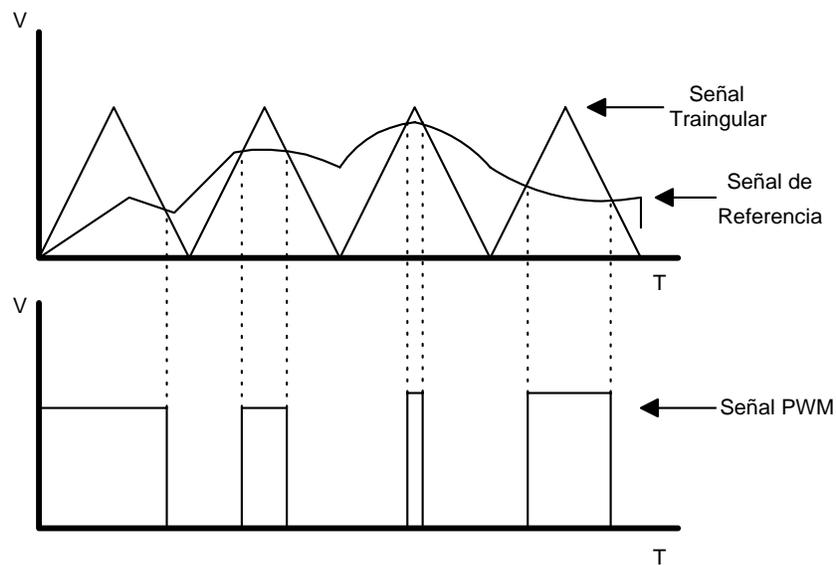


Figura 3.11. Generación de una onda PWM

### 3.6.2 Diseño del hardware

El diagrama de bloques de la interfaz de potencia requerida para manipular la servo válvula se muestra en la Figura 3.12. El amplificador debe recibir una referencia analógica de  $\pm 10$  V y transformar tal referencia en una onda PWM con polaridad y ciclo de servicio proporcional a la referencia. Adicionalmente se incluyen terminales de control para habilitación del amplificador, sentido de operación del PWM, paro de emergencia y una salida de falla interna del amplificador. La señal de falla opera cuando se ha detectado un flujo de corriente excesivo en el puente H y su acción es bloquear el disparo de los MOSFET de potencia que constituyen el puente, además de activar un contacto seco para alertar a dispositivos externos de que se ha producido un fallo en el amplificador.

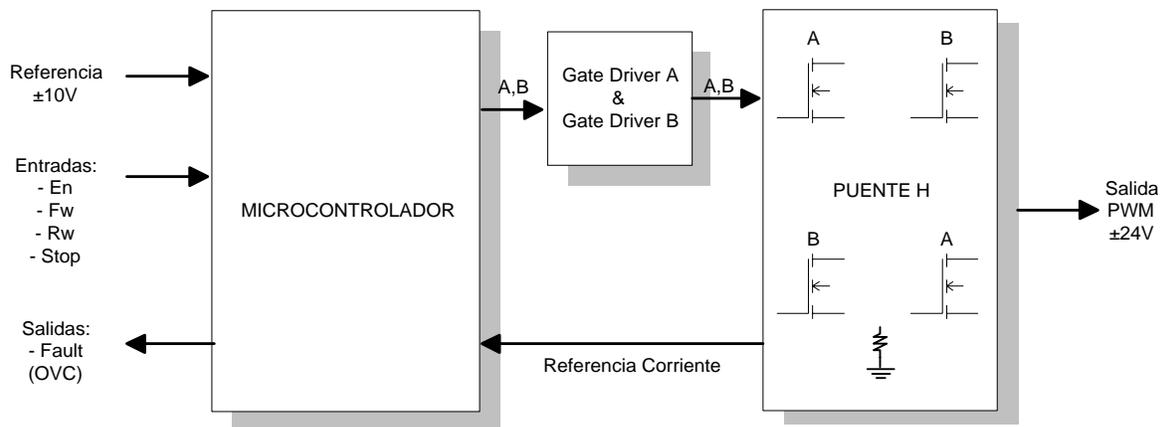


Figura 3.12. Diagrama de bloques de la interfaz de potencia

La operación de la interfaz de potencia es controlada en su totalidad por un microcontrolador MC68HC908QY4 que ejecuta el algoritmo mostrado en la Figura 3.13. Básicamente lee la referencia de ancho de pulso con una resolución de 8 bits, determina entonces si debe ejecutar un comando de PWM positivo o negativo, activa los MOSFET correspondientes, verifica la corriente consumida por la carga, si es mayor a un valor predefinido desactiva los MOSFET y activa la salida de falla, si no es así mantiene activados los MOSFET hasta que se haya alcanzado la referencia. Una vez que se ha agotado el ciclo de servicio, espera hasta que se agote el periodo de la onda y vuelve a leer la referencia para iniciar otro ciclo de modulación. En cada ciclo es verificada la señal de ENABLE del amplificador, si en algún momento fuese desactivada, los MOSFET son bloqueados y el amplificador entra en un ciclo de espera hasta que sea activada la terminal ENABLE. Todo lo anterior es realizado por el microcontrolador en un periodo de 1 ms.

La interfaz de potencia esta diseñada para proveer una salida PWM bipolar a 24 VCD, cuya portadora tiene una frecuencia de 1 KHz, y soporta cargas de hasta 14 A, aunque ha sido limitada en el algoritmo a 3 A. Todo lo anterior a expensas de ser alimentada con una tensión de 24 VCD.

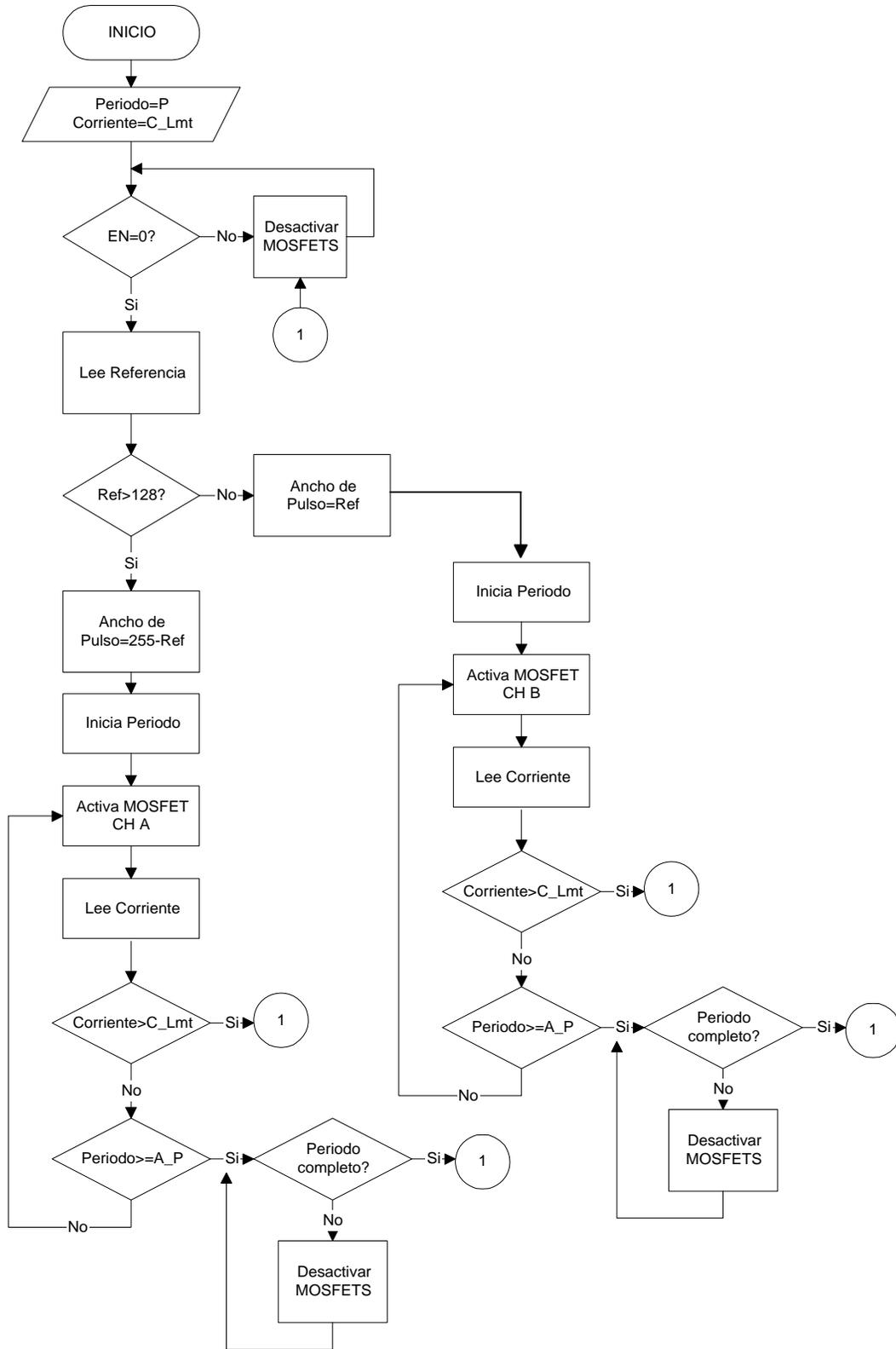


Figura 3.13 Diagrama de flujo ejecutado por el microcontrolador en la interfaz de potencia

## IV. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En esta sección se presentan los resultados obtenidos para el sistema de control desarrollado en esta Tesis, el cuál se prueba en los sistemas de velocidad y presión de inyección de la máquina inyectora de plástico. Por lo tanto se presentan la identificación, sintonización y ejecución de la ley de control para los sistemas de velocidad y presión de inyección.

### 4.1 Identificación recursiva

Este apartado muestra los resultados obtenidos al aplicar el algoritmo de identificación recursiva basado en el MMCR a los sistemas de velocidad y presión de inyección mencionados.

#### 4.1.1 Identificación del sistema de velocidad

En esta prueba se utilizó el hardware mostrado en la Figura 4.1 que básicamente es el sistema de adquisición de datos y la interfaz de potencia diseñada, en adición de algunos bloques necesarios para acoplar las señales análogas bipolares a una señal unipolar y viceversa, ya que el DAC y ADC empleados son unipolares (0-5 VCD) y la interfaz de potencia debe recibir una señal bipolar ( $\pm 10$  VCD), así como también se consideró que el sensor de velocidad puede entregar señales bipolares según el sentido de avance del cilindro de inyección.



Figura 4.1. Hardware empleado en la identificación del sistema de velocidad y presión

El algoritmo empleado para efectuar la identificación mediante el MMCR fue programado en lenguaje C++ y ejecutado bajo el sistema operativo MS-DOS para lograr un tiempo de muestreo constante e igual a 1 ms. El listado A-1 del apéndice A muestra el código utilizado para efectuar la identificación. Se aplicó el método recursivo para reconstruir el modelo de segundo orden continuo de la Ecuación 3.33 al sistema mostrado en la Figura 3.7, los coeficientes que reconstruyen el modelo se muestran en la Tabla 4.1.

$g = 2000$
$h = 72.6$
$i = 2096$
$j = 0.7$

Tabla 4.1. Coeficientes del modelo estimado para el sistema de velocidad de inyección

La Ecuación 4.1 describe el modelo identificado continuo de acuerdo a la Ecuación 3.33 que se utilizó para la sintonización de las leyes de control y que fue obtenido aplicando la transformada bilineal a la función de transferencia discreta arrojada por el MMCR descrita por la Ecuación 3.3.

$$F(s) = \frac{(s + 2000)(s + 72.6)}{(s + 2096)(s + 0.7)} \quad 4.1$$

El listado B-1 del apéndice B muestra el algoritmo realizado en MATLAB para realizar la conversión del modelo discreto obtenido por el MMCR al modelo continuo presentado a través de la transformada bilineal descrita por la Ecuación 3.14.

#### 4.1.2 Identificación del sistema de presión

En esta prueba se utilizó el mismo hardware mostrado en la Figura 4.1, así como también los mismos algoritmos empleados al identificar el sistema de velocidad. Se aplicó el método recursivo para reconstruir el modelo de segundo orden continuo de la Ecuación

3.33 a un sistema similar al mostrado en la Figura 3.7, a diferencia de que en este caso el sensor de velocidad fue reemplazado por un sensor de presión, los elementos restantes son iguales a la estructura mostrada en 3.7. Los coeficientes que reconstruyen el modelo se muestran en la Tabla 4.2.

