

01170



**UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE MÉXICO**

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA**

**Aplicación de la Lógica Borrosa a Motores
de Pasos para Sistemas que Requieren
Posicionamiento Fino y/o Movimientos
Repetitivos con Alta Velocidad**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA
P R E S E N T A

Wilfredo Martínez Payán



Director de Tesis: M. en C. José Luis Pérez Silva

Laboratorio de Electrónica
Centro de Instrumentos

México, D.F.

1997

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

a mi padre

Agradecimientos

Es un honor para mí que el M. en C. José Luis Pérez Silva fungiera como mi director de tesis, que me permitiera formar parte de su equipo de trabajo y me mostrara el camino no sólo en la realización de esta tesis sino en muchas de mis actividades en la Universidad. Compartir un proyecto con Pérez Silva ha sido lo más importante en mi desarrollo profesional.

Mi incursión al mundo de los sistemas dinámicos lo decidí al finalizar una cátedra impartida por Alberto Herrera Becerra en el Posgrado de Ingeniería. Mis primeros pasos en la materia se los debo al profesor Herrera Becerra. Un reconocimiento muy especial a mis colegas, y a la vez mis maestros, Miguel Bañuelos y José Castillo por las eternas discusiones, críticas y sugerencias las cuales están plasmadas a lo largo de esta tesis. También quiero agradecer a mis colegas Luis Parra y Sofía Paredes quienes trabajaron mucho tiempo alrededor de este proyecto, los resultados que obtuvieron en sus tesis son muy importantes para la continuación del mismo.

Menciono al Dr. Claudio Firmani, al Dr. Felipe Lara y a la Dra. Nydia Lara por todos sus esfuerzos en impulsar el desarrollo de las redes neuronales artificiales y la lógica borrosa en esta Universidad, soy uno más de los beneficiados con su esfuerzo.

Agradezco a Bernard Widrow, Paul Werbos, Jose Principe, Kenneth Marko, Djan Sobajic, Jim Bezdeck, Jean Slotine sus comentarios y sugerencias los cuales han sido muy importantes para continuar en esta línea de trabajo. También agradezco al Dr. Gerardo Espinosa y al Dr. Jesús Savage por el tiempo dedicado a la revisión de esta tesis; a todos los integrantes del Laboratorio de Electrónica y Neurocontrol del Centro de Instrumentos por el apoyo que me brindaron, finalmente a Amalia Lejavitzer por la revisión de estilo de una parte de la tesis.

Índice

Resumen

1. Introducción	1
1.1 Antecedentes y motivación	1
1.2 Propuesta	4
1.3 Contribuciones	5
1.4 Organización de la tesis	5
2. Aspectos Generales de Motores de Pasos Híbridos	6
2.1 Principio de operación de los motores de pasos híbridos	7
2.2 Modelo matemático de los motores de pasos híbridos	9
2.3 Características estáticas y dinámicas	13
2.3.1 Curvas par/posición-del-rotor	13
2.3.2 Respuesta de posición a un solo paso excitando únicamente una fase	15
2.3.3 Operación en modo minipasos	18
2.3.4 Conclusiones	19
3. Control Borroso de Motores de Pasos Híbridos	20
3.1 Aspectos Generales de Controladores lógicos borrosos	20
3.1.1 Conjuntos borrosos	21
3.1.2 Lógica borrosa	22
3.1.3 Elementos principales de un controlador lógico borroso	24
3.1.4 Controladores lógicos borrosos PI, PD y PID	28
3.2 Diseño de los controladores lógicos borrosos y método de ajuste	32
3.3 Simulaciones en computadora	40
3.4 Conclusiones	48

4. Banco de Experimentos	49
4.1 Estructura general	49
4.2 Diseño del filtro analógico que incrementa el ancho de banda del transductor de posición angular	51
4.2.1 Aspectos Generales	51
4.2.2 Características del transductor angular analógico de alta precisión tipo capacitivo	52
4.2.3 Filtro analógico para incrementar el ancho de banda del transductor angular	54
4.3 Implantación electrónica requerida para las pruebas experimentales	67
5. Pruebas Experimentales y Discusión de Resultados	75
6. Conclusiones y Prospectivas	80
7. Referencias	83

