

Universidad Nacional Autónoma de México
Facultad de Ingeniería



Tesis para obtener el título de
Ingeniero Mecatrónico

***Diseño de un Controlador de Válvula
Solenoides para Ventilador Pulmonar***

Presentada por
Alfredo Iván Trujillo Rolón

Director
Ing. Serafin Castañeda Cedeño

Ciudad Universitaria, Junio 2008

Índice *



Capítulo 1 " <i>Introducción y Planteamiento del Problema</i> "	1
1.1 Objetivo	2
1.2 Planteamiento del Problema	2
1.3 Descripción de la válvula a utilizar	4
1.4 Análisis de la unidad de control	6
1.5 Resumen	9
Capítulo 2 " <i>Diseño del Sistema Electrónico</i> "	11
2.1 Introducción	12
2.2 Fuente de alimentación	13
2.3 Filtro acondicionador para la retroalimentación	15
Selección del filtro	16
Diseño del filtro	18
Implementación del filtro	24
2.4 Etapa de Potencia	25
Implementación de la etapa de potencia	27
2.5 Microcontrolador e interfaz con el usuario	29
Descripción del PIC18F1320	29
Configuración del microcontrolador	30
Interfaz con el usuario	30
Funcionamiento como controlador	31
Descripción del uso de los pines del microcontrolador	32
Capítulo 3 " <i>Diseño del Firmware del Controlador</i> "	33
3.1 Introducción	34
Descripción básica del funcionamiento del firmware	34
3.2 Función Principal	36
Directivas y declaraciones	36
Constantes	38
Variables locales	38
Variables globales	39
Ajuste de rango de operación	40
Diagrama de flujo	42
3.3 Función de Lectura continua " <i>ConversiónAD</i> "	43
Diagrama de flujo	43
Código Fuente	44
3.4 Generador de PWM " <i>PWMGen</i> "	44
Diagrama de flujo	46
Código Fuente	46
3.5 Función de Muestreo " <i>Muestreo</i> "	47
Código Fuente	48
Diagrama de flujo	50
Capítulo 4 " <i>Ajuste del Controlador y Pruebas</i> "	51
4.1 Introducción	52
4.2 Análisis	53
Simulaciones	55
4.3 Programación de la ley de control en el firmware	63
4.4 Pruebas	64
Respuesta en frecuencia	64
Efecto de la temperatura	65

Repetitividad y estabilidad	65	
Conclusiones	67	
Capítulo 5 " <i>Caracterización de la Válvula Solenoide</i> "	69	
5.1 Introducción	70	
5.2 Obtención de los datos y resultados	70	
Conclusiones	75	
Apéndice A "Implementación del Circuito"	79	
A.1 Componentes	80	
Fuente de alimentación	80	
Filtro	80	
Etapa de potencia	81	
Microcontrolador e interfaz con el usuario	81	
A.2 Diagrama Final	82	
A.3 Fabricación del circuito	83	
A.4 Costo Final	85	
Apéndice B " <i>Operación de la Unidad de Control y Características Eléctricas</i> "	87	
B.1 Interfaz	88	
Conexiones	88	
Controles	89	
B.2 Configuración y operación	90	
B.3 Características Eléctricas	91	
Apéndice C " <i>Hojas de Características Técnicas</i> "	93	
ASDX	Sensor de Presión Diferencial	94
AWM700	Sensor de Flujo de Aire	95
IRFZ44N	Transistor MOSFET de potencia	96
LT1013	Amplificador Operacional	97
MC7805	Regulador de Voltaje	98
PIC18F1320	Microcontrolador	99
ASCO Posiflow	Válvula Solenoide	100
Apéndice D " <i>Código Fuente del Firmware</i> "	103	
Bibliografía.....	115	

Capítulo 1

Introducción y Planteamiento del Problema

En este capítulo se describen los objetivos y alcances del proyecto, así como también se plantean las características técnicas con las que deberá de concurrir.

1.1 • OBJETIVO

Este trabajo forma parte del proyecto "Diseño de un ventilador para terapia intensiva con sistema de control inteligente utilizando métodos de medición no invasivos", es desarrollado en el Centro de Diseño Mecánico e Innovación Tecnológica, con apoyo del CONACYT, en su programa de Fondos Sectoriales de Salud.

Un Ventilador Pulmonar, mejor conocido como "*Respirador Artificial*", es un equipo diseñado para proporcionar aire, en condiciones especiales, a los pacientes que no pueden respirar por sí mismos como consecuencia de traumatismos o enfermedades que comprometen su sistema respiratorio. Su función principal es asistir al paciente tratando de imitar el control natural de la respiración humana que se da inconscientemente, la cual aparentemente, es realizada sin esfuerzo ni cálculo.

El propósito principal del proyecto del ventilador pulmonar radica en una reducción significativa del costo con respecto a los modelos comerciales. Se busca generar un instrumento *confiable y de bajo costo* para ser utilizado en el sistema de seguridad social.

El trabajo expuesto en esta tesis se centra en la instrumentación de la válvula solenoide proporcional encargada de administrar la mezcla aire-oxígeno (utilizada en el sistema neumático), específicamente en el diseño de la unidad electrónica de control requerida por la anterior.

En el mercado existen unidades de control para la válvula, sin embargo tienen un costo muy elevado, de alrededor de 400 dólares¹, costo que es posible abatir llevando a cabo el diseño de la misma. De esta forma se obtienen un par de ventajas, la primera es contar con una unidad de control con especificaciones más adecuadas, *a la medida de la aplicación*, y la segunda, es una considerable *reducción en su costo y por ende del ventilador*, ventajas que se convierten en los objetivos que justifican el desarrollo de esta tesis.

Este trabajo incluye también una caracterización del funcionamiento de la válvula, información que permitirá conocer el comportamiento de la misma, en distintos niveles de operación.

1.2 • PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

La clave para el funcionamiento de una válvula solenoide proporcional se encuentra en el balance de fuerzas que actúan en su vástago.

Este balance de fuerzas incluye una fuerza mecánica provista por un resorte desarrollado especialmente para válvulas proporcionales² y una fuerza magnética creada por la corriente que circula por la bobina.

A menudo se dice que el flujo a través de la válvula es proporcional al voltaje aplicado a la bobina. Sin embargo, la corriente circulando por la bobina calentará la misma y eventualmente incrementará su resistencia interna.

¹ Precio estimado basándose en tiendas en línea:
<http://www.plccenter.com/buy/Grieb+Electronic/890830>

² Estos resortes cuentan con una curva característica altamente lineal, que permite la apertura de la válvula varíe de la forma más lineal posible con respecto a la corriente aplicada al solenoide.

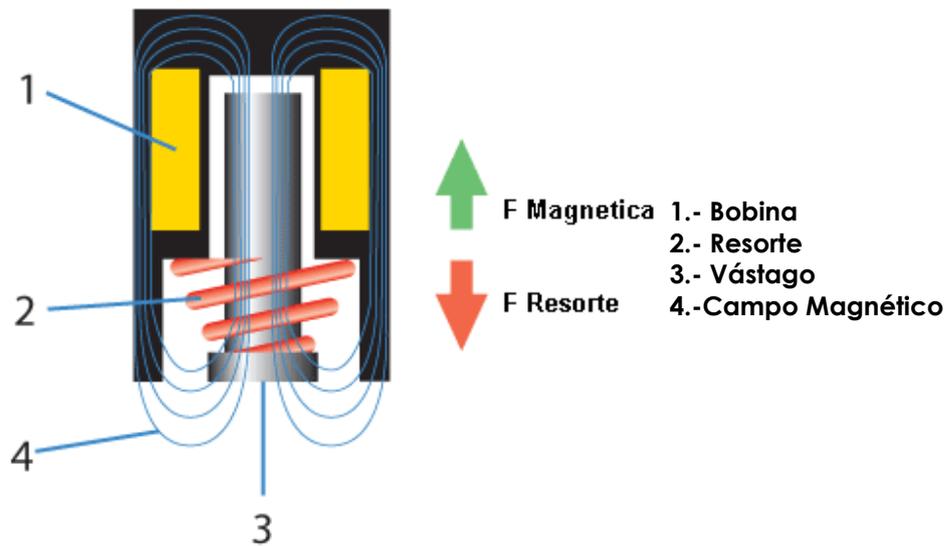


Fig. 1.1. Diagrama básico de una válvula solenoide proporcional.

Para un voltaje constante, un incremento en la resistencia interna provocará una caída en la corriente y en consecuencia una disminución de la fuerza magnética. Como resultado la válvula tenderá a irse cerrando lentamente.

Para evitar este problema se utilizan las *fuentes estabilizadas de corriente*. En este caso, la corriente aplicada es independiente de la resistencia interna. Teniendo como única desventaja que es un dispositivo más costoso que una fuente de voltaje convencional.

Otra característica importante en el funcionamiento de las válvulas proporcionales es el sellado, para asegurar un cierre pleno cuando la bobina se encuentra sin energía, siempre existe un *offset*³ de corriente/voltaje antes de obtener flujo, ver figura 1.2.

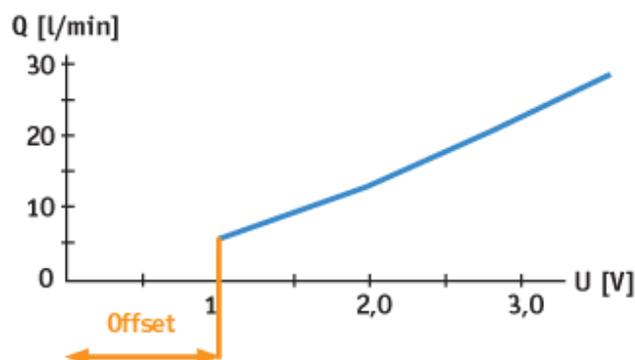


Fig. 1.2. Gráfica clásica del gasto contra el voltaje aplicado.

Respecto al control aplicado a estas válvulas, generalmente es utilizado un lazo cerrado con un sensor de presión o flujo, sin embargo, pueden utilizarse en lazo abierto con buenos resultados.

³ El término inglés offset puede entenderse como una desviación

Sobre las características principales para la selección de una válvula proporcional se tienen las siguientes:

- Presión máxima.
- Presión mínima.
- Flujo máximo.
- Tipo de fluido.
- Rango de temperatura ambiente.
- Rango de temperatura del fluido.

Es necesario generar una solución que controle eficientemente la corriente que circula por la bobina, independiente de factores como el aumento de la temperatura y la reacción de la parte neumática, que permita una configuración adecuada con las características de operación de la válvula y del ventilador pulmonar.

En las dos secciones siguientes se exponen las características de la válvula a utilizar y de la unidad de control comercial recomendada para la misma. En base a esto se determinarán las características de funcionamiento necesarias para el nuevo diseño, objetivo de esta tesis.

1.3 • DESCRIPCIÓN DE LA VALVULA A UTILIZAR

La válvula tiene la función de regular el flujo de mezcla de aire suministrado al paciente. El gasto que proporciona y el tiempo que permanece abierta, son función del flujo necesario, de la frecuencia respiratoria y de la relación aspiración-espiración.

La válvula seleccionada es el modelo *SD8202G7V* producida por *ASCO*, a continuación se muestra la descripción entregada por el fabricante:

Características:

- Flujos ajustables entre el *0%* y *100%* del rango.
- Controlable mediante la aplicación de voltaje entre *0* y *24V*.
- El flujo puede ser regulado por un amplio rango de entradas eléctricas (sensores, PLCs, etc.) mediante una unidad de control *ASCO* o un *circuito similar*.
- Adecuada para su uso en aire/gases, servicio en vacío y para control preciso de flujo de agua.

Construcción:

Partes en contacto con el fluido:

Cuerpo	Latón, Acero inoxidable 303
Sellos, diafragma	FKM
Tubo central	Acero inoxidable 305
Núcleo y vástago	Acero inoxidable 430F
Resortes	Acero inoxidable 302
Anillos	PTFE

Características Eléctricas:

Voltaje estándar	24VDC
Bobina	Moldeado Clase F
Resistencia de la bobina	25 Ω a 20°C
Corriente de operación	100 – 500mA
Entrada de la bobina	0 – 24 VDC
Frecuencias de PWM-recomendadas	300Hz aire/gases 200Hz agua/aceite
Histéresis	<5%
Repetitividad	<3%
Sensibilidad	<2%

Especificaciones:

Medida de la tubería	¼ in
Tamaño del orificio	7.1mm
Kv, factor de flujo	0.9 m ³ /h
Máxima presión diferencial	1bar
Temperatura del fluido	65°C
Wattage/Clase de aislamiento	22.6W/F

Para este modelo de válvula, el fabricante recomienda una unidad de control fabricada por ellos mismos, es el modelo *8908A001*, en la siguiente sección se encuentra un análisis de la anterior para así poder plantear las especificaciones con las que deberá contar el nuevo diseño.



Fig. 1.3.-Fotografía de la válvula en cuestión junto con la unidad de control ASCO

1.4 • ANÁLISIS DE LA UNIDAD DE CONTROL

La unidad de control, tiene la finalidad de convertir señales analógicas de control a corriente en la bobina de la válvula mediante el uso de modulación de ancho de pulso "PWM".

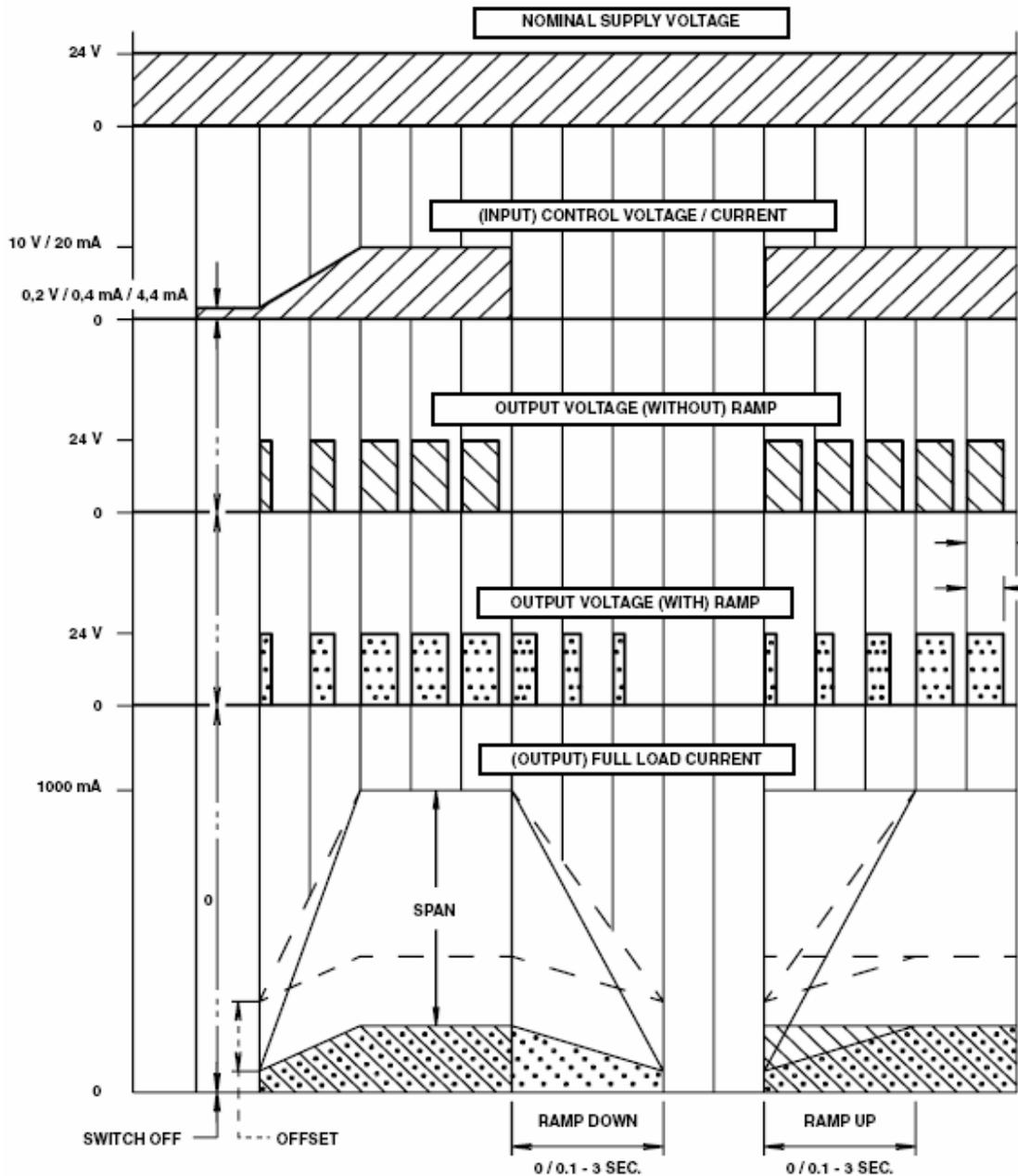


Fig. 1.4.-Diagrama voltaje-corriente/tiempo⁴

La unidad propuesta es una fuente estabilizada de corriente por PWM, por el contrario, para mantener constante la corriente de la carga en una fuente de corriente común

⁴ Imagen tomada de la hoja de características de la unidad de control 8908A001 de ASCO

(independientemente de la impedancia de ésta), se varía el voltaje a su salida mediante un control de lazo cerrado, en este caso el voltaje de salida siempre será constante ($24V$), sin embargo, para controlar la cantidad de potencia enviada a la carga, la salida de voltaje será a través de pulsos a una frecuencia constante controlando la anchura de los mismos, en la Figura 1.4 se muestra una gráfica donde se puede ver la conversión de potencia que realiza la unidad de control fabricada por ASCO.

Como se puede apreciar, la unidad de control entrega un nivel de corriente a la carga, proporcional a la señal de entrada que se le aplica. Sin embargo, a la salida el voltaje siempre es igual a $24V$, lo único que varía es el porcentaje de ciclo de trabajo (tiempo en encendido) para lograr la corriente deseada.

Para el caso de la unidad de control de la válvula, existen dos ventajas con el uso de PWM, una eléctrica y una neumática:

Eléctricamente, utilizar PWM es mucho más eficiente que una fuente convencional, debido a que no hay desperdicio de potencia, es decir, todo el voltaje es aplicado sólo el tiempo que es estrictamente necesario.

Por el contrario, en una fuente convencional todo el tiempo existe disipación de energía, a menos que la carga necesite de todo el voltaje. Suponiendo el caso de una fuente alimentada con $24V$, a su salida puede entregar un voltaje de hasta $24V$, ahora que si se le conecta como carga una resistencia de 5Ω que se desea alimentar con $1A$, la fuente tan sólo aplicaría un voltaje de $5V$ para lograr la corriente deseada. ¿Qué sucede con los otros $19V$?, en alguna parte de la fuente existirá un transistor que esté disipando $19V$ a $1A$, es decir convirtiendo $19W$ de potencia eléctrica en calor.

Para el mismo caso (un circuito puramente resistivo), utilizando PWM tan sólo se aplicarían pulsos de $24V$ a cierta frecuencia y con un ciclo de trabajo de $5/24$, todo mediante transiciones ON⁵/OFF⁶ que no disiparan energía, y únicamente tendrán las pérdidas naturales de las resistencias parásitas de los componentes utilizados.

Con esto se obtienen dos beneficios eléctricos; el primero es que el no disipar energía hace el sistema mucho más eficiente, el segundo es que no será necesario colocar disipadores especiales de un alto costo y tamaño, prolongando la vida de los transistores utilizados, dado que trabajarán a temperaturas más bajas evitando fatiga térmica. Este último punto es importante tomando en cuenta que se diseña un dispositivo para equipo médico por lo que se deben minimizar los riesgos en la medida de lo posible.

Desde el punto de vista neumático, cuando la válvula trabaja en frecuencia (en este caso $300Hz$ para gases de acuerdo al fabricante), se obtienen mejoras en su funcionamiento, entre otros una disminución en la histéresis.

Por el otro lado, también existen desventajas, primero la complejidad del diseño que conlleva un costo más elevado. La segunda es que el diseño debe adecuarse a la carga, ya que deberá de generar una frecuencia adecuada a la aplicación y lo más importante: la respuesta en frecuencia de la variación de corriente está limitada, para lo cual habría que conocer la frecuencia a la que oscilará y diseñar en función de ello.

⁵ El término inglés ON puede entenderse como "encendido"

⁶ El término inglés OFF puede entenderse como "apagado"

En este caso tales desventajas no presentan mayor problema, dado que al diseñarse en específico para el ventilador pulmonar su costo es abatido y, por lo mismo, trabajará en función de las condiciones de operación de la válvula requerida. A continuación se analizan cada una de las características de operación de la unidad de control comercial:

Voltaje de alimentación: La unidad de control recomendada es alimentada a 24V, al igual que la válvula, razón por la cual no habrá cambio en este concepto, el nuevo diseño trabajará con 24V.

Señal de Control: La unidad de control ofrece las tres modalidades siguientes para la señal de control:

- 0-10 VDC
- 4-20mA
- 0-20mA

Se encontró que para la aplicación es más sencillo trabajar con una señal en un rango de 0-5V, por lo cual únicamente éste será incluido en el diseño.

Flujo mínimo: Como se mencionó en la introducción, existe un offset de voltaje/corriente para que comience la apertura en las válvulas proporcionales, para ello la unidad de control permite programar un flujo mínimo para una señal de control igual a cero. La unidad de control genera un offset de corriente, el cual es ajustado mediante un potenciómetro. El nuevo diseño conservará esta característica, sin embargo, para hacer más fácil su configuración y más independiente de factores ambientales, será digital y programado mediante dos botones llamados "Offset +", y "Offset -", con los cuales se incrementará o decrementará el offset hasta en un 25% de la corriente máxima (750mA) que puede entregar la unidad.

Flujo Máximo: La unidad de control permite limitar el flujo máximo mediante otro potenciómetro, se cuenta con la capacidad de entregar hasta 1100mA, sin embargo, ajustando el potenciómetro es posible disminuir este valor para lograr el flujo máximo requerido por la aplicación, para la señal de control máxima. Con la caracterización de la válvula, se determinó que es conveniente limitar la capacidad del diseño a 750mA, sin embargo, al igual que con el offset, se incluirá un par de botones para poder programar una corriente máxima menor. Este par de botones serán llamados "Max+" y "Max-", y permitirán limitar la corriente hasta en un 50% de su capacidad máxima.

Función de apagado: Con esta función, al aplicar una señal de control menor al 2% del máximo se retira por completo la corriente a la carga. El nuevo diseño prescindirá de esta función dado que tomando en cuenta el offset necesario para que comience el flujo, los movimientos dentro de la válvula al ser energizada y desenergizada pueden ocasionar cambios abruptos en el flujo, es preferible tener energizada la bobina todo el tiempo, propiciando así los cambios suaves.

Función de Rampa: La unidad de control puede realizar la función de suavizar los cambios abruptos en la señal de control, en específico, cambiar los escalones por rampas. Al variar la anterior desde cero a cualquier otro valor, la unidad no realiza el cambio de corriente inmediatamente, sino que lo hace gradualmente en cierto tiempo, el cual también es seleccionable. Esta opción resulta útil cuando la válvula es controlada por algún control ON/OFF para no abrirla y cerrarla abruptamente. Sin embargo, al contar con un control inteligente en la aplicación, no será necesaria esta función, por lo que se prescindirá de ella.

Frecuencia de PWM: La unidad de control nos permite seleccionar frecuencias graduales entre 40 y 700Hz, en este caso la válvula trabajará a 300Hz, sin embargo se deja abierta la posibilidad de modificar la frecuencia de operación. Para seleccionarla será utilizado un potenciómetro "Fpot". Para un ajuste más sencillo sólo se conservan seis frecuencias fijas que son 200, 300, 400, 500, 600 y 700Hz, las cuales son seleccionadas en orden ascendente girando el potenciómetro en sentido horario.

1.5 • RESUMEN

Se ha determinado que la solución para el control de la válvula es una fuente estabilizada de corriente por PWM, habiendo analizado las características de la unidad de control comercial y de la válvula, se determinó que el nuevo diseño habrá de contar con las especificaciones siguientes:

Voltaje de Alimentación	24VDC
Señal de Control	0 – 5VDC
Frecuencia de PWM	200-700Hz
Corriente Máxima	750mA- 375mA, ajustable
Offset de Corriente	0 – 187.5mA, ajustable
Respuesta en frecuencia	>0.3Hz

La respuesta en frecuencia se determinó en conformidad con los requerimientos del ventilador, basándose en la frecuencia de respiración de un paciente de hasta 18 veces por minuto. Una vez planteado el problema, en los siguientes capítulos se documenta como se llegó a la solución al mismo.

Capítulo 2

Diseño del Sistema Electrónico

Este capítulo contiene la información referente al diseño del hardware de la unidad de control, describe la forma en la cual la alimentación y la señal de referencia se convierten en las señales de control de la válvula.

2.1 • INTRODUCCIÓN

La unidad de control básicamente es un sistema de control de lazo cerrado, se decidió implementarlo de forma digital por versatilidad y sobretodo por flexibilidad, ya que en cualquier momento se puede mejorar o modificar con tan sólo realizar cambios en el firmware⁷.

El controlador es un lazo cerrado común con la configuración clásica de una entrada y una salida retroalimentada, sin embargo para efectos de configuración se cuenta con cinco entradas adicionales, así como otra salida, mismas que son más fáciles de manejar en un controlador digital. Adicionalmente, se sabe que para almacenar la configuración es más confiable la memoria digital que posiciones físicas (potenciómetros), como sería el caso de un controlador analógico.

Por ello es que se ha decidido que el corazón de la unidad de control sea un microcontrolador, sin embargo, el sistema electrónico también está constituido por otros bloques, mismos que se listan a continuación:

- Fuente de alimentación.
- Acondicionamiento de señal de retroalimentación (*filtro pasabajas*).
- Etapa de potencia.
- Microcontrolador e Interfaz con el usuario.

Como se ha mencionado, la señal de referencia trabaja en un rango de 0–5V, ésta se conecta directamente a una entrada analógica del microcontrolador para ser digitalizada. La señal de control es la salida de PWM que se obtendrá de un puerto digital, maneja la etapa de potencia y alimentará la válvula mediante PWM a 24V.

La válvula es la planta, ésta tendrá una reacción a la señal de control que se le aplica (en este caso el PWM) y, tratándose de un control de lazo cerrado, la reacción de la válvula es la que se debe sensor y acondicionar para retroalimentarla y compararla con la señal de referencia.

El objetivo es realizar un control de corriente eléctrica, entonces la variable a sensor es la corriente que circula por el solenoide de la válvula. Ésta es sensada indirectamente, en serie con el solenoide se ha colocado una resistencia de 0.5Ω , así midiendo el voltaje en la resistencia es posible obtener la corriente, misma que será equivalente al voltaje en la resistencia multiplicado por dos.

Si bien, al aplicar señales de PWM mayores a 200Hz la válvula funciona correctamente y puede mantener una posición y un flujo constantes, hay que recordar que esto se debe a que es un sistema mecánico muy lento, sin embargo, el solenoide es un sistema eléctrico y responde mucho más rápido que un sistema mecánico. Dada la velocidad del sistema RL que se tiene, éste responde al PWM con un tren de pulsos a la misma frecuencia, por lo que al medir la corriente no se tiene un valor constante sino otro tren de pulsos, del cual nos interesa el valor medio.

Para obtener el valor medio del tren de pulsos es necesario eliminar la frecuencia del PWM, dejando solamente la componente con frecuencia nula, equivalente al valor medio.

⁷ El término inglés firmware se refiere a el código programado en microcontroladores

Con el objeto de atenuar las frecuencias en el rango de la salida de PWM se utilizó un filtro pasabajos tipo *Bessel de 4° orden*, la salida del filtro retroalimenta el valor medio de la corriente a una entrada analógica del microcontrolador cerrando así el lazo.

En las secciones siguientes se detalla el diseño de cada uno de los subsistemas que forman el sistema electrónico.

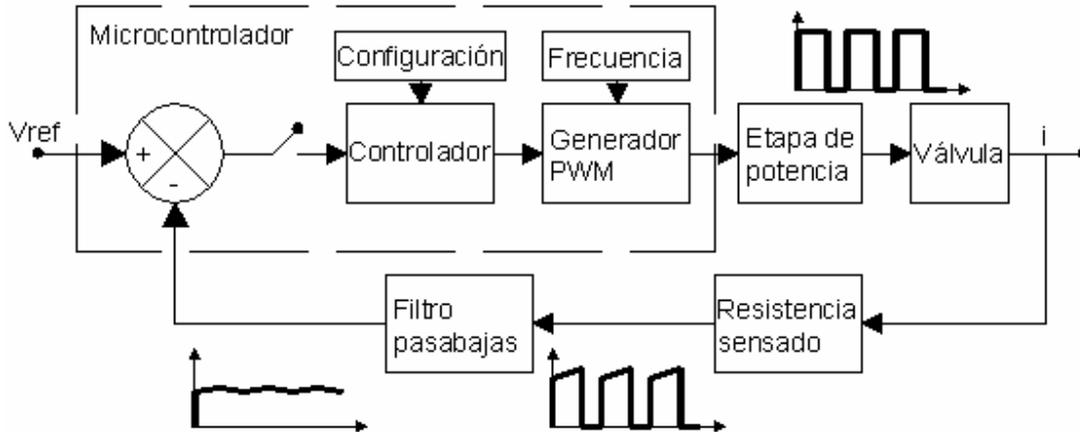


Fig. 2.1. Diagrama de bloques funcional de la unidad de control

2.2 • FUENTE DE ALIMENTACIÓN

Para la alimentación de todos los subsistemas de la unidad de control son necesarios los siguientes voltajes y corrientes:

- 5 V, <30 mA
- 6 V, <10 mA
- 24 V, ~ 1 A

Los 5V son necesarios para la alimentación del microcontrolador y requiere de una corriente de alrededor de 14mA. Para implementar la regulación se utilizó un circuito integrado "MC7805CT", fabricado por *ON semiconductors*. A continuación se listan las principales características otorgadas por el fabricante⁸:

- Salida de corriente de hasta 1A
- No necesita de componentes externos
- Protección interna para sobrecarga térmica
- Limitador interno de corriente para corto circuito
- Salida de voltaje con 2% y 4% de tolerancia
- Voltaje máximo de entrada de 35V
- Voltaje mínimo de entrada de 7V

El MC7805CT está diseñado para entregar una corriente de hasta 1A, lo que resulta en un factor de seguridad de alrededor de 70, así también es capaz de manejar voltajes a la entrada de hasta 35V. En este caso tendrá 24V a la entrada, justo el voltaje con el que se alimenta la unidad de control.

⁸ Hoja de características disponible en el apéndice C

En estas condiciones de trabajo el regulador estará disipando una potencia de:

$$P = (V_{in} - V_o) \times i$$
$$P = (24V - 5V) \times 0.014 A$$

$$P = 0.266 W$$

Un poco más de $\frac{1}{4}$ de watt, potencia que puede ser disipada fácilmente por el encapsulado *TO-220* del regulador, la placa fenólica se diseñará para que el regulador vaya acostado sobre ella, incrementando aún más su capacidad de disipación. Esto permite que el regulador opere de forma constante a una temperatura máxima de $47^{\circ}C$, condición adecuada para prolongar su periodo de vida.

A la entrada del regulador se ha colocado un capacitor electrolítico "C1" para ayudar a mantener los 24V constantes, ya que puede darse el caso de tener cables de alimentación muy largos, de igual forma a la salida del regulador se colocaron un capacitor electrolítico "C2" y un capacitor cerámico "C3" para ayudar a eliminar transitorios.

Los 5V a la salida del regulador servirán también como voltaje de referencia, por lo general este tipo de reguladores presentan una variación no mayor del 1% del valor nominal, lo cual resulta aceptable. Cabe señalar que de cualquier forma la unidad de control presentará la posibilidad de calibrarse mediante el ajuste digital de rango de trabajo con el que cuenta.

Para obtener el voltaje de 6V se optó por un diodo zener, ya que para éste no es necesario alta precisión y se requiere de una corriente de operación mínima. Los 6V son necesarios para el funcionamiento del filtro pasabajas que está constituido por un amplificador operacional doble, modelo *LT1013*.

El filtro pasabajas requiere para su funcionamiento menos de un miliamper, sin embargo, para obtener una buena regulación con el diodo zener se diseñó la fuente para 10mA. Así también de esta forma cualquier caída de voltaje en la alimentación no pondría en riesgo la capacidad de corriente de esta fuente de 6V.

El diodo utilizado "D1" es el *1N5233B*, el cual tiene un voltaje nominal de 6V con una potencia de $\frac{1}{4} W$, el cálculo para la potencia requerida es el siguiente:

$$i_{max} = .01 A$$
$$V_z = 6 V$$
$$P = V_z \times i_{max}$$
$$P = 0.06 W$$

Utilizando un diodo para $\frac{1}{4} W$ se obtiene un factor de seguridad de poco más de 4, para obtener los valores de la resistencia:

$$I_R = .01 A$$
$$V_R = 24 V - V_z$$
$$V_R = 18 V$$
$$R = V_R / I_R$$
$$R = 1800 \Omega$$
$$P_R = R \times I_R^2$$
$$P_R = 0.18 W$$

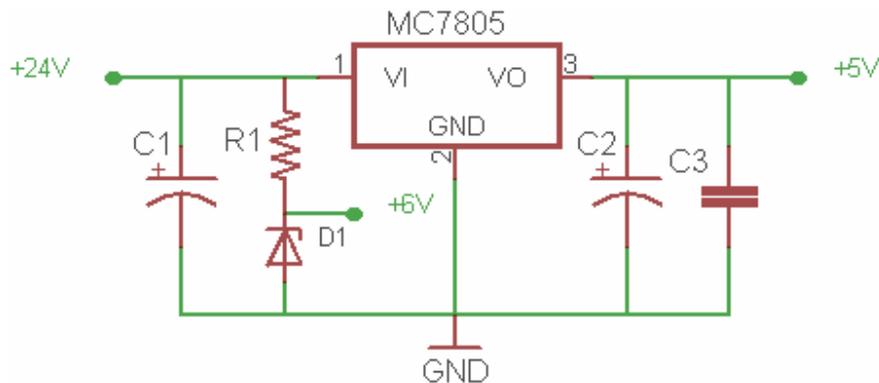


Fig. 2.2. Diagrama de la fuente de alimentación

Es necesaria una resistencia "R1" de 1800Ω a una potencia de $0.18W$, el valor de la resistencia es comercial y se optó por una de $0.5W$ para tener una buena disipación de calor y así no se eleve excesivamente su temperatura, prolongando su duración y evitando fluctuaciones en el valor de su resistencia.