$g = 2000$
$h = 11.6$
$i = 3910$
$j = 1.1$

Tabla 4.2. Coeficientes del modelo estimado para el sistema de presión de inyección

La Ecuación 4.2 describe el modelo identificado continuo para el sistema de presión obtenido mediante un proceso idéntico al aplicado para obtener la Ecuación 4.1.

$$F(s) = \frac{(s + 2000)(s + 11.6)}{(s + 3910)(s + 1.1)} \quad 4.2$$

## 4.2 Sintonización de las leyes de control

El listado B-2 y B-3 del apéndice B muestra los algoritmos diseñados para efectuar la sintonización de leyes de control PI y PID partiendo de un margen de fase y frecuencia de cruce deseadas basados en la sintonía por respuesta en frecuencia descrita en 2.3 y desarrollada en 3.3 para los casos concretos de reguladores PI y PID. Ambos algoritmos fueron realizados en MATLAB y reciben una estructura para la planta a sintonizar del tipo mostrado en la Ecuación 3.33.

### 4.2.1 Sintonización del controlador de velocidad

Aplicando los algoritmos mostrados en el apéndice B al modelo de velocidad de inyección expresado por la Ecuación 4.1 con un margen de fase de 45°, una frecuencia de

cruce de 5 rad/seg y un tiempo de muestreo  $T=0.001$  s, solo fue posible sintonizar la ley PI para obtener las respuestas deseadas. Al aplicar la metodología planteada en 3.4.1 al modelo de 4.1 se obtuvieron los coeficientes del filtro PI mostrados en la Tabla 4.3.

$K_p = 0.0397$
$K_i = 0.3046$

Tabla 4.3. Coeficientes de sintonización del PI continuo para sistema de velocidad

La función de transferencia continua del controlador se expresa en la Ecuación 4.3.

$$F(s) = \frac{0.0397s + 0.3046}{s} \quad 4.3$$

La ecuación en diferencias 4.4 para la implementación del filtro en un sistema digital se obtiene mediante las relaciones establecidas en 3.17, 3.18 y 3.19 con un tiempo de muestreo  $T=0.001$  s.

$$y(k) = 0.041223x(k) - 0.038177x(k-1) + y(k-1) \quad 4.4$$

Las graficas de Bode de la Figura 4.2 validan la sintonización del sistema que incluye todos los elementos de la planta de velocidad de inyección y el controlador PI, se aprecia que a la frecuencia de diseño  $\omega_c$  se cumple con el margen de fase deseado de  $45^\circ$  (fcon2). Se muestra también la respuesta en frecuencia de la planta sin controlador (fcon1) para realizar la comparativa de la planta con y sin controlador.

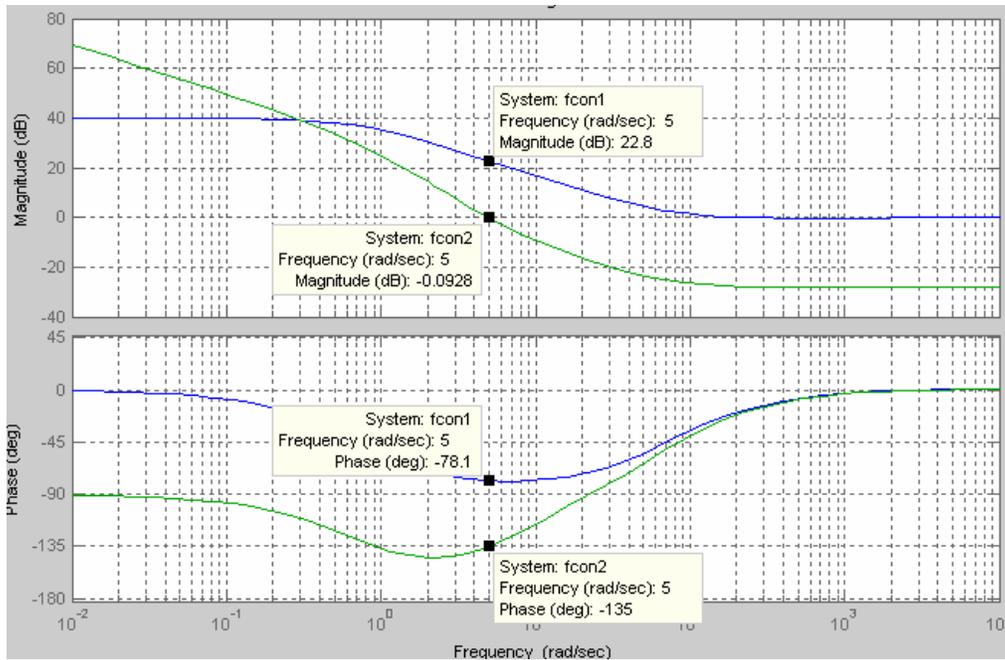


Figura 4.2. Graficas de bode para el sistema controlador-planta velocidad

#### 4.2.2 Sintonización del controlador de presión

Al someter el modelo identificado en 4.2 correspondiente al sistema de presión de inyección a los algoritmos expuestos en el apéndice B, con un margen de fase de  $45^\circ$ , una frecuencia de cruce de 5 rad/seg y un tiempo de muestreo  $T=0.001$  s, se observa nuevamente que solo fue posible sintonizar la ley PI para obtener las respuestas deseadas. Al aplicar la metodología planteada en 3.4.1 al modelo de 4.2 se obtuvieron los coeficientes del filtro PI mostrados en la Tabla 4.4.

$K_p = 0.1268$
$K_i = 3.9114$

Tabla 4.4. Coeficientes de sintonización del PI continuo para sistema de presión

La función de transferencia continua del controlador para el sistema de presión se expresa en la Ecuación 4.5.

$$F(s) = \frac{0.1268s + 3.9114}{s} \quad 4.5$$

Para obtener la ecuación en diferencias equivalente a 4.3 se aplican nuevamente las relaciones expresadas en 3.17, 3.18 y 3.19 con un tiempo de muestreo  $T=0.001$  s y el resultado es la Ecuación 4.6 que puede ser implementada en cualquier sistema digital .

$$y(k) = 0.12875x(k) - 0.1248x(k-1) + y(k-1) \quad 4.6$$

Nuevamente las graficas de Bode de la Figura 4.3 validan la sintonización del sistema que incluye todos los elementos de la planta de presión de inyección y el controlador PI, se aprecia que a la frecuencia de diseño  $w_c$  se cumple con el margen de fase deseado de  $45^\circ$  (fcon2). Se incluye también la respuesta en frecuencia de la planta sin controlador (fcon1) para realizar la comparativa de la planta con y sin controlador.

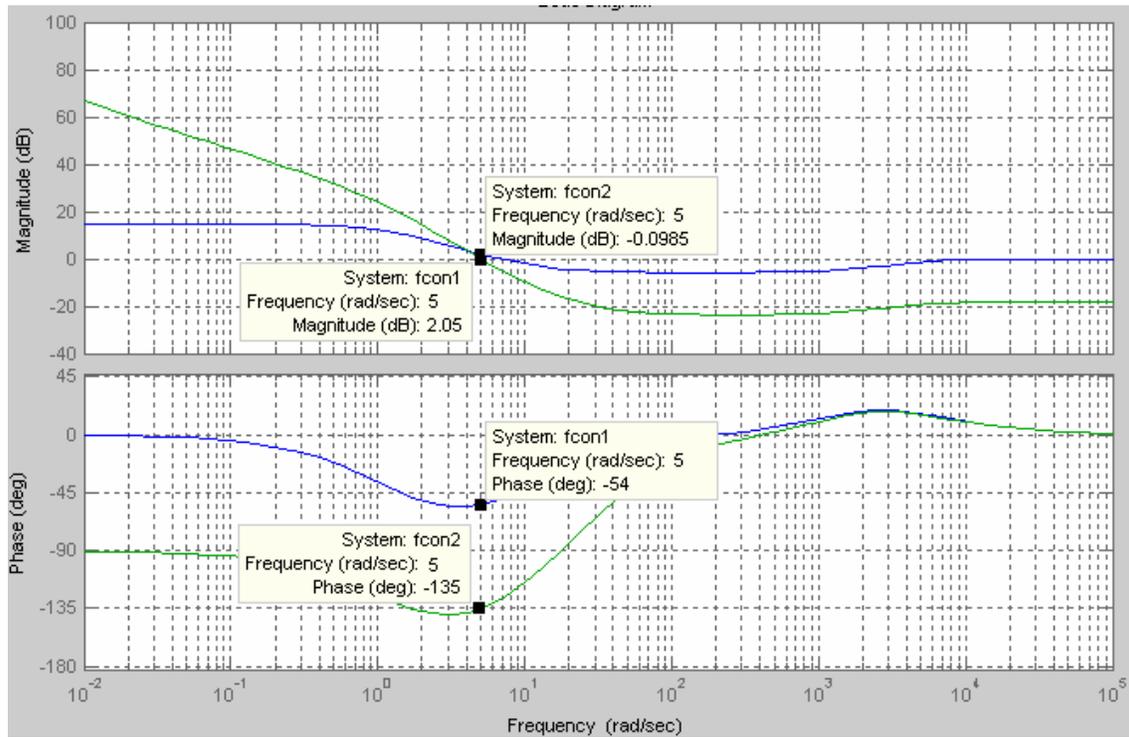


Figura 4.3. Graficas de bode para el sistema controlador-planta presión

### 4.3 Respuesta de controladores

La ejecución de las leyes de control sintonizadas en el apartado o anterior fueron programadas de manera preliminar en lenguaje C++ y ejecutadas desde una computadora personal operando desde MS-DOS para obtener tiempos de muestreo constantes. El apéndice A-2 muestra el código utilizado para este fin. Posteriormente son implementadas en el microcontrolador para su aplicación final en el proceso.

#### 4.3.1 Controlador de velocidad

La Figura 4.4 muestra la respuesta observada en el conjunto planta-controlador al ejecutar la ley de control sintonizada para el sistema de velocidad con una referencia de 300 (7.5 cm/s). Puede observarse un retardo inicial debido a una zona muerta de operación de la servo válvula y un sobre impulso producto de la saturación de la componente integral del controlador al no presentarse una respuesta sistema sobrepaso de la salida del controlador por el limite inferior de la zona muerta de la servo válvula.

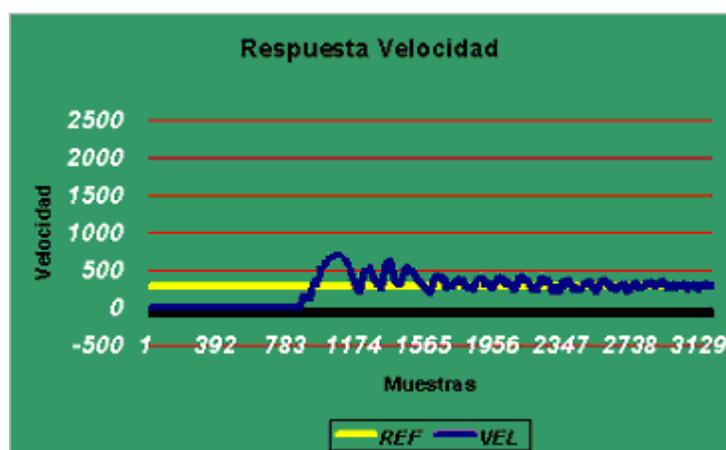


Figura 4.4. Respuesta de la planta-controlador en modo velocidad

### 4.3.2 Controlador de presión

La Figura 4.5 muestra la respuesta observada en el conjunto controlador-planta al ejecutar la ley de control sintonizada para el sistema de presión con una referencia de 200 (560 lb/pulg<sup>2</sup>).

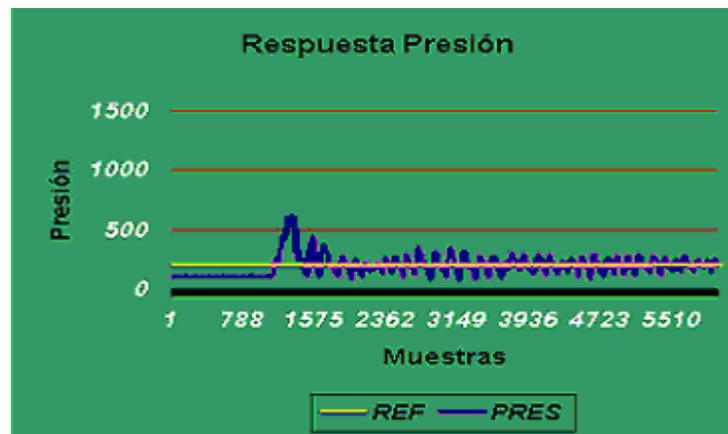


Figura 4.5. Respuesta de la planta-controlador en modo presión

### 4.4 El controlador digital

La Figura 4.6 muestra el diseño del controlador digital construido y utilizado para ejecutar las leyes de control sintonizadas. Tal controlador será la aplicación final a instalarse en la máquina inyectora de plástico. El apartado C-1 del Apéndice C exhibe el diagrama esquemático del controlador y el Listado D-1 del Apéndice D exhibe el código introducido en el microcontrolador para ejecutar el controlador dual.