En cuanto al voltaje de $24V$, estos son necesarios únicamente para la alimentación de la válvula, el borne positivo se encuentra conectado directamente a ella. En esta parte sólo se tiene el capacitor electrolítico de la entrada del regulador que nos ayuda a mantener estable el voltaje de alimentación.

En el apéndice A se puede encontrar el listado de todas las partes utilizadas para la construcción de la fuente de alimentación, junto con sus características.

2.3 - FILTRO ACONDICIONADOR PARA LA RETROALIMENTACIÓN

Como ya se mencionó en la introducción, en el lazo de retroalimentación se ha colocado un filtro pasabajas con la finalidad de suavizar el tren de pulsos correspondiente a la corriente del solenoide.

El objetivo del filtro pasabajas es eliminar la frecuencia de PWM ($200-700Hz$), obteniendo la menor cantidad de rizo posible, éste puede ser reducido a una cantidad insignificante utilizando un filtro con una frecuencia de corte muy baja, para tener las frecuencias del PWM muy alejadas de la banda de paso.

Al utilizar una frecuencia de corte muy baja se atenuaría y distorsionaría la frecuencia de operación de la válvula, así como la frecuencia de muestreo del controlador digital. Lo anterior resultaría en una respuesta distorsionada por parte del controlador, ya que éste muestrearía valores retrasados en el tiempo. Cabe recordar que la resultante del muestreo consta de la suma de la frecuencia de apertura/cerrado de la válvula más la frecuencia de PWM; aquí nos interesa retirar la frecuencia de PWM y conservar íntegra la otra.

Por lo anterior, el filtro a utilizar debe dejar pasar íntegra una frecuencia que represente la cantidad máxima de cambios que puede ejercer el controlador sobre la planta (muestreo a muestreo). La frecuencia de PWM más baja con la que puede trabajar el controlador es de $200Hz$, con ésta base se decidió tomar una frecuencia de muestreo para el controlador digital de $50Hz$, así se dejan pasar por lo menos cuatro periodos del PWM entre muestreos.

Al muestrear a 50Hz, la válvula tiene oportunidad de responder a la frecuencia de PWM y da tiempo suficiente al microcontrolador para generar un PWM preciso. Tomando en cuenta que la frecuencia de operación de la válvula será de no más de 0.3Hz y mecánicamente es un sistema muy lento, resulta adecuada esta frecuencia de muestreo.

La frecuencia que mejor representa cincuenta cambios por segundo es un tren de pulsos de 25Hz con un ciclo de trabajo del 50%, ya que ésta contiene cincuenta transiciones, veinticinco del valor máximo al mínimo y veinticinco del mínimo al máximo. Así entonces el filtro se diseñará para dejar pasar un tren de pulsos de 25Hz integro.

Al considerar que el filtro a diseñar tendrá una frecuencia de corte lo más baja posible que permita pasar el tren de pulsos de 25Hz, se decidió realizarlo de cuarto orden debido a que el diseño del mismo no es complicado, mucho menos su implementación. Para ello basta un par de amplificadores operacionales (disponibles en un mismo encapsulado), seis resistencias y cuatro capacitores.

Para determinar la frecuencia de corte óptima se realizaron simulaciones por computadora con la respuesta de distintos filtros de 4° orden con varias frecuencias, mismas que fueron corroboradas con la experimentación. Se llegó a la conclusión que la frecuencia de corte más adecuada es de 90Hz, la cual deja pasar el tren de pulsos de 25Hz sin perder información y convierte las frecuencias de PWM en senoides con poco rizo.

Una vez conociendo las características básicas del filtro como lo son el orden y la frecuencia de corte, el siguiente paso es decidir el tipo de filtro a diseñar.

Selección del Filtro

Primero habría que definir que un filtro pasabajas no es simplemente un sistema que deja pasar frecuencias bajas atenuando las altas, hay un poco más[1][2].

Además del orden y la frecuencia de corte es posible tener distintas respuestas, esto dependiendo de la función de transferencia del filtro. Para el mismo orden y frecuencia de corte se pueden tener varias funciones de transferencia, cada uno con una respuesta distinta. Por otra parte, en lo referente a filtros, es común escuchar las denominaciones: *Butterworth*, *Chebyshev*, *Bessel*, *Sallen-key* o *MFB*.

Básicamente existen 3 funciones de transferencia distintas:

Butterworth: Son caracterizados por su respuesta en magnitud máximamente plana, optimizado para una ganancia plana en la banda de paso. La atenuación es de -3dB en la frecuencia de corte. Después de la frecuencia de corte la atenuación es de -20dB/década. La respuesta transitoria de un filtro Butterworth a una entrada de pulsos muestra sobrepaso y asentamiento moderados.

Bessel: Están optimizados para un retraso máximamente plano (o un retraso de grupo constante). Esto significa que tiene una respuesta en fase lineal y una excelente respuesta transitoria a una entrada de pulsos. Esto a cambio de planicidad en la banda de paso y velocidad de corte. La frecuencia de corte se define como el punto con -3dB.

Chebyshev: Estos filtros están diseñados para presentar rizo en la banda de paso, pero una caída escalonada después de la frecuencia de corte. La frecuencia de corte está

definida como la frecuencia a la cual la respuesta cae bajo la banda de rizo. Para un orden dado, puede lograrse un corte escalonado aceptando mayor rizo. La respuesta transitoria de un filtro Chebyshev a una entrada de pulsos muestra mayor sobrepaso y asentamiento que un filtro Butterworth.

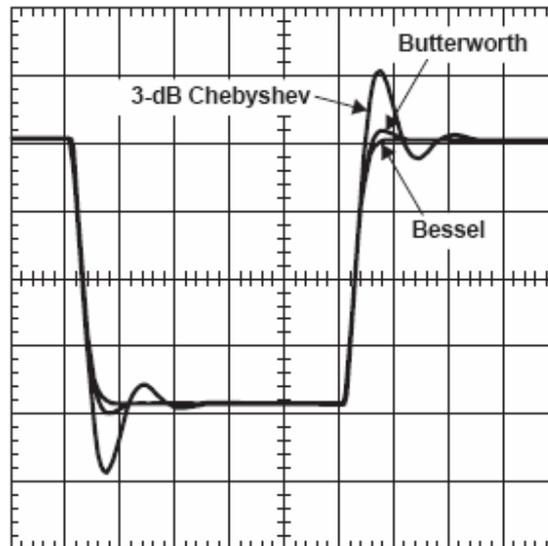


Fig. 2.3. Respuesta transitoria de los 3 filtros

Tomando en cuenta que el filtro a diseñar recibirá a su entrada el tren de pulsos proveniente de la respuesta del solenoide, es claro que la mejor opción es el Bessel, ya que tiene la mejor respuesta a pulsos. Además, toda vez que es necesario el valor promedio de la corriente viene muy bien la planicidad de su respuesta, así también presenta sobrepaso nulo.

La figura 2.3 muestra la respuesta transitoria a una entrada de pulsos de los tres filtros descritos, es posible apreciar la diferencia de sobrepaso desde uno nulo para el filtro Bessel, hasta 3dB de sobrepaso para el Chebyshev.

Habiendo decidido que el filtro será un Bessel de cuarto orden con frecuencia de corte de 90Hz, sólo habrá que implementarlo electrónicamente. Para esto se usará una topología activa, las más utilizadas son la *Sallen-Key* y la *MFB* (Multiple Feedback), éstas se describen a continuación:

Sallen-Key: Ésta tiene la ventaja de ajustar fácilmente la ganancia sin afectar la respuesta ni la frecuencia de corte, sin embargo tiene la desventaja que su respuesta a alta frecuencia es limitada.

MFB: Ésta es preferida a la Sallen-Key por presentar menor sensibilidad de su respuesta a la variación del valor de los componentes, y mejor respuesta a alta frecuencia. Sin embargo la ganancia depende del valor de los componentes, por lo cual el diseño con esta topología para una ganancia precisa es mucho más complicada.

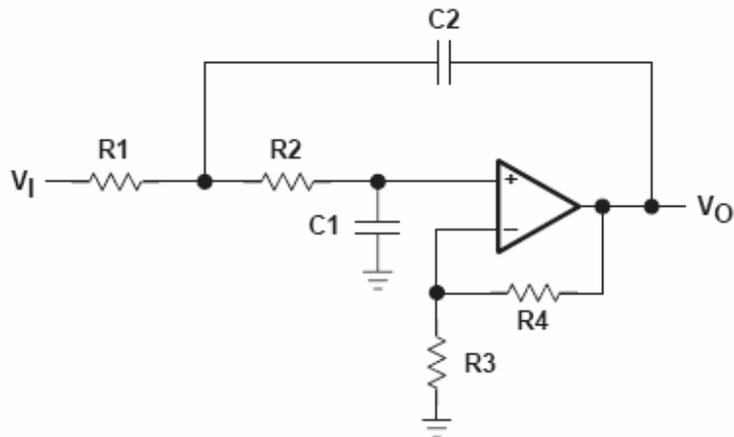


Fig. 2.4. Topología Sallen-Key

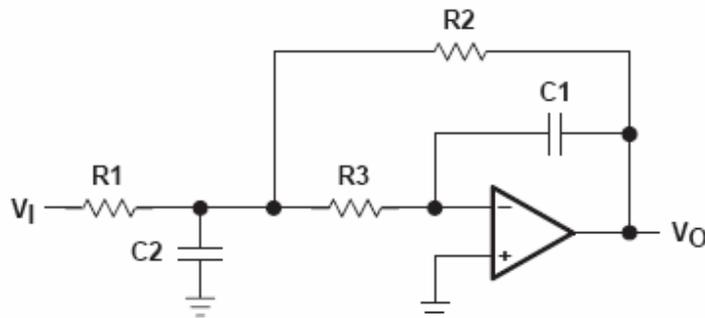


Fig 2.5 Topología MFB

La frecuencia más alta en la unidad de control será de 700Hz, la cual es sumamente baja. La aplicación del filtro sólo es para obtener el valor medio de una señal, por lo que no es necesario máxima precisión, variaciones de los valores nominales de los componentes no afectarían significativamente el funcionamiento dado que no es necesaria la precisión en frecuencia.

Sin embargo, como el filtro será usado para leer la corriente actual, resulta necesaria una lectura precisa de su magnitud, por lo que la ganancia debe estar bien controlada.

Dadas estas condiciones, la mejor opción se trata de un Sallen-Key, principalmente por el sencillo control de ganancia. Además que tiene la ventaja de no ser amplificador inversor como el MFB, evitando así la necesidad de contar con una fuente de voltaje negativo.

Habiendo decidido el tipo de filtro y arquitectura del mismo, a continuación se aborda el diseño del mismo.

Diseño del filtro

Para la obtención del filtro de 4° orden, serán usados dos filtros de 2° orden en cascada. En esta configuración se colocan los filtros en serie, uno tras otro. Teóricamente el orden en que se coloquen los filtros no debería de importar, sin embargo es recomendable

colocar las etapas con factor de calidad "Q" menor cerca de la entrada para evitar saturación.

Para el diseño del filtro se utilizará una tabla desarrollada por *Texas Instruments [1]*, de donde se obtienen los valores requeridos de "Q" y "FSF" para el tipo de filtro y orden, la ecuación 2.1 muestra la función de transferencia general de un filtro de segundo orden:

$$H(f) = -\frac{K}{\left(\frac{f}{FSF * fc}\right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{j * f}{FSF * fc} + 1} \dots \text{Ec 2.1}$$

Donde: fc = Frecuencia de corte
 K = Ganancia del filtro
 f = Variable frecuencia
 FSF = Factor de escala de la frecuencia
 Q = Factor de Calidad

Para la un filtro Bessel es necesaria una función de transferencia como la siguiente:

$$H(f) = \frac{K}{-\left(\frac{f}{1.274 fc}\right)^2 + 1.36 \frac{j * f}{fc} + 1} \dots \text{Ec 2.2}$$

Para una topología Sallen-Key, es posible dejar la función de transferencia en función de los parámetros de los componentes del filtro mediante las siguientes sustituciones:

$$K = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \dots \text{Ec 2.3} \quad FSF * fc = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \dots \text{Ec 2.4}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_1 C_2 (1 - K)} \dots \text{Ec 2.5}$$

Utilizando la tabla para diseño de filtros Bessel, se obtiene que para un filtro de cuarto orden es necesario lo siguiente:

Etapas 1: $FSF = 1.4192$ $Q = 0.5219$ *Etapas 2:* $FSF = 1.5912$ $Q = 0.8055$

Para obtener los valores de las resistencias y capacitores es necesario realizar una serie de iteraciones con las ecuaciones 2.3, 2.4 y 2.5, para dar con los valores más cercanos a Q y FSF utilizando valores comerciales de componentes.

La frecuencia de corte será de 90Hz, sólo falta decidir la ganancia de las etapas. La corriente máxima de la unidad será de 750mA, y en el microcontrolador se espera leer la salida del filtro en un rango de 0-4.7V, (no se utilizará el rango completo de 0 -5V para evitar la saturación del microcontrolador), entonces para una corriente promedio de 750mA se deberán tener 4.7V a la salida del filtro.

Una corriente de 750mA genera un voltaje de 0.375V en la resistencia de sensado (0.5Ω), mismo que llega a la entrada del filtro, éste deberá corresponder con 4.7V a la salida del mismo, para lo que será necesario una ganancia de $K = 12.5$.

El filtro consta de dos etapas de segundo orden y la ganancia total del filtro es equivalente a la multiplicación de las ganancias de las etapas. Se decidió colocar toda la ganancia en la primera etapa para que así el segundo filtro trabaje con voltajes más adecuados y utilizar menos resistencias. Entonces la ganancia en la primera etapa será $K = 12.5$, mientras que para la segunda etapa será $K = 1$.

Una vez realizadas las iteraciones se obtuvieron los siguientes resultados, utilizando valores comerciales de componentes:

<i>Etapas 1:</i>	<i>Etapas 2:</i>
$R_1 = 9090 \Omega$	$R_1 = 5600 \Omega$
$C_1 = 68 \text{ nF}$	$C_1 = 68 \text{ nF}$
$R_2 = 76800 \Omega$	$R_2 = 14500 \Omega$
$C_2 = 33 \text{ nF}$	$C_2 = 220 \text{ nF}$
$Q = 0.5235$	$Q = 0.8064$
$FSF = 1.4129$	$FSF = 1.6045$

Los valores resultantes de Q y FSF difieren de los valores obtenidos de la tabla en menos del 1%, lo cual es suficiente para obtener una excelente aproximación del filtro.

La ganancia de la primera etapa, es fácil de obtener mediante una resistencia de 1000Ω y otra de 11500Ω.

$$R_3 = 1000\Omega \qquad R_4 = 11500\Omega$$

La ecuación 2.6 corresponde a la función de transferencia de la primera etapa:

$$H(f) = \frac{12.5}{-\left(\frac{f}{1.4129fc}\right)^2 + 1.352 \frac{j*f}{fc} + 1} \dots \text{Ec 2.6}$$

La ecuación 2.7 corresponde a la segunda etapa:

$$H(f) = \frac{1}{-\left(\frac{f}{1.6045fc}\right)^2 + 0.7729 \frac{j*f}{fc} + 1} \dots \text{Ec 2.7}$$

La ecuación 2.8 corresponde a la función de transferencia para del filtro completo, equivalente al producto de las dos anteriores:

$$H(f) = \frac{12.5}{\left(-\left(\frac{f}{1.4129fc}\right)^2 + 1.352 \frac{j*f}{fc} + 1\right) \left(-\left(\frac{f}{1.6045fc}\right)^2 + 0.7729 \frac{j*f}{fc} + 1\right)} \dots \text{Ec 2.8}$$

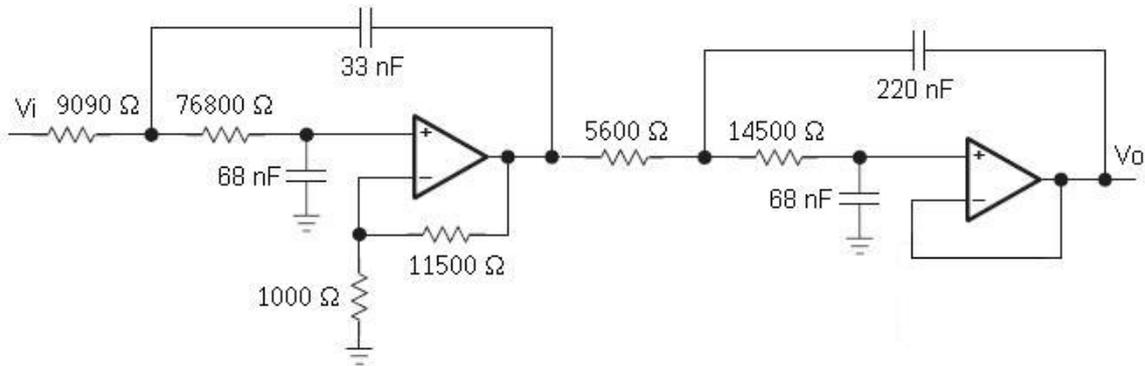


Fig. 2.6. Diagrama del filtro a utilizar

Con la anterior, es posible analizar el comportamiento del filtro, la figura 2.7 muestra el diagrama de Bode correspondiente a la magnitud, con éste se puede obtener la ganancia que tendrá el filtro en decibeles para cada frecuencia.

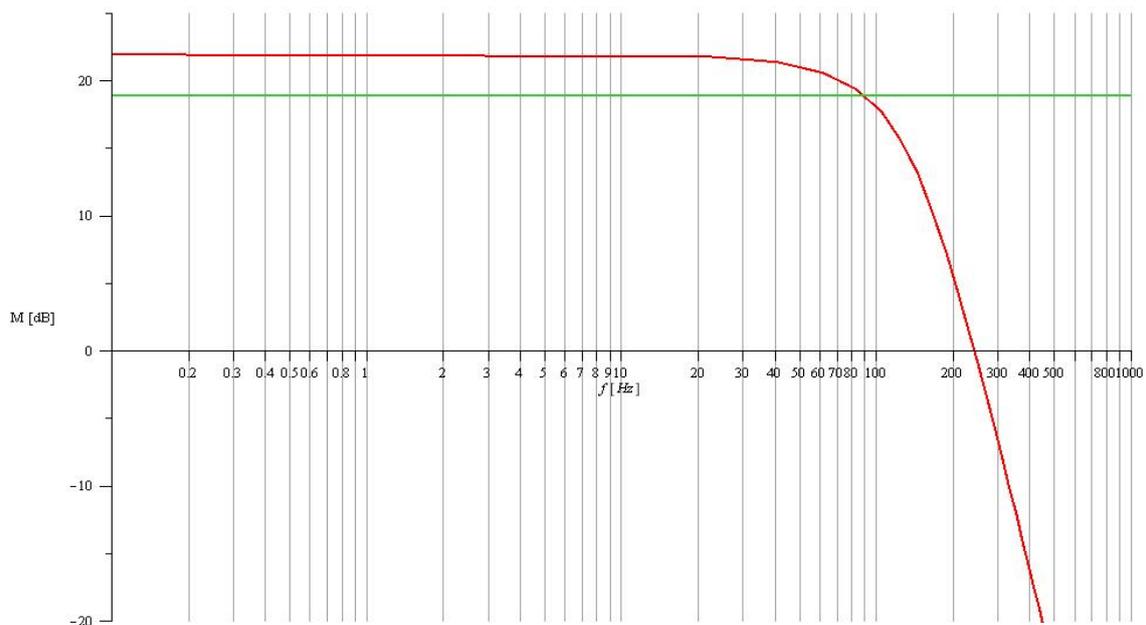


Fig. 2.7. Diagrama de Bode de Magnitud para el filtro

La línea recta en el diagrama corresponde a una atenuación de 3dB en la banda de paso, en este caso es de 21.93 dB. Se observa que esta línea cruza con la grafica de magnitud en 90 Hz.

Lo anterior confirma que el filtro se ha implementado exitosamente, ya que para la frecuencia de corte debe existir una caída de 3dB. También se puede observar que la atenuación en la banda transición es de -80 dB/década lo cual concuerda con el orden del filtro, 4°.

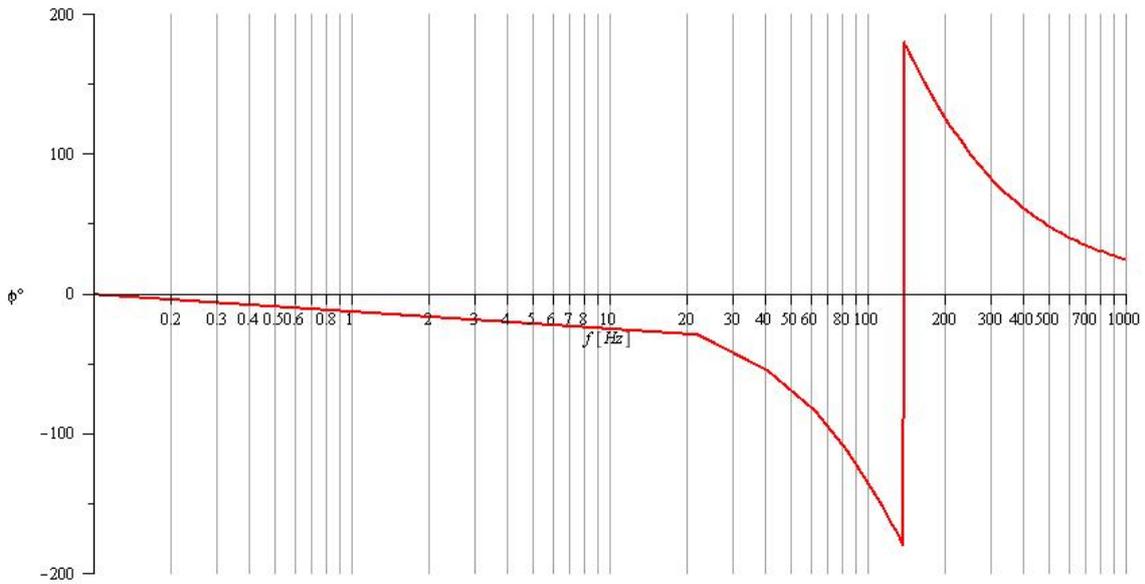


Fig. 2.8. Diagrama de Bode de ángulo de fase para el filtro

La figura 2.8 muestra el diagrama de ángulo de fase. En él se puede apreciar que para las frecuencias de operación de la válvula ($<1\text{Hz}$), y de muestreo (50Hz), el retraso de fase es reducido.

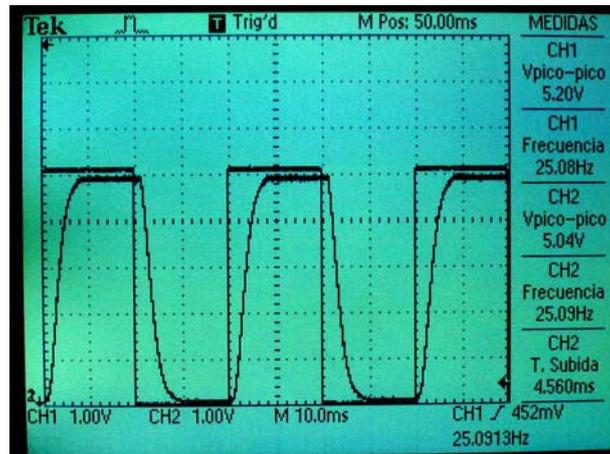


Fig. 2.9. Respuesta del filtro a una entrada de pulsos de 25 Hz, $K=1$

La figura 2.9 muestra que el filtro deja pasar un tren de pulsos de 25 Hz (CH1) con mínima distorsión, en la respuesta (CH2 se observa un tiempo de levantamiento muy reducido que no genera pérdida de información.

En las figuras 2.10-15 se muestran pantallas obtenidas directamente del osciloscopio con la unidad de control terminada y en funcionamiento. En ellas se muestra el tren de pulsos obtenido de la resistencia de sensado, y la respuesta a la salida del filtro.

En el osciloscopio las escalas fueron ajustadas para que puedan compararse uno a uno el voltaje de la resistencia contra el voltaje a la salida del filtro, con esto es posible observar la calidad con que se realiza la aproximación del voltaje medio. Se muestran seis

imágenes, una para cada frecuencia de operación de PWM, para una entrada constante en la unidad de control.

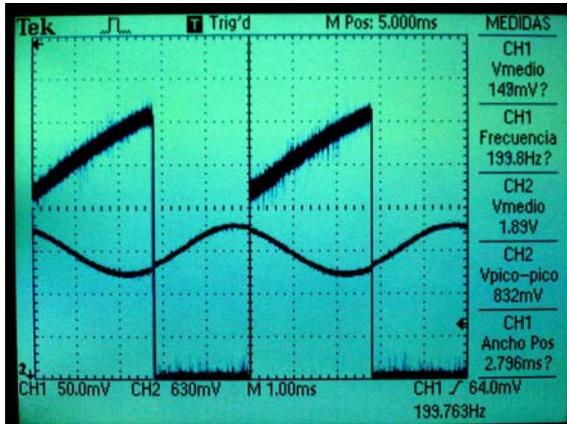


Fig. 2.10. Entrada/salida a 200 Hz

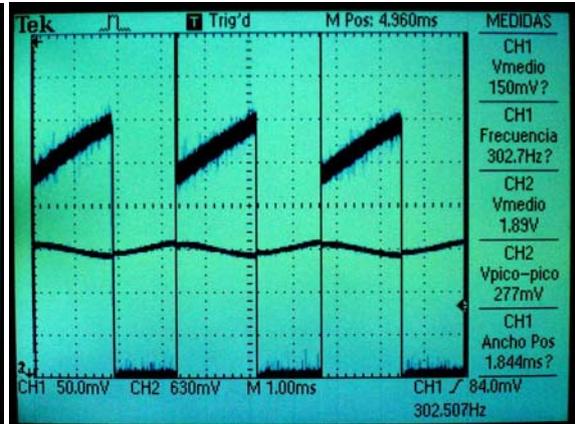


Fig. 2.11. Entrada/salida a 300 Hz

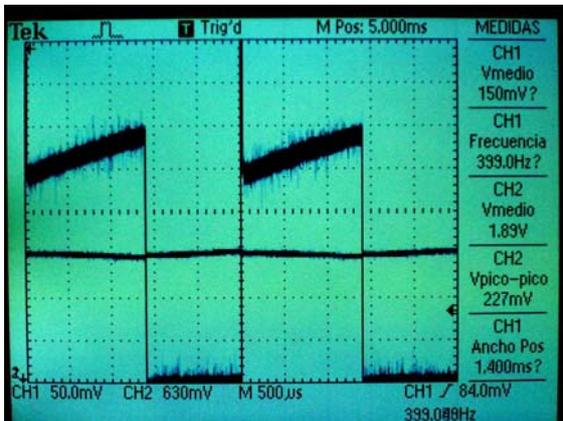


Fig. 2.12. Entrada/salida a 400 Hz

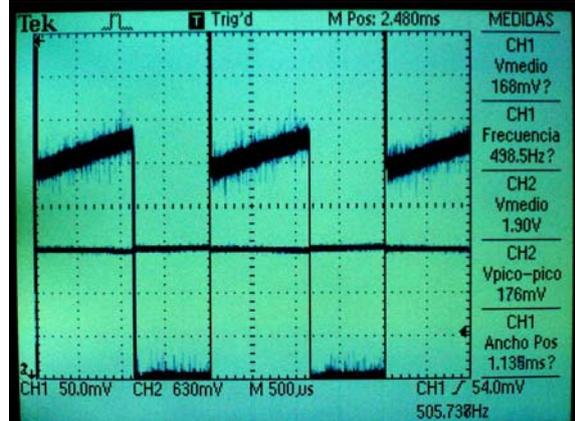


Fig. 2.13. Entrada/salida a 500 Hz

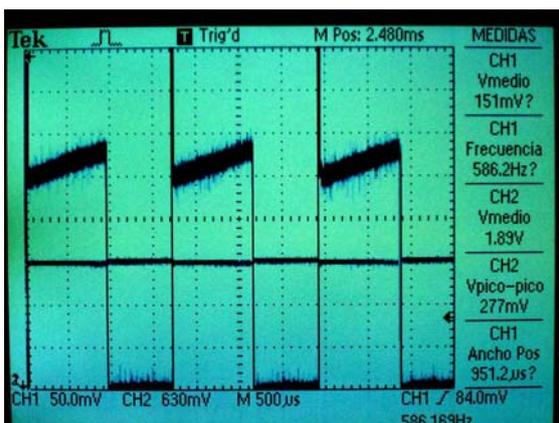


Fig. 2.14. Entrada/salida a 600 Hz

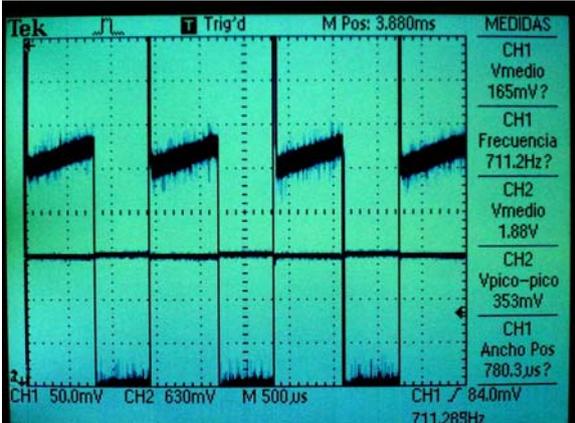


Fig. 2.15. Entrada/salida a 700 Hz

En las anteriores se observa que el filtro obtiene un buen suavizado del tren de pulsos, después de los 300Hz, prácticamente desaparece el rizo. Así también las ganancias obtenidas a partir de los voltajes promedios aproximados por el osciloscopio concuerdan adecuadamente con la ganancia del filtro.

En conclusión la respuesta obtenida es exitosa, ya que también cumple con el objetivo de, a través de su ganancia, limitar la corriente de la unidad a 750mA .

Implementación del filtro

Para un buen funcionamiento del filtro y un comportamiento más preciso, se decidió utilizar un amplificador operacional de precisión. Un factor importante para la selección del amplificador son los requerimientos de alimentación. Para esta aplicación es necesaria una respuesta en un rango de $0 - 4.7\text{V}$, se tiene que revisar o plantear la disponibilidad de la fuente de alimentación, ya que por lo general los amplificadores operacionales tienen una pérdida de hasta 2V , de los extremos de la fuente.

La aplicación utilizará voltajes muy cercanos a los 0V , en los amplificadores comunes para alcanzar niveles de voltaje positivo cercanos al cero a su salida, es necesario tener una fuente de alimentación negativa para superar las pérdidas internas. La aplicación no contempla contar con una fuente de alimentación negativa ya que esto requeriría de componentes adicionales.

La selección para el amplificador operacional fue el modelo *LT1013* fabricado por *Texas Instruments*. El *LT1013* es un amplificador operacional doble en un encapsulado de ocho pines, así un solo circuito integrado es suficiente para implementar el filtro. Éste es de precisión y tiene la ventaja de presentar un funcionamiento optimizado para alimentación sencilla, es decir, alimentándolo únicamente con voltaje positivo, permite alcanzar voltajes cercanos a la tierra.

Las características del *LT1013* según el fabricante son las siguientes⁹:

- Operación con alimentación sencilla
 - El voltaje de entrada se extiende hasta tierra
 - Posible alcanzar la tierra a la salida mientras funcione como sumidero de corriente
- Offset de voltaje a la entrada de máximo $150\mu\text{V}$ a 25°C
- Bajo coeficiente de offset de voltaje por temperatura $2.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- Offset de corriente a la entrada de máximo 0.8nA a 25°C
- Alta ganancia $0.8 - 1.5 \text{ V}/\mu\text{V}$ mínimo
- Corriente de alimentación baja, máximo 0.5mA a 25°C
- Bajo voltaje de ruido PP, $0.55\mu\text{V}$ típico
- Baja corriente de ruido, $0.07\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

El amplificador es alimentado por medio de los 6V provenientes del diodo zener, esto le permite tener a la salida un rango de valores de *aproximadamente* $0-5.3\text{V}$, éste se encuentra dentro del rango permitido para la entrada analógica del microcontrolador¹⁰ con lo cual se tiene una operación segura.

Las resistencias utilizadas, son valores de la gama *E96* con 1% de tolerancia, una potencia de $\frac{1}{4}$ de *watt* es más que suficiente. La única excepción es la resistencia de 5600Ω que es de la gama *E24* con 5% de tolerancia, para su armado se recomienda medirla y seleccionar aquellas que tengan un valor muy cercano a los 5600Ω .

⁹ Hoja de características disponible en el apéndice C

¹⁰ Dato disponible en la hoja de características del PIC18F1320

Los capacitores a utilizar son de la gama *E12* con *10%* de tolerancia, se recomienda también medir los capacitores y seleccionar aquellos con los valores más cercanos al nominal. Estos pueden ser cerámicos o de poliéster.

En el apéndice A se puede encontrar el listado de todas las partes utilizadas para la construcción del filtro, junto con sus características.

2.4 • ETAPA DE POTENCIA

Este sistema consiste del circuito que permitirá alimentar el solenoide con sus requerimientos plenos de potencia, esto mediante una débil señal de control proveniente del microcontrolador, resultado de la ley de control.

El utilizar PWM, significa que la etapa de potencia funcionará de forma discreta. Es decir, tendrá una salida digital ON/OFF, no serán necesarios niveles intermedios.

La etapa de potencia será una fuente de voltaje, no de corriente, la cual deberá de ser capaz de entregar *24V* a su salida ó un estado de impedancia infinita, en la aplicación no es necesario aplicar el nivel contrario al estado de encendido¹¹. Adicionalmente, no se tienen restricciones en cuanto a la polaridad.

En cuanto a la corriente, considerando que la resistencia del solenoide de *25Ω* y operará a *24V*, deberá ser capaz de suplir una corriente constante de por lo menos *1A*.

Resumiendo, estos son los requerimientos:

- *24 V*, ON/OFF, sin importar si es fuente ó sumidero de corriente.
- Capacidad de suplir una corriente de *1A* constante.
- Frecuencia de operación de hasta *700Hz* (máxima frecuencia de PWM).