### 4.5 Interfaz de Potencia

Finalmente se presenta a continuación el diseño final de la interfaz de potencia planteada en 3.6. La Figura 4.7 muestra el diseño del circuito impreso y la Figura 4.8 exhibe el aspecto físico real del amplificador construido para realizar las pruebas de los controladores. El apartado C-2 del Apéndice C muestra el diagrama esquemático de la

interfaz de potencia y el Listado D-2 del Apéndice D exhibe el código introducido en el microcontrolador.

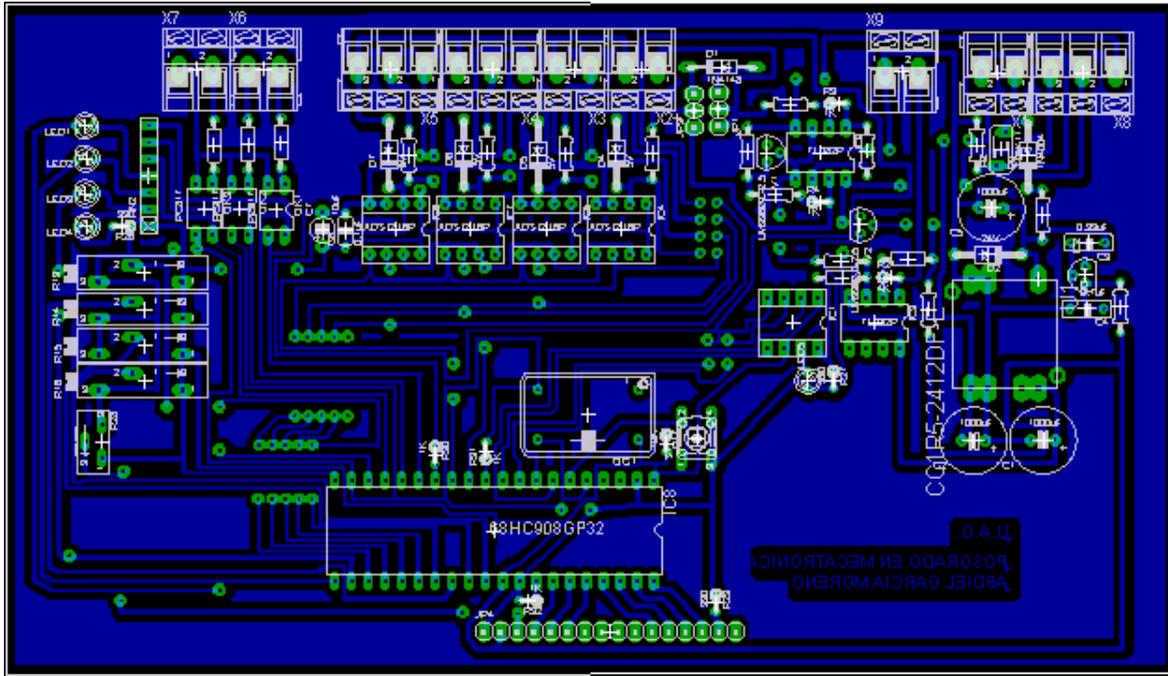


Figura 4.6. Diseño del PCB controlador digital

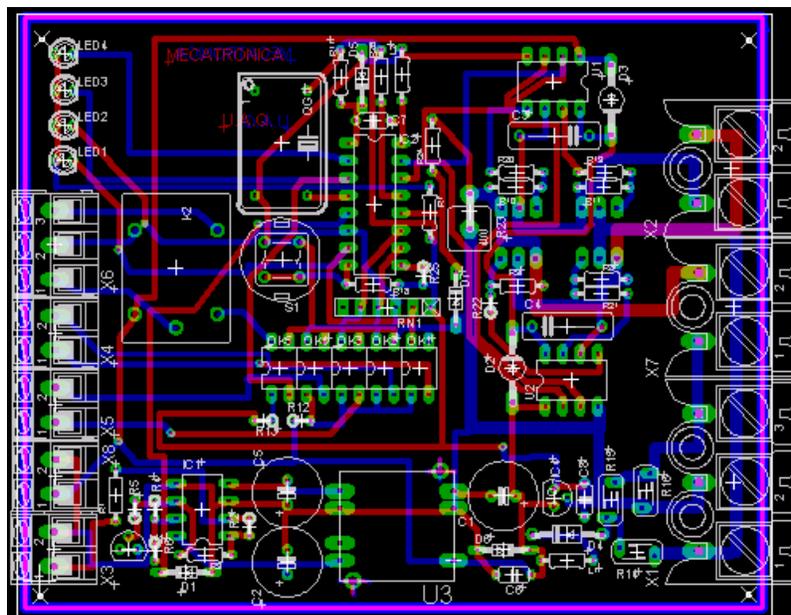


Figura 4.7. Diseño del PCB de la interfaz de potencia

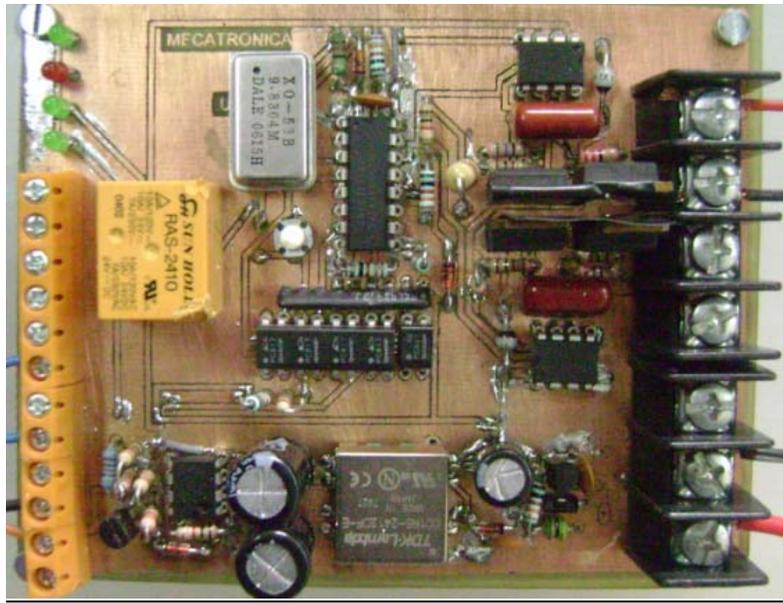


Figura 4.8. Aspecto físico de la interfaz de potencia

## V. CONCLUSIONES

El desarrollo del presente trabajo ha hecho posible realizar una propuesta de un controlador para la regulación de dos de los parámetros especializados del proceso de inyección: la presión y la velocidad de inyección.

Aplicar las técnicas de identificación, sintonización e implementación digital de controladores facilita la obtención de buenos resultados a la hora de plantear soluciones a un sistema que carece de control o bien, no opera apropiadamente.

El contar con un sistema digital como dispositivo que ejecuta una ley de control implica contar con la ventaja de la versatilidad del mismo, que en momento de realizar ajustes para optimizar el desempeño del sistema, ahorra una gran cantidad de recursos demandados por otro tipo de sistemas de control, como los analógicos que requieren re-configuraciones físicas.

Si bien en la práctica es difícil la obtención de los modelos de sistemas a controlar a través de métodos analíticos, los métodos paramétricos (MMCR, por ejemplo) arroja resultados muy aceptables para fines de control, no importando la complejidad que el sistema implique.

El método de sintonía por respuesta en frecuencia empleado constituye una herramienta muy útil y relativamente sencilla que permite encontrar los mejores parámetros para leyes de control y propicia la optimización del desempeño de los controladores.

## **BIBLIOGRAFÍA**

Aguado Behar Alberto. 2000. Temas de Identificación y Control Adaptable. ICIMAF. 1ª Edición. Cuba.

Bravo Curiel José Agustín. 2004. Desarrollo de un Control Modular para Maquinaria Aplicado a una Máquina de Inyección de Plástico. Tesis de Maestría. México.

Callister William. 2000. Introducción a la Ciencia e Ingeniería de los Materiales. Ed. Reverté. 3ª Edición. España.

De Rose Don. 2003. Typical Proportional and Servo Valve Control Systems. Fluid Power Journal.

Distefano Joseph, Stubberud Allen, Williams Ivan. 1992. Retroalimentación y Sistemas de Control. Mc Graw Hill. 2ª Edición. México.

Enríquez Edgar. 2006. Sistema de Control de Temperatura Aplicado a Máquina de Inyección de Plástico. Tesis de Maestría. México.

Freescale Semiconductor, Inc. 2008. Datasheet MC68HC908GP32 8-bit Microcontroller. URL: [www.freescale.com](http://www.freescale.com).

Freescale Semiconductor, Inc. 2008. Datasheet MC68HC908QY4 8-bit Microcontroller. URL: [www.freescale.com](http://www.freescale.com).

Censos Económicos 2004. Instituto Nacional de Estadística y Geografía (INEGI). URL: [www.inegi.gob.mx](http://www.inegi.gob.mx).

Kuo Benjamín. 1991. Sistemas Automáticos de Control. CECSA. 2ª Edición. México.

Kuo Benjamín. 2006. Sistemas de Control Digital. CECSA. 2ª Edición. México.

Maloney Timothy J. 1983. Electrónica Industrial, Dispositivos y Sistemas. Prentice Hall. 1ª

Maxinez David, Alcalá Jessica. 2003. VHDL El Arte de Programar Sistemas Digitales. CECSA. 1ª Edición. México.

Ogata Katsuhiko. 2003. Ingeniería de Control Moderna. Prentice Hall. 4ª Edición. España.

Osornio Roque. 2004. Diseño y Construcción de una Tarjeta Controladora de 3 Ejes. Tesis de Maestría. México.

Pallás Ramón. 2001. Sensores y Acondicionadores de Señal. Alfaomega-Marcombo. 3ª Edición. México.

Peña Miguel, Alvarez Hernán, Carelli Ricardo. 2007. Modelado e Identificación con un Modelo Borroso del Tipo Takagi-Sugeno. Argentina.

Roca Alfred. 2002. Control de Procesos. Alfaomega. 2ª Edición. México.

Smith William. 1998. Fundamentos de la Ciencia e Ingeniería de Materiales. Mc Graw Hill. 3ª Edición. México.

## **APÉNDICES**

## APÉNDICE A. Programas en C++.

Listado A-1. Programa para realización de identificación recursiva mediante MMCR.

---

```
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
#include<math.h>
#include<dos.h>
#include<time.h>
#include<stdlib.h>

#define pa 0x300
#define pb 0x301
#define pc 0x302
#define config 0x303

float u[3],y[3],varphi=0.98,var=0.1,P[5],P0[5],C0[5][5],C[5][5],g[5],gt[5];
float alpha2,b0[3],a1[3],b1[3],a2[3],b2[3],e[3],nu[3],sigma2[3],wn,z[5],zt[5];
float ggt[5][5];
int t,i,j,it,au;
int k,digito,digito2,g1[16],c,d,dato,lectura;
char caracter;

int enviadac(int dato);
void recadc(void);
void delayp(int cons);

void main()
{ clrscr();
  digito=0x41;
  outportb(config,digito); //Configura PPI

  C0[0][0]=100;
  C0[0][1]=0;
  C0[0][2]=0;
  C0[0][3]=0;
  C0[0][4]=0;

  C0[1][0]=0;
  C0[1][1]=100;
  C0[1][2]=0;
  C0[1][3]=0;
  C0[1][4]=0;

  C0[2][0]=0;
  C0[2][1]=0;
  C0[2][2]=100;
  C0[2][3]=0;
  C0[2][4]=0;

  C0[3][0]=0;
  C0[3][1]=0;
  C0[3][2]=0;
```

```

C0[3][3]=100;
C0[3][4]=0;

C0[4][0]=0;
C0[4][1]=0;
C0[4][2]=0;
C0[4][3]=0;
C0[4][4]=0;

P0[0]=0.1;
P0[1]=0.1;
P0[2]=0.1;
P0[3]=0.1;
P0[4]=0;

randomize();

for(t=0;t<3;t++)
{ u[t]=random(2);
  y[t] = 0;
  b0[t] = 0.1;
  a1[t] = 0.1;
  b1[t] = 0.1;

  for(i=0;i!=5;i++)
  {for(j=0;j!=5;j++)
    {C[i][j]=C0[i][j];
    }
  }
  for(i=0;i!=5;i++)
  {P[i]=P0[i];
  }
  e[t] = 0;
  nu[t] = 0;
  sigma2[t] = 0;
}
au=0;

do
{
  if(it<=700)
    {u[2]=1100;
    }
  else if(it<=1000 && it>700)
    {u[2]=-500;
    }
  else if(it<=1700 && it>1000)
    {u[2]=1150;
    }
  else if(it<=2100 && it>1700)
    {u[2]=-800;
    }
  else if(it<=2500 && it>2100)
    {u[2]=1200;
    }
  else if(it<=3000 && it>2500)
    {u[2]=-1000;
    }
}