Existen diversas opciones para la implementación de etapas de potencia, principalmente se clasifican en dos grupos:

- *Electromecánicas.*
- *Electrónicas.*

Las etapas de potencia electromecánicas básicamente consisten de relevadores, estos tienen la ventaja de manejar corrientes muy altas, sin embargo la corriente para manejarlos puede ser un tanto alta para un microcontrolador, tienen un tiempo de vida definido y sólo pueden trabajar a frecuencias muy bajas, de alrededor de *1 Hz*, razón por la cual quedan descartados.

La opción entonces es un dispositivo electrónico, las etapas de potencia electrónicas más utilizadas son aquellas compuestas por transistores de unión bipolar "*BJT*" y por transistores de efecto de campo de compuerta aislada "*MOSFET*".

Los transistores BJT, por tradición, son los más utilizados. Sin embargo hoy en día ciertas condiciones de su operación se han convertido en desventajas, como:

¹¹ Sin embargo al agregar el diodo D1 se obtiene un comportamiento similar al que se tendría con una fuente bipolar, dado que el anterior permite que casi se cortocircuiten los bornes del solenoide en el estado de OFF.

Voltaje de polarización: Los 0.7V en el caso de transistores de silicio, y los 0.3 V en el caso de transistores de germanio, necesarios para la polarización emisor-base, se convierten en una caída de voltaje indeseable e irremediable. Así, también crean una disipación de potencia muy grande, ya que mínimo existirá una disipación de potencia equivalente a este voltaje multiplicado por la corriente que maneje la etapa de potencia.

Corriente de polarización: La corriente de polarización del transistor sigue siendo alta cuando es necesaria una corriente grande a su salida. Un transistor sencillo, tiene una ganancia de alrededor de 100, por citar un ejemplo, para 1A serían necesarios 10mA para polarizarlo. Si bien pueden utilizarse arreglos de varios transistores para aumentar la ganancia, como el *Darlington*, con estos existen pérdidas de voltaje todavía más altas que la de un solo transistor.

Resistencia interna: Ésta puede ser considerable, aumentado aún más la pérdida de voltaje, misma que aumenta a la par de la corriente.

Por otro lado están los MOSFETs, estos tienen una tecnología más avanzada que los BJTs, con ellos se obtienen las siguientes ventajas:

Pérdidas prácticamente nulas: Al excitar un transistor MOSFET moderno, se logra una conexión entre dos puntos de unos pocos miliohms. Con la ventaja de que esta resistencia no varía según la corriente, para una corriente de 1A, la caída de voltaje es de apenas unos cuantos milivolts y la disipación de potencia es de igual forma de unos pocos milliwatts.

Corriente de excitación: El MOSFET a su compuerta "Gate" (entrada) presenta una impedancia del orden de megaohms, por lo cual la corriente para excitarlo es casi nula.

En pocas palabras el transistor MOSFET es un dispositivo con una entrada de muy alta impedancia, con una salida de muy baja impedancia. Para excitarlo sólo se requiere una señal de voltaje con una diferencia de alrededor de los 5V, del punto al que se busca conectar la etapa de potencia.

De todo el sistema electrónico, la etapa de potencia es el subsistema que utilizará el voltaje completo de alimentación, con la corriente más alta. Esto significa el mayor manejo de potencia, lo que la convierte en la parte sujeta a mayor fatiga, es decir el eslabón más débil. Por ello habrá que tener especial cuidado en su diseño y es muy conveniente utilizar un dispositivo que disipe la menor cantidad de potencia posible.

Se decidió entonces utilizar un MOSFET, por las ventajas ya mencionadas. Así como en los transistores BJT, los MOSFET cuentan con dos polaridades:

MOSFET Canal N: En éste es necesario que el voltaje en la compuerta "Gate" sea algunos volts más alto que el de la fuente "Source", a la cual se obtiene acceso mediante el drenado "Drain" al momento de excitar la compuerta. Un caso práctico, con un voltaje de 5V es posible excitar un transistor que dé acceso directo a tierra.

MOSFET Canal P: En éste es necesario que el voltaje en la compuerta sea algunos volts menor al voltaje de la fuente, a la cual se obtiene el acceso mediante el drenado al momento de excitar la compuerta. Un caso práctico, con un voltaje de 19V es posible excitar un transistor que dé acceso a un punto a 24 V.

Dado lo anterior, la opción más viable para la aplicación es el MOSFET de canal N, ya que una señal de voltaje positivo como lo serían 5V se puede obtener directamente del microcontrolador. Tampoco se tienen restricciones de polaridad, así que se puede tener el solenoide conectado permanentemente al voltaje positivo de 24V y encender y apagar conectando y desconectando su otro borne a tierra mediante el MOSFET.

Otra gran ventaja es que los MOSFET de canal N, tienen mucho más desarrollo y presentan resistencias mucho más bajas que los de canal P a un costo mucho menor. El precio de un MOSFET de canal N es similar al de un BJT de las mismas características de operación.

Para la aplicación se seleccionó un MOSFET modelo IRFZ44N fabricado por *Internacional Rectifier*, a continuación se listan sus principales características de acuerdo el fabricante¹².

IRFZ44N - HEXFET POWER MOSFET

$V_{DSS} = 55V \text{ max}$
 $R_{DS(ON)} = 17.5 \text{ m}\Omega$
 $I_D = 49A \text{ max}$
 $V_{GS} = +/-20V \text{ max}$
 $T_J = -55 - 175^\circ\text{C}$
 $P_{D@TC=25^\circ\text{C}} = 94W \text{ max}$

Como se aprecia, está bastante sobrado para los requerimientos de la aplicación.

Implementación de la etapa de potencia

El circuito para implementar la etapa de potencia es sumamente sencillo, sólo es necesario un circuito serie entre la resistencia de sensado, el transistor y el solenoide. A continuación se describen las conexiones hacia cada pin del MOSFET.

Source: Ésta es la fuente de alimentación, al tratarse de un transistor de canal N debería ir conectado a tierra, sin embargo, debido a que se usará una resistencia para el sensado de corriente, ésta se conectará entre la tierra y el source. La resistencia de sensado es de 0.5Ω , así entonces al estar encendido el MOSFET se tendrá un circuito con una impedancia de 0.5Ω de la resistencia, más 0.017Ω de la resistencia interna del MOSFET, más 25Ω de la resistencia del solenoide. Con esto se tiene una impedancia mínima en el circuito de 25.517Ω , las potencias máximas disipadas para este caso serían de:

$$Z_{MIN} = 25.517\Omega \quad V = 24 \text{ [V]}$$

$$I_{MAX} = V / Z_{MIN}$$

$$I_{MAX} = 0.9405 \text{ [A]}$$

$$P = R \times I^2$$

$$P_{MOS} = R_{MOS} \times I^2$$

$$P_{Rsen} = R_{sen} \times I^2$$

$$P_{MOS} = 15 \text{ mW}$$

$$P_{Rsen} = 442 \text{ mW}$$

¹² Hoja de características disponible en el apéndice C

Esto sería si el solenoide estuviera energizado con un ciclo de trabajo del 100%, condición que no es posible siendo que la corriente de la unidad está limitada a 750mA. Se observa que los 15mW que podría disipar el transistor son ridículos comparados con su capacidad de disipación máxima. Esto permite que el transistor mantenga una temperatura de 38°C cuando la unidad se encuentra trabajando con la corriente máxima. En cuanto a la resistencia de sensado, se decidió utilizar dos resistencias de 1Ω a 1W en paralelo, "R8" y "R9" respectivamente, de esta forma se obtiene una equivalencia de 0.5Ω a 2W. Con esto se logra un factor de seguridad de 4.5 en cuanto a potencia, lo cual es muy importante, ya que al utilizar la resistencia para la medición de la corriente, si su temperatura aumenta considerablemente su resistencia también variaría, generando una descalibración. Utilizando el par de resistencias, con la unidad trabajando a la corriente máxima se obtiene una temperatura máxima en las resistencias de 39°C. Para la construcción de la unidad se recomienda se midan los valores de las resistencias de 1Ω a usar y se seleccionen valores muy cercanos al nominal.

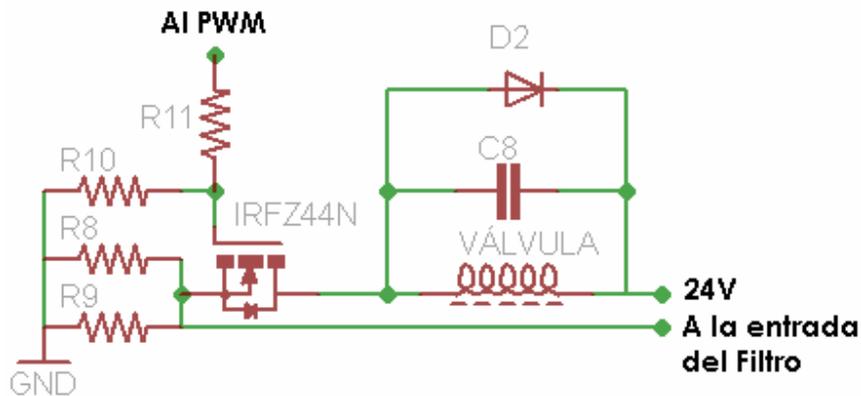


Fig.. 2.16. Diagrama de la etapa de potencia

Gate: Éste estará conectado a tierra mediante una resistencia de 100KΩ, "R10", como pull-down para asegurar que se encuentre apagado a menos que se aplique el voltaje de polarización. El voltaje de polarización proveniente de la salida de PWM del microcontrolador se conectará al gate mediante una resistencia de 1 KΩ, "R11", que funcionará como limitadora de corriente para el microcontrolador. Utilizando un voltaje de polarización de 5V, se logra obtener la resistencia nula en el MOSFET con una operación dentro del rango de voltaje adecuado, siendo que éste es capaz de soportar hasta 20V de diferencia entre el source y el gate.

Drain: Por aquí se obtendrá acceso a tierra cada vez que se polarice el transistor. El solenoide de la válvula se conectará entre este punto y +24 V. En paralelo con el solenoide de la válvula se conectó un diodo 1N4001 "D2", con el cátodo conectado a +24V, esto para que la inductancia del solenoide se pueda descargar cada vez que se apague el solenoide, fundamental para evitar los picos de voltaje que fácilmente podrían destruir el MOSFET. También se agregó un capacitor de 0.33µF de poliéster "C8" en paralelo con el solenoide para amortiguar picos.

En el apéndice A se puede encontrar el listado de todas las partes utilizadas para la construcción de la etapa de potencia, junto con sus características.

2.5 • MICROCONTROLADOR E INTERFAZ CON EL USUARIO

Como se ha mencionado, el corazón de la unidad de control es un microcontrolador. Éste interactúa con todos los subsistemas antes descritos y posee controles por medio de los cuales el usuario operará la unidad de control.

El microcontrolador seleccionado es el *PIC18F1320* fabricado por *Microchip*, esto basándose en varias razones, mismas que se muestran a continuación:

Herramientas de desarrollo: Para el *PIC18F1320* se cuentan con todas las herramientas de desarrollo como lo son programadores, debuggers y compiladores, en este caso compilador de C, mismo con el que se desarrolló el firmware de la unidad de control.

Costo y disponibilidad: El *PIC18F1320* tiene un precio de alrededor de US\$2.5 y es fácil de conseguir mediante los distribuidores de *Microchip* o directamente con ellos.

Prestaciones: Un punto clave para la selección fue su capacidad de trabajar a 40MHz lo cual lo coloca con una excelente relación velocidad/costo. La unidad de control necesita trabajar con PWM a velocidades tan bajas que un modulo de PWM dedicado no puede soportar, sin embargo, programando el generador de PWM, su velocidad permitió obtener una resolución de mil pasos. Así también posee periféricos importantes y necesarios como: convertidor analógico/digital (A/D), puertos digitales de entrada y salida, timers¹³, entre otros.

Descripción del PIC18F1320

A continuación se listan las características principales del microcontrolador¹⁴:

- Arquitectura Harvard CISC de 75 instrucciones
- Frecuencia de operación de hasta 40 MHz
- 8192 bytes de memoria de programa
- 256 bytes de memoria de datos
- 256 bytes de memoria EEPROM
- 15 fuentes de interrupción con 2 niveles de prioridad
- 2 puertos de entrada/salida de 8 bits
- 4 timers
- Modulo de captura, comparación y PWM
- Modulo USART
- Convertidor analógico digital de 10 bits con 7 canales
- Distintos resets y delays
- Seis modos de administración de la alimentación
- Distintos empaquetados: 18PIN-DIP, 18PIN-SOIC, 20PIN-SSOP, 28PIN-QFN

Para el desarrollo de la unidad de control fue necesario utilizar alrededor de la mitad de la memoria de programa, como es de obviarse también se hizo uso de la memoria RAM, así como la memoria EEPROM que fue utilizada para almacenar configuraciones.

¹³ El término inglés timer se puede entender como “temporizador”

¹⁴ Hoja de características disponible en el apéndice C

En cuanto a los periféricos, fueron utilizados tres canales analógicos, seis bits de los puertos de entrada y salida, el convertidor A/D con su interrupción, dos timers con su respectiva interrupción, el reset físico y la USART (para el desarrollo únicamente).

En cuanto al empaquetado, por facilidad de uso fue seleccionado tipo DIP de 18 pines.

Configuración del microcontrolador

En cuanto a la velocidad de operación, se seleccionó la velocidad máxima de 40MHz. Para esto el microcontrolador requiere únicamente de un cristal de cuarzo de 10MHz, "XTAL", ya que cuenta con un PLL multiplicador de frecuencia de 4X.

El cristal se encuentra conectado entre los pines quince y dieciséis, OSC1 y OSC2 respectivamente. Ambos también se encuentran conectados con capacitores de 22pF, "C9" y "C10", a tierra como parte del oscilador.

El microcontrolador es alimentado con 5V, por medio del pin catorce " V_{DD} " conectado a +5V, y el pin cinco " V_{SS} " conectado a tierra. Entre los pines V_{DD} y V_{SS} se ha conectado un capacitor de tantalio de 0.1 μ F, "C11", a modo de filtro.

Se cuenta con un botón de reset, para esto fue utilizado el MCLR del microcontrolador. La función de MCLR es activa a nivel bajo. Para esto se implementó un botón normalmente abierto, "MCLR" conectado entre el pin cuatro (MCLR) y tierra, también se conecto entre el pin cuatro y +5V una resistencia de pull-up de 10k Ω , "R12".

En la entrada analógica #0, pin cero del microcontrolador (AN0), se encuentra conectada la salida del filtro, aquí es donde el microcontrolador recibirá y digitalizará esa señal que se encuentra en un rango de 0 a 4.7V.

La entrada analógica #1, pin uno del microcontrolador (AN1), va directamente conectada a la terminal donde la unidad de control donde recibirá la señal de referencia, misma que deberá de estar en un rango de 0-5V. No es necesario ningún acondicionamiento, ésta será leída y digitalizada por el microcontrolador directamente.

Interfaz con el Usuario

La interfaz de usuario cuenta con todos los controles para la operación de la unidad de control, estos se listan a continuación:

- *Fpot*
- *Offset +*
- *Offset -*
- *Max +*
- *Max -*
- *Ledind*

Su función ya ha sido planteada en el primer capítulo, adicionalmente en el apéndice B se puede encontrar una descripción de su utilización

En cuanto a "Fpot", se trata de un potenciómetro de $10k\Omega$, cuyos extremos se encuentran conectados a tierra y a 5V. Funciona como transductor de posición, y de acuerdo a ésta se selecciona una de las siete frecuencias de operación de PWM.

Para cada frecuencia se tiene un rango de voltaje de alrededor de 833mV. A continuación se muestra una tabla con los valores de voltaje y frecuencia contra el ángulo en el potenciómetro.

Ángulo°	Rango mV	Frecuencia Hz
270-180	0 - 833.33	200
180-135	833.3 - 1666.6	300
135-90	1666.6 - 2500.0	400
90-45	2500 - 3333.3	500
45-0	3333.3 - 4166.6	600
0-270	4166.6 - 5000.0	700

El punto central del potenciómetro se encuentra conectado a la entrada analógica #2 del microcontrolador (AN2), donde el voltaje es digitalizado y según sea el valor se asignará la frecuencia.

Los controles de ajuste del rango de operación *Offset +*, *Offset -*, *Max +*, y *Max-*, son botones normalmente abiertos conectados a tierra por un extremo, y por el otro conectados a pines del puerto B. Aquí no fue necesario el uso de resistencias de pull-up, dado que se utilizarán las resistencias internas del microcontrolador, mismas que se activadas por programación. En la tabla de descripción de pines se muestra exactamente a que puerto va cada botón.

El control "*Ledind*" no es más que un led indicador, se encuentra conectado al puerto RB5 a través de una resistencia de 220Ω , "R13". Éste encenderá pulsadamente cada vez que se modifique el rango de trabajo con cualquiera de los botones arriba mencionados.

Funcionamiento como controlador

Para el control de la corriente en la bobina de la válvula, el microcontrolador funciona como un controlador *PI* digital. Como se ve en el diagrama de bloques de la unidad de control (figura 2.1), el microcontrolador representa el punto suma, genera la señal de control y así también la modula en forma de PWM.

La entrada "+" del punto suma, en el microcontrolador viene siendo el puerto AN1, por medio del cual se digitaliza el voltaje de referencia.

La entrada "-" del punto suma, en el microcontrolador viene siendo el puerto AN0, por medio de éste se digitaliza la señal de retroalimentación proveniente del filtro.

El controlador operará a una frecuencia de 50Hz, una vez digitalizado el voltaje de referencia, para cada muestreo el microcontrolador adecuará ese valor de acuerdo al esquema de corriente mínima y máxima que se esté utilizando.

Posteriormente se realizará la resta entre el valor de referencia y la lectura de la retroalimentación, consiguiendo así el valor de la señal de error.

Para finalizar, la señal de error pasará por el controlador PI, el valor resultante del controlador será convertido a una señal de PWM que saldrá del microcontrolador por el puerto RB5 para gobernar la etapa de potencia.

El funcionamiento del controlador se revisa más a detalle en el capítulo siguiente donde se documenta el funcionamiento del firmware del microcontrolador.

Descripción del uso de los pines del microcontrolador

<i>Descripción</i>	<i>Control / entrada ó salida</i>	<i>Pin #</i>	<i>Puerto</i>
Alimentación positiva	N/A	14	Vdd
Tierra	N/A	5	Vss
Cristal de cuarzo	N/A	15	OSC1
Cristal de cuarzo	N/A	16	OSC2
Botón de Reset	Reset / Entrada	4	MCLR
Puerto an. para lectura del filtro	Entrada	1	AN0
Puerto an. para lectura de referencia	Entrada	2	AN1
Salida de PWM	Salida	8	RB0
Pot de selección de frecuencia	Fpot / Entrada	6	AN2
Botón de incremento de offset	Offset+ / Entrada	13	RB7
Botón de decremento de offset	Offset- / Entrada	12	RB6
Botón para aumentar corriente máxima	Max+ / Entrada	18	RB3
Botón para reducir corriente máxima	Max- / Entrada	17	RB2
Led indicador de cambio de rango	Ledind / Salida	11	RB5

El diagrama completo de la unidad de control se puede encontrar en el apéndice C. Así también se encuentra la lista con los componentes necesarios para la construcción del microcontrolador e interfaz con el usuario, así como sus características.

Capítulo 3

Diseño del Firmware del Controlador

Este capítulo contiene la información referente a la programación del microcontrolador utilizado en la unidad de control, describe como son controlados todos los sistemas electrónicos para el manejo de la válvula.

3.1 • INTRODUCCIÓN

La programación del microcontrolador contiene la información necesaria para el control de los distintos bloques electrónicos que componen el circuito, así como el de la válvula.

Para su desarrollo, se optó por utilizar lenguaje *C*, dado que considerando la complejidad de la aplicación, se ahorraría mucho tiempo en desarrollo, ya que por ejemplo se hace uso de operaciones aritméticas no nativas del microcontrolador como la división. Además el *PIC18F1320* cuenta con una arquitectura optimizada para su programación en lenguaje *C*, así como de gran disponibilidad de memoria de programa.

Existen distintos compiladores de *C* para la programación de microcontroladores *PIC* disponibles en el mercado, los más populares son:

- PICC de CCS.
- Hi-Tech.
- C18 de Microchip (libre).

Para la programación del firmware se seleccionó el compilador *PICC*, esto debido a que en el departamento se cuenta con experiencia en el uso de este compilador, así como también se tuvo acceso a una licencia del mismo. En cuanto a sus prestaciones, son suficientes para la correcta programación de la aplicación, además de ser muy amigable.

A continuación se listan las principales características de este compilador:

- El compilador *CCS* puede trabajar con microcontroladores *PIC10*, *PIC12*, *PIC14*, *PIC16*, y *PIC18*.
- Manejo de datos enteros de *1*, *8*, *16*, *32* bits y punto flotante de *32* bits.
- El compilador contiene alrededor de *180* funciones para acceder fácilmente al hardware de los microcontroladores *PIC* y producir código altamente optimizado.
- Contiene librerías que funcionan para comunicaciones seriales *RS-232*, *I2C*, y *SPI*. Funciones para manejo de puertos I/O y para la generación de retardos precisos.
- Puede manejar funciones en la línea o separadas, así como parámetros.
- Manejo de memoria de programa transparente para el usuario, realizando llamados entre páginas automáticamente, analiza la estructura del programa para optimizar el uso de la *ROM* y *RAM*.
- El compilador es compatible con *Windows 95*, *98*, *ME*, *NT4*, *2000*, *XP*, *Vista*, o *Linux*. A su salida se tienen archivos *HEX* y *DEBUG* compatibles con la mayoría de emuladores y programadores disponibles, incluido *MPLAB*.

Descripción básica del funcionamiento del firmware

El microcontrolador funcionará como un controlador PI con un generador de PWM. Adicionalmente, la unidad de control tiene entradas de configuración mismas que se pueden considerar una especie de perturbación.

Cuenta con cinco entradas de configuración que son los cuatro botones de configuración del rango de operación y el selector de frecuencia. Así también, se tiene la entrada de referencia, la retroalimentación y la salida de la señal de control.

El objetivo principal del firmware es leer la señal de referencia y compararla con la señal que representa la corriente instantánea de la bobina, obteniendo así la señal de control para entregarla a la planta en forma de PWM.

Para esto se utilizarán los siguientes módulos del *PIC18F1320*:

Puerto B: Su función principal es la comunicación con el exterior, a éste pertenecen los cuatro botones de configuración del rango de trabajo, el led indicador, y también el puerto de salida de PWM.

Interrupciones: El programa funcionará con un esquema basado en interrupciones, en la función principal sólo se realiza la configuración del núcleo, de los periféricos, y la lectura de los botones de configuración de rango y del selector de frecuencia. Se utilizarán tres interrupciones, la primera es usada para leer el voltaje en la resistencia de sensado continuamente, la segunda para la generación de PWM y la tercera para el muestreo del controlador. Para las interrupciones se utilizarán dos niveles de prioridad, alto y bajo, siendo la generación del PWM la única de alta prioridad.

Timer1: Este módulo es utilizado específicamente para la generación de señales de PWM de entre *100* y *700Hz*, con una resolución de *1000* pasos. Su funcionamiento será mediante interrupción únicamente, *Timer1* interrumpirá cada que tenga que realizarse una transición de nivel alto-bajo o viceversa, al entrar esta rutina de interrupción se realizará la transición correspondiente y se cargará al timer el valor necesario para volver a interrumpir con el retardo justo para la siguiente transición de nivel. La carga del timer es calculada según los valores arrojados por la función de muestreo, en específico por la señal de control que será equivalente al ciclo de trabajo.

Timer3: Este módulo es utilizado para el muestreo del controlador, está programado para interrumpir *50 veces por segundo*, es decir la velocidad de muestreo. A cada muestreo se digitalizará mediante el convertidor A/D la entrada de referencia, posteriormente se adecuará a la escala necesaria para poder ser comparada con los valores que son continuamente leídos de la resistencia de sensado. Con ambos valores se obtendrá la señal de error, con ella se calculará la señal de control. Ésta se almacenará como el ciclo de trabajo del PWM y en otra variable se almacenará la diferencia de mil menos el ciclo de trabajo, valor que también será utilizado por el generador de PWM. Para la comparación del punto suma tras el muestreo, no se utiliza el valor instantáneo de la corriente (salida del filtro). Se utiliza el promedio de voltaje del periodo anterior, esto es un promedio de todos los voltajes leídos de forma continua, comenzando inmediatamente después del muestreo anterior y terminando un instante antes del muestreo actual. Lo anterior se implementó como una forma digital de quitarnos el rizo remanente a la salida del filtro. La división para la obtención del promedio se realiza dentro de la función de interrupción de *Timer3*, y antes de salir de la misma se restaura todo para que comience de nuevo la adquisición continua. Esta interrupción es de baja prioridad, así que si la salida de PWM (*Timer1-alta prioridad*) necesita cambiar de estado interrumpirá esta función y regresará a ella al finalizar.

Convertidor A/D: En la aplicación serán utilizados tres puertos analógicos. Uno para la digitalización del voltaje de referencia, otro para la lectura de la salida del filtro y el último para el selector de frecuencia. El selector de frecuencia será leído una sola vez al arranque del programa y no se volverá a leer durante la operación de la unidad. El voltaje de referencia será leído a cada muestreo, y el voltaje a la salida del filtro se leerá continuamente. La función de lectura continua se implementa mediante la interrupción del convertidor A/D, al finalizar cada conversión se generará una interrupción, se

almacenará el resultado de la misma y se arrancará de nuevo la conversión, misma que al terminar volverá a interrumpir. Esta interrupción es de prioridad baja por lo que puede ser interrumpida por el generador de PWM.

Memoria EEPROM: Esta memoria será utilizada para almacenar de forma no volátil la configuración del rango de operación de la unidad de control, en específico serán utilizadas tres localidades de memoria, una para almacenar el offset y dos más para almacenar el valor de la corriente máxima. Estos valores serán escritos cada vez que se modifique la configuración del rango y al arrancar la unidad siempre se leerán los valores almacenados en las mismas localidades para configurar el rango. De esta forma el rango de operación se conserva inclusive retirando por completo la energía de la unidad de control.

El programa de la unidad de control puede dividirse en cuatro bloques, coincidentes con las funciones presentes en el programa, estas son:

Función Principal "main": Aquí se encuentra toda la configuración del microcontrolador, núcleo y periféricos. También en esta función se realiza la lectura de los controles del rango de operación y el selector de frecuencia.

Conversión AD: Es la encargada de la lectura continua de la salida del filtro, está constituida por la función de interrupción del convertidor AD.

PWMGen: Con ésta se lleva acabo la generación de la señal de PWM, está constituida por la función de interrupción de *Timer1*.

Muestreo: Mediante ésta se ejecuta el muestreo del controlador y se genera la señal de control, está constituida por la función de interrupción de *Timer3*.

En las secciones siguientes se aborda a profundidad el funcionamiento de cada una de las anteriores.

3.2 - FUNCIÓN PRINCIPAL "main"

En la función "main" del programa se realiza básicamente la configuración del núcleo y de los periféricos utilizados por la aplicación, también se realiza la lectura del potenciómetro selector de frecuencia y la lectura de los botones selectores del rango de operación.

En esta sección también se revisan todas las declaraciones, así como la utilización de las variables globales, adicionalmente a las presentes en *main*.

Directivas y declaraciones

Se comenzará por revisar los bits de configuración, el compilador CCS permite declarar los bits de configuración en el código fuente para que éste los incluya en el archivo HEX, de forma que al programar el microcontrolador ya no sea necesario especificarlos.

Dado que es necesario que el microcontrolador funcione a 40MHz, se utilizará la opción del PLL multiplicador de frecuencia (10MHzX4), la cual corresponde a H4 en el compilador.

La programación a bajo voltaje no será utilizada por la aplicación, por lo que será deshabilitada dejando el pin *RB5* libre para su uso como puerto I/O, la constante correspondiente es *NOLVP*.

La aplicación tampoco requerirá del *Watch Dog Timer*, ni del *Brown Out Reset*, ni del *Stack Overflow Reset*, también se deshabilitará el *IESO*, entonces se usarán las opciones *NOWDT*, *NOBROWNOUT*, *NOSTVREN* y *NOIESO*.

Se habilitará el *Master Clear Reset* y el *Power Up Timer*, para esto se utilizarán las constantes *MCLR* y *PUT*.

Los bits de configuración anteriormente mencionados, son los fusibles importantes para la aplicación ó aquellos cuya configuración por defecto interferiría con el funcionamiento del programa. Entonces la línea de configuración de los anteriores quedaría como:

```
#fuses H4, NOLVP, NOBROWNOUT, NOWDT, NOIESO, PUT, MCLR, NOSTVREN
```

Se utilizarán niveles de prioridad para las interrupciones, para esta configuración es necesario agregar la siguiente directiva para el compilador:

```
#DEVICE HIGH_INTS=TRUE
```

Dado que se usarán funciones del compilador que necesitan de una base de tiempo, se agrega la siguiente directiva que indica la velocidad a la que correrá el oscilador, con esto el compilador realizará los cálculos de tiempo adecuados:

```
#use delay(clock=4000000)
```

Las directivas *#BYTE* y *#BIT* se utilizarán para asignar a las localidades de memoria *RAM* un identificador, por medio del cual se accederá a ellas.

Mediante la directiva *#BYTE* se asigna a los registros del convertidor AD y al registro *LATB* su identificador respectivo:

```
#BYTE      ADRESH=0xFC4
#BYTE      ADRESL=0xFC3
#BYTE      ADCON0=0xFC2
#BYTE      ADCON1=0xFC1
#BYTE      ADCON2=0xFC0
#BYTE      LATB=0xF8A
```

Mediante la directiva *BIT* se asigna a los bits importantes de control del convertidor A/D su identificador respectivo, lo mismo para el bit *RB5* que generará la salida de PWM y los botones de configuración de rango y el led indicador:

```
#BIT GO=0xFC2.1          #BIT Ledind=0xF8A.5
#BIT CHAN=0xFC2.2       #BIT OFFmen=0xF81.6
#BIT VREF=0xFC2.6       #BIT OFFmas=0xF81.7
#BIT ADF=0xF9E.6        #BIT MAXmen=0xF81.2
#BIT PWM=0xF8A.0        #BIT MAXmas=0xF81.3
```

Constantes

El cuadro siguiente contiene las constantes utilizadas a lo largo de todo el programa, son valores utilizados para la configuración del funcionamiento y son definidas mediante la directiva #DEFINE.

<i>Constante</i>	<i>Descripción</i>	<i>Valor</i>
freqMuestreo	Valor necesario para cargar a <i>Timer3</i> tras cada interrupción, para lograr la frecuencia deseada (50Hz)	15536
RangoTotal	Resultado del convertidor AD correspondiente al voltaje a la salida del filtro para la corriente máxima de la unidad, en este caso 4.7V para la máxima de 750mA	961
MAXmax	Equivale al máximo valor de offset que puede existir entre la corriente máxima (750mA) y el máximo que el usuario programe, oscilará entre cero y esta constante, está dado en unidades del convertidor AD.	480
MAXoff	Esta constante equivale al máximo valor de offset que puede existir para un voltaje de referencia de cero, oscilará entre cero y esta constante, está dado en unidades del convertidor AD.	255

Variables locales

El cuadro siguiente contiene las variables locales usadas dentro de la función *main*, todas ellas son utilizadas para el manejo de los controles de ajuste del rango de operación.

<i>Variable</i>	<i>Descripción</i>	<i>Tipo de Dato</i>
botones	Utilizada para obtener el número de botones presionados a la vez, mediante una suma	int
opción	Almacenar que botón se ha presionado	int
opcion2	Usada para almacenar que botón se ha ó sigue presionado un instante después	int
temp0	Registro para cálculos temporales	int
temp1	Registro para cálculos temporales	int
max	Almacena el valor del offset de corriente máxima	long

Variables globales

A continuación se presenta un cuadro con las variables globales utilizadas en el programa:

<i>Variable</i>	<i>Descripción</i>	<i>Funciones dentro de las que se accesa</i>	<i>Tipo de Dato</i>
off	Usada para almacenar el valor actual del offset de corriente, trabaja en el rango 0 - <i>MAXoff</i>	Main, Muestreo	int
CT	Aquí se almacena el ciclo de trabajo del PWM, de 0 a 1000	PWMGen, Muestreo	long
adcr	Usada para almacenar el resultado de la conversión A/D	Main, ConversionAD	long
periodo	Sirve para almacenar el periodo del PWM, en términos de la carga necesaria para el timer	Main, PWMGen	long
divCT	Igual a periodo dividido por mil	Main, Muestreo	long
ind	Cuenta la cantidad de conversiones A/D realizadas para la obtención del promedio	Conversión AD, Muestreo	long
CTimer	Contiene la multiplicación de <i>CT</i> por <i>divCT</i> , da como resultado la carga necesaria del timer para el tiempo en nivel alto del PWM	PWMGen, Muestreo	long
sum	Almacena la sumatoria de las conversiones AD para la obtención del promedio	Conversión AD, Muestreo	int32
rango	Almacena el rango en el que trabajará la unidad de control, en términos de unidades del convertidor AD	Main, PWMGen	int32

La razón principal por la que estas variables fueron declaradas como globales es debido a que son utilizadas para intercambiar información entre funciones, como puede verse todas ellas son accedidas por lo menos desde dos funciones.

El intercambio de información no se pudo dar mediante el resultado y/ó argumentos de las funciones debido a que todas son funciones de interrupción. Lo que significa que no se puede realizar llamados a ellas, dado que se dan de forma asíncrona.

Ajuste del rango de operación

Ambas entradas analógicas del punto suma, entrada de referencia y corriente promedio (salida del filtro), $AN1$ y $AN0$, deben de ser comparables una con otra, es decir, tener la misma escala. Para ambas entradas, el convertidor A/D trabajará en un rango de $0-5V$. Sin embargo las lecturas de las variables no serán comparables una a una.

Para la entrada de referencia $AN1$, un voltaje de $5V$ significará corriente máxima en la unidad de control y un voltaje de $0V$ corriente mínima. Corriente máxima se refiere a la corriente máxima de trabajo a la que se ha programado la unidad de control mediante los botones $Max+$ y $Max-$ y con corriente mínima al offset de corriente que se ha programado con los botones $Offset+$ y $Offset-$.

El filtro regresa un voltaje de $0V$ para una corriente de $0mA$, mientras que para la corriente máxima posible de $750mA$, regresa $4.7V$. Se dejó ese espacio de $0.3V$ ($5-4.7$) libre para no saturar la entrada analógica y poder saber cuando la unidad de control ha superado la corriente máxima, para así poder aplicar la señal de control adecuada.