```

```

    }
else if(it<=3500 && it>3000)
    {u[2]=1250;
    }
else if(it<=4100 && it>3500)
    {u[2]=-1200;
    }
else if(it<=4500 && it>4100)
    {u[2]=1300;
    }
else if(it<=5000 && it>4500)
    {u[2]=-1400;
    }

enviadac(u[2]+2048);
recadc();
y[2]=dato-2048;

z[0]=u[2];
z[1]=y[1];
z[2]=u[1];
z[3]=y[0];
z[4]=u[0];

//g = C * z;
for(i=0;i!=5;i++)
{g[i]=(C[i][0]*z[0])+(C[i][1]*z[1])+(C[i][2]*z[2])+(C[i][3]*z[3])+(C[i][4]*z[4]);
}
//z' * g;
alpha2 = (varphi*varphi)+((z[0]*g[0])+(z[1]*g[1])+(z[2]*g[2])+(z[3]*g[3])+(z[4]*g[4]));

//calcular P*z
//P[0]*z[0]+P[1]*z[1]+P[2]*z[2]+P[3]*z[3]+P[4]*z[4];

e[2] = y[2] -(P[0]*z[0]+P[1]*z[1]+P[2]*z[2]+P[3]*z[3]+P[4]*z[4]); //P*z;

//P=P+e(t)*g/alpha2
for(i=0;i!=5;i++)
{P[i]=P[i]+(e[2]*(g[i]/alpha2));
}

nu[2] = 1 + (varphi*varphi * nu[1]);
sigma2[2] = (varphi / nu[2]) * ((nu[1] * sigma2[1]) + (e[2]*e[2] / alpha2));
//C = (1 / (varphi*varphi)) * (C - (1 / alpha2) * g * g);\par
for(i=0;i!=5;i++)
    {for(j=0;j!=5;j++)
        {ggt[i][j]=(1/alpha2)*(g[i]*g[j]);}
    }
for(i=0;i!=5;i++)
    {for(j=0;j!=5;j++)
        {C[i][j]=(C[i][j]-ggt[i][j]);
        }
    }
}

for(i=0;i!=5;i++)
    {for(j=0;j!=5;j++)

```

```

        {C[i][j]=(1/varphi*varphi)*(C[i][j]);}
    }

    b0[2] = P[0];
    a1[2] = P[1];
    b1[2] = P[2];
    a2[2] = P[3];
    b2[2] = P[4];

    u[0]=u[1];
    u[1]=u[2];
    y[0]=y[1];
    y[1]=y[2];
    nu[1]=nu[2];
    sigma2[1]=sigma2[2];
    it++;
    delayp(400);

}while(it<5000);

printf("b0=%f a1=%f b1=%f a2=%f b2=%f\nError=%f",b0[2],a1[2],b1[2],a2[2],b2[2],e[2]);
enviadac(1000);
getch();

}

int enviadac(int dato)
{
    digito=0x09; //baja relog ck=1 dt=0 ld=1 cs=1
    outportb(pa,digito);
    digito=0x08; //baja relog ck=1 dt=0 ld=1 cs=0
    outportb(pa,digito);
    digito=0x7000+dato;
    c=digito;
    for(k=0;k!=16;k++)
    {
        d=c%2;
        c=c/2;
        g1[15-k]=d;
    }
    for(k=0;k!=16;k++)
    {
        if(g1[k]==1)
            digito2=12;
        else
            digito2=8;
        outportb(pa,digito2); //carga dato
        digito2=digito2+2;
        outportb(pa,digito2); //sube relog
        digito2=digito2-2;
        outportb(pa,digito2); //baja relog
    }
    digito2=13; //sube cs
    outportb(pa,digito2);
    digito2=5;
}

```

```

        outportb(pa,digito2);          //baja load dac
        digito2=13;
        outportb(pa,digito2);        //sube load dac
        return(0);
    }

```

```

void recadc()
{
    digito=0xD0;
    outportb(pc,digito);
    digito=0xE0;                      //clk y cs =0
    outportb(pc,digito);
    digito=0xC0;
    outportb(pc,digito);              //clk=1
    digito=0xE0;
    outportb(pc,digito);              //clk=0
    digito=0xC0;
    outportb(pc,digito);              //clk=1
    digito=0xE0;
    outportb(pc,digito);              //clk=0
    dato=0;
    for(k=11;k>=0;k--)
    {
        digito=0xC0;
        outportb(pc,digito);          //clk=0
        lectura=inportb(pb);
        lectura=lectura && 0x01;
        if(lectura==1)
            dato=dato+pow(2,k);
        gotoxy(10,10);
        digito=0xE0;
        outportb(pc,digito);
    }
    digito=0xD0;
    outportb(pc,digito);
}

```

```

void delayp(int cons)
{ int h,s,f;
  for(h=cons;h!=0;h--)
    { for(f=cons;f!=0;f--)
      s=h;
    }
}

```

## Listado A-2. Programa para la ejecución de ley de control.

---

```
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
#include<dos.h>
#include<math.h>

#define pa 0x300
#define pb 0x301
#define pc 0x302
#define config 0x303

void respuestaz(void);
void recadc();
void ct();
int enviadac(int cons);
int hora (int reng,int col);
void delayp(int cons);

int t,codigo;
float th,ts,den,xin[3],yout[3],ref,ttotal,ts1,kd,kp,ki,D,P,I,salida;
int i,digito,digito2,g1[16],c,d,dato,lectura,va1,va2,va3,va4,va5;
char caracter,opcion;
FILE *archivo3;
void main(void)
{
    clrscr();
    archivo3=fopen("pres_160.xls","w");
    va1=va2=va3=va4=va5=0;
    printf("Kp=");
    scanf("%f",&kp);
    printf("\nKi=");
    scanf("%f",&ki);
    printf("\nTiempo de muestreo=");
    scanf("%f",&ts1);
    ttotal=ts1;
    printf("\nreferencia=");
    scanf("%f",&ref);
    xin[0]=0;
    xin[1]=0;
    yout[0]=0;
    yout[1]=0;
    P=2*kp;
    I=ki*ttotal;
    do{
        if (opcion=='p')
            ref=ref+1;
        else if(opcion=='l')
            ref=ref-1;
        do{
            respuestaz();
            gotoxy(25,8);
            printf("Lectura=%i ",va1);
            gotoxy(25,12);
            printf("Salida Calculada=%f ",yout[2]);
```

```

        gotoxy(25,14);
        printf("Salida Real=%f ",salida);
        gotoxy(25,10);
        printf("Referencia=%f ",ref);
    }while(!kbhit());
    opcion=getch();
}while(opcion!=13);
fclose(archivo3);
enviadac(1600);
}

void respuestaz(void)
{
    recadc();
    va1=((dato-2048)+va2+va3+va4+va5)/5;
    xin[2]=ref-va1;
    yout[2]=(((P+I)*xin[2])+((I-P)*xin[1])+(2*yout[1]))/2;
    fprintf(archivo3,"%f\t%i\t%f",ref,va1,yout[2]);
    fprintf(archivo3,"\n");
    if(yout[2]<=-2000)
        {salida=-2000;
        //yout[2]=0;
        }
    else if(yout[2]>=850)
        {salida=850;
        //yout[2]=4095;
        }
    else
        salida=yout[2];
    if(salida>0)
        enviadac(salida+3200);
    else
        enviadac(salida+2048);
    yout[1]=yout[2];
    xin[0]=xin[1];
    xin[1]=xin[2];
    va5=va4;
    va4=va3;
    va3=va2;
    va2=va1;
    delayp(330);
}

int enviadac(int cons)
{int var1;
digito=0x09; //baja relog ck=1 dt=0 ld=1 cs=1
outportb(pa,digito);
digito=0x08; //baja relog ck=1 dt=0 ld=1 cs=0
outportb(pa,digito);
digito=0x7000+cons;
c=digito;
for(i=0;i!=16;i++)
    {
    d=c%2;
    c=c/2;
    g1[15-i]=d;
    }
}

```

```

for(i=0;i!=16;i++)
{
    if(g1[i]==1)
        digito2=12;
    else
        digito2=8;
    outportb(pa,digito2); //carga dato
    digito2=digito2+2;
    outportb(pa,digito2); //sube relog
    digito2=digito2-2;
    outportb(pa,digito2); //baja relog
}
digito2=13; //sube cs
outportb(pa,digito2);
digito2=5;
outportb(pa,digito2); //baja load dac
digito2=13;
outportb(pa,digito2); //sube load dac
return(0);
}
void recadc()
{
    digito=0xD0;
    outportb(pc,digito);
    digito=0xE0; //clk y cs =0
    outportb(pc,digito);
    digito=0xC0;
    outportb(pc,digito); //clk=1
    digito=0xE0;
    outportb(pc,digito); //clk=0
    digito=0xC0;
    outportb(pc,digito); //clk=1
    digito=0xE0;
    outportb(pc,digito); //clk=0
    dato=0;
    for(i=11;i>=0;i--)
    {
        digito=0xC0;
        outportb(pc,digito); //clk=0
        lectura=inportb(pb);
        lectura=lectura && 0x01;
        if(lectura==1)
            dato=dato+pow(2,i);
        digito=0xE0;
        outportb(pc,digito);
    }
    digito=0xD0;
    outportb(pc,digito);
}
void delayp(int cons)
{ int h,s,f;
  for(h=cons;h!=0;h--)
  { for(f=cons;f!=0;f--)
    s=h;
  }
}

```

## APÉNDICE B. Programas en MATLAB.

### Listado B-1. Programa para conversión de un modelo discreto a un modelo continuo.

---

```
% Transformacion de una funcion discreta a continua

T=0.001      %Periodo de muestreo
              %IMPORTANTE:Introducir los coeficientes tal y como los
              %calcula el MMCR
b0=0.09363;  %Coeficiente de z^2
b1=-0.09304; %Coeficiente de z
b2=0;

a0=1;        %Coeficiente de z^2
a1=0.5027;   %Coeficiente de z
a2=0.4874;

B=zeros(1,3);
A=zeros(1,3);

    B(1,1)=(b0*(T^2/4)-(b1*(T^2/4)+(b2*(T^2/4)));
    B(1,2)=(b0*T)-(b2*T);
    B(1,3)=b0+b1+b2;
    A(1,1)=(T^2/4)+(a1*(T^2/4)-(a2*(T^2/4)));
    A(1,2)=T+(a2*T);
    A(1,3)=1-a1-a2;

B
A

CB=roots(B)
CA=roots(A)

n=[1 -(CB(1)+CB(2)) (CB(1)*CB(2))]
d=[1 -(CA(1)+CA(2)) (CA(1)*CA(2))]

bode(n,d)
```

### Listado B-2. Programa para sintonización de un PID mediante respuesta en frecuencia.

---

```
% SINTONIZACION DE UN PID MEDIANTE RESPUESTA EN FRECUENCIA
% de la forma kc=k(s+a)(s+b)/s para el control de una planta
% de segundo orden de la forma (s+g)(s+h)/(s+i)(s+j)

wc=5;        %frecuencia de cruce
mf=45;       %margen de fase

pi=3.1416;

%
% g=11.6;    %coeficientes de la planta presion
% h=2000;
% i=3910;
```

```

% j=1.1;
%
g=2000          %coeficientes de la planta velocidad
h=72.6;
i=2096;
j=0.7;

a=wc/57295.77951;    %a anulara la accion del polo

fase=mf-180          %fase del sistema

fp=atan(wc/g)+atan(wc/h)-atan(wc/i)-atan(wc/j)

fp=fp-atan(wc/a);    %fase de la planta

b=wc/tan(((fase+90)*pi/180)-atan(wc/g)-atan(wc/h)+atan(wc/i)+atan(wc/j)-atan(wc/a));
                    %calculo de b

k=(wc*sqrt(wc^2+i^2)*sqrt(wc^2+j^2))/(sqrt(wc^2+g^2)*sqrt(wc^2+h^2)*sqrt(wc^2+a^2)*sqrt(wc^2+b^2));

kd=k
kp=k*(a+b)
ki=k*a*b

num1=[0 1 g];
num2=[0 1 h];
num3=[1 kp/kd ki/kd]
den1=[0 1 i];
den2=[0 1 j];
den3=[0 1 0];

[num4,den4]=series(num1,den1,num2,den2);
[num,den]=series(num4,den4,num3,den3);

fcon1=TF(num4,den4)
fcon2=TF(num,den)
bode(fcon1,fcon2)

```

### Listado B-3. Programa para sintonización de un PI mediante respuesta en frecuencia.

---

```

% SINTONIZACION DE UN PI MEDIANTE RESPUESTA EN FRECUENCIA

```

```

% de la forma  $kc=k(s+a)/s$  para el control de una planta

```

```

% de segundo orden de la forma  $(s+g)(s+h)/(s+i)(s+j)$ 

```

```

wc=5;          %frecuecia de cruce

```

```

mf=45;        %margen de fase

```

```

pi=3.1416;

```

```

%

```

```

% g=11.6;      %coeficientes de la planta presion

```

```

% h=2000;

```

```

% i=3910;
% j=1.1;
%
g=2000          %coeficientes de la planta velocidad
h=72.6;
i=2096;
j=0.7;

fase=mf-180     %fase del sistema

fp=atan(wc/g)+atan(wc/h)-atan(wc/i)-atan(wc/j)

a=wc/tan(((fase+90)*pi/180)-atan(wc/g)-atan(wc/h)+atan(wc/i)+atan(wc/j));

k=(wc*sqrt(wc^2+i^2)*sqrt(wc^2+j^2))/(kdac*sqrt(wc^2+g^2)*sqrt(wc^2+h^2)*sqrt(wc^2+a^2));

kp=k
ki=k*a

num1=[0 1 g];
num2=[0 1 h];
num3=[0 kp k*a];
den1=[0 1 i];
den2=[0 1 j];
den3=[0 1 0];

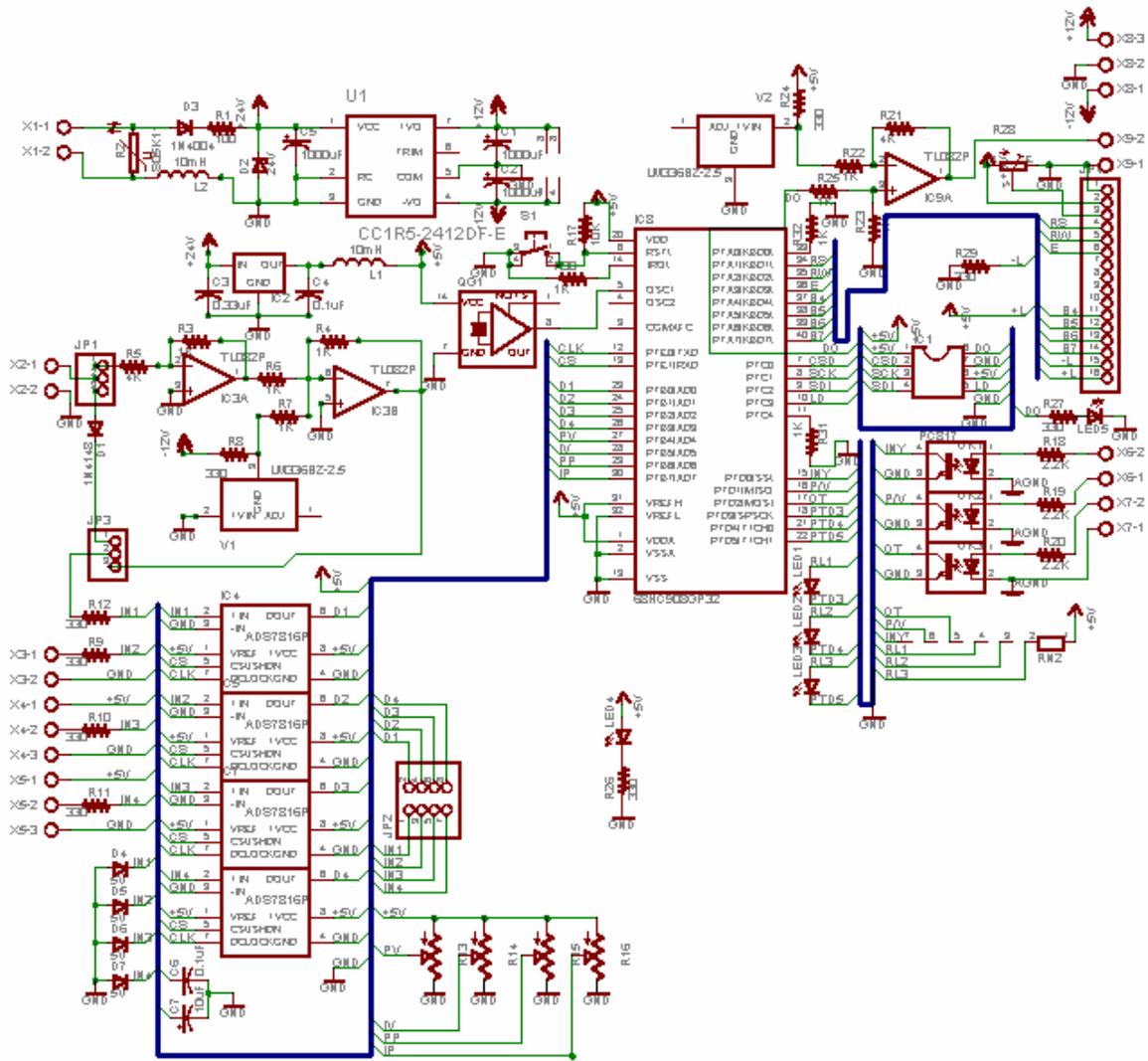
[num4,den4]=series(num1,den1,num2,den2);
[num,den]=series(num4,den4,num3,den3);

fcon1=TF(num4,den4)
fcon2=TF(num,den)
bode(fcon1,fcon2)

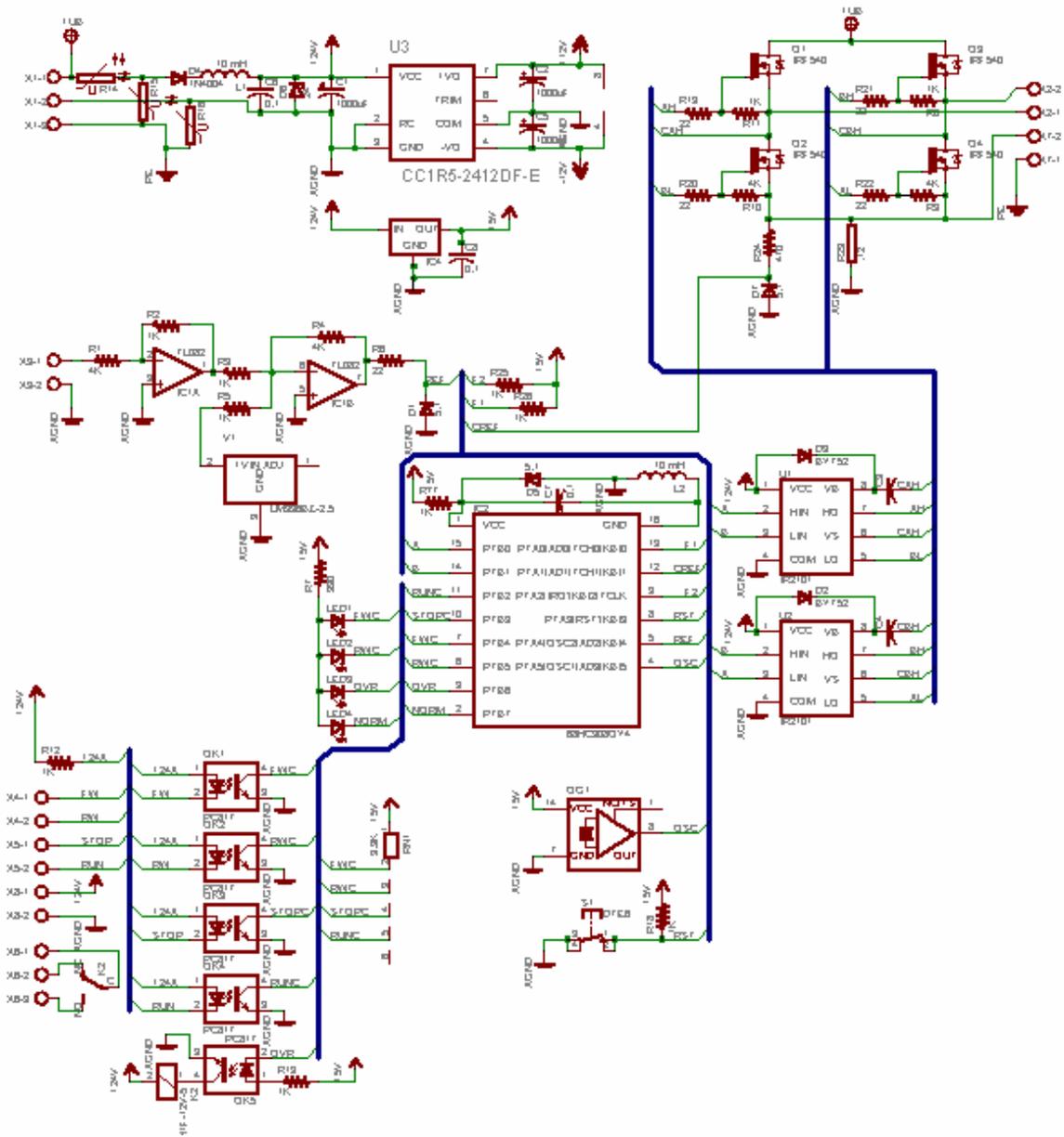
```

## APÉNDICE C. Diagramas esquemáticos.

### Apartado C-1. Diagrama esquemático de la tarjeta del controlador dual.



## Apartado C-2. Diagrama esquemático de la tarjeta interfaz de potencia.



## APÉNDICE D. Código de Microcontroladores.

### Listado D-1. Código del controlador dual.

---

```
#include <hidef.h>
#include "derivative.h" /*Inclusión del archivo definición de periféricos */

void MCU_init(void); /* Inicialización del dispositivo */
void lcd_init(void); /* Inicialización de LCD*/
void print(int,int,int,int,int,int,int,int,int,int,int,int,int,int,int,int,int);
void numero(int,int);
void Read_Adc(char chan);
void enviadac(int cons);

unsigned char var1,fv,fp,fdac;
unsigned int vel,pres,spv,spp,pvel,ivel,ppres,ipres;
unsigned int aux2;
double aux1,x1,salida,P,I,x2,y1;

void main(void) {
    MCU_init();
    lcd_init();

    for(;;) {
        Read_Adc(0x00);
        vel=var1; //Lectura Tacogenerador
        Read_Adc(0x01);
        pres=var1; //Lectura Sensor de Presión
        Read_Adc(0x02);
        spv=var1; //Lectura SP Velocidad
        Read_Adc(0x03);
        spp=var1; //Lectura SP Presión
        Read_Adc(0x04);
        pvel=var1; //Lectura P Velocidad
        Read_Adc(0x05);
        ivel=var1; //Lectura I Velocidad
        Read_Adc(0x06);
        ppres=var1; //Lectura P Presión
        Read_Adc(0x07);
        ipres=var1; //Lectura I Presión

        numero(0x80,vel); //Tacogenerador
        numero(0x83,spv); //Ref Velocidad
        numero(0x86,pvel); //P de velocidad
        numero(0x89,ivel); //I de velocidad

        numero(0xC0,pres); //Sensor de presión
        numero(0xC3,spp); //Ref Presión
        numero(0xC6,ppres); //P de presión
        numero(0xC9,ipres); //I de presión

        aux2=PTD & 0x03; //Verificar entradas digitales
```

```

switch(aux2)
{
    case 3:                //Descompresión
        PTD_PTD4=1;
        PTD_PTD5=1;
        enviadac(500);
        fv=0;
        fp=0;
        x1=0;
        x2=0;
        y1=0;

        break;

    case 2:                //Iny-Velocidad
        PTD_PTD4=0;
        PTD_PTD5=1;
        fv=1;
        fp=0;
        break;

    case 0:                //Iny-Presión
        PTD_PTD4=1;
        PTD_PTD5=0;
        fv=0;
        fp=1;
        break;
}

if(fdac==1){

if(salida>=2047)
    salida=2047;
else if(salida<-2047)
    salida=0;
aux1=salida+2048;
enviadac(aux1);
numero(0x8C,x1);
numero(0xCC,aux1);
fdac=0;
}
} /* lazo infinito*/
}

void Read_Adc(char chan)    //Función para leer ADC
{
    ADSCR=chan;
    while(ADSCR_COCO==0)
    {}
    var1=ADR;
}

void enviadac(int cons)    //Función para leer DAC
{int digito,digito2,c,d,g1[16],i;
    PTC=0x09;
}

```

```

PTC=0x08;
digito=0x7000+cons;
c=digito;
for(i=0;i!=16;i++)
{
    d=c%2;
    c=c/2;
    g1[15-i]=d;
}
for(i=0;i!=16;i++)
{
    if(g1[i]==1)
        digito2=12;
    else
        digito2=8;

    PTC=digito2;
    PTC=digito2+2;
    PTC=digito2-2;
}
PTC=13;
PTC=5;
PTC=13;
}

void MCU_init(void)          //Inicialización del dispositivo
{
    CONFIG1 = 0x01;
    CONFIG2 = 0x00;
    DDRA = 0xFF;
    ADCLK = 0x80;
    ADSCR = 0x00;
    DDRC |= (unsigned char)0x1F;
    DDRD = (DDRD & (unsigned char)~0x03) | (unsigned char)0x38;
    T1SC = 0x30;
    T1MOD = 0x5FFF;
    (void)(T1SC == 0);
    T1SC = 0x40;
    asm CLI;
}

__interrupt void RespuestaZ(void)    //Atención de interrupción
{
    if(fv==1)          //Controlar en velocidad?
    {
        x1=spv-vel;    //Error
        P=2*pvel;      //Constante proporcional del controlador digital;
        I=ivel/100;    //Constante integral del controlador digital;
        salida=(((P+I)*x1)+((I-P)*x2)+(2*y1))/2;
        x2=x1;
        y1=salida;
        fdac=1;        //Habilita Dac
    }
    else if(fp==1)    //Controlar en presión?
    {
        x1=spp-pres;  //Error
        P=2*ppres;    //Constante proporcional del controlador digital;
        I=ipres/100;  //Constante integral del controlador digital;
    }
}