La limitación de corriente mediante los botones $Max+$, $Max-$, $Offset+$ y $Offset-$ se realiza limitando el rango de operación de forma digital.

Para los $4.7V$ que se leen del filtro como máximo, el convertidor A/D regresará un valor de 961 , equivalente a la constante " $RangoTotal$ ", de ahí la definición de ésta. En el caso de usar el rango completo de trabajo, la señal de referencia tendría que ser ajustada para ser equivalente a estos valores, es decir, el valor de 1023 leído en $AN1$ equivaldría a los 961 leídos en $AN0$ y el valor cero leído en $AN1$ equivaldría a cero en $AN0$.

Pero si se utiliza un rango de trabajo limitado, por ejemplo, entre 100 y $500mA$ las lecturas de $AN1$ estarían entre 128 y 640 . En este caso la escala del voltaje de referencia ($AN1$) tendría que procesarse para que una lectura de 1023 se convierta en 640 y una de $cero$ se convierta en 128 , de forma que sean comparables con las lecturas de $AN0$.

La distancia entre el valor máximo de corriente ($750mA$, lectura de 961) y el valor ajustado por el usuario se almacena en la variable " max " misma que está limitada por la constante " $MAXmax$ " a una diferencia máxima de 480 , el 50% de la corriente máxima.

La distancia entre $0mA$ y el offset de corriente se almacena en la variable " off " y está limitada por la constante " $MAXoff$ " a una diferencia máxima de 240 , el 25% de la corriente máxima.

El valor de off se almacena en la localidad $cero$ de la memoria EEPROM, el valor de max se almacena en las localidades 1 y 2 (son necesarios 9 bits).

El rango de operación de la unidad de control se almacena en la variable " $rango$ " y equivale a la constante $RangoTotal$ menos los valores de off y max . Este valor es útil para realizar el cálculo con el cual la lectura del voltaje de referencia, se convertirá en un valor comparable con la lectura de la salida del filtro. Para esto se aplica la siguiente formula:

$$V_{comparable} = V_{AN1} \times rango / 1023 + off \dots Ec 3.1$$

Mediante la ecuación 3.1 es posible convertir una lectura de 1023 en $rango+off$, y una lectura de $cero$ en el valor de la variable off .

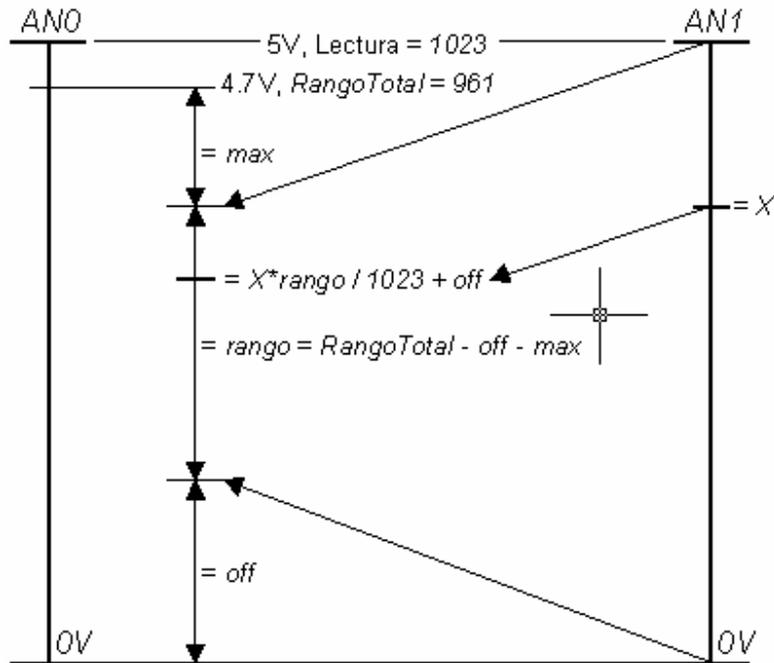


Fig. 3.1. Ajuste del rango de operación

- Cada vez que se presione el botón $MAX+$ se decrementará en uno el valor de max , aumentando la corriente máxima de operación en $0.78mA$ aprox.
- Cada vez que se presione el botón $MAX-$ se incrementará en uno el valor de max , disminuyendo la corriente máxima de operación en $0.78mA$ aprox.
- Cada vez que se presione el botón $Offset+$ se incrementará en uno el valor de off , aumentando la corriente mínima de operación en $0.78mA$ aprox.
- Cada vez que se presione el botón $Offset-$ se decrementará en uno el valor de off , disminuyendo la corriente mínima de operación en $0.78mA$ aprox.

La figura 3.1 muestra un diagrama que ayudará a entender la modificación del rango de operación. La configuración por defecto para la memoria *EEPROM* será una programación para un rango de $100-500mA$, que según el fabricante de la válvula a utilizar es el rango de operación más adecuado de la misma.

Para la lectura de los botones, se incluyó en la función *main* una rutina diseñada para evitar falsas lecturas por el rebote de los contactos, está programada para que el botón permanezca por lo menos $50ms$ presionado. Se ejecuta la acción cuando el botón se libera. Así también si se presiona más de un botón a la vez se ignorará tal evento.

Diagrama de flujo

La página siguiente muestra el diagrama de flujo de la función *main*. El código fuente del programa se puede consultar en el apéndice *D*.

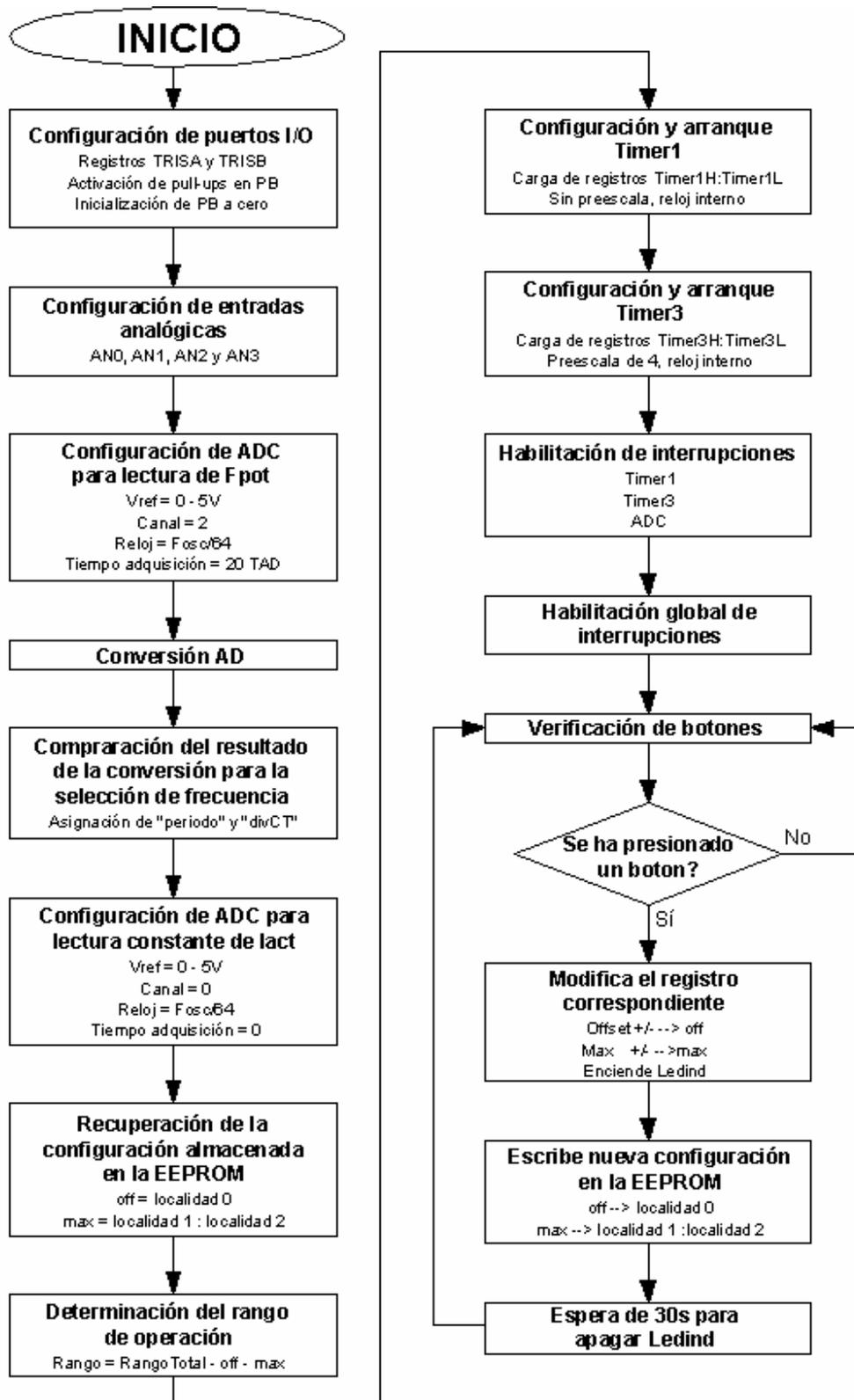


Fig. 3.2. Diagrama de flujo de la funci3n principal

3.3 • FUNCIÓN DE LECTURA CONTINUA “ConversionAD”

Ésta es muy sencilla, consiste solamente de la función de interrupción del convertidor AD. Al arrancar el programa, el convertidor A/D comienza a trabajar en una conversión, finalizando esta, se generará la interrupción y entrará a la función *ConversionAD*.

A cada interrupción se reinicia una nueva conversión, y el resultado de la conversión que apenas terminó se suma a la variable “*sum*”. A la vez que se suma un valor a *sum*, se incrementa en uno el valor de la variable “*ind*”, cuya función única es contar cuantos valores se han sumado en *sum*.

De esta forma, al realizar una división sum/ind , se obtiene el valor promedio de las lecturas. La división es realizada en la función *Muestreo*, esto para obtener el valor promedio de la corriente del último periodo de muestreo, deshaciéndonos del rizo remanente a la salida del filtro.

Al arrancar la función *Muestreo*, ésta apaga el convertidor A/D deteniendo las lecturas continuas. Así también, una vez que realiza la división, reinicia a cero los valores de *sum* e *ind* y vuelve a arrancar el convertidor AD para que comiencen de nuevo las conversiones continuas. Así a cada periodo de muestra se calcula un promedio completamente nuevo.

Las variables *sum* e *ind* se han declarado como variables globales para que puedan ser accesadas desde las funciones *ConversionAD* y *Muestreo*. Al ser globales, por defecto son inicializadas a cero.

En las subsecciones siguientes, se muestran el diagrama de flujo de la función, y su código fuente.

Diagrama de flujo



Fig. 3.3. Diagrama de bloques de la función *ConversionAD*

Código Fuente

```
#INT_AD
void ConversionAD() {

GO=1; //Arranque de la conversión

adcr=(256*ADRESH)+ADRESL; //Almacena en adcr el resultado de la //conversión
anterior

sum+=adcr; //Suma el ultimo resultado a la sumatoria

ind+=1; //Aumenta en uno ind que cuenta las
} //lecturas sumadas a sum
```

3.4 • GENERADOR DE PWM "PWMGen"

La señal de PWM tuvo que ser generada por una función especial debido a que el módulo del microcontrolador no tiene la capacidad de generar un PWM a frecuencias tan bajas, cabe recordar que trabajará en un rango de 200-700Hz.

Todo el control del generador funciona mediante la interrupción del *Timer1*, para un periodo del PWM se generan dos interrupciones, una para el flanco positivo, y otra para el flanco negativo. Para identificar que flanco es el siguiente, la función trabaja con la variable "*inicio*", ésta es una bandera inicializada a uno al arranque del programa y es declarada como variable *estática* para que su valor se conserve al finalizar la función.

Al entrar la interrupción, la primera acción es verificar el valor de *inicio*, un valor de uno significará que comienza el periodo, por lo que habrá de generarse el flanco positivo. Un valor de cero indica que ha terminado el tiempo de encendido de la señal y debe comenzar la parte a nivel bajo, es decir se tiene que generar el flanco negativo.

Además de generar el flanco en la interrupción, también se realiza la carga del *Timer1*, carga justa para generar el retardo necesario para el siguiente flanco, por la cual ésta dependerá de la frecuencia de operación y del ciclo de trabajo del PWM.

El *Timer1* se configuró para trabajar sin preescala, por lo que incrementa a cada instrucción del microcontrolador (cada 100ns). La variable "*periodo*" almacena la carga necesaria para que *Timer1* genere un retardo equivalente al periodo del PWM, fue declarada de forma global dado que es utilizada por las funciones *PWMGen* y *main*.

<i>Periodo</i> <i>Cuenta necesaria para Timer1</i>	<i>divCT = periodo/1000</i>	<i>Frecuencia</i> <i>Hz</i>
14000	14	714.28571
17000	17	588.23529
20000	20	500
25000	25	400
33000	33	303.0303
50000	50	200

Dado que la resolución del PWM se fijó en 1000, se buscaron valores divisibles por mil para ser asignados a la variable *periodo*, siendo seleccionados los más cercanos a las frecuencias perseguidas.

El valor almacenado en "*divCT*" resulta de la división de periodo sobre mil y equivale a la carga requerida por el timer para generar *un solo paso* del PWM. Con esto *divCT* se convierte en la fracción mínima de tiempo en términos de la programación del timer, por lo que será utilizada para calcular las cargas necesarias del mismo.

Para calcular la carga correspondiente al tiempo que se mantenga la señal a nivel alto, sólo se tiene que multiplicar *divCT* por el ciclo de trabajo que se almacena en la variable global "*CT*", este valor se calcula en la función *Muestreo* y se almacena en la variable global "*CTimer*".

La carga correspondiente al tiempo que se mantenga a nivel bajo, es el resultado de la resta de periodo menos *CTimer*, este valor se almacenará en "*tOFF*", variable *long* local de tipo *estático*, esto debido a que su valor se debe de conservar de interrupción a interrupción.

Cuando se da la interrupción del flanco positivo (*inicio=1*), se calculan los valores de *CTimer* y *tOFF*, se enciende la salida de PWM (pin *RB5*), se carga *Timer1* con el valor de *CTimer* y a la variable *inicio* se le asigna el valor de cero. El valor de *tOFF* se conservará para la siguiente interrupción.

A la siguiente interrupción, correspondiente al flanco negativo (*inicio=0*), se apagará la señal de PWM, se cargará a *Timer1* el valor de *tOFF* (calculado previamente) y a *inicio* se le reasignará el valor de uno.

En los casos que el ciclo de trabajo sea del cero ó cien por ciento, los valores de *CTimer* y *tOFF* no serán calculados, ya que la carga será equivalente a *periodo*, debido a que no existirá flanco negativo. Por la misma razón, *inicio* mantendrá el valor de uno.

Dado que es prioridad para el programa que la señal de PWM sea generada de forma precisa, la interrupción por *Timer1* se configuró como la única de alta prioridad. De esta forma se asegura que el ciclo de trabajo siempre sea el adecuado, ya que sin importar si el programa está trabajando en otras tareas, los cambios de flanco tendrán prioridad sobre cualquier otra operación y se darán en el instante preciso.

En las subsecciones siguientes, se muestran el diagrama de flujo de la función, y su código fuente.

Diagrama de flujo

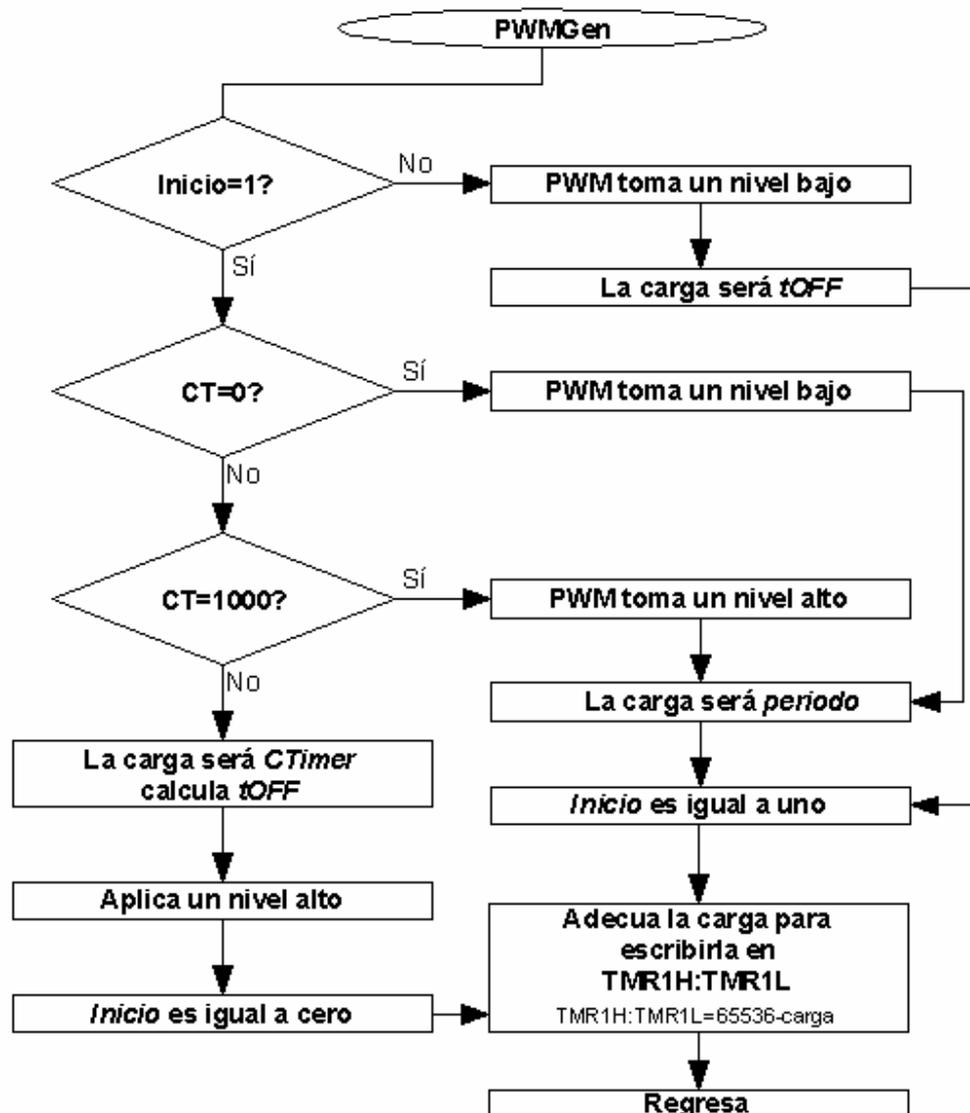


Fig. 3.4. Diagrama de bloques de la función PWMGen

Código Fuente

```
#INT_TIMER1 FAST
```

```
void PWMgen() {
static short int inicio=1;
long carga;
static long tOFF;
```

```
if(inicio==1) { // Cuando inicio es igual a 1, significa
// que comienza el periodo del PWM,
// "flanco positivo"
```

```

if(CT==0)          {          // Si el ciclo de trabajo es igual a 0, regresa
                        // en un tiempo equivalente al periodo, con
                        PWM=0; // inicio igual a 1.
                        carga=periodo; // La salida de PWM se mantendrá a nivel
                        inicio=1;      } // cero todo el periodo

else if(CT==1000)  {          // Si el ciclo de trabajo es igual al 100%,
                        // regresa en un tiempo equivalente al
                        PWM=1; // periodo, con inicio igual a 1.
                        carga=periodo; // La salida de PWM se mantendrá con un
                        inicio=1;      } // nivel de 1 todo el periodo

else                {          // Si el ciclo de trabajo está entre 0 y 1000,
                        // carga al timer con el valor de CTimer
                        PWM=1; // El tiempo apagado del PWM será
                        carga=CTimer; // equivalente al periodo menos Ctimer
                        tOFF=periodo-CTimer; // este valor será utilizado en la
                        inicio=0;      } // siguiente interrupción
                                                // Dejamos inicio en cero para que en
                                                // la siguiente interrupción entre la
                                                // rutina de flanco negativo
                                                }
else                {          // Inicio es igual a 0, "flanco negativo"
                        PWM=0; // Apaga la señal de PWM
                        inicio=1; // La carga será tOFF
                        carga=tOFF; } // Inicio queda como 1 ya que en la
                                                // sig interrupción inicia de nuevo el
                                                // periodo
carga=65536-carga; //Ajustando el valor de la carga para
//cargarla correctamente al timer
set_timer1(carga); //Cargando el timer
}

```

3.5 FUNCIÓN DE MUESTREO “Muestreo”

La función *Muestreo* es la encargada de obtener la señal de error del controlador y generar la señal de control.

El primer paso a realizar es cargar a *Timer3* el valor necesario para que vuelva a interrumpir, este valor está definido mediante la constante "*freqMuestreo*". Por ejemplo, siendo que el controlador muestrea a *50Hz*, el valor definido por *freqMuestreo* debe ser la carga adecuada para que el *Timer3* vuelva a interrumpir en *20ms*.

El siguiente paso es reconfigurar el convertidor A/D para leer el voltaje de referencia, localizado en *AN1*. Se configura el convertidor A/D con el tiempo de adquisición máximo, esto debido a que se cambio de canal analógico y como sólo se tomará una lectura, no es posible tener tolerancia a errores.

La conversión es arrancada activando el bit "*GO*", mientras se da la conversión, se realiza la operación más larga de la función que es obtener el promedio del voltaje proveniente

del filtro, esto debido a que la división de sum/ind es una operación de 32 bits. El valor de la corriente actual será almacenado en la variable $lact$ de tipo $long$.

Terminando la obtención de $lact$, se reconfigura el convertidor A/D para la lectura constante de $AN0$, sin arrancarlo.

El siguiente paso será leer el valor de la última conversión, mediante la cual se obtuvo el voltaje de referencia. Como se ha explicado, este valor no es comparable con $lact$, por lo que deberá adecuarse mediante la operación descrita por la ecuación 3.1, el resultado se almacenará en la variable $lref$ de tipo $long$.

Una vez con los valores adecuados de la corriente actual y de la corriente de referencia, el siguiente paso es realizar la resta, $lref - lact$, el resultado se almacenará en la variable "error" de tipo $signed long$.

Se crea una variable estática "errorint", de tipo $long$. En ella se almacenará el error integral, cuyo valor no puede ser destruido a cada salida de la función por obvias razones.

El siguiente paso es el cálculo de la señal de control mediante la manipulación de la señal de error. En el capítulo cuatro se realiza el análisis del controlador así como pruebas de la unidad de control configurada con distintas sintonizaciones, esto para determinar la ley de control y dar con los valores más adecuados de las constantes proporcional e integral. El resultado se almacenará en la variable "Scontrol".

El ciclo de trabajo del PWM, será equivalente a la señal de control, entonces es posible obtener las variables necesarias para el funcionamiento de $PWMGen$, asignando a la variable CT el valor de $Scontrol$ y realizando el cálculo de $CTimer$.

Una vez que se ha realizado el objetivo principal de actualizar la señal de PWM, sólo falta preparar la salida de la función. Para esto basta con reiniciar a cero los valores de las variables sum e ind y reiniciar el convertidor A/D, con el objetivo de comenzar a generar el promedio de $lact$ para el siguiente muestreo.

En las subsecciones siguientes se muestran el código fuente de la función, y su diagrama de flujo.

Código fuente

```
#INT_TIMER3
void sampling()          {

long lact;
signed long error, Scontrol;
static signed long errint;
int32 lref;

set_timer3(freqMuestreo);           // Antes que nada recarga el
                                     // timer para conservar los 50Hz

ADCON0=0b00000101;                 // Configura convertidor AD para
ADCON2=0b10111110;                 // leer el voltaje de referencia
```

```

GO=1; // Arranca la conversión Ad

lact=sum/ind; // Obtén el promedio de lact,
// dividiendo la sumatoria / el
// número de datos

while(GO==1){ // Espera que acabe la conversión

ADCON0=0b00000001; // Reconfigura el convertidor para
ADCON2=0b10000110; // la lectura constante de lact

lref=(256*ADRESH)+ADRESL; // Lectura del resultado del convertidor

lref*=rango; // Obtención del valor comparable
// con lact, multiplicación con rango

lref>>=10; // Division entre 1024

lref+=off; // Sumando el offset. El valor está listo

error=lref-lact; // Obtención de la señal de error

errint+=error;

errint+=error;

if(errint<0) errint=0;
if(errint>5000) errint=5000;

Scontrol=errint+error;

Scontrol/=5;

if(Scontrol<0) Scontrol=0;
if(Scontrol>1000) Scontrol=1000; // Ley de control

CT=Scontrol; // El ciclo de trabajo del PWM es igual
// a la señal de control

CTimer=divCT*CT; // CTimer, equivale a la carga para Timer1
// para la duración del ciclo de
// trabajo actual
sum=0; // Reinicia la sumatoria

ind=0; // Reinicia el contador

ADF=0; // Limpia la bandera de interrupción
// del convertidor AD

GO=1; // Rearranca el convertidor para seguir
// con las lecturas continuas
}

```

Diagrama de flujo

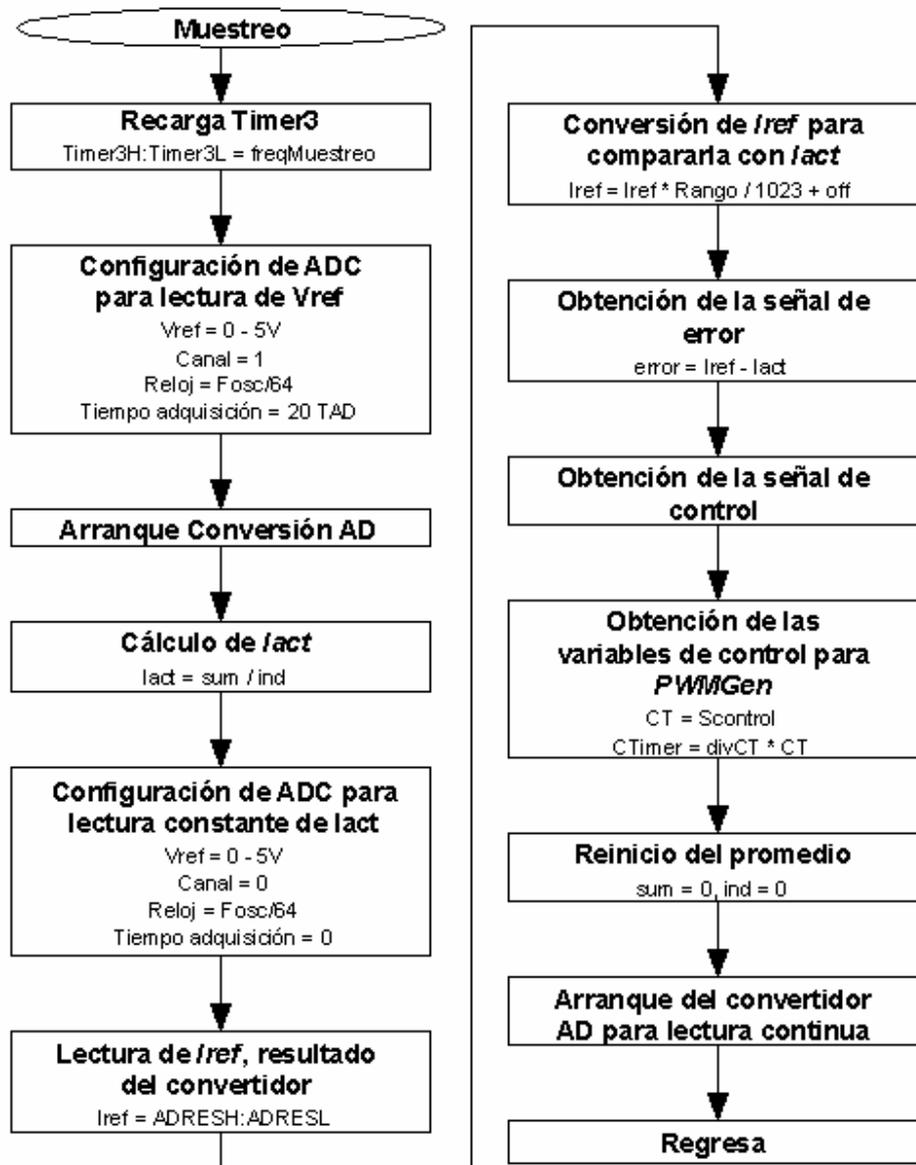


Fig. 3.5. Diagrama de bloques de la función Muestreo

Capítulo 4

Ajuste del Controlador y Pruebas

Este capítulo documenta la determinación de la ley de control óptima para el manejo de la válvula, ésta es verificada mediante una serie de pruebas de la misma junto con la unidad de control.

4.1 • INTRODUCCIÓN

Como se mencionó en el capítulo anterior, la unidad de control funciona mediante el uso de un controlador PI digital. Se optó por el anterior debido a que con las acciones proporcional e integral es suficiente para obtener una respuesta rápida y sin error en estado estacionario. La acción derivativa (PID) se descartó dado que el controlador funcionará a frecuencias muy bajas y sin mayor sobresalto, teniendo en cuenta que la acción derivativa es la que consume más tiempo de procesamiento.

La ley de control se determinará mediante la simulación por computadora, y la experimentación, el objetivo principal es encontrar el par de ganancias (proporcional e integral) que proporcionen una acción de control óptima para la aplicación en el ventilador pulmonar, las características del controlador digital son las siguientes:

Tiempo de muestreo: $0.02ms$ ($50Hz$), este tiempo se seleccionó con base en la velocidad de PWM más baja ($200Hz$), de forma que a cada muestreo la planta tenga el tiempo de responder a varios ciclos de PWM. Así también, fue determinante el ancho de banda del filtro pasabajos utilizado en la retroalimentación ($f_c=90$), el controlador debe de operar dentro de la banda de paso del filtro para que no lea información falsa o retrasada.

Tipo de muestreo: El muestreo se realiza mediante un promedio de las lecturas provenientes del convertidor analógico digital, esto para quitar el rizo restante a la salida del filtro. Dado que no se programó ninguna estimación o interpolación para el muestreo, el muestreador se considerará como un *Retén de Orden Cero*.

Convertidor Digital/Analógico: La conversión digital-analógica no está implementada mediante un DAC común. Ésta es llevada a cabo por el generador de PWM, donde la equivalencia entre un voltaje constante y una señal de PWM será el valor promedio de la anterior.

Tomando en cuenta que el sistema es lineal (planta y filtro), se puede esperar el mismo resultado ya sea utilizando un DAC común, o un generador de PWM. Para corroborarlo se obtuvo la respuesta de la planta a un escalón de $12V$ y se comparó con la respuesta a una señal de PWM con amplitud de $24V$ y ciclo de trabajo del 50% , esta última a 200 y $700Hz$.

En la figura 4.1 es posible observar que la respuesta al PWM tiende a ser la misma que para un voltaje constante, con la única diferencia que acarrea un rizo a la frecuencia del PWM, cuya amplitud disminuye según se incrementa la frecuencia. Las respuestas obtenidas con PWM se pueden diferenciar claramente una de la otra por su periodo, también se puede apreciar como para los $700Hz$ el rizo es mucho menor.

Un generador de PWM es un elemento no lineal, por lo que involucrarlo en los cálculos y simulaciones como tal dificultaría mucho el análisis, así que tomando en cuenta que en un sistema lineal como la planta en cuestión se obtiene la misma respuesta para un DAC que para un generador de PWM, por simplificación de cálculos se decidió no modelarlo y realizar el análisis como si se tratara de un DAC común.

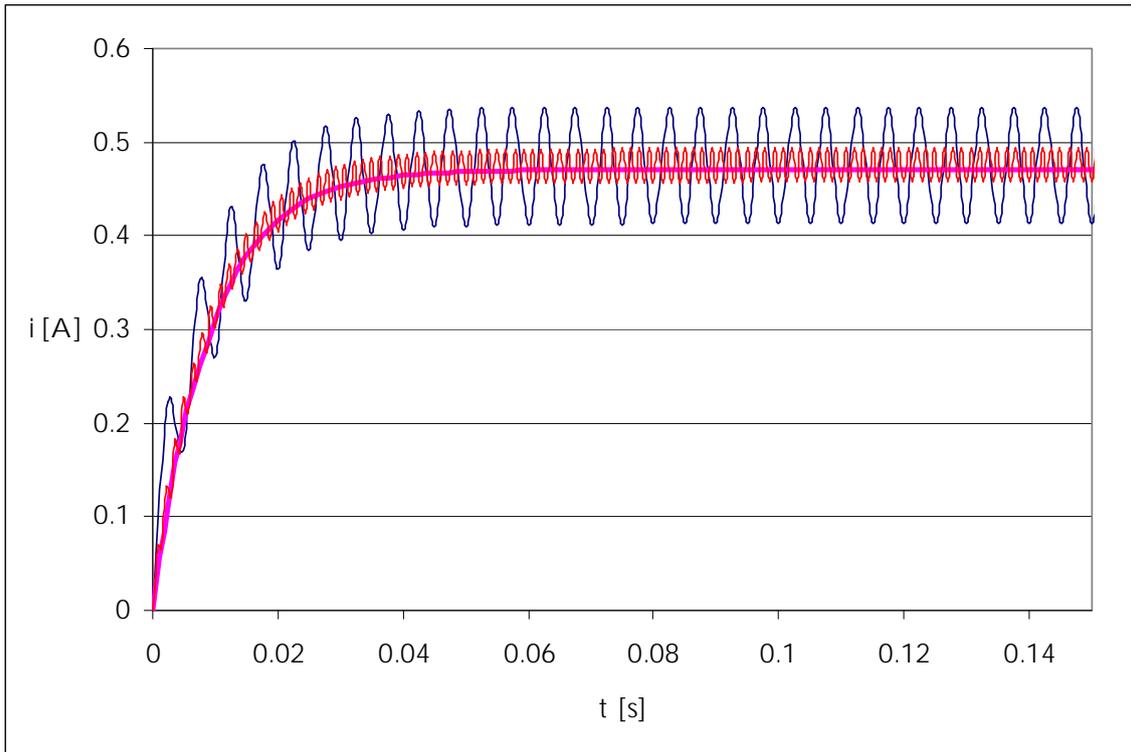


Fig. 4.1 Respuestas del circuito RL a 12V, PWM 24V 50% 200 y 700Hz

4.2 • ANÁLISIS

El objetivo de esta sección es llevar a cabo el análisis necesario para determinar la ley de control, esto auxiliándose de cálculos y simulaciones por computadora, mismas que serán comparadas de forma iterativa con las respuestas reales.

Como primer paso se obtienen las funciones de transferencia de los elementos presentes en el lazo cerrado:

Controlador:

La función de transferencia de un controlador *PI* está dada por:

$$H(s) = \frac{k_p s + k_I}{s} \quad \dots \text{Ec 4.1}$$

Planta:

Está dada por la siguiente ecuación diferencial, correspondiente a un circuito *RL*:

$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{R + R_{sen}}{L} i(t) - \frac{V(t)}{L} = 0 \quad \dots \text{Ec 4.2}$$

Donde:

$$L = 0.235H$$

$$R = 25\Omega$$

$$R_{sen} = 0.5\Omega$$

La función de transferencia de corriente sobre voltaje de entrada correspondiente es:

$$H(s) = \frac{i(s)}{V(s)} = \frac{1}{0.235s + 25.5} \dots \text{Ec 4.3}$$

Filtro:

La función de transferencia del filtro, está dada por:

$$H(s) = \left(\frac{12.5}{1.5665E^{-6}s^2 + 2.391E^{-3}s + 1} \right) \left(\frac{1}{1.2147E^{-6}s^2 + 3.759E^{-3}s + 1} \right) \dots \text{Ec 4.4}$$

Los datos anteriores serían suficientes para realizar un análisis si se tratara de un control analógico, sin embargo, como el controlador es digital no es posible trabajar en el dominio de s , para realizar cualquier análisis es necesario transformar al dominio de "Z", para lo cual son necesarios argumentos como la frecuencia de muestreo y el orden del retén.

A continuación se muestran las funciones de transferencia de todos los componentes del controlador en el dominio de Z, para $T=0.02s$ y un *Retén de Orden Cero*.

Para el controlador:

$$H(z) = \frac{k_p(z-1) + 0.02k_I z}{z-1} \dots \text{Ec 4.5}$$

Para la planta:

$$H(z) = \frac{0.0347z}{z-0.1142} \dots \text{Ec 4.6}$$

Para el filtro:

$$H(z) = \left(\frac{12.5z - 9.533E^{-6}}{z^2 - 8.49E^{-9}z} \right) \left(\frac{z - 3.2787E^{-4}}{z^2 - 2.795E^{-3}z} \right) \dots \text{Ec 4.7}$$

Para tener un primer acercamiento a los valores óptimos para las ganancias proporcional e integral del controlador, se utilizará el paquete *Simulink* de *Matlab*, el cual permite obtener la respuesta del controlador para cualquier sintonización en cuestión de segundos. El diagrama de bloques del controlador se muestra en la figura 4.2.

En la parte superior del diagrama se tiene el esquema clásico de un controlador digital, conformado por la entrada de referencia que llega a la entrada "+" del punto suma, seguido por el retén, seguido por el controlador para por fin llegar a la planta. La salida de

la anterior es retroalimentada a través de un sensor (resistencia de sensado y el filtro) para llegar a la entrada "-" del punto suma.

En la parte baja, se tiene el módulo encargado de ajustar la entrada de referencia a los niveles adecuados según sea el rango de operación deseado, se aprecia que tiene como entradas el valor de *RangoTotal* y el de las variables de ajuste *off* y *max*. Todas las simulaciones se realizarán con una configuración para hacer uso del rango completo de operación (*off=0, max=0*), esto es *0-750mA* para una entrada de referencia de *0-5V*.

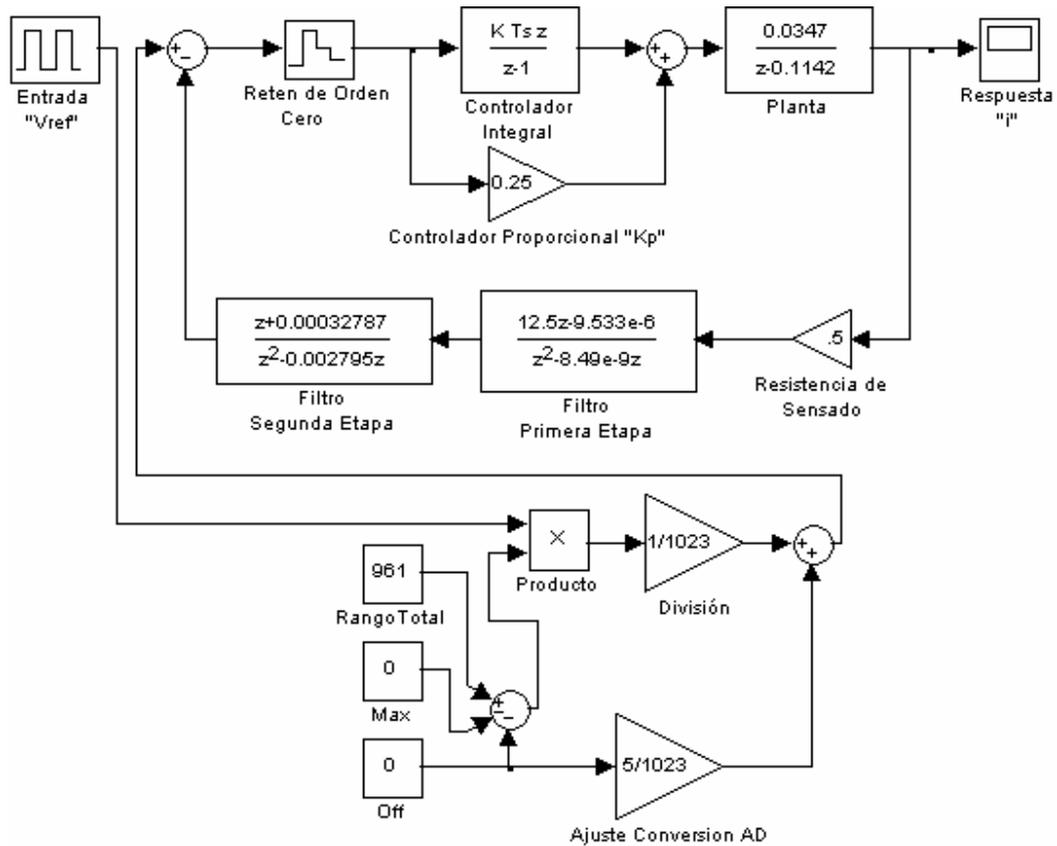


Fig. 4.2 Diagrama de bloques del controlador digital

Simulaciones

La unidad de control debe de ser capaz de responder a frecuencias de $18/60\text{Hz}$ (0.3Hz), por esta razón, las simulaciones serán corridas a una frecuencia de 0.6Hz para contar con un factor de seguridad.

Como primer paso se correrá una serie de simulaciones donde el controlador sólo contará con ganancia proporcional, se dejará de lado el control integral para conocer la reacción del sistema a un control meramente proporcional. Para esto se aplicará un tren de pulsos con un ciclo de trabajo del 50% y amplitud de 5V a la frecuencia de 0.6Hz .

En la página siguiente, en las figuras 4.3-4.5 se muestra las respuestas para $K_P = 1, 2, 3$ y 4 .

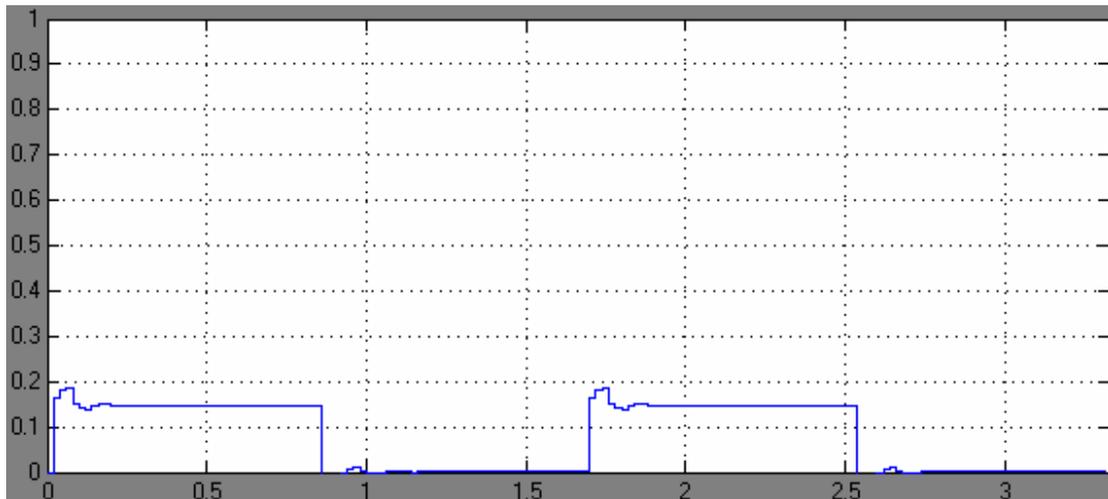


Fig. 4.3 Respuesta de Corriente (A) vs Tiempo (s) para $K_P = 1$

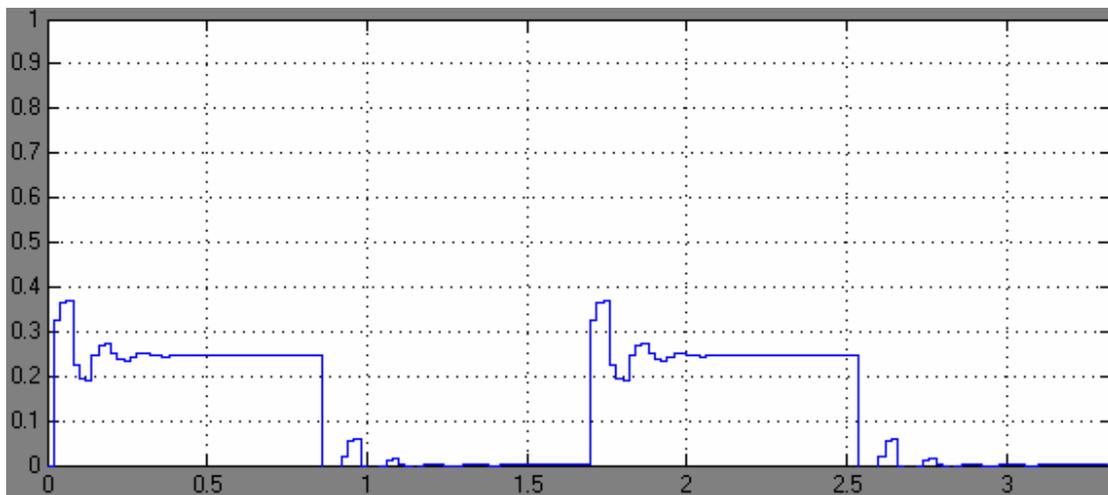


Fig. 4.4 Respuesta de Corriente (A) vs Tiempo (s) para $K_P = 2$

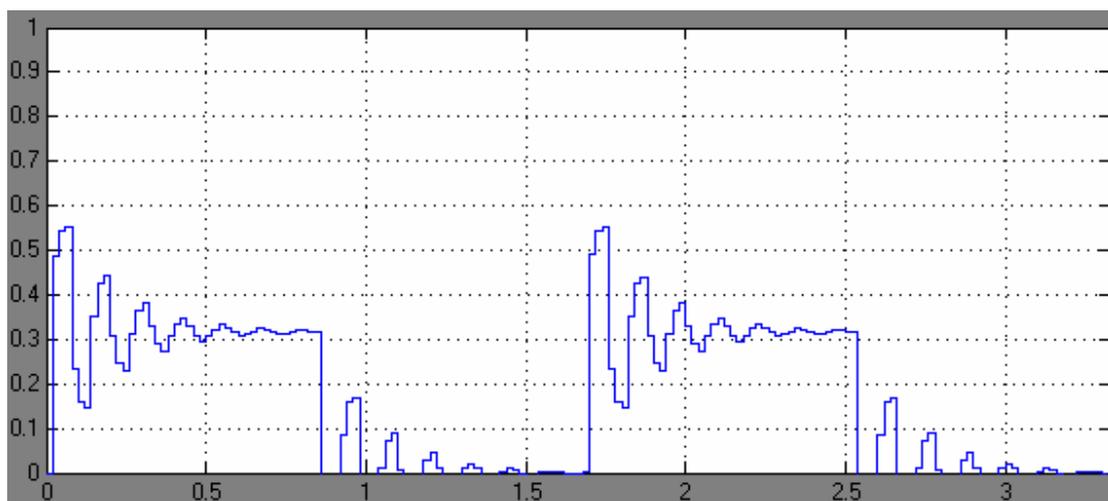


Fig. 4.5 Respuesta de Corriente (A) vs Tiempo (s) para $K_P = 3$

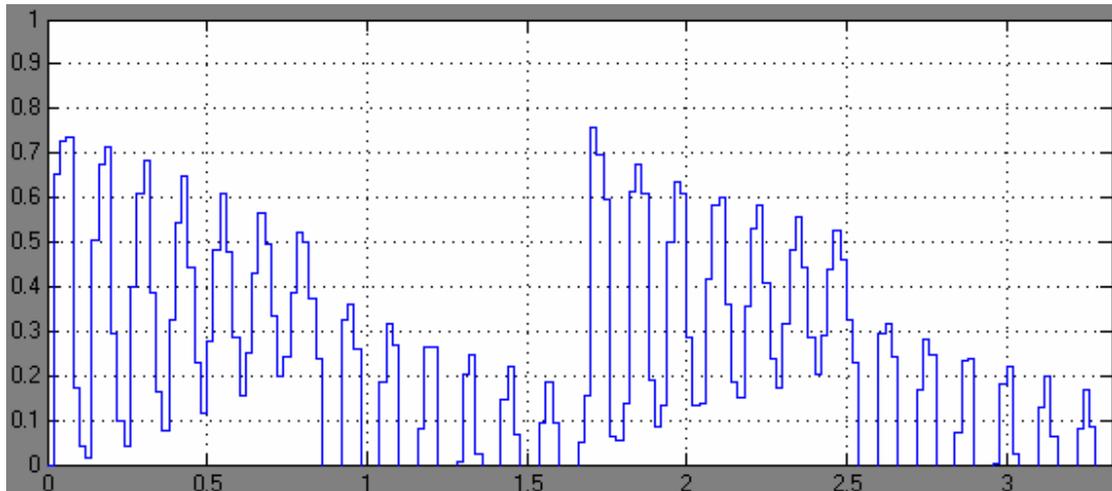


Fig. 4.6 Respuesta de Corriente (A) vs Tiempo (s) para $K_P = 4$

Como se puede apreciar, el sistema es mucho muy sensible al control proporcional, ya que constantes muy pequeñas fueron suficientes para generar sobrepasos y oscilaciones completamente fuera de rango.

Es evidente que el control proporcional dista mucho de ser la solución, ya que presenta un error en estado estacionario muy grande, el sobrepaso es inclusive mayor que el error y el tiempo de asentamiento excede el periodo de la frecuencia de operación.

Dado el error estacionario encontrado, resulta obvio que será necesario un controlador integral. En las figuras 4.7-4.10 se muestra la respuesta de la unidad de control para un controlador puramente integral con $K_I = 12.5, 18.75, 25, 31.25$.

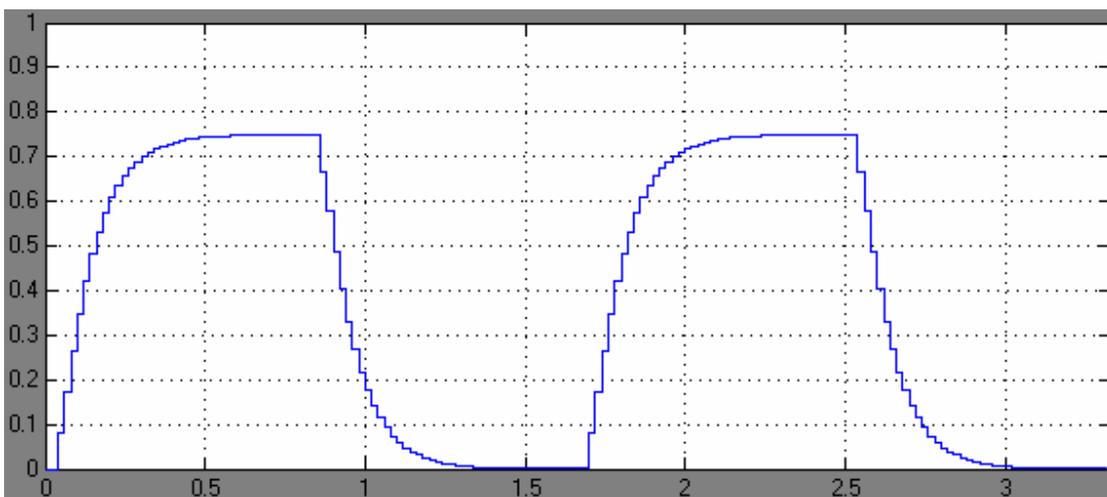


Fig. 4.7 Respuesta de Corriente (A) vs Tiempo (s) para $K_I = 12.5$

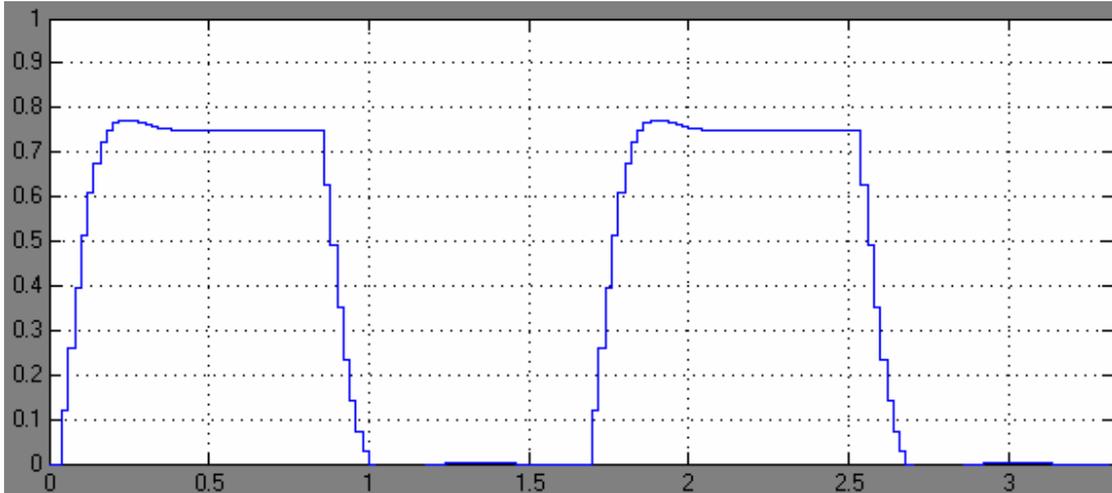


Fig. 4.8 Respuesta de Corriente (A) vs Tiempo (s) para $K_I = 18.75$

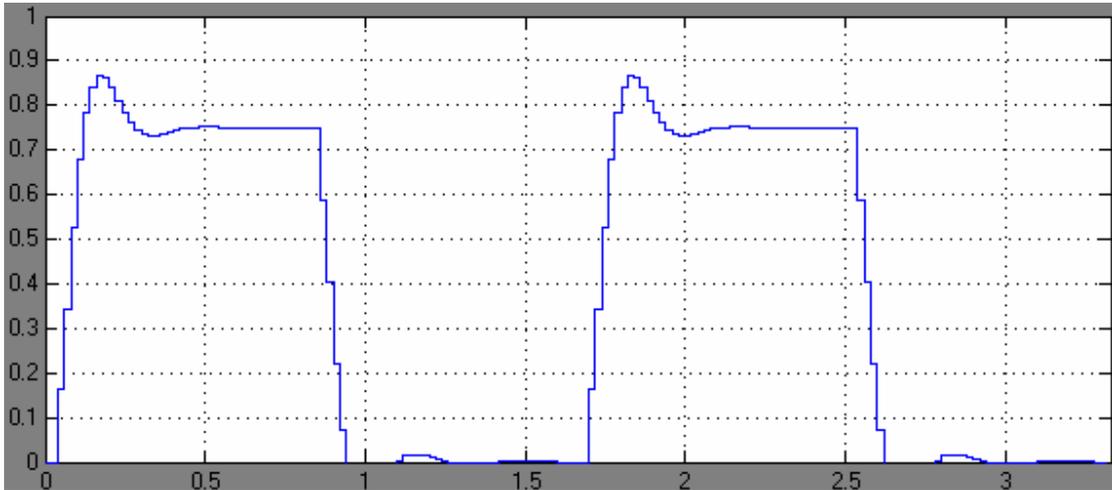


Fig. 4.9 Respuesta de Corriente (A) vs Tiempo (s) para $K_I = 25$

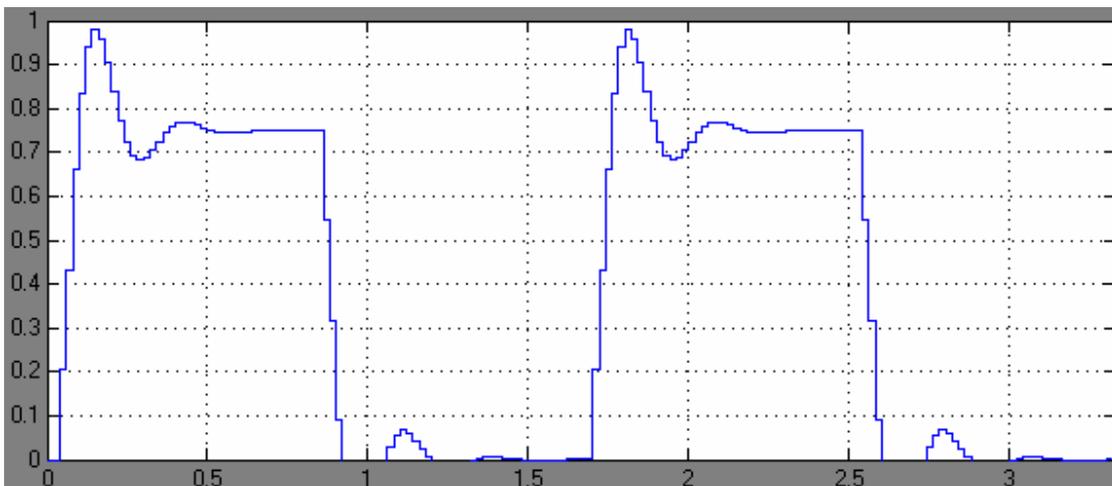


Fig. 4.10 Respuesta de Corriente (A) vs Tiempo (s) para $K_I = 31.25$

Se observa que el controlador integral por sí sólo tiene la capacidad de entregar una respuesta favorable, ya que tiene sobrepaso, tiempos de levantamiento y asentamiento favorables, así como error nulo. Sin embargo, agregando un ligero control proporcional, estas características pueden ser mejoradas.

Las respuestas para $K_I = 31.25$ y 25 muestran un tiempo de levantamiento muy aceptable, con la única consecuencia de un ligero sobrepaso. Ambas constantes serían muy fáciles de programar, ya que no sería necesario realizar ninguna multiplicación o división. Dada la frecuencia de muestreo, sería suficiente con corrimientos de bits y sumas, logrando con esto un ahorro de tiempo de procesamiento.

Estas respuestas puramente integrales pueden ser mejoradas agregando las constantes proporcional y derivativa. Se realizaron simulaciones con constantes derivativas pequeñas, sin embargo no se notó mejoría sino todo lo contrario, por lo que se descartó la acción derivativa por completo.

Por otro lado, utilizando la constante proporcional fue posible mejorar considerablemente el sobrepaso y el tiempo de levantamiento como se muestra en las figuras 4.11 y 4.12.

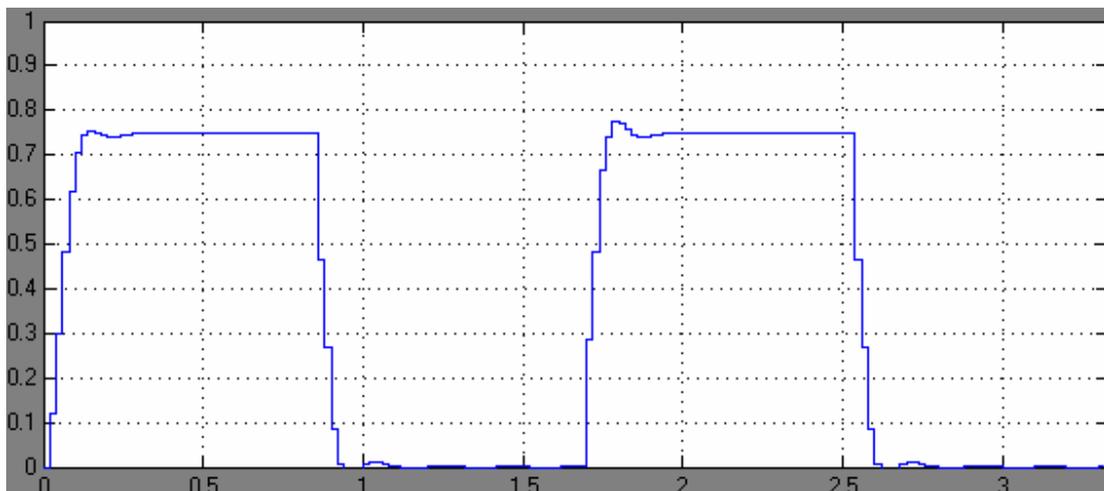


Fig. 4.11 Respuesta de Corriente (A) vs Tiempo (s) para $K_I = 25$ y $K_P = 0.75$

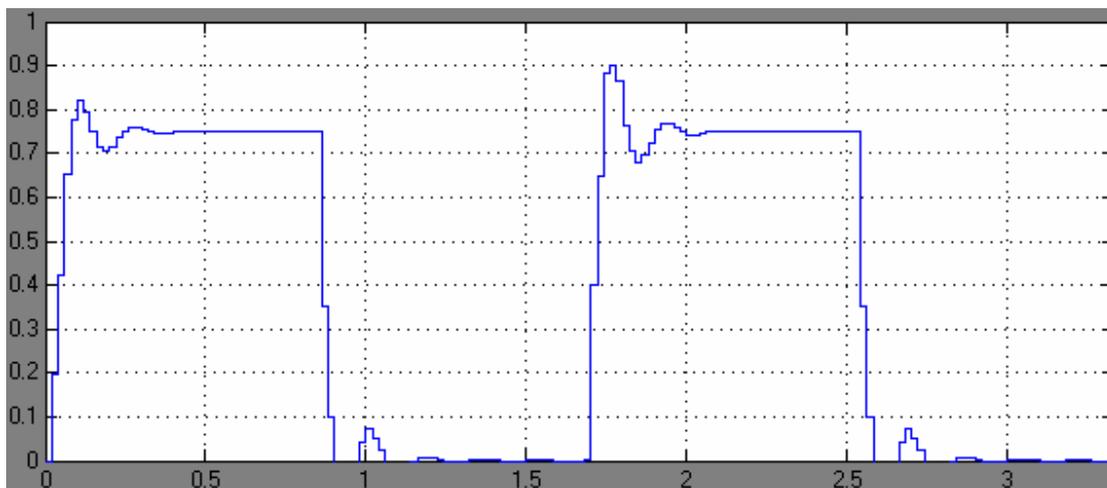


Fig. 4.12 Respuesta de Corriente (A) vs Tiempo (s) para $K_I = 31.25$ y $K_P = 1.25$

	$K_I = 25$ y $K_P = 0.75$	$K_I = 31.25$ y $K_P = 1.25$
Sobrepaso	4%	20%
T levantamiento [s]	0.08	0.06

Mediante la simulación se obtiene una idea del comportamiento que tendrá el controlador, con esto es posible comenzar la experimentación con distintas sintonizaciones en el rango de valores utilizado en las simulaciones.

Se comenzó con pruebas para distintos valores de K_P , y se encontró una respuesta muy adecuada para el valor de 20, mostrada en la figura 4.13.

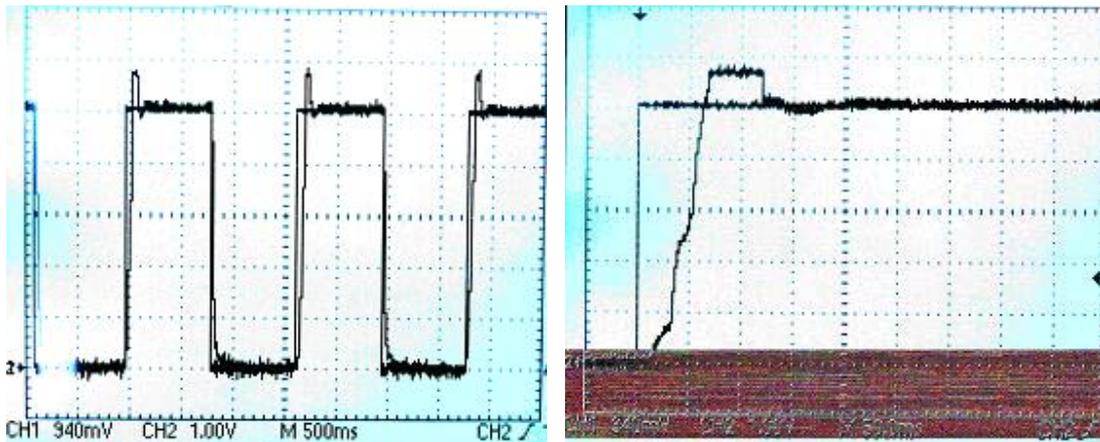


Fig. 4.13 Respuesta para $K_I = 20$ con una entrada cuadrada de 0.6Hz

Con $K_P = 20$ se obtiene un tiempo de levantamiento de 0.065s y un sobrepaso del 16% aproximadamente, valores bastante satisfactorios. Sin embargo, al igual que sucedió en las simulaciones, la respuesta pudo ser mejorada agregando la constante proporcional.

Con la configuración $K_I = 20$ y $K_P = 0.2$, se logra una respuesta muy estable con un tiempo de levantamiento de 0.06s y un sobrepaso de sólo el 12% aproximadamente, ver figura 4.14. Valores más altos de K_P ayudan ligeramente a disminuir el sobrepaso y el tiempo de levantamiento, pero incrementa el tiempo de asentamiento como se puede apreciar en la figura 4.15.

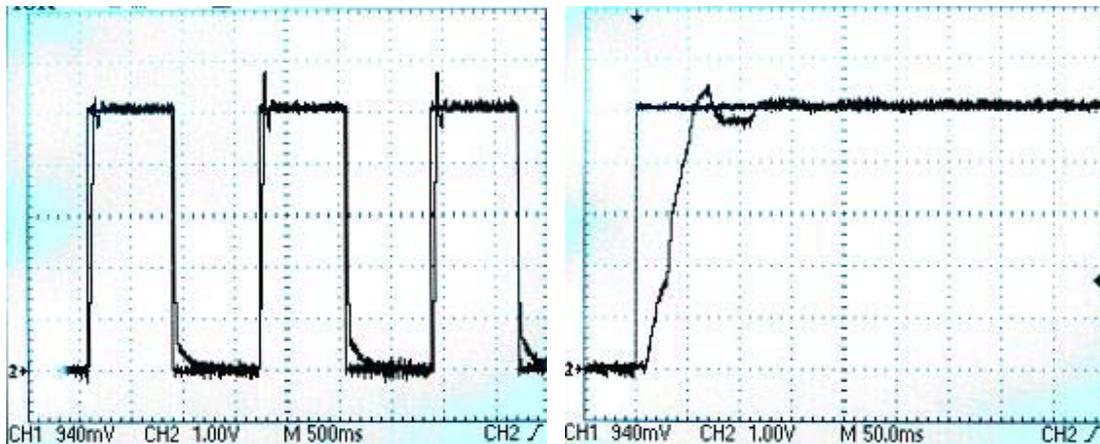


Fig. 4.14 Respuesta para $K_I = 20$ y $K_P = 0.2$

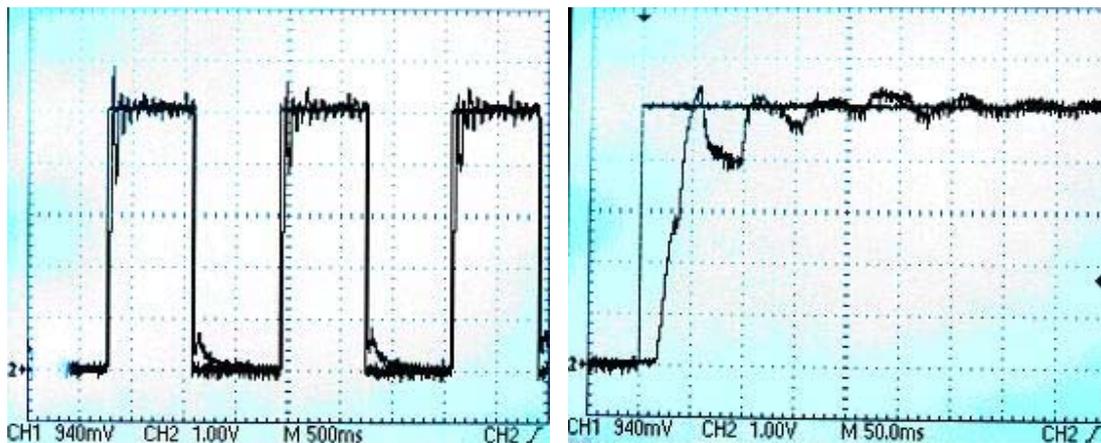


Fig. 4.15 Respuesta para $K_I = 20$ y $K_P = 0.3$

Dados los resultados de la experimentación, se concluye que la sintonización más adecuada para el controlador es:

$$K_P = 0.2 \quad K_I = 20$$

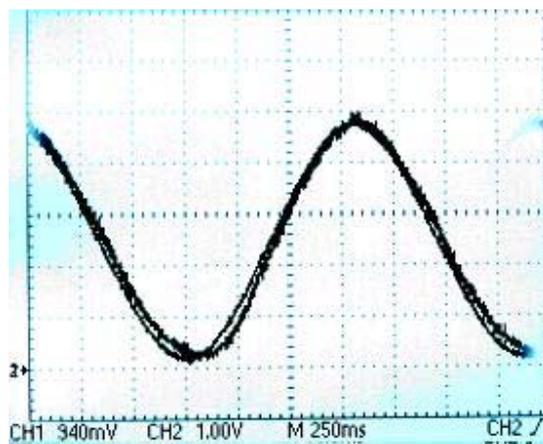


Fig. 4.16 Respuesta para una senoide de 0.6Hz

En la figura 4.16 se encuentran trazadas tanto la señal de referencia, como la respuesta, para una senoide a lo largo de todo el rango de operación. Se puede observar que ambas curvas van prácticamente encimadas, si acaso se observa un ligero ángulo de fase, poco mayor a 10° .