```

```

    salida=(((P+I)*x1)+((I-P)*x2)+(2*y1))/2;
    x2=x1;
    y1=salida;
    fdac=1;           //Habilita Dac
}
else {
    fdac=0;           //Desabilita Dac
}
PTD_PTD3=~PTD_PTD3;

T1SC;
T1SC_TOF=0;
}

```

## Listado D-2. Código de la interfaz de potencia.

---

```

#include <hidef.h>
#include "derivative.h"           /* Inclusión del archivo definición de periféricos */

#define CHA PTB_PTBO
#define CHB PTB_PTBI
#define Run PTB_PTBI2
#define FWI PTB_PTBI4
#define RWI PTB_PTBI5
#define OVR PTB_PTBI6
#define NORM PTB_PTBI7

#define climit 200
#define period 127

/*Definición de funciones*/
void MCU_init(void);           /* Inicialización del dispositivo*/
void Read_Adc(char chan);
void Set_O(char dtc,char sen);
void Reset_All(void);
void Set_Fw(void);
void Set_Rw(void);

unsigned char var1,flag1=0,proceso=0; //Variables globales

void main(void) {
    unsigned char ref;
    MCU_init(); /* call Device Initialization */
    OVR=1;

    for(;;)
    {if(Run==0)
        proceso=1;
      else
        proceso=2;
      switch(proceso){
        case 1:NORM=0;
                Read_Adc(0x02);
                ref=var1;
                if(ref<127)
                    Set_O(ref,1);

```

```

                else if(ref>130)
                    Set_O(255-ref,0);
            else
                Reset_All();
            break;
        case 2:
            NORM=1;
            Reset_All();
            break;
    }

    __RESET_WATCHDOG(); } /* lazo infinito */
}

```

```

void Read_Adc(char chan)
{
    ADSCR=chan;
    while(ADSCR_COCO==0)
    {}
    var1=ADR;
}

```

```

void Reset_All(void)
{CHA=0;
 CHB=0;
 FWI=1;
 RWI=1;
}

```

```

void Set_Fw(void)
{CHA=1;
 CHB=0;
 FWI=0;
 RWI=1;
}

```

```

void Set_Rw(void)
{CHA=0;
 CHB=1;
 FWI=1;
 RWI=0;
}

```

```

void Check_C(void)
{ unsigned char cref;
  Read_Adc(0x01);
  cref=var1;
  if(cref>=climit)
    {while(cref>climit) {
      Read_Adc(0x01);
      cref=var1;
      OVR=0;
      NORM=1;
      Reset_All();
    }
}
}

```

```

    OVR=1;
}

void Set_O(char dtc,char sen)
{unsigned char i,flag2=0;

for(i=0;i<=period;i=i+2) {
    if(i<=dtc&&flag2==0)
        {Reset_All();
         flag2=1;
        }
    else if(i>dtc&&flag2==1)
        {
        if(sen==0)
            Set_Fw();
        else
            Set_Rw();
        flag2=0;
        Check_C();
        }
}
}

void MCU_init(void)
{ asm SEI;
  CONFIG1 = 0x01;
  CONFIG2 = 0x01;
  OSCTRIM = *(unsigned char*)0xFFC0;
  PTAPUE &= (unsigned char)~0x80;
  DDRB = 0xF3;
  ADICLK = 0x40;
  ADSCR = 0x02;
  KBSCR = (KBSCR & (unsigned char)~0x02) | (unsigned char)0x04;
}

```

## **Adquisición de señales mioeléctricas para aplicación en control de prótesis de mano**

Acquisition of mioelectric signals for application in control of hand prothesis

**Abdiel García Moreno<sup>1</sup> y Roque Alfredo Osornio Ríos<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Estudiante de Posgrado en Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, Campus San Juan del Río,

<sup>2</sup>Profesor de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Querétaro, Campus San Juan del Río.  
abdielec@hotmail.com, raor82@hotmail.com.

RESUMEN. Debido a que las señales mioeléctricas pueden ser generadas de manera voluntaria por las personas al realizar el movimiento de un músculo en particular y dada la gran cantidad de personas que han sufrido la amputación de algún miembro, los biopotenciales representan una buena opción para ser utilizados en el control de dispositivos electromecánicos que reproduzcan la función de algún miembro ausente y permitir a la persona recuperar al menos parcialmente su estilo de vida anterior. El presente trabajo enfoca su estudio a la adquisición de señales útiles para proyectar su futuro procesamiento en el control de una prótesis aplicable a personas que hayan sufrido la amputación de la mano. Los potenciales bioeléctricos se producen como resultado de la actividad electroquímica de una cierta clase de células conocidas como “células excitables” que son componentes del tejido nervioso, muscular y glandular. En el cuerpo humano se generan diferentes señales bioeléctricas y dependiendo del órgano en el que se originan reciben un nombre específico, denominándose entonces señales mioeléctricas a aquellos bipotenciales que aparecen en los músculos cuando éstos se contraen o expanden. Estas señales han sido utilizadas principalmente en el diagnóstico médico para detectar patologías en los órganos que las producen. Si bien es cierto que estas señales presentan niveles de voltaje pequeños, es posible realizar la adquisición de las mismas mediante transductores y amplificadores de señal adecuados y es precisamente este punto el que se aborda en este trabajo, destacando la importancia de obtener una metodología para la adquisición de las señales, es decir definir qué tipo de transductores, la posición de los mismos para que nos proporcionen información útil, así como las propiedades y configuraciones de los amplificadores de señal que se requieren para cumplir con una adquisición adecuada. Como resultado se logró la definición de la zona del antebrazo más útil para la adquisición de señales mioeléctricas que tienen relación directa con el movimiento de la mano, así como los requerimientos que debe tener el amplificador a utilizar en la adquisición de este tipo de señales.

Palabras clave: Prótesis, mioeléctrica, amplificador, mano, señal.

### **1. INTRODUCCIÓN**

Actualmente ocurren gran cantidad de eventos que privan de algún miembro corporal a las personas, como los accidentes en el campo de trabajo, automovilísticos, deportivos o enfermedades. Tales contingencias, al despojar al individuo de cualquier extremidad o parte de ella, modifican su estilo de vida, causando limitaciones en su desempeño diario lo que deviene notoriamente en la disminución en su intensidad de trabajo, y es por ello que suelen ser reemplazados o reubicados en puestos de menor rango, modificando sus ingresos e incluso liquidándoles laboralmente, afectando con mucho su economía y su medio de vida. Este problema no sólo tiene efectos indeseables en lo social y económico, también afecta enormemente la condición psicológica, debilitando la autoestima de las personas, por lo que surgen problemas emocionales y de convivencia.

En México, el porcentaje de población que presenta algún tipo de discapacidad es del 1.8 % y de esa población el 45.3 % sufre de alguna discapacidad motriz (INEGI, 2000). La amputación de mano es una de las lesiones que causan discapacidad más frecuente, y el número de afectados va en aumento, por lo que las prótesis de este miembro tienen gran demanda y son elementales para que el individuo pueda de mejorar su calidad de vida y elevar su autoestima.

La Bioingeniería estudia y busca la aplicación de principios y métodos de las ciencias exactas a la solución de problemas de las ciencias Biológicas y Médicas (Mompin, 1988). Dado que una prótesis es un aparato que compensa la ausencia parcial o total de una extremidad, el diseño y construcción de dispositivos que cumplan con estas características requieren de la aplicación de diversas ramas de la ingeniería (Mecánica, Electrónica, etc.) y al tratarse de un problema médico es también objeto de estudio de la Bioingeniería.

Por otro lado, el sistema nervioso central recibe información tanto del mundo externo como del mismo organismo, la almacena eventualmente y se dice que también integra dicha información para tomar decisiones que salen como potenciales de acción por los canales eferentes hacia los órganos o partes efectoras, constituye entonces la Unidad Central de procesamiento del individuo (Mompin, 1988). López (2007) define a la Electromiografía (EMG) como una técnica que estudia la actividad eléctrica que se produce en el tejido muscular y proporciona información muy útil sobre el estado fisiológico de los músculos. Se realiza colocando electrodos como elementos primarios de medición sobre el músculo que se desea monitorear, los electrodos son conectados a un acondicionador de señal y posteriormente las señales obtenidas son mostradas en un sistema de registro o visual. Estas señales corresponden a los potenciales de acción de las células excitables componentes del tejido nervioso.

Por lo anterior el objetivo y aportación de este trabajo es definir una metodología para llevar a cabo la adquisición de señales mioeléctricas que describan los movimientos característicos de la mano.

## **2. REVISION DE LITERATURA**

### ***2.1 Estado del Arte***

Lenman (1983) afirma que el primer estudio en profundidad del electromiograma fue llevado a cabo por Piper en 1912, quien registró potenciales durante la contracción voluntaria empleando electrodos de superficie y un galvanómetro de hilo, menciona también que en 1929, Adrián y Broke introdujeron el electrodo concéntrico de aguja que hizo posible, conjuntamente con el osciloscopio de rayos catódicos y los amplificadores electrónicos, el estudio de potenciales de acción de unidades motrices y de fibras únicas.

Desde la década de los sesentas se ha venido utilizando la señal de EMG como señal de control para prótesis movidas por motores eléctricos (prótesis mioeléctricas), o, con la misma filosofía, como señal de control para la excitación de músculos que han sufrido parálisis (Rahman et al, 2001). En prótesis mioeléctricas, la señal EMG de los músculos residuales o afectados controla los motores eléctricos de estos dispositivos de asistencia.

### ***2.2 Sensores para biopotenciales***

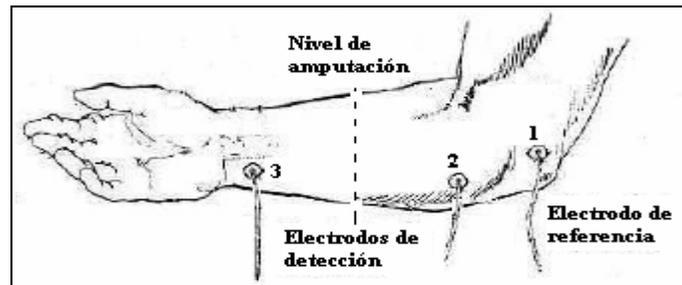
El punto de partida para la buena adquisición de las señales bioeléctricas es definir el tipo de transductor (electrodo), la posición y la cantidad de transductores a utilizar. Existen diferentes tipos de electrodos empleados como transductores de señales bioeléctricas, en primer lugar tenemos los electrodos superficiales de tipo plano, suelen ser de Ag o de AgCl-Ag, se utilizan en registros superficiales en los que interesa la respuesta global del músculo. Otros electrodos superficiales son los flotantes, similares a los mencionados pero cuya característica principal es su estabilidad frente a los movimientos, ya que poseen una pasta conductora y en sí el electrodo nunca entra en contacto con la piel, solo la pasta conductora. Existen también electrodos internos de aguja, los hay en dos clases principales: aislados y coaxiales (monopolares y bipolares). Los electrodos aislados consisten en una aguja rígida, normalmente de acero inoxidable, recubierta barniz aislante excepto en la punta. Los electrodos coaxiales consisten en una aguja hipodérmica por cuya cánula se ha hecho pasar un hilo fino conductor, normalmente de platino, recubierto de material aislante (Mompin, 1988).

### ***2.3 Configuración de los sensores***

En cuanto a la posición y cantidad de electrodos, Muñoz et al (2007) propone tres electrodos superficiales, el primero de ellos y utilizado como referencia, colocado en el músculo pronador redondo, el segundo electrodo

empleado como electrodo de registro colocado en el palmar largo y el tercero colocado en el músculo flexor superficial de los dedos como se muestra en la figura 1, sin embargo, se desea obtener estas señales de una persona que posea un nivel de amputación media entre codo y muñeca, por lo que la colocación del tercer electrodo no sería posible.

Farfán et al (2007) logró adquirir y procesar señales mioeléctricas con dos electrodos superficiales colocados en el deltoides medio separados una distancia de 2 centímetros entre sí. Surge entonces la necesidad de experimentación en la colocación de los electrodos ya que en cuanto a la cantidad se refiere, realizando un análisis, se desea obtener una diferencia de potencial entre dos zonas de un músculo con respecto a un punto de referencia del mismo, se define entonces la utilización de tres electrodos para el registro de los biopotenciales, dos de ellos empleados como electrodos de registro y el último como referencia, concordando entonces con la cantidad utilizada por Muñoz.