Se aprecia que la respuesta es muy estable, en ninguna de sus partes, ni siquiera cerca de los extremos ($0, 750mA$) tiene cambios abruptos u oscilaciones.

En la figura 4.17 se muestran los diagramas de Bode del controlador correspondientes a la respuesta de la *corriente en el solenoide*, cabe señalar que todas las respuestas que se han mostrado hasta ahora corresponden a la *salida del filtro* y no a la *corriente instantánea*. Si bien las anteriores dan una excelente idea de lo que sucede, no hay que olvidar que para la frecuencia de 0.6Hz la salida del filtro va retrasada con un ángulo de de alrededor de 11° , como muestra el diagrama de fase del filtro en la figura 2.7.

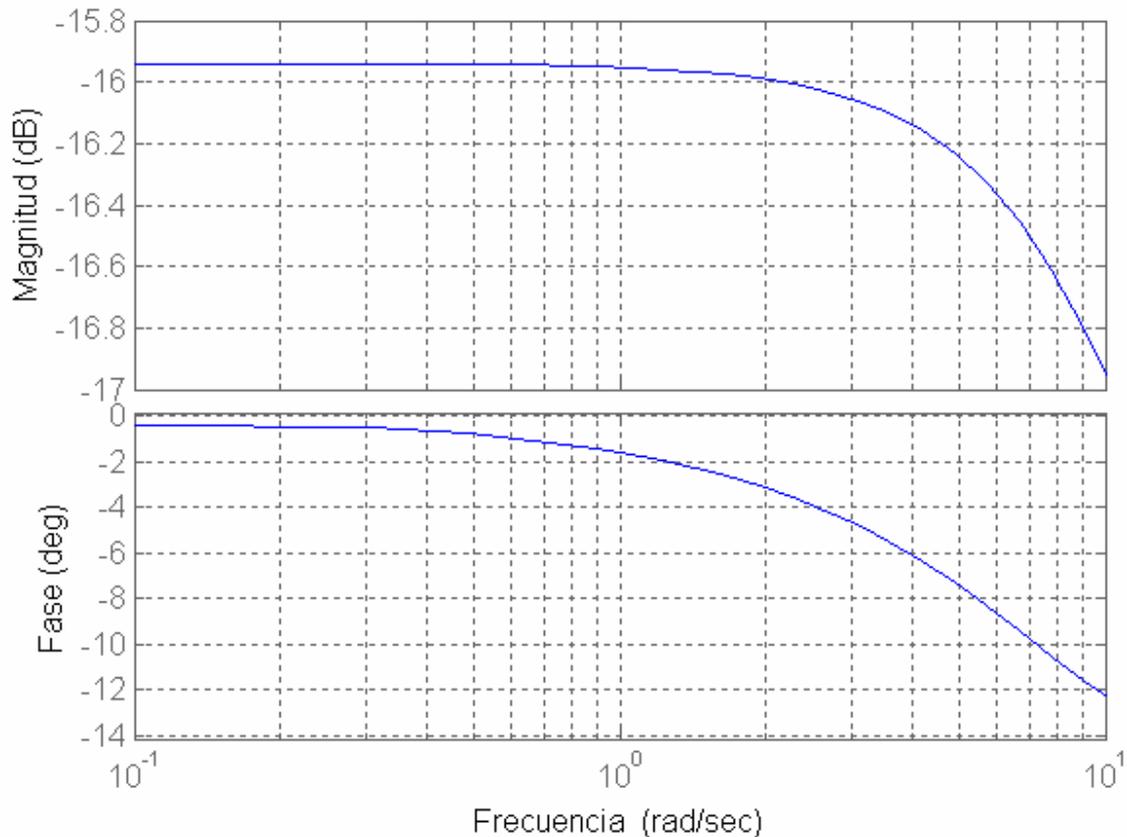


Fig. 4.17 Diagramas de Bode para la respuesta $i(V_{ref})$

No se muestran imágenes de la respuesta de la corriente debido a que es una señal de tren de pulsos muy sucia y gráficamente no entrega información relevante. Para conocer su comportamiento necesita ser filtrada forzosamente (ver figuras 2.10 - 2.15).

Sin embargo, como muestra el diagrama de ángulo de fase de la corriente del solenoide, en el rango de frecuencias de operación del controlador, se tiene un ángulo de fase despreciable, menor a los 2° . Por ejemplo, para el caso de 0.3Hz el retraso de fase es incluso menor a 1° .

En el diagrama de magnitud, se observa que la ganancia se mantiene prácticamente constante, sin pérdida, en el rango de operación. Los diagramas corresponden al sistema conformado por la parte superior del diagrama de la figura 4.2, es decir, no contemplan el ajuste de rango de operación por software.

Para este caso, la unidad de control entregará 0.75A a la salida para un $V_{ref} = 4.7\text{V}$, es decir que la ganancia del sistema es igual $0.75/4.7 = 0.1595$, ganancia que en decibelios corresponde a 15.94 dB .

Como se observa, la ganancia de 15.94dB se mantiene constante por lo menos hasta la frecuencia de 1Hz , lo cual garantiza que la respuesta siempre alcanzará los picos de una senoide por ejemplo.

4.3 • PROGRAMACIÓN DE LA LEY DE CONTROL EN EL FIRMWARE

Para generar la señal de control es necesario sumar las partes correspondientes al control proporcional dado por K_P y el control integral dado por K_I .

Para obtener la señal de control correspondiente a K_P basta con multiplicar la señal de error dada por la variable "error", a cada muestreo.

Para obtener la señal de control correspondiente a K_I es necesario realizar una integración y almacenarla en una variable estática que funcionará como integrador, en este caso la variable "errorint". Se integrará por el método de Euler, que consiste en sumar a cada muestreo una fracción o múltiplo de la señal de error al integrador, dependiendo del valor de K_I .

Dado que la frecuencia de muestreo es de 50Hz, a cada muestreo debe sumarse una fracción de error equivalente a $K_I / 50$. Siendo que $K_I=20$, habrá que sumar $2/5$ partes de la variable error a errorint, cada muestreo. A continuación se muestra el código utilizado para generar la ley de control:

```
error=lref-lact;

errint+=error;

errint+=error;

if(errint<0)    errint=0;
if(errint>5000) errint=5000;

Scontrol=errint+error;

Scontrol/=5;

if(Scontrol<0)    Scontrol=0;
if(Scontrol>1000) Scontrol=1000;
```

Comienza sumando a la variable *errorint* el valor de *error* 2 veces, posteriormente la componente de *errorint* será dividida por 5, con lo que se obtendrá la fracción de $2/5$ necesaria.

La variable *errorint* se limita a un rango de entre 0 y 5000 ya que como el sistema no tiene la capacidad de dar a la planta señales de control negativas, no tendría caso dejar que se acumule error integral a valores por debajo de cero. De igual forma se limitó a un máximo de 5000 para no permitir desbordamientos de error integral, la señal de control tiene un rango de entre 0 y 1000, por lo que si *errorint* llega a su máximo de 5000, al ser dividido por 5 éste queda en los niveles adecuados de trabajo de la señal de control. Dejarlo crecer más allá de 5000 no tendría caso dado que no hay forma de entregar a la planta señales de control mayores a 1000.

La señal de control es almacenada en la variable "Scontrol", ésta será igual a la suma de *errorint* más *error*. Se suma *error* para dar la componente correspondiente al error proporcional, posteriormente *Scontrol* se dividirá por cinco.

Con la división por cinco se obtiene la fracción de $2/5$ necesaria para obtener la K_I de 20, y la fracción de $1/5$ para obtener la K_P de 0.2.

Para finalizar $S_{control}$ es limitado al rango de trabajo de la señal de control, que se encuentra entre 0 y 1000.

Si bien los valores de las constantes no fueron los adecuados para ser implementados únicamente con corrimientos de bits y sumas, implementarlas fue relativamente sencillo ya que sólo se requirió de una división, misma que puede ser ejecutada velozmente dado que es entera y de sólo 16 bits.

4.4 • PRUEBAS

Las pruebas se realizarán apegadas a lo que serían las condiciones reales de funcionamiento de la unidad de control.

Dada la frecuencia respiratoria de un paciente, se estima que la válvula trabajará alrededor de 18 ciclos cada minuto (0.3Hz), la apertura de la válvula para cumplir este objetivo se da de forma gradual, sin sobresaltos, por lo que se analizará la respuesta obtenida teniendo una senoide como referencia.

En esta parte se evaluarán la respuesta en frecuencia de la unidad de control, el efecto de la temperatura, la repetitividad y estabilidad del sistema.

Respuesta en frecuencia

La unidad de control se configuró para operar con una frecuencia de PWM de 300Hz , esto por ser la frecuencia recomendada por el fabricante para la operación con aire.

El rango de operación para la prueba se limitó mediante los controles $Offset_{+/-}$ y $Max_{+/-}$ a un intervalo de $100\text{-}600\text{mA}$, representando condiciones de trabajo más reales, verificando así también el funcionamiento de esta característica especial.

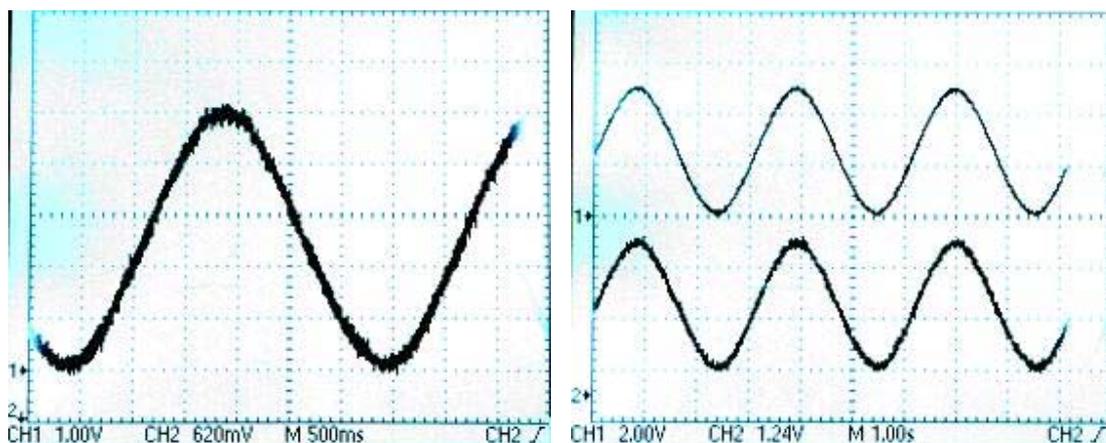


Fig. 4.18 Respuesta para una senoide de 0.3Hz

En la figura 4.18 se trazan las dos entradas del punto suma del controlador, que son el voltaje de referencia (+) y la salida del filtro (-).

La señal de referencia es una senoide con un $V_{pp}=5V$ y un offset de $2.5V$ (DC 0-5V). A la salida del filtro esta corriente deberá de entregar un voltaje en el rango de $0.625-3.75V$. Dada la equivalencia, para hacer ambas señales comparables gráficamente, el osciloscopio se configuró para visualizar la señal de referencia con $1V/div$ en la escala vertical y para la respuesta del filtro se utilizó $0.625V/div$ con un offset negativo de $0.625V$. Esta configuración corresponda a la parte izquierda de la figura 4.18.

Como se puede observar, la respuesta es exitosa, la salida del filtro sigue fielmente la señal de referencia, se aprecia que ambas señales van una encima de la otra.

En la parte derecha de la figura 4.18 se muestran las dos señales, sólo que esta vez con un offset entre ellas de 3 divisiones y con una escala de amplitud reducida por dos. Se vuelve a apreciar que la respuesta (abajo) sigue fielmente a la señal de referencia (arriba).

La única diferencia apreciable entre ambas señales es el grosor de la respuesta, éste es originado por el rizo de $300Hz$ que acarrea, rizo residual de la señal de PWM. Para frecuencias más altas como la de $700Hz$, el rizo prácticamente desaparece.

Efecto de la temperatura

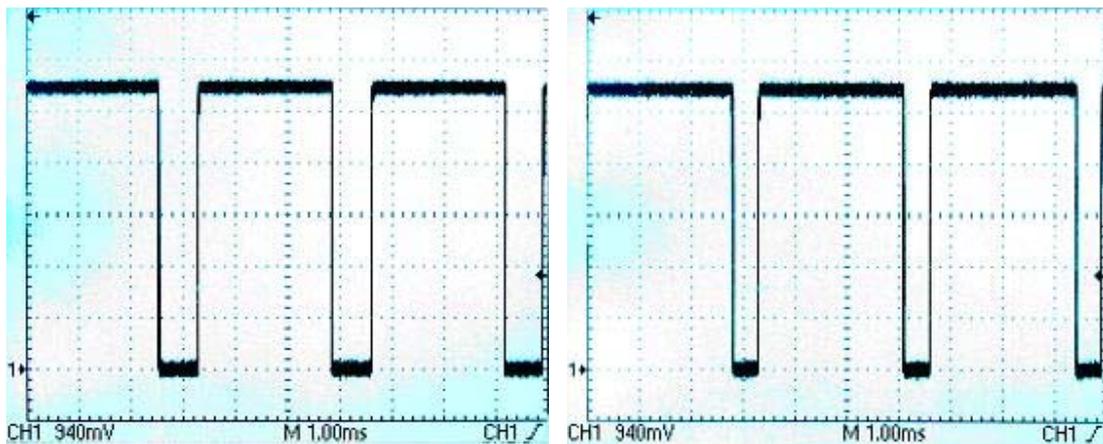


Fig. 4.19 Incremento del ciclo de trabajo por el incremento de temperatura

Una de las principales razones por las que se utiliza el control de corriente en lazo cerrado para las válvulas solenoides, es el incremento de la resistencia del solenoide debido al aumento de temperatura. La figura 4.19 se muestra como para una señal de referencia constante, en este caso $600mA$, a través del tiempo es necesario aumentar el ciclo de trabajo para compensar el aumento de la resistencia del solenoide de la válvula.

Ambas señales de PWM producen una corriente de $600mA$ en la válvula, con la diferencia que para la respuesta del lado izquierdo, la válvula estaba a temperatura ambiente y, a la derecha, ya había alcanzado su temperatura terminal, razón por la cual el ciclo de trabajo se incrementó para compensar el aumento en la resistencia del solenoide.

Repetitividad y Estabilidad

Además de la respuesta del controlador, otras características importantes a evaluar de la unidad de control son la repetitividad y la estabilidad.

La *repetitividad* es la capacidad de un proceso o instrumento para repetir una característica o medición, bajo las mismas condiciones de funcionamiento y siendo operado por el mismo individuo. En el caso de la unidad de control, la repetitividad sería su capacidad de entregar la misma corriente a su salida, para una misma configuración y señal de referencia, en las distintas ocasiones que sea utilizada.

La *estabilidad* es la capacidad de un proceso o instrumento para mantener una medición o característica durante su funcionamiento, sin presentar variaciones a través del tiempo.

En el caso de la unidad de control, la estabilidad sería su capacidad de entregar la misma corriente a su salida, para una misma configuración y señal de referencia, en funcionamiento durante un lapso de tiempo indefinido.

Muestra	<i>Repetitividad</i>				<i>Estabilidad</i>		
	100 mA	% Var	600 mA	% Var	350 mA	% Var	
1	100	0	600	0	350	0	
2	100	0	600	0	350	0	
3	100	0	599	0.17	349	0.29	
4	100	0	600	0	350	0	
5	100	0	600	0	350	0	
6	100	0	600	0	351	0.29	
7	100	0	600	0	351	0.29	
8	100	0	600	0	350	0	
9	99	1	600	0	351	0.29	
10	100	0	600	0	350	0	
11	100	0	602	0.33	350	0	
12	100	0	600	0	350	0	
13	100	0	600	0	352	0.57	
14	100	0	600	0	352	0.57	
15	100	0	600	0	351	0.29	
16	100	0	600	0	351	0.29	
17	100	0	601	0.17	351	0.29	
18	100	0	600	0	352	0.57	
19	100	0	599	0.17	352	0.57	
20	100	0	600	0	351	0.29	
21	101	1	600	0	351	0.29	
22	100	0	600	0	351	0.29	
23	100	0	600	0	352	0.57	
24	100	0	600	0	352	0.57	
25	100	0	600	0	352	0.57	
26	101	1	598	0.33	352	0.57	
27	100	0	600	0	353	0.86	
28	100	0	600	0	352	0.57	
29	100	0	601	0	352	0.57	
30	100	0	603	0.5	353	0.86	
% no Repetitividad				0.0778333	% no Estabilidad		0.344

Tabla 4.1 Resultados de las pruebas de Repetitividad y Estabilidad

Para evaluar la repetitividad, la unidad de control se configuró para trabajar en un rango de $100\text{--}600\text{mA}$, y durante un lapso de dos semanas fue evaluada periódicamente para revisar que para una señal de referencia de $0V$ entregará 100mA y para una señal de $5V$

entregará $600mA$. La carga siempre fue la misma válvula, las señales de referencia siempre fueron generadas con la misma fuente y el instrumento de medición de igual forma fue el mismo.

La unidad de control no se encontraba en funcionamiento continuo, sólo era encendida para revisar su calibración y al término era apagada. Se tomaron 30 muestras a lo largo de las dos semanas las cuales se muestran en la tabla 4.1.

Para evaluar la estabilidad se utilizó el mismo rango de operación y se dejó funcionando durante una semana de forma continua con una senoide de $V_{pp}=5V$, offset de $2.5V$ (DC $0-5V$) y frecuencia de $0.3Hz$ como señal de referencia.

A lo largo de la semana periódicamente se desconectaba la senoide y se aplicaba una señal constante de $2.5V$ para evaluar si se mantenía la calibración y entregaba los $350mA$ correspondientes, al término de la medición la senoide regresaba como voltaje de referencia. Se tomaron 30 muestras a lo largo de la prueba, mismas que también se muestran en la tabla 4.1

Conclusiones

La unidad de control fue revisada extensamente, tanto en condiciones de funcionamiento estable, como su respuesta en frecuencia.

Se encontró que la ley de control entrega una respuesta exitosa, ya que para las frecuencias a las que trabajará la unidad, la respuesta sigue fielmente la entrada de referencia. Inclusive, a juzgar por los diagramas de Bode y otras pruebas que no se documentan aquí, la unidad de control podría trabajar con frecuencias hasta 10 veces más rápidas con una respuesta aceptable.

También se encontró que el sistema completo entrega excelentes valores de repetitividad y estabilidad, ya que las variaciones que presenta la unidad de control se encuentran por debajo del 1%. Razón por la cual se puede confiar en que mantendrá su calibración y condiciones de funcionamiento a través del tiempo y uso continuo.

En cuanto a la duración y confiabilidad de la unidad de control, ésta ha sido sometida a pruebas para verificar su duración dejándola funcionando continuamente por periodos prolongados de tiempo, presentando un comportamiento por completo dentro de lo normal. También se verificó que todos los componentes que la conforman trabajan a temperaturas normales de operación, garantizando así su duración.

Sin embargo, dado que la unidad de control operará en equipo medico, *se deberán de realizar pruebas apegadas a las normas de seguridad correspondientes, para validar su uso dentro del ventilador pulmonar.*

Capítulo 5

Caracterización de la Válvula Solenoide

Este capítulo contiene una serie de gráficas que muestran distintos niveles de operación de la válvula a utilizar en el Ventilador Pulmonar, se describe el procedimiento utilizado para la obtención de las mismas.

5.1 • INTRODUCCION

Además del desarrollo de la unidad de control para la válvula solenoide, la caracterización de la misma es también parte de este trabajo.

El objetivo es documentar mediante graficas los niveles de operación de la válvula, mismas que serán útiles para predecir su operación en lazo abierto y cerrado.

Las variables más importantes que intervienen en su funcionamiento son las siguientes:

- Presión a la entrada
- Caída de presión
- Factor de flujo (K_v)
- Fluido y temperatura

Para cada combinación de estas, se obtiene un cierto flujo volumétrico a través de la válvula, la idea es obtener una serie de graficas que permitan tener una combinación útil de estas variables, teniendo como resultado el flujo.

El factor de flujo, K_v , es una medida muy utilizada para la selección de válvulas y para el cálculo del flujo a través de las mismas, es utilizado únicamente en el sistema métrico y generalmente se maneja como una propiedad adimensional.

El K_v se define como la cantidad de metros cúbicos de agua (a una temperatura de entre 5 y 30°C) que pueden pasar por hora a través de una válvula, presentando una caída de presión de 1 bar.

Según sus especificaciones, la válvula utilizada tiene un $K_v=1.06$, esto cuando se encuentra abierta por completo, a medida que se cierra, el factor de flujo disminuye hasta cero. En el caso de las válvulas solenoides, el factor de flujo varía de forma casi lineal con respecto a la corriente aplicada al solenoide.

Por facilidad de uso, se obtendrán gráficas de flujo volumétrico contra corriente en el solenoide.

La diferencia de presión máxima que puede manejar la válvula es de 1bar. Se considera que en el caso de los gases, al dejar la salida de una válvula a la presión ambiente, se llega a la caída de presión crítica que equivale al 50% de la misma y no a la presión a la entrada de la válvula.

Tomando en cuenta estos datos, se generarán seis graficas, estas para presiones de entrada de 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9 y 1bar. Cada gráfica mostrará una familia de curvas dependiente del nivel de caída de presión a través de la válvula, en un rango que va desde el 5% hasta el 50% del valor de la presión de entrada.

5.2 • OBTENCIÓN DE LOS DATOS Y RESULTADOS

Para la caracterización de la válvula fue necesaria la implementación de un circuito neumático, este debe permitir manejar distintas presiones de entrada (medibles), y distintas caídas de presión a través de la válvula (medibles) además de contar con un elemento medidor de flujo.

Para esto le fue aplicado aire a la entrada de la válvula solenoide mediante una unidad de servicio con manómetro, la válvula es seguida por una válvula estranguladora que permitirá lograr distintas combinaciones de flujo y caída de presión, y ésta última es seguida por una Y bifurcadora que entrega el flujo a un par de sensores de flujo de aire, donde finalmente será descargado a la atmósfera.

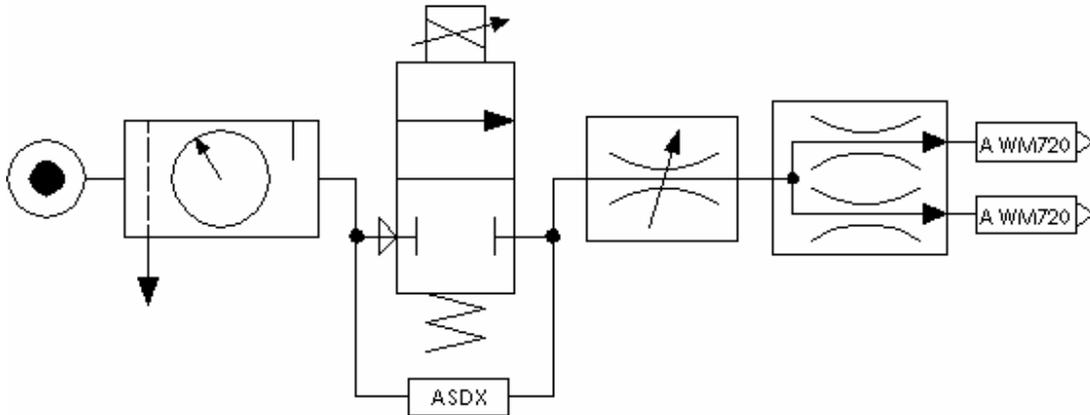


Fig. 5.1. Circuito neumático utilizado para la caracterización.

Para conocer la caída de presión a través de la válvula, se utilizaron sensores de presión diferencial piezoeléctricos. Estos cuentan con dos entradas de aire, mismas que fueron conectadas lo más cercano posible a los extremos de la válvula. Los sensores pertenecen a la serie *ASDX* fabricados por *Invensys*, estos arrojan un voltaje de entre 1-5V, proporcional a la diferencia de presión entre sus entradas. Se encuentran disponibles con adecuados rangos de presión de 0-1, 0-5, 0-15PSI, entre otros, la hoja de características de se muestra en el apéndice C para mayor información.

Como medidor de flujo se utilizó un par de sensores *AWM720P1* de *Honeywell*. Estos miden flujo de aire en un rango de 0-200 SLPM y a su salida entregan una señal eléctrica en un rango de 1-5V proporcional al flujo a través del sensor. La hoja de características se muestra en el apéndice C para mayor información. Se utilizaron dos sensores debido a que el flujo a través de la válvula puede alcanzar hasta 400SLPM. Para determinar el flujo total basta con sumar las lecturas de ambos sensores, por desgracia *Honeywell* no los fabrica en un rango de superior a los 200SLPM.

Para la generación de las graficas se obtuvo una serie de puntos de operación de la válvula, para ello se realizaron iteraciones con el fin mantener constantes los valores de caída de presión y la presión a la entrada de la válvula.

La corriente aplicada se fue variando (cada variación implicó un reajuste de la unidad de mantenimiento y de la válvula estranguladora) y para cada valor de corriente fue tomada la lectura del flujo.

Se obtuvo que la relación resultante entre corriente y gasto (para una presión de entrada y caída de presión constantes) es casi lineal. Por ello con las lecturas se realizaron regresiones lineales, justo éstas son las que se reportan en las gráficas de las figuras 5.2-5.7 en las paginas siguientes.

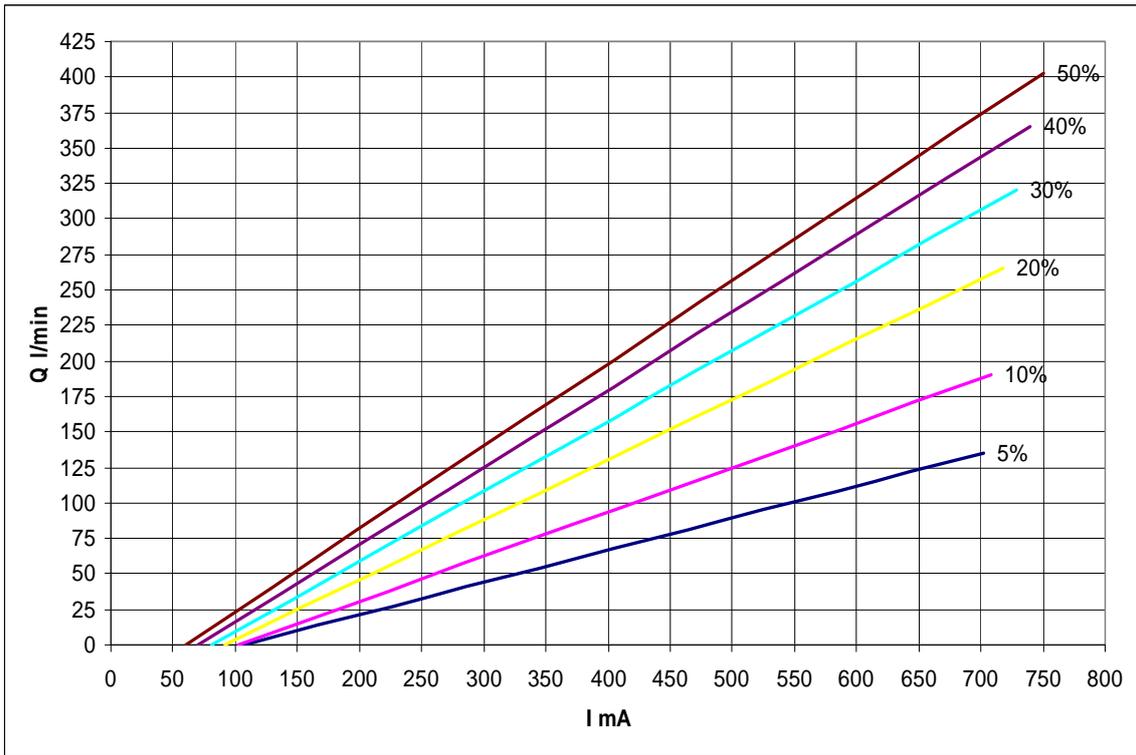


Fig. 5.2. Flujo contra corriente para una presión de entrada de 1 bar.

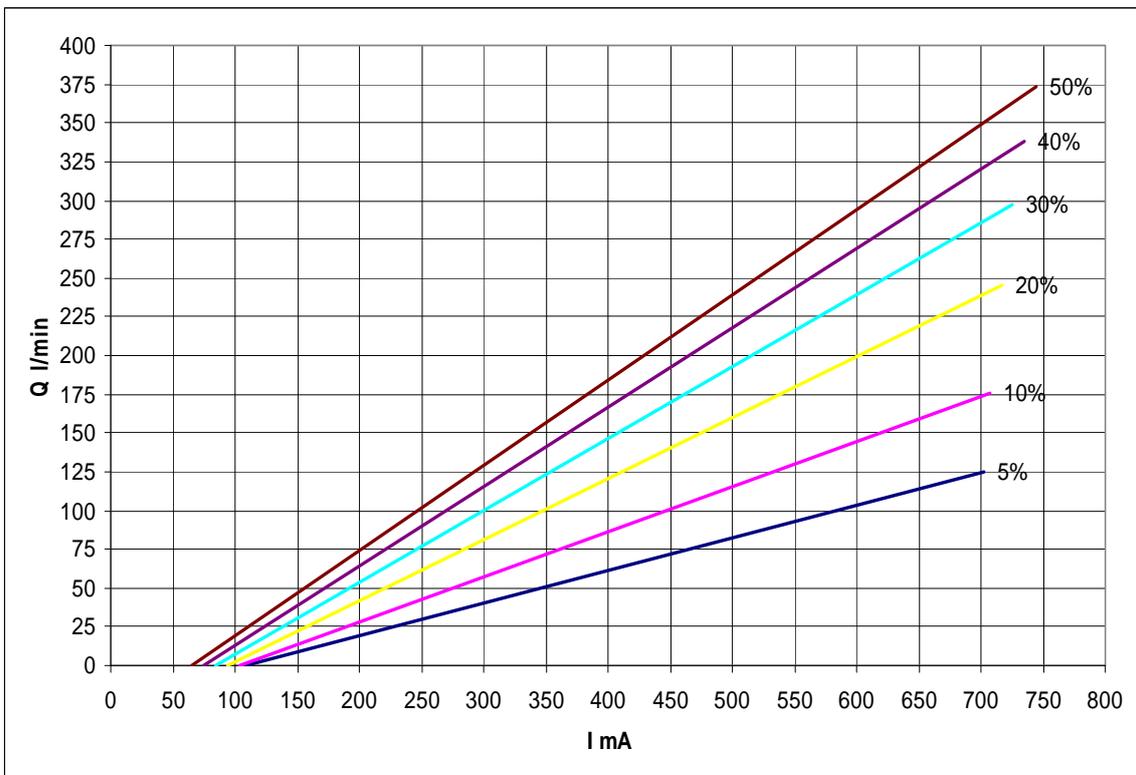


Fig. 5.3. Flujo contra corriente para una presión de entrada de 0.9 bar.

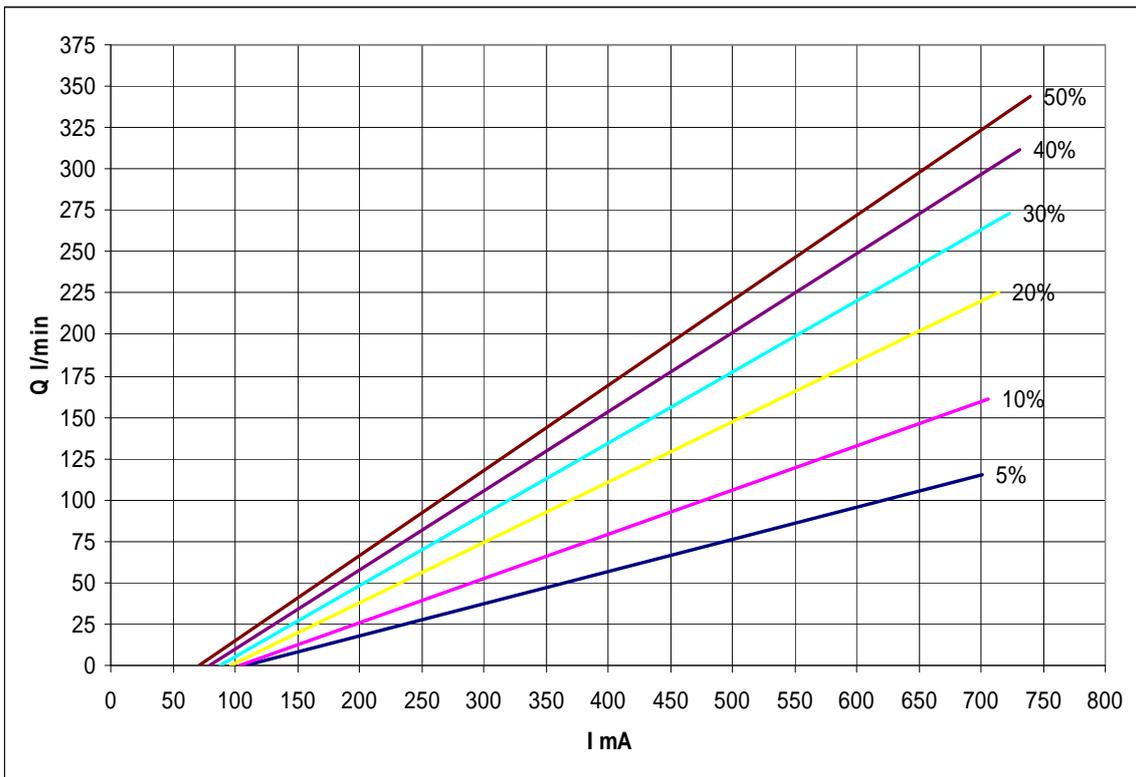


Fig. 5.4. Flujo contra corriente para una presión de entrada de 0.8 bar.

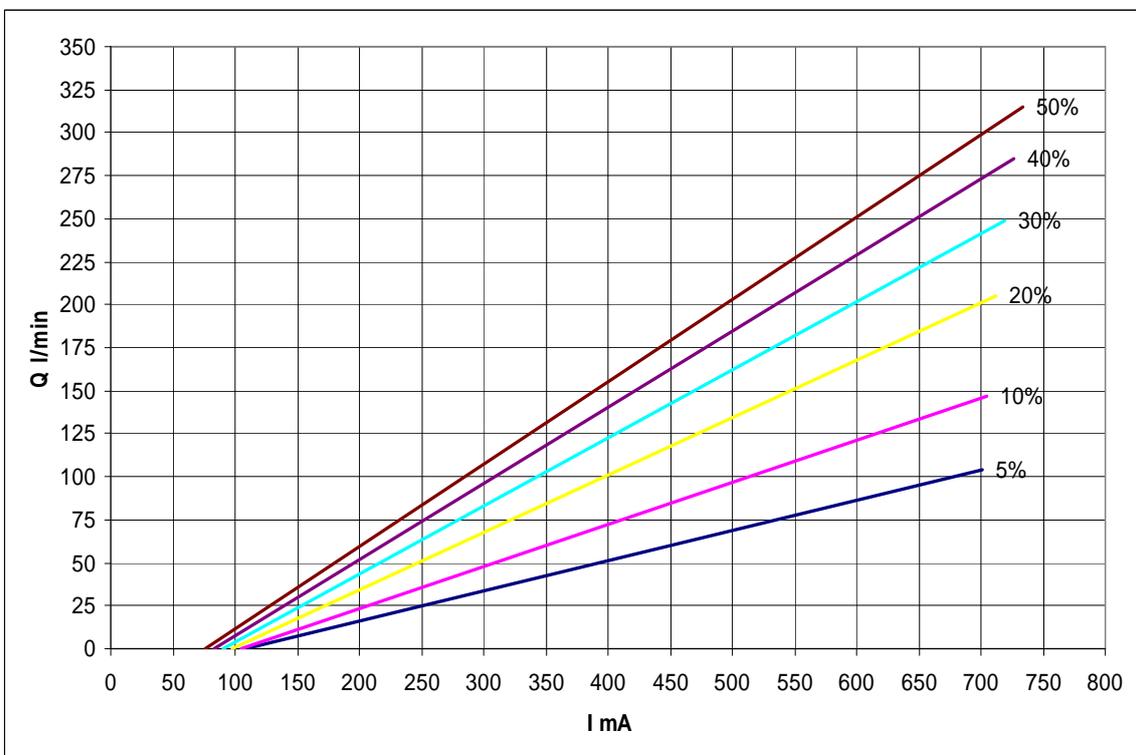


Fig. 5.5. Flujo contra corriente para una presión de entrada de 0.7 bar.

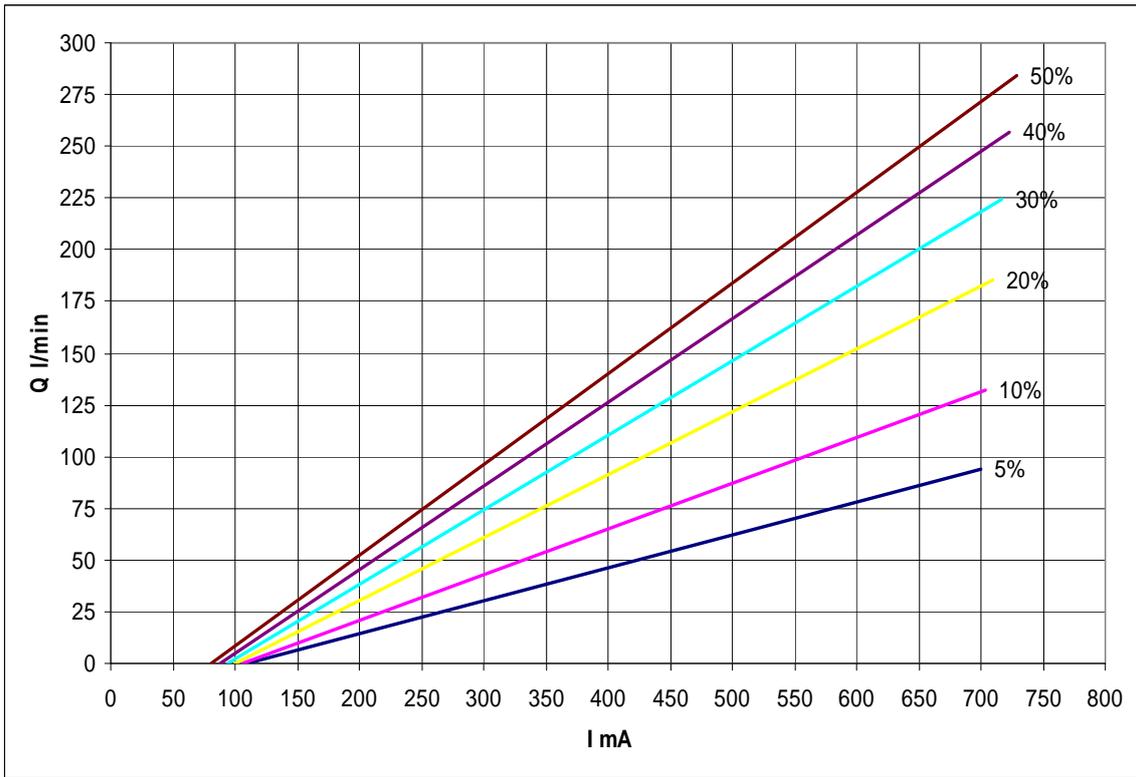


Fig. 5.6. Flujo contra corriente para una presión de entrada de 0.6 bar.

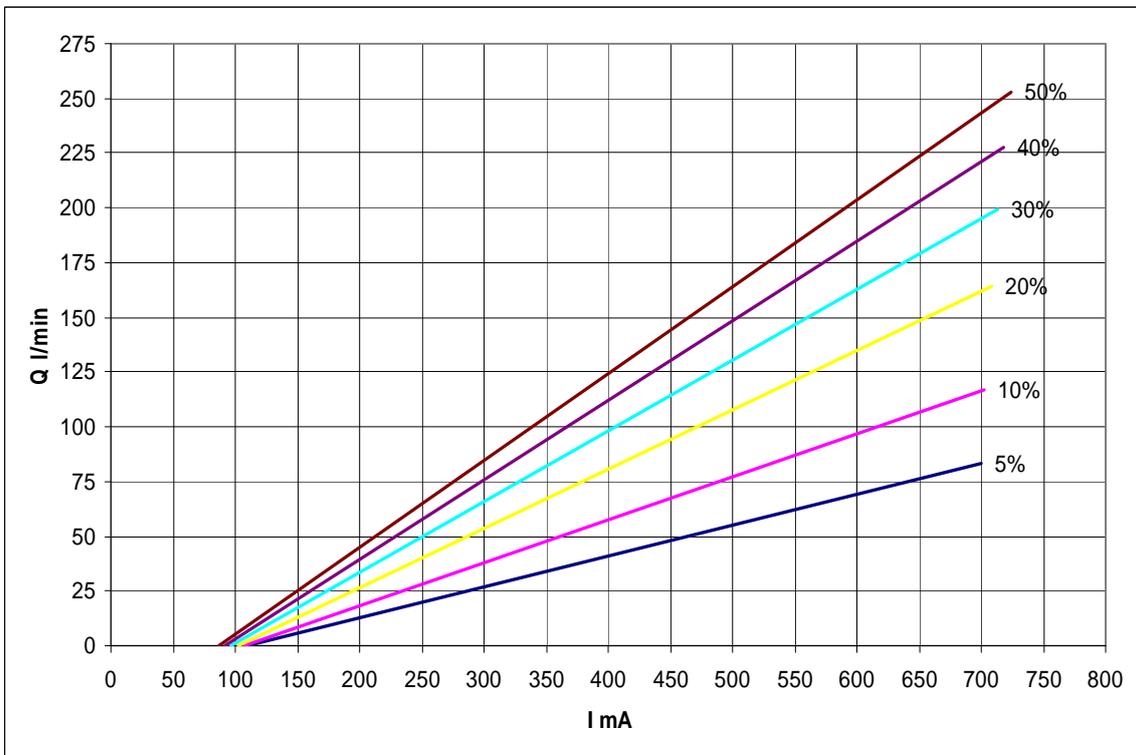


Fig. 5.7. Flujo contra corriente para una presión de entrada de 0.5 bar.

Conclusiones

En esta sección se comparan los logros con respecto a los objetivos del proyecto, y se realizan comentarios generales del mismo.

En cuanto a los aspectos técnicos de la unidad de control podemos concluir lo siguiente:

- Para la frecuencia de operación en el ventilador pulmonar (0.3Hz) a lo largo de todo el rango de operación, se obtiene una respuesta con error prácticamente nulo. Es posible lograr que funcione con frecuencias hasta 10 veces más grandes, aunque para ello sería recomendable volver a sintonizar el controlador, con la configuración actual no se recomienda utilizar con frecuencias de más de 1Hz .
- Los componentes utilizados para su fabricación presentaron un comportamiento seguro, sin embargo, deben de realizarse pruebas de validación en conjunto con el ventilador pulmonar antes de liberar el diseño para su uso.
- Se logró un diseño versátil, si la interfaz de uso no cumple con algún nuevo requerimiento, ésta puede ser sujeta a alguna actualización dada la memoria flash del microcontrolador. Se cuenta con una interfaz de cinco botones, un potenciómetro y una entrada analógica libre con lo que fácilmente se puede readaptar su funcionamiento.

Sobre los objetivos del proyecto, al inicio nos enfrentamos básicamente a cumplir con tres lineamientos para el diseño de la unidad de control.

- Generar una solución que entregue un funcionamiento a la medida de los requerimientos del sistema.
- La solución debe ser confiable.
- La solución deber de ser económica y de fácil fabricación.

Se considera que el primero de los objetivos se ha cumplido, dado que para la elaboración de la nueva unidad de control, aun teniendo una solución en el mercado, no nos conformamos con imitarlo.

Se realizó una evaluación de las prestaciones de la unidad existente para determinar si éstas eran necesarias, suficientes, si pudieran ser mejoradas o adecuarse a las características de nuestro sistema.

Como resultado, podemos decir con toda confianza, que obtuvimos una unidad de control la cual es mucho más sencilla de instalar y configurar para su funcionamiento en el ventilador pulmonar.

En cuanto al segundo objetivo, el presentar un trabajo terminal para conseguir el título de Ingeniero, obliga a que se realice de forma estrictamente profesional, ya que ha quedado atrás el tiempo en que podíamos realizar experimentos validos para una demostración.

Por esta razón, se tomaron precauciones extremas en los parámetros de diseño de la unidad de control, como también en la selección de sus componentes, sin olvidar nunca la agravante de que la unidad será utilizada en equipo médico.

La unidad de control fue sometida a pruebas extensivas de duración, en las cuales no se detectó fallo alguno, sin embargo, por muy confiable que parezca, al ser el ventilador pulmonar una aplicación tan delicada, el diseño debe de validarse de acuerdo a las

normas correspondientes. De igual forma, estas pruebas deben de realizarse junto con el ventilador pulmonar, en el ambiente que trabajará, para detectar posibles singularidades.

También es importante señalar que a ningún componente de un sistema podemos darle el calificativo de *infalible*, por lo que tratándose de equipos de alto riesgo en situaciones de falla como un ventilador pulmonar, éste deberá de estar preparado con sistemas de apoyo para manejar problemas en sus componentes, con objeto de evitar cualquier riesgo en la vida del paciente. Así también, los componentes del mismo deben de tener un mantenimiento adecuado y una agenda de reemplazo constante.

En cuanto al último objetivo, se ha cumplido por completo al considerar que generamos una solución cuya implementación permitirá un ahorro de aproximadamente el 95%¹⁵ del precio de la solución comercial. Lo más importante es que la reducción del precio no incluyó reducción de calidad alguna.

La reducción de costo obtenida en la unidad de control impactará directamente el costo del Ventilador Pulmonar, mismo que será utilizado en el sistema de seguridad social, generando así un beneficio a la sociedad.

Por lo anterior, me siento orgulloso de mi formación y de haber participado en un proyecto de esta naturaleza.

¹⁵ En la sección A.4 se encuentra el estudio del costo de fabricación del nuevo diseño.

Apéndice **A**

Implementación del Circuito

Este apéndice contiene detalles importantes para la fabricación de la unidad de control como listados de componentes, diagramas, diseños del circuito impreso y costos.

A.1 • COMPONENTES

A continuación se listan los componentes utilizados por cada uno de los subsistemas de la unidad de control:

Fuente de Alimentación

<i>Componente</i>	<i>Características</i>
R1	1800Ω a 1/2 W
C1	1000uF electrolítico
C2	10uF electrolítico
C3	0.1uF cerámico
D1	1N5233B
MC7805	encapsulado TO-220

Filtro

Para efectos prácticos del control de componentes en la aplicación, se realizan las siguientes reasignaciones a los componentes utilizados en el filtro:

Etapa 1: *Etapa 2:*

$R_1 \rightarrow R_2$ $R_1 \rightarrow R_6$
 $R_2 \rightarrow R_3$ $R_2 \rightarrow R_7$
 $R_3 \rightarrow R_4$ $C_1 \rightarrow C_6$
 $R_4 \rightarrow R_5$ $C_2 \rightarrow C_7$
 $C_1 \rightarrow C_4$
 $C_2 \rightarrow C_5$

<i>Componente</i>	<i>Características</i>
R2	9090Ω a 1/4 W
R3	76800Ω a 1/4 W
R4	1000Ω a 1/4 W
R5	11500Ω a 1/4 W
R6	5600Ω a 1/4 W
R7	14500Ω a 1/4 W
C4	68nF cerámico
C5	33nF cerámico
C6	68nF cerámico
C7	220nF cerámico
LT1013	encapsulado DIP8

Etapa de Potencia

<i>Componente</i>	<i>Características</i>
R8	1Ω a 1 W
R9	1Ω a 1 W
R10	100 kΩ a 1/4 W
R11	1 kΩ a 1/4 W
C8	0.33μF 50V poliéster
D2	1N4001
IRFZ44N	encapsulado TO-220

Microcontrolador e Interfaz con el Usuario

<i>Componente</i>	<i>Características</i>
XTAL	Cristal 10 MHz
C9	22 pF cerámico
C10	22 pF cerámico
C11	0.1 μF tantalio
R12	10 KΩ a 1/4 W
R13	220 Ω a 1/4 W
Ledind	Led común 3 mm
Fpot	Potenciómetro 10 KΩ
Offset+	Botón minipush N/A
Offset-	Botón minipush N/A
Max+	Botón minipush N/A
Max-	Botón minipush N/A
MCLR	Botón minipush N/A
PIC18F1320	Microcontrolador DIP18

A.2 • DIAGRAMA FINAL

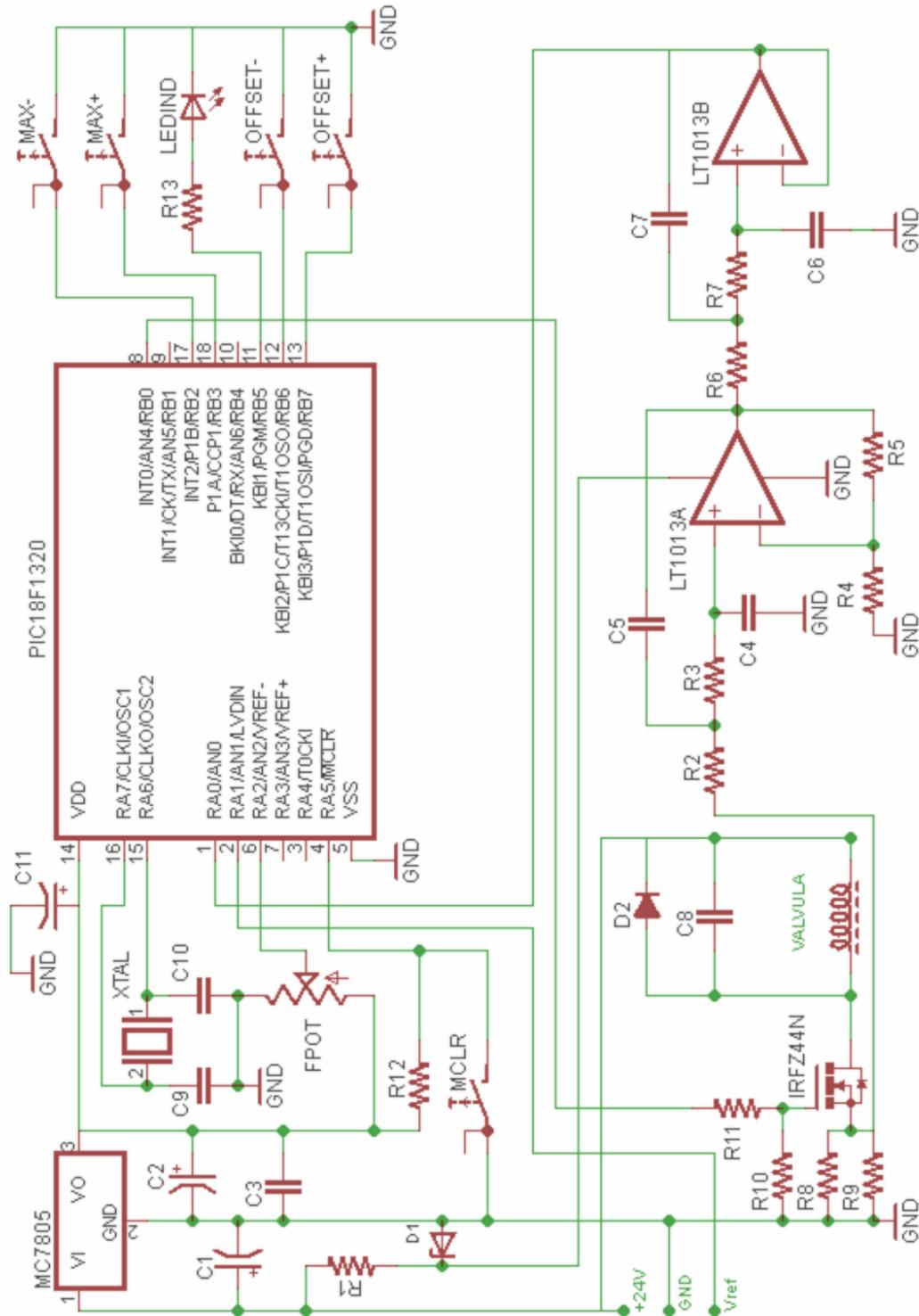


Fig. A.1. Diagrama completo de la unidad de control

A.3 • FABRICACIÓN DEL CIRCUITO

El circuito será armado sobre una tarjeta de circuito impreso de cara sencilla de $72.5 \times 77.5 \text{ mm}$. La fabricación de tarjetas como esta es sencilla y las empresas dedicadas a estos servicios ofrecen también el servicio de soldado de componentes.

La unidad de control se conectará hacia el exterior mediante un par de terminales con tornillo con paso de 5 mm , una de tres pines para la entrada y otra de dos para la salida.

Terminal de entrada:

- Dos pines para la alimentación de 24 V , tierra y $V+$.
- Un pin para el voltaje de referencia.

Terminal de salida:

- Cuenta con dos pines para la conexión del solenoide (sin distinción de polaridad).

En el circuito impreso se ha dejado espacio para alojar jumpers que permitan fácil acceso a las señales de entrada y salida utilizadas por el controlador como: la resistencia de sensado, los pines de la comunicación RS-232 del microcontrolador y a una entrada analógica no utilizada con la cual se podría programar la lectura de algún otro sensor, por ejemplo uno de flujo de aire.

Jumper	Descripción	
J1	Pin superior # 4	+5V
	3	GND
	2	TX - RS232
	Pin Inferior # 1	RX - RS232
J2	Voltaje Resistencia de sensado	
J3	Pin izquierdo	Salida del filtro
	Pin derecho	Voltaje de referencia
J4	Señal PWM	
J5	Entrada analógica # 3	

El cuadro anterior muestra una descripción de los jumpers contenidos en el circuito impreso de la unidad de control.

Para la fabricación de la unidad de control se deben de tomar algunas precauciones para garantizar su funcionamiento adecuado, como:

- Utilizar componentes pasivos de calidad, para que sus valores no se alejen demasiado del nominal
- Atornillar o remachar los encapsulados TO-220 a la placa fenólica, y utilizar grasa de silicón para uso eléctrico entre los encapsulados y el PCB para mejorar la disipación de calor
- Tener especial cuidado con los valores de las resistencias $R4$, $R5$ y sobretodo $R8$ y $R9$ (*resistencia de sensado*), éstas deberán de tener prácticamente su valor nominal. De lo contrario se fabricaría un dispositivo descalibrado permanentemente.

A continuación se muestran las imágenes con el diseño del circuito impreso:

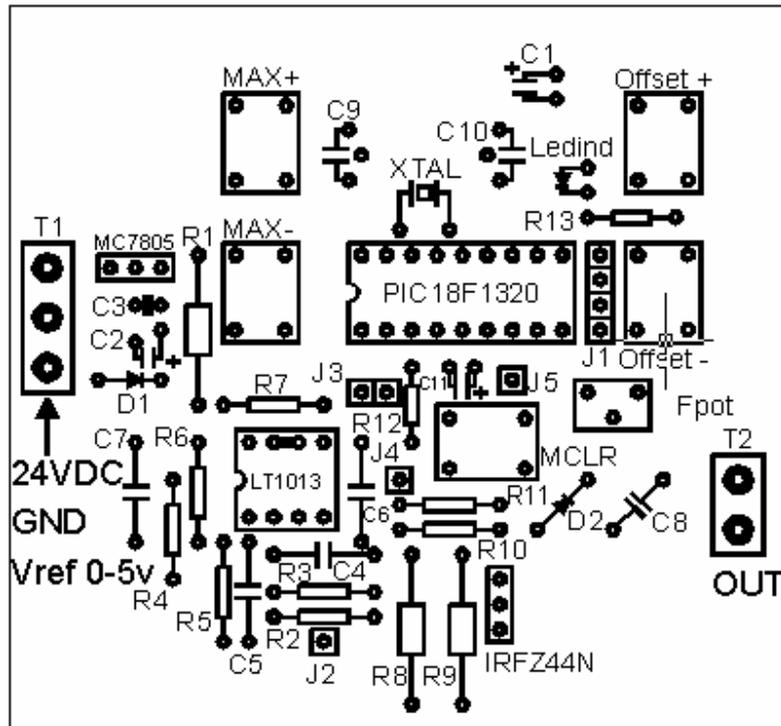


Fig. A.2. Cara de componentes del circuito impreso

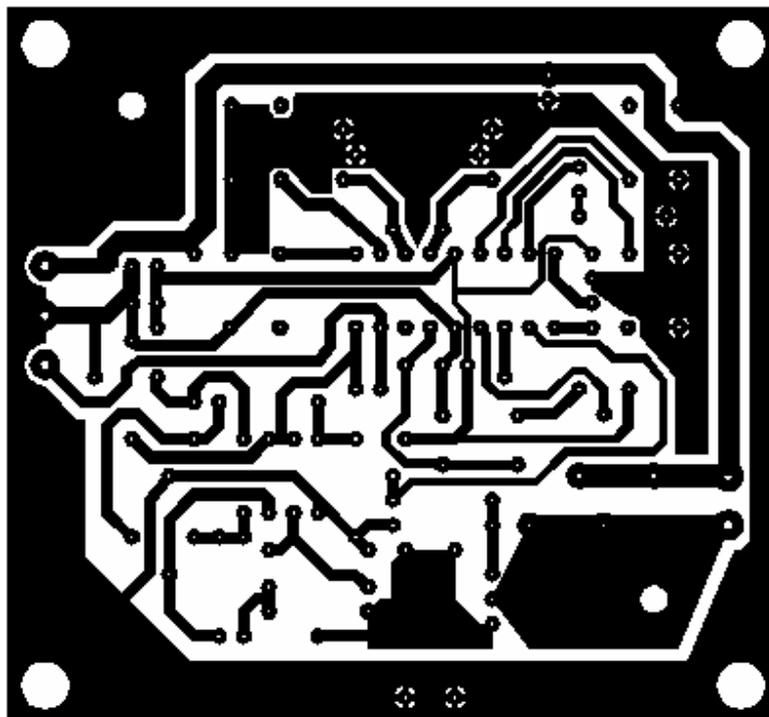


Fig A.3. Cara de cobre del circuito impreso

A.4 • COSTO FINAL

Una vez determinado el circuito final de la unidad de control, es posible calcular el costo del proyecto. A continuación se muestra un listado de todos los componentes necesarios junto con el precio de los mismos:

<i>Descripción</i>	<i>Componente</i>	<i>Cantidad</i>	<i>Precio en pesos</i>
Resistencia 1800Ω 1/2W 5%	R1	1	0.23
Resistencia 9090Ω 1/4W 1%	R2	1	1.35
Resistencia 76800Ω 1/4W 1%	R3	1	1.35
Resistencia 1000Ω 1/4W 1%	R4	1	0.23
Resistencia 11500Ω 1/4W 1%	R5	1	1.35
Resistencia 5600Ω 1/4W 5%	R6	1	0.23
Resistencia 14500Ω 1/4W 1%	R7	1	1.35
Resistencia 1Ω 1W 5%	R8 y R9	2	0.92
Resistencia 100kΩ 1/4W 5%	R10	1	0.23
Resistencia 1kΩ 1/4W 5%	R11	1	0.23
Resistencia 10kΩ 1/4W 5%	R12	1	0.23
Resistencia 220Ω 1/4W 5%	R13	1	0.23
Capacitor electrolítico 1000uF 50V	C1	1	6.33
Capacitor electrolítico 10uF 16V	C2	1	0.58
Capacitor cerámico 100 nF 50V	C3	1	0.575
Capacitor cerámico 68 nF 50V	C4 y C6	2	3.6
Capacitor cerámico 33 nF 50V	C5	1	1.8
Capacitor cerámico 220 nF 50V	C7	1	1.04
Capacitor cerámico 22 pF 50V	C9 y C10	1	1.15
Capacitor poliéster 0.33 uF 250V	C8	1	2.53
Capacitor tantalio 0.1 uF 50V	C11	1	3.22
Diodo Zener 6V 1/2W 1N5233B	D1	1	1.8
Diodo rectificador 1N4001	D2	1	0.46
Cristal de cuarzo de 10MHz	XTAL	1	7.2
Led 3mm	Ledind	1	0.69
Potenciómetro 10KW	Fpot	1	9
Botón minipush común N/A	Botones	5	2.6
Regulador MC7805CT 5V 1A TO-220	MC7805CT	1	4.5
Amp Op LT1013 DIP8	LT1013	1	34.22
MOSFET "N" IRFZ44N	IRFZ44N	1	7.2
Microcontrolador PIC18F1320	PIC18F1320	1	35.5
Terminal C/3 tornillos chica	T1	1	4.14
Terminal C/2 tornillos chica	T2	1	2.76
PCB Cara sencilla y Armado	---	1	25
Precio total			163.825

La cotización se realizó basándose en precios para la fabricación de cien unidades.

El precio de la unidad es bastante reducido, alrededor de \$15 USD, mismos que comparados con el precio comercial de \$400 significan un ahorro significativo en la fabricación de los ventiladores, con esto se cumple uno de los objetivos de este trabajo de investigación.

Cabe señalar que la cotización anterior no incluye costos de desarrollo, es decir, en ese precio no se incluye el costo de la ingeniería ni el de las herramientas de desarrollo necesarias, sólo el de fabricación del producto.

Dedicando un ingeniero de tiempo completo a un proyecto de esta naturaleza, le tomaría alrededor de 4-6 semanas culminar el desarrollo y pruebas, lo cual tendría un costo de entre 4000 y 6000 USD.

Así también se necesitaría de una inversión extra por herramientas y equipo de alrededor de 1000 USD.

Se estima entonces que los costos por desarrollo de un producto como la unidad de control oscilarían entre los 5000 y 7000 USD, esto sin considerar ninguna participación por las ventas del producto.

Apéndice **B**

Operación de la Unidad de Control y Características Eléctricas

Este apéndice contiene las instrucciones de operación de la unidad de control, así como las características eléctricas del diseño final.

B.1 • INTERFAZ

Conexiones

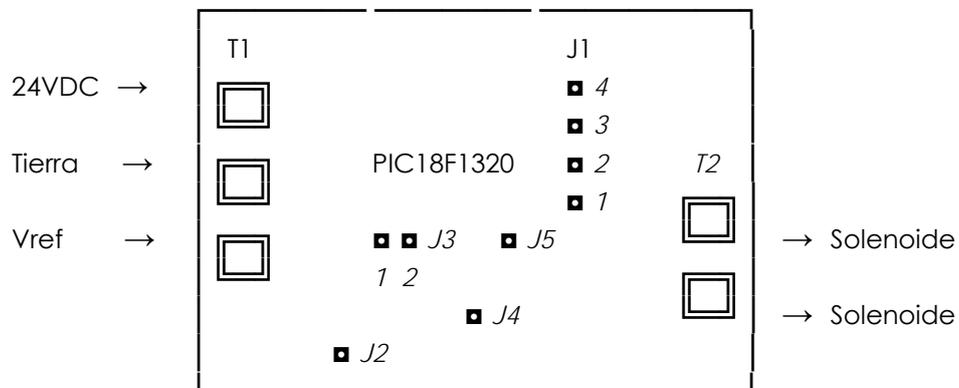
La unidad de control cuenta básicamente con cinco conexiones hacia el exterior, tres entradas y dos salidas:

Entradas, terminal 1 "T1"

- Voltaje de alimentación 24VDC
- Tierra
- Voltaje de Referencia 0-5V

Salidas, terminal 2 "T2"

- Par de pines para conexión de la válvula solenoide



Esquema de localización de Terminales y Jumpers en el PCB

Así también cuenta con cinco jumpers para obtener fácil acceso a puntos importantes, estos se encuentran localizados en el esquema anterior y se describen a continuación:

Jumper	Descripción	
J1	Pin superior # 4	+5V
	3	GND
	2	TX - RS232
	Pin Inferior # 1	RX - RS232
J2	Voltaje Resistencia de sensado	
J3	Pin #1	Salida del filtro
	Pin #2	Voltaje de referencia
J4	Señal PWM	
J5	Entrada analógica # 3	

Controles

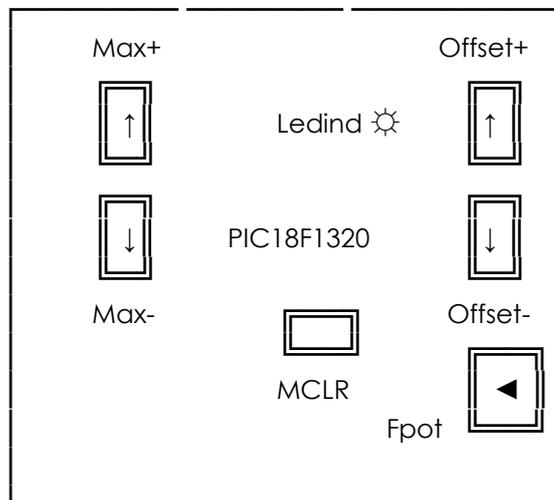
La unidad de control cuenta con siete controles, seis entradas y un led indicador

Entradas

- *MCLR*: Botón para reinicio del sistema
- *Fpot*: Potenciómetro para selección de frecuencia
- *Offset+*: Botón para incremento del offset de corriente
- *Offset-*: Botón para decremento del offset de corriente
- *Max+*: Botón para incremento de la corriente máxima
- *Max-*: Botón para decremento de la corriente máxima

Salidas

- *Ledind*: Led indicador de cambio en el rango de operación



Esquema de localización de controles en el PCB

B.2 • CONFIGURACIÓN Y OPERACIÓN

Operar la unidad de control es sumamente sencillo, basta con alimentarla con $24VDC$ para que la corriente en la válvula sea controlada y siga la señal de referencia, V_{ref} . En cuanto a la configuración de la unidad de control, *frecuencia y rango de operación*, a continuación se listan los pasos a seguir para dejarla funcionando a punto:

1. Seleccionar la frecuencia de PWM deseada con ayuda del potenciómetro F_{pot} . Cualquier cambio en la frecuencia es actualizado hasta que la unidad de control es reiniciada, si se requiere actualizarla con la unidad de control en operación habrá que presionar el botón de $MCLR$. La tabla siguiente nos indica la posición necesaria para cada frecuencia, según la hora en el reloj:

Frecuencia Hz	Ang Fpot Hora	Frecuencia Hz	Ang Fpot Hora
200	7-8	500	1
300	10	600	2
400	11	700	4-5

2. Aplicar a la unidad de control una entrada de referencia V_{ref} de $0V$.
3. Ajustar mediante los botones $Offset+$ y $Offset-$ el flujo mínimo deseado para la aplicación, o bien la corriente mínima que se desea circule por la válvula, esta puede ser obtenida fácilmente midiendo el voltaje en el jumper $J2$ con respecto a tierra, la corriente en Amperes será igual al voltaje en Volts medido en este punto y multiplicado por dos. Cada vez que se presionan los botones de ajuste de rango, la corriente varía en aproximadamente $0.78mA$, $Ledind$ parpadeará cada vez que se halla registrado una modificación del rango de operación.
4. Aplicar a la unidad de control una entrada de referencia V_{ref} de $5V$.
5. Ajustar mediante los botones $Max+$ y $Max-$ el flujo máximo deseado para la aplicación, o bien la corriente máxima que se desea circule por la válvula, el procedimiento para medir la corriente es el mismo que el del paso 2.
6. Periódicamente revisar las configuraciones de flujo/corriente máximo y mínimo para revisar su calibración, reajustar según sea necesario repitiendo los pasos del dos al cinco.

Nota: El uso del botón $MCLR$ sólo reinicia el sistema, éste no modifica la configuración del mismo. Al reiniciar, la configuración del rango se mantiene, ésta no es modificada por el reinicio. Tampoco modifica la configuración de la frecuencia, ésta sólo depende de la posición de F_{pot} , en caso de que F_{pot} halla sido modificado con la unidad en funcionamiento, el reinicio sólo actualizará el funcionamiento de la unidad a la nueva frecuencia dada por F_{pot} .

De igual forma, la configuración de la unidad se mantiene aunque a ésta se le retire por completo la energía, la configuración del rango de operación se almacena en la memoria EEPROM del controlador, misma que no necesita energía para su conservación. En cuanto a la frecuencia, ésta es guardada por la posición física de F_{pot} .