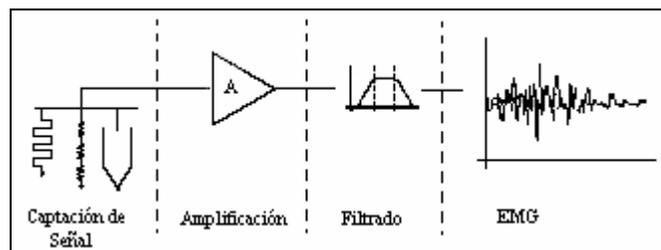
**Figura 1. Colocación de electrodos de Muñoz.**

#### ***2.4 Dispositivos acondicionadores de señal***

Dentro de la actividad muscular voluntaria, los potenciales de unidad motriz (PUM) son el objeto principal de estudio. Consisten en la suma de distintos potenciales de acción de grupos de fibra musculares que se están contrayendo casi sincronizadamente. Su duración está comprendida entre 2 y 15 ms y su amplitud entre 100  $\mu$ V y 2 mV, aunque estas magnitudes dependen mucho del tipo de electrodos empleado y del músculo considerado (número de fibras de la unidad motriz) (Pompin, 1988). Se pretende entonces cuantificar una diferencia de potencial generada entre dos zonas de un músculo, por lo que el dispositivo requerido para realizar lo mencionado es un amplificador diferencial. Sin embargo, dado que estas diferencias de potenciales suelen ser de dimensiones pequeñas, generan por lo tanto corrientes pequeñas, lo que implica entonces que el dispositivo amplificador debe presentar una alta impedancia de entrada, esto se consigue mediante amplificadores operacionales en la configuración denominada amplificador de instrumentación. Pompin menciona también que con un amplificador de instrumentación se pueden tener fácilmente ganancias de tensión de 1000 e incluso superiores, rechazos en modo común (CMRR) de más de 80 dB, resistencias de entrada de 1 G $\Omega$ , corrientes de entrada de 1 nA y anchos de banda más que suficientes para las señales de interés. El equipo de Muñoz (2007), por ejemplo, utilizó un amplificador de instrumentación con una ganancia de 130 y de respuesta lineal en el rango de 0.05 Hz hasta 1000 Hz. Betancourt et al (2004), menciona que se ha podido evidenciar que la frecuencia útil está en el rango de 0 a 500 Hz con la mayor cantidad de energía concentrada entre los 50 y 150 Hz. El cuerpo humano es una excelente antena para el ruido ambiental especialmente a 60 Hz que es precisamente el rango donde se encuentra la mayor cantidad de energía de las señales de EMG. Debido a esto, se utilizan amplificadores con alto CMRR, característica que posee el amplificador de instrumentación. El equipo de Betancourt, por ejemplo, utilizó un amplificador de instrumentación con un CMRR no menor a 120 dB. En cuanto al rango de frecuencia se refiere, Farfán et al (2007) utilizó filtros pasa altas (10 Hz) y pasa bajas (500 Hz) mientras que Betancourt utilizó el mismo tipo de filtros pero con frecuencias de corte de 15 y 450 Hz respectivamente.

### 3. METODOLOGIA

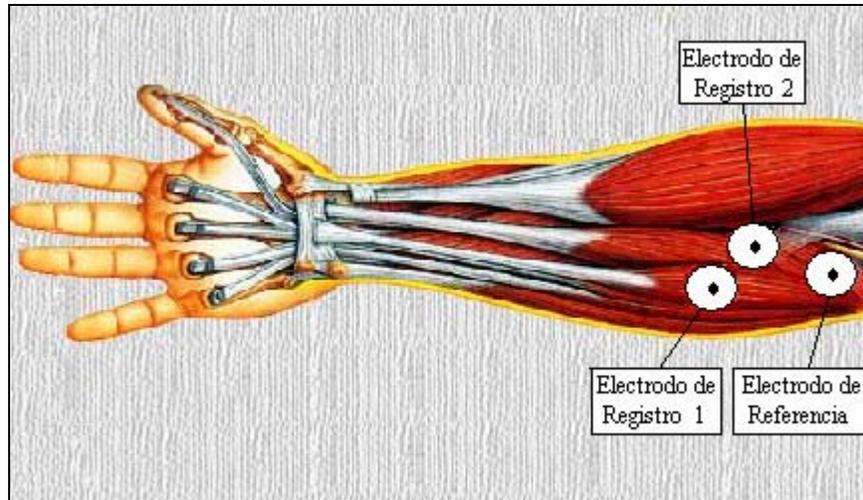
La primera parte del trabajo para llevar a cabo la adquisición de una señal mioeléctrica es definir el modelo de adquisición a utilizar, dado que se trata de una señal analógica se optó entonces por un modelo típico de adquisición de señales analógicas: captación de la señal (sensado) y acondicionamiento (amplificado y filtrado). La figura 2 muestra el esquema general del sistema, que consiste en un bloque de captación de señal, en donde los elementos primarios de medición se encargan de detectar las señales de EMG generadas a partir de las contracciones musculares de la persona, las cuales pasan a un bloque de amplificación para aumentar sus amplitudes ya que como se ha mencionado son señales de amplitud pequeña y posteriormente pasan a una etapa de filtrado en donde se eliminan señales de interferencia que puedan distorsionarlas o simplemente no sean de interés.



**Figura 2. Esquema general del sistema.**

#### 3.1 Captación de la señal

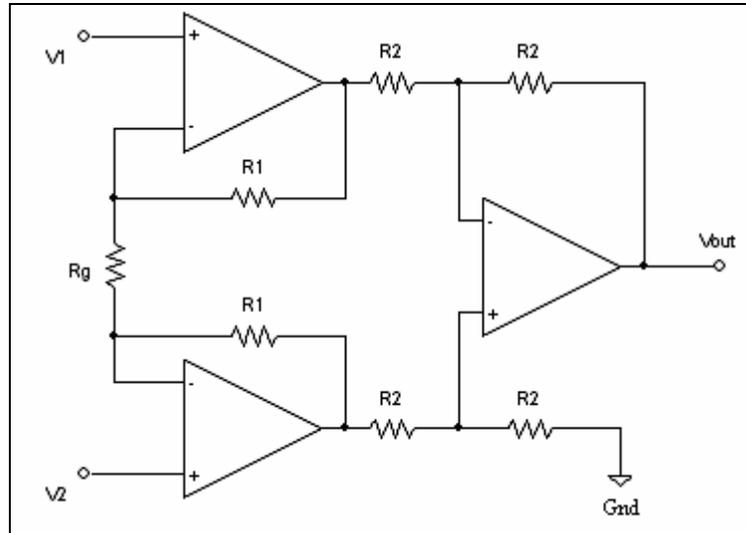
Las señales mioeléctricas son producidas como respuesta a un movimiento muscular, donde el nivel de esfuerzo está determinado por el número de fibras musculares activadas durante la contracción del músculo. Los electrodos para biopotenciales convierten corrientes iónicas (presentes en los tejidos vivos) en corrientes de electrones (las únicas que pueden circular por conductores metálicos). Esto se contrapone a la idea de que los electrodos son simples puntos de contacto. El potencial eléctrico de una unidad motora puede ser medido utilizando electrodos de aguja o de superficie. Los electrodos de aguja son mucho más selectivos, es decir pueden monitorear respuestas individuales de las fibras musculares. Los electrodos de superficie en cambio, se emplean cuando desea obtenerse la respuesta global del músculo y es precisamente este tipo de electrodos los que se utilizarán pues nos interesa conocer el comportamiento del músculo en general al realizar diversos movimientos con la mano. En particular se utilizarán electrodos superficiales del tipo flotante, cuya característica principal es su estabilidad ante los movimientos ya que poseen una pasta conductora que es la que realmente está en contacto con la piel y no el electrodo en sí. En cuanto a la ubicación de los electrodos, el electrodo de referencia se colocará en el músculo pronador redondo, músculo encargado del movimiento extensor del antebrazo, el primer electrodo de registro se colocará en el músculo palmar largo, músculo encargado de la flexión de la mano, y por último el segundo electrodo de registro se colocará en el flexor radial del carpo, músculo que interviene también en la flexión de la mano. Es importante hacer notar que lo ideal sería monitorear los músculos que intervienen directamente en la apertura y cierre de la mano, sin embargo, éstos no se encuentran superficialmente y son por lo tanto difíciles de monitorear con electrodos superficiales. La figura 3 muestra la colocación de los electrodos antes descrita.



**Figura 3. Colocación de los electrodos.**

### 3.2 Amplificación

El amplificador de instrumentación es un dispositivo creado a partir de amplificadores operacionales muy versátil diseñado para tener una impedancia de entrada muy alta y un alto rechazo al modo común (CMRR), se usa para medir voltajes diferenciales cuyas magnitudes de voltaje y corriente sean muy pequeñas ya que posee ganancias en modo diferencial altas (Coughlin, 1999). La figura 4 muestra el esquema característico de este amplificador.



**Figura 4. Esquema de un amplificador de instrumentación.**

Al existir realimentación negativa se puede considerar un cortocircuito virtual entre las entradas inversora y no inversora (símbolos - y + respectivamente) de los dos amplificadores operacionales. Por ello se tendrán las tensiones en dichos terminales y por lo tanto en los extremos de la resistencia  $R_g$ , en donde la corriente estará expresada por:

$$I_g = (V_2 - V_1) \left( \frac{1}{R_g} \right)$$

(1)

Y debido a la alta impedancia de entrada del amplificador, esa corriente será la misma que atraviesa las resistencias  $R_1$ , por lo tanto la tensión que cae en toda la rama formada por  $R_g$  y las dos resistencias  $R_1$  será:

$$V_{intermedia} = \frac{V_2 - V_1}{R_g} (R_g + 2R_1) = (V_2 - V_1) \left( \frac{R_g}{R_g} + \frac{2R_1}{R_g} \right)$$

(2)

$$V_{intermedia} = (V_2 - V_1) \left( 1 + \frac{2R_1}{R_g} \right)$$

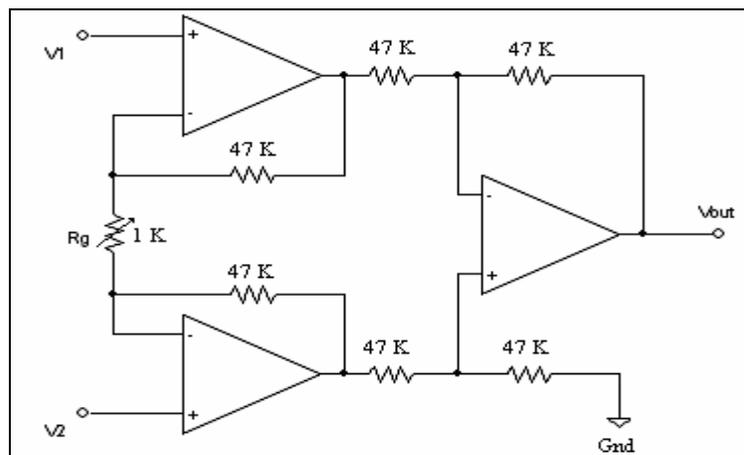
(3)

Que es la diferencia de tensión entre la salida inmediata de los dos amplificadores operacionales. Puesto que el resto del circuito es un restador de ganancia unitaria su salida será exactamente la diferencia de tensión de su entrada, la cual se acaba de definir como:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \left( 1 + \frac{2R_1}{R_g} \right)$$

(4)

Se mencionó que las señales de Electromiografía tienen una amplitud de  $2 \mu\text{V}$  a  $2 \text{mV}$ , por lo que si se desea obtener un nivel de voltaje mayor se ha propuesto una ganancia para el amplificador de 95, el circuito quedaría entonces como lo muestra la figura 5.



**Figura 5. El amplificador de instrumentación utilizado.**

Se implemento el amplificador de instrumentación con el amplificador operacional TL084, si bien es cierto que el amplificador utilizado es de propósito general y que probablemente no tenga prestaciones tan altas para la adquisición de señales de este tipo, se hace destacar que lo importante es la obtención de la metodología necesaria para efectuar la adquisición de señales mioeléctricas, pudiéndose optimizar la calidad de la adquisición de la señal con amplificadores operacionales de precisión u amplificadores de instrumentación encapsulados, en los cuales la configuración mencionada ya está construida internamente.

### 3.3 Filtrado

Además de la amplificación, otra función frecuente en el procesado analógico de señales es el filtrado, consiste en una acción realizada sobre una señal dependiendo de alguna característica, específica, normalmente su frecuencia y preservando las características de la señal de interés, su objetivo es eliminar aquellas componentes producidas por interferencias o que simplemente no sean de interés. Se ha mencionado que la mayor concentración de energía en las señales mioeléctricas se encuentra a frecuencias de 50 a 150 Hz, por lo que se requiere entonces un filtro pasa banda que incluya este rango de frecuencias.

Los filtros pasa banda son selectores de frecuencia, permiten elegir una determinada banda de frecuencias entre todas las frecuencias que puede haber en el circuito. Al rango de frecuencias comprendidas entre la frecuencia de corte menor ( $f_l$ ) y la frecuencia de corte mayor ( $f_h$ ) se le llama ancho de banda (B).

$$B = f_h - f_l \quad (5)$$

El ancho de banda no se encuentra centrado justamente en la frecuencia resonante, la frecuencia resonante se calcula a partir de:

$$f_r = \sqrt{f_l f_h} \quad (6)$$

Si se conoce la frecuencia resonante y el ancho de banda las frecuencias de corte pueden obtenerse como lo expresan las ecuaciones (7) y (8).

$$f_l = \sqrt{\frac{B^2}{4} + f_r^2} - \frac{B}{2} \quad (7)$$

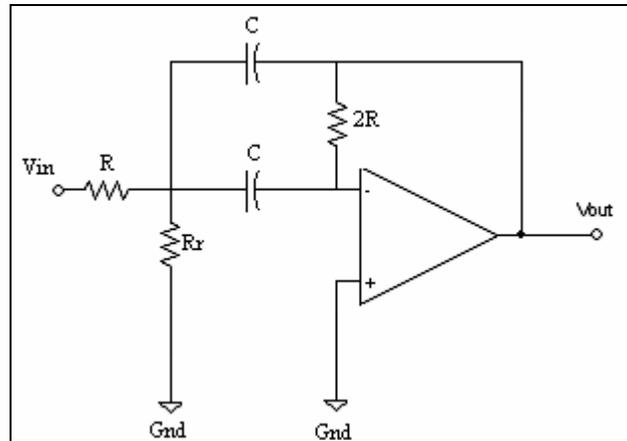
$$f_h = f_l + B \quad (8)$$

El factor de calidad Q es la medida de la selectividad del filtro, un valor elevado de Q indica que el filtro selecciona una banda de frecuencias más reducida, es decir es más selectivo, y puede obtenerse mediante la ecuación (9).

$$Q = \frac{f_r}{B}$$

(9)

En los filtros de banda ancha  $Q \leq 0.5$  y se construyen conectando en cascada un filtro pasa bajas con un pasa altas. En los filtros de banda angosta  $Q > 0.5$  y se construye en una sola etapa como se lo muestra la figura 6.



**Figura 6. Filtro pasa banda de banda angosta.**

Para el filtro anterior, el ancho de banda (B) y la relación entre los elementos resistivos y capacitivos se muestra en la ecuación (10).

$$B = \frac{0.1591}{RC}$$

(10)

Y la resistencia  $R_r$  se encuentra en función al factor de calidad Q y a la resistencia R, lo anterior puede observarse en la ecuación (11).

$$R_r = \frac{R}{2Q^2 - 1}$$

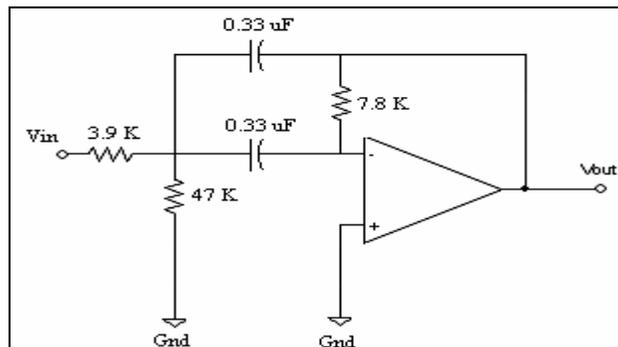
(11)

La frecuencia resonante en este tipo de filtros se encuentra partir de:

$$f_r = \frac{0.1125}{RC} \sqrt{1 + \frac{R}{R_r}}$$

(12)

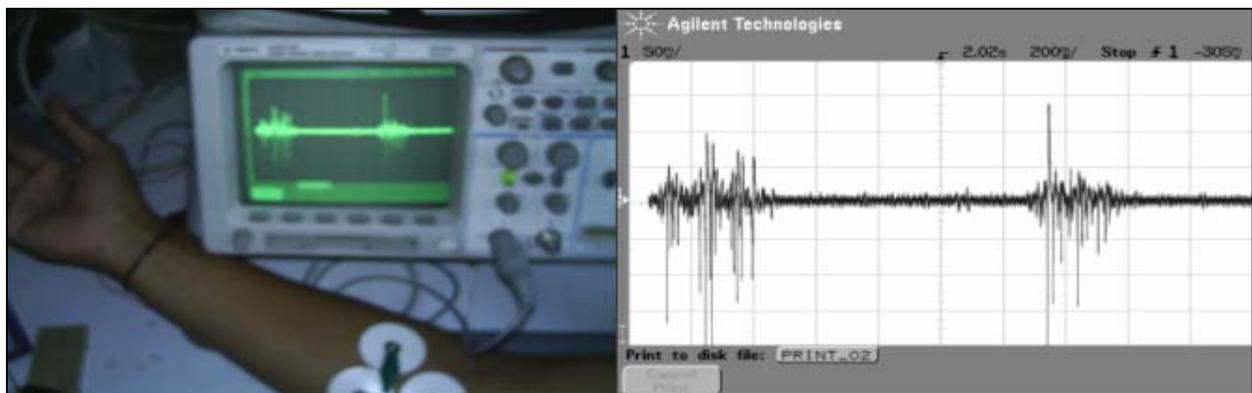
Para iniciar el diseño del filtro fijamos el ancho de banda de interés, en nuestro caso con una  $f_l = 45$  Hz y una  $f_h = 160$  Hz, por lo que el ancho de banda  $B = 115$  Hz. Una vez conocido el ancho de banda obtenemos la frecuencia resonante mediante la ecuación (6) lo que nos arroja una  $f_r = 84.85$  Hz. El siguiente paso será obtener nuestro factor de calidad  $Q$ , quien nos definirá si nuestro filtro pasa banda será de banda angosta o de banda ancha y lo obtenemos aplicando la ecuación (9), entonces  $Q = 0.737$  lo que indica que el filtro es de banda angosta. Una vez definido el tipo de filtro se propone un valor de  $C = 0.33\mu\text{F}$  para la ecuación (10) y tomando en cuenta  $B = 115$  se obtiene entonces el valor de  $R = 4192.35\Omega$ , dado que este valor de  $R$  no es comercial, se aproxima  $R = 3.9\text{ K}\Omega$  y mediante la ecuación (11) se obtiene el valor de  $R_r = 45.71\text{ K}\Omega$  que puede aproximarse a  $R_r = 47\text{ K}\Omega$ , dado que se realizaron aproximaciones de los elementos resistivos al realizar el calculo de la frecuencia resonante  $f_r$  mediante la ecuación (12) nos indica que nuestra frecuencia resonante  $f_r = 90.96$  Hz, calculamos mediante (10) el ancho de banda real de nuestro filtro para los valores de  $C$  y  $R$  obtenidos y tenemos que  $B = 123$  Hz, procedemos entonces a calcular las frecuencias de corte  $f_l$  y  $f_h$  mediante las ecuaciones (7) y (8) lo que nos da como resultado una frecuencia de corte inferior  $f_l = 48.29$  Hz y una frecuencia de corte superior  $f_h = 171.29$  Hz, rango que comprende de manera aceptable el ancho de banda indicado para la mayor actividad mioeléctrica (50-150 Hz). El esquema final para el filtro utilizado se muestra en la figura 7, mencionando también que este tipo de filtro tiene una ganancia unitaria en la frecuencia de resonancia.



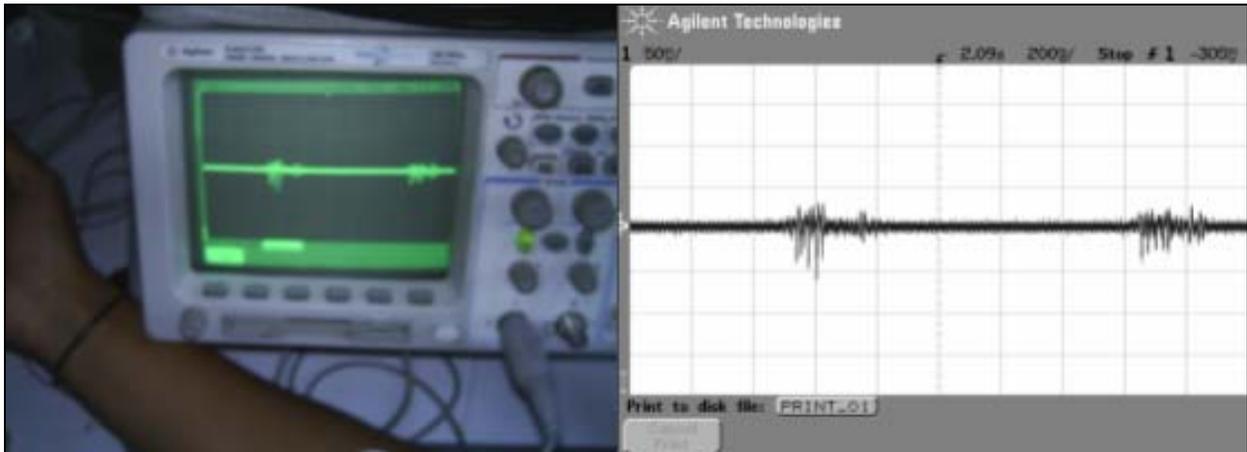
**Figura 7. Filtro pasa banda utilizado.**

#### 4. RESULTADOS

Efectuado el procedimiento anterior y ensamblando las etapas antes mencionadas se logró la adquisición de señales mioeléctricas del antebrazo, las señales adquiridas corresponden básicamente al cierre de la mano con nivel de contracción medio y fuerte.



**Figura 8. Señales obtenidas para un nivel de contracción fuerte.**



**Figura 9. Señales obtenidas para un nivel de contracción medio.**

Como puede observarse son señales alternadas donde la amplitud varía de acuerdo al nivel de contracción del músculo, así pues la señal correspondiente al nivel de contracción fuerte presenta amplitudes mayores con respecto a las señales generadas por contracciones medias. Las señales mostradas en las figuras 8 y 9 corresponden a dos movimientos de cierre de la mano, solo que varía el nivel de contracción ejercida.

## 5. CONCLUSIONES

Las señales mioeléctricas generadas por la actividad muscular, no solo sirven para la detección de patologías asociadas al músculo que las genera, desde hace tiempo se les ha estado dando aplicaciones diferentes a las de diagnóstico médico como la de control de dispositivos periféricos (prótesis, interfaces hombre-maquina). Las señales mioeléctricas pueden obtenerse mediante la adquisición tradicional de señales analógicas, es decir la captación de señales, el amplificado y el filtrado. El elemento primario de medición que permite una buena captación de una señal mioeléctrica como respuesta global del músculo son los electrodos superficiales. El dispositivo amplificador que se utiliza en el acondicionamiento de las señales mioeléctricas es el amplificador de instrumentación que debe poseer alta impedancia de entrada y alto CMRR. Un filtrado aceptable de la señal mioeléctrica se realiza a través de un filtro pasa banda de banda angosta ya que las señales de interés están en el rango de 50 a 150 Hz, el bloqueo de la interferencia de la red eléctrica (60 Hz) debe realizarse a través de la característica de alto CMRR del amplificador para no interferir las señales adquiridas pues también entran en ese rango de frecuencias.

## REFERENCIAS

- [1] Webster J.G., 1978, Medical Instrumentation, Applications and Desig, Houghton-Mifflin,1978.
- [2] INEGI, 2000, XII Censo General de Población y Vivienda, México.  
[www.inegi.gob.mx](http://www.inegi.gob.mx)
- [3] Lopez J., 2007, Electromiografía, SEPEAP, España.
- [4] Mompin José, 1988, Introducción a la Bioingeniería, Ed. Marcombo.
- [5] Lenman Jar, 1983, Clinical Electromiography, Pitman Books Ltd.
- [6] Rahman T., Ramanathan R., Stroud S., Sample W., Seliktar R., Harwin W., Alexander M., Scavina M.,

2001, Towards the control of a powered orthosis for people with muscular dystrophy.

- [7] Muñoz Edgar, Paruma Oscar, Flores Juan, Aplicaciones de las señales mioeléctricas para el control de interfaces hombre-máquina, Universidad del Cauca, Colombia.
- [8] Farfán Fernando, Politti Julio, Felice Carmelo, Evaluación de patrones temporales y espectrales para el control mioeléctrico, Universidad Nacional de Tucumán, Argentina.
- [9] Betancourt Gustavo, Giraldo Eduardo, Franco Fredy, Reconocimiento de patrones de movimiento a partir de señales electromiográficas, Universidad Tecnológica de Pereira, Colombia.
- [10] Coughlin Robert, Driscoll Frederic, 1999, Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales, México.