B.3 • CARACTERÍSTICAS ELECTRICAS

A continuación se listan las características eléctricas de la unidad de control:

Voltaje de Alimentación:	24VDC +/- 10%
Consumo de Potencia sin carga:	0.5W
Consumo de Potencia a plena carga:	19W
Voltaje de referencia:	0-5V, 5.5 Máximo, -0.3 Mínimo
Voltaje de salida:	PWM 24V, f = 200..700Hz
Impedancia de salida:	0.5Ω
Corriente de salida:	0-750mA
Offset de corriente:	Regulable 0-187.5mA
Corriente máxima de salida:	Regulable 375-750mA

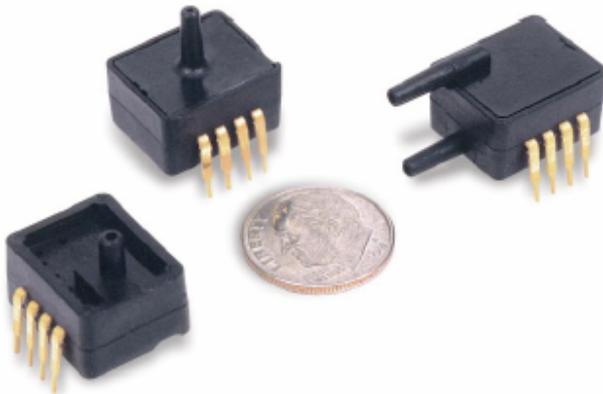
Apéndice **C**

Hojas de Características Técnicas

Este apéndice contiene las hojas de características de los componentes utilizados en la unidad de control, así como de la válvula a usar en el Ventilador Pulmonar.

ASDX Series

0 to 1 psi through 0 to 100 psi Pressure Transducers



This ASDX series is an amplified version of SenSym ICT's proven performer and industry leading SDX series sensor. This amplified ASDX device is in a package with the slightly larger footprint as the SDX but it offers a high level (4.0 V span) output on a very cost effective basis. This family is fully calibrated and temperature compensated using an on-board ASIC. These sensors are intended for use with non-corrosive, non-ionic working fluids; such as air and dry gases.

Devices are available to measure absolute, differential, and gage pressures from 1 psi (ASDX01DN) through 100 psi (ASDX100). The absolute devices have an internal vacuum reference and an output voltage proportional to absolute pressure. Differential devices allow application of pressure to either side of the sensing diaphragm and can be used for gage or differential measurements.

All ASDX devices are accurate to within +/- 2.0%. The devices are characterized for operation from a single 5 volt supply. The sensor is designed and manufactured according to standards laid down in ISO 9001.

Contact your local SenSym ICT representative or the factory for additional details.

APPLICATIONS

- Medical Instrumentation
- Barometry
- HVAC Controls
- Pneumatic Controls

FEATURES

- Piezoresistive Sensor
- Precision ASIC Conditioning
- High Level Output
- Temperature Compensated



0 TO 1 PSI THROUGH 0 TO 100 PSI PRESSURE TRANSDUCERS
SenSym ICT

Mass Airflow Sensors

AWM720P1 Airflow

AWM700 Series

FEATURES

- Flow tubes for ranges up to 200 SLPM
- Highly stable null and full-scale
- Compact package design
- Extremely low hysteresis and repeatability errors, less than 0.35% of reading
- Fast response time, 6 ms typical
- Low power consumption, less than 60 mW

TYPICAL APPLICATIONS

- Oxygen concentrators
- Oxygen conservers
- Respirators and ventilators
- Nebulizers
- Continuous positive airway pressure (CPAP) equipment
- Anesthesia delivery
- Leak detection
- Spectroscopy
- Mass flow controllers
- Telecommunication systems
- Environmental climate controls
- Fuel cell controls



AWM700 Series microbridge mass airflow sensors provide in-line flow measurement with a specially designed bypass flow housing. The sensors measure flow as high as 200 standard liters per minute (SLPM) while inducing a pressure drop of 1 inch H₂O, typically. The AWM700 has a high flow range capability in a small package.

The AWM700 has a 6 millisecond response time, requires a 10 Vdc supply, but consumes only 60 mW of power. The compact plastic package withstands overpressures of 25 psi without compromising performance. The snap-in AMP compatible connector provides reliable connection. The sensor is also well suited for use in portable devices and battery-powered applications.

The AWM700 Series provides a combination of time proven reliability, high accuracy, and precision operating characteristics. This inherent accuracy over life reduces need for recalibration. AWM700 sensor circuitry performs amplification and temperature compensation.

The AWM720P1 200 LPM Mass Airflow Sensor, developed primarily for the medical ventilation market, meets the high performance requirements of many medical and analytical instrumentation applications.

▲WARNING

PERSONAL INJURY

- DO NOT USE these products as safety or emergency stop devices or in any other application where failure of the product could result in personal injury.

Failure to comply with these instructions could result in death or serious injury.

▲WARNING

MISUSE OF DOCUMENTATION

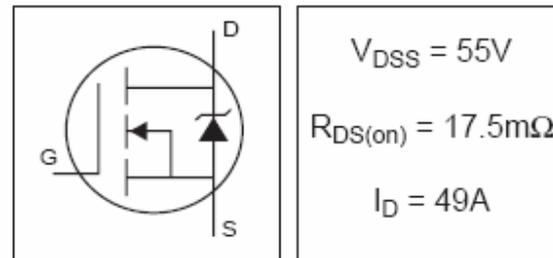
- The information presented in this product sheet is for reference only. Do not use this document as product installation information.
- Complete installation, operation, and maintenance information is provided in the instructions supplied with each product.

Failure to comply with these instructions could result in death or serious injury.

IRFZ44N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	49	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	35	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	160	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	94	W
	Linear Derating Factor	0.63	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ①	25	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	9.4	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

LT1013, LT1013A, LT1013D DUAL PRECISION OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS018H - MAY 1988 - REVISED NOVEMBER 2004

- **Single-Supply Operation**
 - Input Voltage Range Extends to Ground
 - Output Swings to Ground While Sinking Current
- **Input Offset Voltage**
 - 150 μV Max at 25°C for LT1013A
- **Offset-Voltage Temperature Coefficient**
 - 2.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max for LT1013A
- **Input Offset Current**
 - 0.8 nA Max at 25°C for LT1013A
- **High Gain** . . . 1.5 $\text{V}/\mu\text{V}$ Min ($R_L = 2 \text{ k}\Omega$),
0.8 $\text{V}/\mu\text{V}$ Min ($R_L = 600 \text{ k}\Omega$) for LT1013A
- **Low Supply Current** . . . 0.5 mA Max at
 $T_A = 25^\circ\text{C}$ for LT1013A
- **Low Peak-to-Peak Noise Voltage** . . . 0.55 μV
Typ
- **Low Current Noise** . . . 0.07 $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ

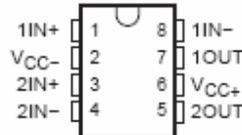
description/ordering information

The LT1013 devices are dual precision operational amplifiers, featuring high gain, low supply current, low noise, and low-offset-voltage temperature coefficient.

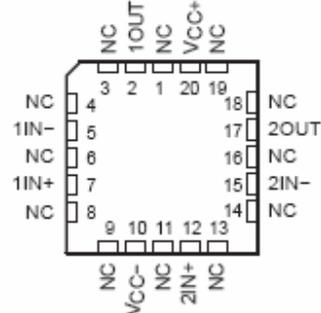
The LT1013 devices can be operated from a single 5-V power supply; the common-mode input voltage range includes ground, and the output can also swing to within a few millivolts of ground. Crossover distortion is eliminated. The LT1013 can be operated with both dual $\pm 15\text{-V}$ and single 5-V supplies.

The LT1013C, LT1013AC, and LT1013D are characterized for operation from 0°C to 70°C. The LT1013I, LT1013AI, and LT1013DI are characterized for operation from -40°C to 105°C. The LT1013M, LT1013AM, and LT1013DM are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

LT1013, LT1013D . . . D PACKAGE
(TOP VIEW)

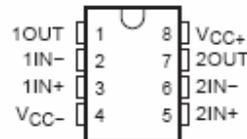


LT1013, LT1013A . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC - No internal connection

LT1013, LT1013D . . . JG OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



MC7800, MC7800A, NCV7805

1.0 A Positive Voltage Regulators

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 A. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

- Output Current in Excess of 1.0 A
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 2% and 4% Tolerance
- Available in Surface Mount D²PAK-3, DPAK-3 and Standard 3-Lead Transistor Packages
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes
- Pb-Free Packages are Available

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

Rating	Symbol	Value			Unit
		369C	221A	936	
Input Voltage (5.0 – 18 V) (24 V)	V _I	35 40			Vdc
Power Dissipation	P _D	Internally Limited			W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	92	65	Figure 14	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Case	R _{θJC}	5.0	5.0	5.0	°C/W
Storage Junction Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150			°C
Operating Junction Temperature	T _J	+150			°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

*This device series contains ESD protection and exceeds the following tests:
Human Body Model 2000 V per MIL-STD-883, Method 3015.
Machine Model Method 200 V.



ON Semiconductor®

http://onsemi.com



TO-220-3
T SUFFIX
CASE 221A

Heatsink surface
connected to Pin 2.



Pin 1. Input
2. Ground
3. Output

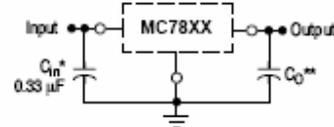
D²PAK-3
D2T SUFFIX
CASE 936

Heatsink surface (shown as terminal 4 in case outline drawing) is connected to Pin 2.



DPAK-3
DT SUFFIX
CASE 369C

STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX. These two digits of the type number indicate nominal voltage.

* C_{IN} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_O is not needed for stability; however, it does improve transient response. Values of less than 0.1 µF could cause instability.

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 23 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 23 of this data sheet.



PIC18F1220/1320

18/20/28-Pin High-Performance, Enhanced Flash MCUs with 10-bit A/D and nanoWatt Technology

Low-Power Features:

- Power Managed modes:
 - Run: CPU on, peripherals on
 - Idle: CPU off, peripherals on
 - Sleep: CPU off, peripherals off
- Power Consumption modes:
 - PRI_RUN: 150 μ A, 1 MHz, 2V
 - PRI_IDLE: 37 μ A, 1 MHz, 2V
 - SEC_RUN: 14 μ A, 32 kHz, 2V
 - SEC_IDLE: 5.8 μ A, 32 kHz, 2V
 - RC_RUN: 110 μ A, 1 MHz, 2V
 - RC_IDLE: 52 μ A, 1 MHz, 2V
 - Sleep: 0.1 μ A, 1 MHz, 2V
- Timer1 Oscillator: 1.1 μ A, 32 kHz, 2V
- Watchdog Timer: 2.1 μ A
- Two-Speed Oscillator Start-up

Oscillators:

- Four Crystal modes:
 - LP, XT, HS: up to 25 MHz
 - HSPLL: 4-10 MHz (16-40 MHz internal)
- Two External RC modes, up to 4 MHz
- Two External Clock modes, up to 40 MHz
- Internal oscillator block:
 - 8 user-selectable frequencies: 31 kHz, 125 kHz, 250 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 4 MHz, 8 MHz
 - 125 kHz to 8 MHz calibrated to 1%
 - Two modes select one or two I/O pins
 - OSCTUNE – Allows user to shift frequency
- Secondary oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Fail-Safe Clock Monitor
 - Allows for safe shutdown if peripheral clock stops

Peripheral Highlights:

- High current sink/source 25 mA/25 mA
- Three external interrupts
- Enhanced Capture/Compare/PWM (ECCP) module:
 - One, two or four PWM outputs
 - Selectable polarity
 - Programmable dead time
 - Auto-Shutdown and Auto-Restart
 - Capture is 16-bit, max resolution 6.25 ns (TCY/16)
 - Compare is 16-bit, max resolution 100 ns (TCY)
- Compatible 10-bit, up to 13-channel Analog-to-Digital Converter module (A/D) with programmable acquisition time
- Enhanced USART module:
 - Supports RS-485, RS-232 and LIN 1.2
 - Auto-Wake-up on Start bit
 - Auto-Baud Detect

Special Microcontroller Features:

- 100,000 erase/write cycle Enhanced Flash program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM memory typical
- Flash/Data EEPROM Retention: > 40 years
- Self-programmable under software control
- Priority levels for interrupts
- 8 x 8 Single-Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
 - Programmable period from 41 ms to 131s
 - 2% stability over VDD and Temperature
- Single-supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V

Device	Program Memory		Data Memory		I/O	10-bit A/D (ch)	ECCP (PWM)	EUSART	Timers 8/16-bit
	Flash (bytes)	# Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)					
PIC18F1220	4K	2048	256	256	16	7	1	Y	1/3
PIC18F1320	8K	4096	256	256	16	7	1	Y	1/3



Posiflow® Proportional Solenoid Valves
 Brass or Stainless Steel Bodies
 1/8" to 1/2" NPT



2/2
 SERIES
8202/8203
 Proportional
 Valves

Features

- Flow rates adjustable between 0% and 100% of rating.
- Control achieved by applying straight voltage between 0 and 24 VDC via potentiometer or other variable power supply.
- Flow rate can also be regulated by a range of electrical inputs (sensors, transmitters, PLC, etc.) via an ASCO Electronic Control Unit or similar circuit.
- Suitable for use in air/gas, low vacuum service, as well as to precisely control flow of water.

Construction

Valve Parts in Contact with Fluids			
	8202		8203
Body	Brass	303 Stainless Steel	Brass
Seals and Disc/Diaphragm*	FKM		NBR
Core Tube	305 Stainless Steel		
Core and Plugnut	430F Stainless Steel		
Springs	302 Stainless Steel		
Rider Rings	PTFE		
Breaker Piece	Brass	303 Stainless Steel	Brass

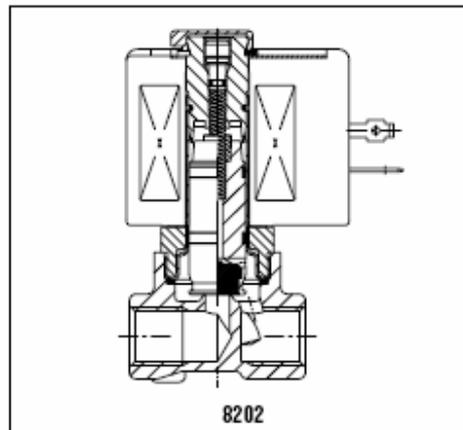
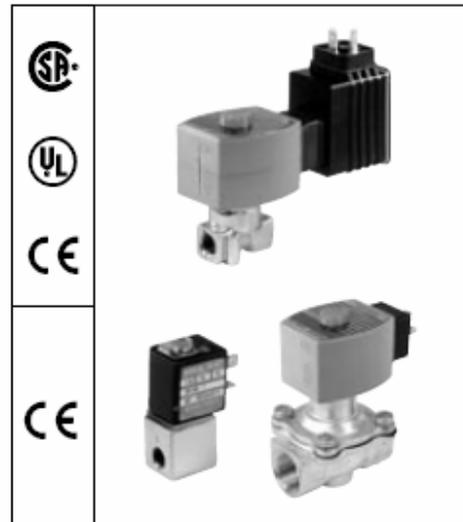
Electrical

Standard voltage: 24 VDC
 Coil: Molded Class F
 Coil resistance: 25 Ohm at 68°F (20°C)
 Operating current: 100 - 500 mA
 Electrical coil input: 0 - 24 VDC
 Recommended PWM frequency: 300 Hz Air/Gas;
 200 Hz Water/Light Oil
 Hysteresis: <5% ① (<7.5% for 8203 Valves)
 Repeatability: <3% (<1% for 1/8" NPT Valves)①
 Sensitivity: <2% (<1% for 1/8" NPT Valves)①

① Percentage of max. value with 24VDC, PWM, 300 Hz voltage supply at constant differential pressure.

Solenoid Enclosures

Standard: Red-Hat II Class F coil with DIN connection (meets ISO 4400/DIN 43650A standards). For 22.6 watt solenoids, 8.6 watt 'SC' solenoid uses electrical connector per DIN 46244.
Optional: For Class H coil, use prefix 'SV' (for use with customer supplied electronics): General Purpose and Watertight, Types 1, 2, 3, 3S, and 4X on 22.6 watt solenoids.



Nominal Ambient Temperature Ranges:

14°F to 104°F (-10°C to 40°C) for 22.6 watt solenoid.
 32°F to 104°F (0°C to 40°C) for 8.6 watt solenoid.

Approvals: (8202 1/4" to 3/8" only)

UL recognized component with DIN solenoid (prefix SD or SV). UL listed with threaded conduit (no prefix). CSA certified.

Note: The Electronic control unit (sold separately) is only compatible with DIN connections.



Specifications (Metric units)

Pipe Size (ins.)	Orifice Size (mm)	Kv Flow Factor (m ³ /h)	Operating Pressure Differential (bar)			Temperature °C		Catalog Number		Constr. Ref. No.	Watt Rating/ Class of Coil Insulation ③
			Min.	Max.		Max.		Brass Body	Stainless Steel Body		
				Air/Gas/Low Vacuum	Liquid	Fluid	UL ② Listing				
1/8	1.2	.03	0	8	5	81	-	SC8202A201V	SC8202A205V	5	8.6/F
1/8	1.6	.05	0	6	4	81	-	SC8202A202V	SC8202A206V	5	8.6/F
1/8	2.4	.12	0	4	3	81	-	SC8202A203V	SC8202A207V	5	8.6/F
1/8	3.2	.17	0	2.5	2.5	81	-	SC8202A204V	SC8202A208V	5	8.6/F

Pipe Size (ins.)	Orifice Size (mm)	Kv Flow Factor (m ³ /h)	Operating Pressure Differential (bar)			Temperature °C		Catalog Number		Constr. Ref. No.	Watt Rating/ Class of Coil Insulation ③
			Min.	Max.		Fluid	UL ② Listing	Air-Inert Gas	Water/Light Oil		
				Low Vacuum (Hg) ①	Air/Gas/ Water/Oil						

Brass Body

1/4	1.2	.05	0	2	16	65	●	SD8202G1V	SD8202G51V	1	22.6/F
1/4	2.4	.12	0	2	8	65	●	SD8202G2V	SD8202G52V	1	22.6/F
1/4	3.2	.24	0	2	4	65	●	SD8202G3V	SD8202G53V	1	22.6/F
1/4	4.0	.42	0	2	2	65	●	SD8202G4V	SD8202G54V	1	22.6/F
1/4	5.6	.72	0	2	1	65	●	SD8202G6V	SD8202G56V	1	22.6/F
1/4	7.1	.90	0	2	1	65	●	SD8202G7V	SD8202G57V	1	22.6/F
3/8	3.2	.24	0	2	4	65	●	SD8202G23V	SD8202G73V	2	22.6/F
3/8	4.0	.42	0	2	2	65	●	SD8202G24V	SD8202G74V	2	22.6/F
3/8	5.6	.72	0	2	1	65	●	SD8202G26V	SD8202G76V	2	22.6/F
3/8	7.1	.90	0	2	1	65	●	SD8202G27V	SD8202G77V	2	22.6/F

Stainless Steel Body

1/4	1.2	.05	0	2	16	65	●	SD8202G11V	SD8202G61V	3	22.6/F
1/4	2.4	.12	0	2	8	65	●	SD8202G12V	SD8202G62V	3	22.6/F
1/4	3.2	.24	0	2	4	65	●	SD8202G13V	SD8202G63V	3	22.6/F
1/4	4.0	.42	0	2	2	65	●	SD8202G14V	SD8202G64V	3	22.6/F
1/4	5.6	.72	0	2	1	65	●	SD8202G16V	SD8202G66V	3	22.6/F
1/4	7.1	.90	0	2	1	65	●	SD8202G17V	SD8202G67V	3	22.6/F
3/8	3.2	.24	0	2	4	65	●	SD8202G33V	SD8202G83V	4	22.6/F
3/8	4.0	.42	0	2	2	65	●	SD8202G34V	SD8202G84V	4	22.6/F
3/8	5.6	.72	0	2	1	65	●	SD8202G36V	SD8202G86V	4	22.6/F
3/8	7.1	.90	0	2	1	65	●	SD8202G37V	SD8202G87V	4	22.6/F

Notes: ① Applicable to air-Inert gas valves only.
 ② ● General Purpose valve. Refer to Engineering Section (Approvals) for more details.
 ③ Will vary with duty cycle (8.5 watts at 500 mA with ambient temp. = 104°F (40°C)).
 ④ Will vary with duty cycle (Cold = 6.8 watts, hot 9.1 watts at 450 mA with ambient temp. = 69°F (20°C). (Cold = 6.3 watts, hot 8.6 watts at 450 mA with ambient temp. = 104°F (40°C)).

Pipe Size (ins.)	Orifice Size (mm)	Kv Flow Factor (m ³ /h)	Operating Pressure Differential (bar)			Temperature °C		Catalog Number		Constr. Ref. No.	Watt Rating/ Class of Coil Insulation ③
			Min.	Max.		Max.		Water/Light Oil			
				Water/Light Oil	Fluid	UL ② Listing					

Brass Body

3/8	12.7	2.1	.3	10	65	-	-	SD8203G1	6	22.6/F
1/2	12.7	2.1	.3	10	65	-	-	SD8203G2	6	22.6/F

Apéndice **D**

Código Fuente del Firmware

Este apéndice contiene el código fuente para el compilador CCS correspondiente al programa de la unidad de control, para el PIC18F1320.

```

#include <18F1320.h>                //Cabecera con declaraciones del compilador

#DEVICE HIGH_INTS=TRUE              //Directiva para el uso de niveles de prioridad para interrupciones

#fuses H4,NOLVP,NOBROWNOUT,NOWDT, NOIESO, PUT, MCLR, NOSTVREN          //Bits de Configuración

#use delay(clock=4000000)           //Declaración de la velocidad del microcontrolador

#use rs232(baud=115200, parity=N, xmit=PIN_B1, rcv=PIN_B4, bits=8)      // RS-232 Configurada a 115200bps

//Declaraciones de registros
#BYTE ADRESH=0xFC4
#BYTE ADRESL=0xFC3
#BYTE ADCON0=0xFC2
#BYTE ADCON1=0xFC1
#BYTE ADCON2=0xFC0
#BYTE LATB=0xF8A

//Declaraciones de BITS
#BIT GO=0xFC2.1
#BIT CHAN=0xFC2.2
#BIT VREF=0xFC2.6
#BIT ADF=0xF9E.6

#BIT PWM=0xF8A.0
#BIT Ledind=0xF8A.5

#BIT OFFmen=0xF81.6
#BIT OFFmas=0xF81.7
#BIT MAXmen=0xF81.2
#BIT MAXmas=0xF81.3

//Declaraciones de Constantes
#define RangoTotal 961
#define freqMuestreo 15536
#define MAXmax 480

```

```

#define MAXoff          240

//Variables Globales
int off;
long CT, adcr, periodo, divCT, ind=0, CTimer;
int32 sum, rango;

#INT_AD
void ConversionAD()    {

GO=1;                  //Arranque de la conversión

adcr=(256*ADRESH)+ADRESL; //Almacena en adcr el resultado de la conversión anterior

sum+=adcr;              //Suma el ultimo resultado a la sumatoria

ind+=1;                //Aumenta en uno ind que cuenta las lecturas sumadas a sum

}

#INT_TIMER1 FAST

void PWMgen()          {
static short int inicio=1;
long carga;
static long tOFF;

if(inicio==1)          { //Cuando inicio es igual a 1, significa que comienza el
                        //periodo del PWM, "flanco positivo"
    if(CT==0)          { //Si el ciclo de trabajo es igual a 0, regresa en un tiempo
                        //equivalente al periodo, con inicio igual a 1.
        PWM=0;
        carga=periodo; //La salida de PWM se mantendrá a nivel cero todo el periodo
    }
}
}

```

```

        inicio=1;          }

        else if(CT==1000) { //Si el ciclo de trabajo es igual al 100%, regresa en un tiempo
        PWM=1;           //equivalente al periodo, con inicio igual a 1.
        carga=periodo;   //La salida de PWM se mantendrá con un nivel de 1 todo el periodo
        inicio=1;        }

        else              { //Si el ciclo de trabajo está entre 0 y 1000, carga al timer con
        PWM=1;           //el valor de CTimer.
        carga=CTimer;    //El tiempo apagado del PWM será equivalente al periodo menos Ctimer
        tOFF=periodo-CTimer; //este valor sera utilizado en la siguiente interrupción
        inicio=0;        } //Dejamos inicio en cero para que la siguiente interrupción entre
                          //la rutina de flanco negativo
        }

    else                  { //Inicio es igual a 0, "flanco negativo"
    PWM=0;               //Apaga la señal de PWM
    inicio=1;           //La carga será tOFF
    carga=tOFF;         } //Inicio queda como 1 ya que en la sig interrupción inicia
                          //de nuevo el periodo

    carga=65536-carga;   //Ajustando el valor de la carga para cargarla correctamente al timer
    set_timer1(carga);   //Cargando el timer

}

#INT_TIMER3

void sampling()         {

    long lact;
    signed long error, Scontrol;
    static signed long errint;
    int32 lref;

```

```

set_timer3(freqMuestreo); //Antes que nada recarga el timer para conservar los 50Hz

ADCON0=0b00000101; //Configura convertidor AD para leer el voltaje de referencia
ADCON2=0b10111110; //

GO=1; //Arranca la conversión AD

lact=sum/ind; //Obtén el promedio de lact, dividiendo la sumatoria / el número de datos

while(GO==1){ //Espera que acabe la conversión

ADCON0=0b00000001;
ADCON2=0b10000110; //Reconfigura el convertidor para la lectura constante de lact

lref=(256*ADRESH)+ADRESL; //Lectura del resultado del convertidor

lref*=rango; //Obtención del valor comparable con lact, multiplicación con rango

lref>>=10; //División entre 1024

lref+=off; //Sumando el offset. El valor está listo

error=lref-lact; //Obtención de la señal de error

errint+=error;

errint+=error;

if(errint<0) errint=0;
if(errint>5000) errint=5000;

Scontrol=errint+error;

Scontrol/=5;

```

```

if(Scontrol<0) Scontrol=0;
if(Scontrol>1000) Scontrol=1000;//Ley de control

CT=Scontrol; //El ciclo de trabajo del PWM es igual a la señal de control
CTimer=divCT*CT; //CTimer, equivale a la carga para Timer1 para la duración del ciclo de
//trabajo actual

sum=0; //Reinicia la sumatoria
ind=0; //Reinicia el contador
ADF=0; //Limpia la bandera de interrupción del convertidor AD
GO=1; //Rearranca el convertidor para seguir con las lecturas continuas

}

void main() {
int botones,opcion,opcion2,temp0,temp1; //Variables locales
long freq, max;

set_tris_A(0b11111111); //Configuración de dirección de puertos I/O
set_tris_B(0b11011100); //En el puerto A sólo se utilizarán analógicas,
//se configura como puras entradas, en el B
//se configuran entradas "1" y salidas "0"

PORT_B_PULLUPS(TRUE); //Encendiendo las resistencias de pull-up de Puerto B

LATB=0; //Inicializando las salidas de puerto B a "0"

ADCON1=0b11110000; //Entradas analógicas 0, 1, 2, y 3 activadas

ADCON0=0b00001001; //Configurando el ADC para leer el potenciómetro
ADCON2=0b10111110; //selector de frecuencia
//Vref=0-5V, Canal 2, Reloj=Fosc/64, Tadquisicion=20 TAD

GO=1; //Arranca la conversión

```

```
while(GO==1){  
adcr=(256*ADRESH)+ADRESL;           //Espera a que termine la conversión  
                                     //Guarda el resultado de la conversión en adcr
```

```
//La siguiente rutina compara el valor leído del potenciómetro con los rangos para  
//la selección de frecuencia, una vez ubicado el rango, el programa asignará el periodo  
//y el periodo/1000 "divCT"
```

```
if(adcr>850)           { //La lectura está entre 0-833 mV?  
freq=714;  
periodo=14000;  
divCT=14;           }  
  
else if(adcr>680)     { //La lectura está entre 833-1666 mV?  
freq=588;  
periodo=17000;  
divCT=17;           }  
  
else if(adcr>510)    { //La lectura está entre 1667-2500 mV?  
freq=500;  
periodo=20000;  
divCT=20;           }  
  
else if(adcr>340)    { //La lectura está entre 2500-3333 mV?  
freq=400;  
periodo=25000;  
divCT=25;           }  
  
else if(adcr>170)    { //La lectura está entre 3333-4166 mV?  
freq=303;  
periodo=33000;  
divCT=33;           }  
  
else                 { //La lectura es superior a 4166 mV?
```

```

freq=303;
freq=200;
periodo=50000;
divCT=50;
}

ADCON0=0b00000001;           //Configuración del ADC para la lectura constante de
ADCON2=0b10000110;           //la entrada AN0
                               //Vref=0-5V, Canal 0, Reloj=Fosc/64, T adquisición Desactivado

//Recuperación de la configuración de la EEPROM
off=read_eeprom(0);           //Leyendo el offset almacenado en memoria eeprom
temp0=read_eeprom(1);         //Leyendo de la eeprom los 2 bytes que contienen el offset
temp1=read_eeprom(2);         //de corriente máxima
max=256*temp0;
max+=temp1;                   //Ajuste de valores leídos para almacenar el valor en "max"

//Determinación del rango de operación
rango=RangoTotal;            //Asignando el rango total con el valor de la constante
rango-=max;                   //Creando el rango operable mediante la resta de ambos
rango-=off;                    //offsets

set_timer1(65536-periodo);     //Cargando el valor adecuado a Timer1
setup_timer_1(T1_INTERNAL | T1_DIV_BY_1); //Configurando Timer3 y arrancándolo, sin preescala

set_timer3(freqMuestreo);      //Cargando el valor adecuado a Timer3
setup_timer_3(T3_INTERNAL | T3_DIV_BY_4); //Configurando Timer3 y arrancándolo, preescala de 4

enable_interrupts(INT_TIMER1); //Habilitando la interrupciones por Timer1, Timer3 y ADC
enable_interrupts(INT_AD);
enable_interrupts(INT_TIMER3);

enable_interrupts(GLOBAL);     //Habilitación global de interrupciones

```

```

printf("\fArranque con f=%Lu Hz\n",freq);

GO=1;                                //Arranque del convertidor AD, inicia la lectura continua

while(TRUE)                            {                               //Bucle para verificar continuamente el estado de los botones

INICIOTEC:                              //Éste es el inicio de la rutina de lectura de los botones
do {

botones=~OFFmen+~OFFmas+~MAXmas+~MAXmen;    }while(botones!=1); //Detén el programa hasta
                                                // que se encuentre presionado,
                                                // uno y sólo un botón

if(OFFmen==0)    opcion=0;                //Una vez que se ha presionado
else if(OFFmas==0)    opcion=1;           //un botón, almacena cual fue
else if(MAXmen==0)    opcion=2;
else                opcion=3;

delay_ms(50);                               //Espera 50 ms

botones=~OFFmen+~OFFmas+~MAXmas+~MAXmen;    //Realiza la suma de botones de nuevo

if(OFFmen==0)    opcion2=0;                //Vuelve a almacenar que botón está
else if(OFFmas==0)    opcion2=1;           //presionado
else if(MAXmen==0)    opcion2=2;
else                opcion2=3;

if(botones!=1 | |opcion!=opcion2)    goto INICIOTEC; //Si después de los 50 ms, el botón
                                                //ha cambiado o se encuentran presionados
                                                //2 o más, o ninguno, regresa al inicio

while(botones!=0)                            {                               //Espera a que el boton presionado se
                                                //libere, si no se libera y se presiona
botones=~OFFmen+~OFFmas+~MAXmas+~MAXmen;    //otro, regresa al inicio
if(botones==2)goto INICIOTEC;                }

```

```
//Se ha detectado un botón presionado exitosamente
```

```
//Botón de reducción de Offset Opción = 0
if(opcion==0&&off!=0)          {                //Verifica que no esté ya en cero el offset
off--;                          //Si no lo está redúcelo y enciende el led
ledind=1;
write_eeprom(0,off);          }                //Almacena el nuevo valor de offset en la EEPROM
```

```
//Botón de incremento de offset Opción = 1
else if(opcion==1&&off!=MAXoff) {                //Verifica que el offset no esté ya en el máximo
off++;                          //Si no lo está redúcelo y enciende el led
ledind=1;
write_eeprom(0,off);          }                //Almacena el nuevo valor de offset en la EEPROM
```

```
//Botón de reducción de corriente máxima Opción = 2
else if(opcion==2&&max!=MAXmax) {                //Verifica que el offset con la corriente máxima
max++;                          //no esté ya en el máximo
ledind=1;                       //Si no lo está increméntalo para así reducir la
temp1=max&255;                  //corriente
temp0=max>>8;                  //Enciende el led y parte el valor del offset en 2
write_eeprom(1,temp0);          //bytes para almacenarlo en la EEPROM
write_eeprom(2,temp1);          }
```

```
//Botón de reducción de corriente máxima Opción = 3
else if(max!=0)                 {                //Verifica que el offset con la corriente máxima
max--;                          //no esté ya en cero
ledind=1;                       //Si no lo está redúcelo para así incrementar la
temp1=max&255;                  //corriente máxima
temp0=max>>8;                  //Enciende el led y parte el valor del offset en 2
write_eeprom(1,temp0);          //bytes para almacenarlo en la EEPROM
write_eeprom(2,temp1);          }
```

```
//Determinación del rango de operación
```

```
rango=RangoTotal;              //El rango es igual al rango máximo de operación
```

```
rango-=max;           //menos el offset de corriente máxima
rango-=off;           //menos el offset a cero

delay_ms(30);         //Tiempo que se mantendrá encendido el Led indicador
ledind=0;             //Apagado del Led
}                    //Terminan el while y main
```


Bibliografía

Boylestad, Robert L. y Nashelsky, Louis
Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos, 8ª. Ed.

Muhammad H. Rashid
Circuitos microelectrónicos. Análisis y diseño

[1]Texas Instruments Incorporated, Jim Karki
Active Low-Pass Filter Design

[2]Johnson, David E
Introduction to Filter Theory

Benjamin C. Kuo
Digital Control systems, 2nd Edition

Katsuhiko Ogata
Modern Control Engineering, 4th Edition

Francisco Javier Ceballos
C/C++ Curso de programación, 2a Edición

Microchip Technology Incorporated
PIC Micro 18C MCU Family Reference Manual