1. Introducción

1.1 Antecedentes y motivación

Los motores de pasos se utilizan en una gran cantidad de aplicaciones, desde instrumentos sumamente simples y rudimentarios hasta en los muy complejos. Las aplicaciones abarcan desde juguetes, impresoras, graficadores, unidades de disco flexible para microcomputadoras, brazos de robots, máquinas herramientas, hasta instrumentos científicos como espectrofotómetros de absorción de alta resolución en la banda de luz visible, microposicionadores de electrodos para experimentos neurofisiológicos y aplicaciones en la tecnología aeroespacial, por mencionar sólo algunas.

Con el auge de los microprocesadores, el uso de estos motores creció considerablemente por la sencillez de controlarlos en lazo abierto, sin embargo, la respuesta a cada incremento en la posición angular es deficiente. La respuesta de posición a un solo paso presenta pésimo amortiguamiento, lo que genera sobretiro significativo y tiempo de asentamiento prolongado [1,2]. Esto, a su vez, produce fenómenos de resonancia a ciertas frecuencias de excitación, provocando la pérdida de sincronía entre las señales de excitación al motor y el movimiento

angular del rotor [1,2]. Cabe mencionar que al aumentar la inercia del rotor por alguna carga, el sobretiro y el tiempo de asentamiento se incrementan aún más en la respuesta a un solo paso, ampliándose considerablemente la banda de frecuencias en las cuales se presenta el fenómeno de resonancia. Es importante notar que, por una parte, la longitud de cada paso es diferente, dada la complejidad en la fabricación de motores de pasos con incrementos precisos en la posición angular y, por la otra, que si se presenta un par de carga en la flecha del rotor, éste es desplazado un cierto ángulo aumentando con ello el error en la posición del mismo. A mayor par de carga, mayor error [1,2]. Por todo lo anterior, el uso de estos motores en sistemas de posicionamiento fino y/o en aplicaciones que involucren movimientos repetitivos con alta velocidad requieren esquemas de control en lazo cerrado.

Los motores de pasos más comunes son los del tipo híbrido, porque su técnica de fabricación permite alcanzar 200 y hasta 400 pasos por revolución. En algunas aplicaciones es importante modificar la longitud de cada paso, sobre todo en sistemas de posicionamiento fino. Al utilizar juegos de engranes mecánicos se puede reducir o aumentar dicha longitud; no obstante, se presentan problemas como: incremento de la inercia, "backlash", posible aumento en la fricción viscosa, etc. La longitud de cada paso también se puede modificar variando la corriente en cada uno de los devanados del motor, evitando así utilizar engranes mecánicos; con esta técnica es factible incrementar hasta 50,000 el número de pasos por revolución de un motor de pasos híbridos de 1.8° por paso, la longitud de cada minipaso (fracciones de un paso) depende de la cantidad de niveles de corriente que se puedan controlar en los devanados. A pesar del lazo cerrado en el control de la corriente de los devanados, sigue existiendo un control de lazo abierto en la posición del rotor, motivo por el cual algunos de los problemas mencionados permanecerán, principalmente la falta de precisión en la posición final del rotor [3].

Comercialmente existen sistemas electrónicos para generar minipasos, sin embargo, todos ellos operan en lazo abierto. La técnica utilizada frecuentemente en estos sistemas es controlar en lazo cerrado con alta precisión un conjunto discreto de intensidades de corriente en cada devanado, pero existe un lazo abierto con respecto a la posición del rotor. Aún más, para tratar de obtener minipasos de la misma longitud, aproximan la curva característica par-desplazamiento de los motores de manera senoidal. Cabe aclarar que aunque esto es una buena aproximación, dicha curva varía para cada uno de los pasos del motor, ello conlleva a no alcanzar minipasos precisos [3]. Se han reportado sistemas automatizados para obtener una tabulación de las intensidades de corriente en los devanados necesarias para producir minipasos de la misma longitud, ello requiere de un transductor de posición angular de alta resolución durante el proceso de adquisición de la tabulación mencionada. Una vez logrado esto, se retira el transductor y, por lo tanto, la operación del sistema es en lazo abierto [4]. El principal problema en ambos casos es el fenómeno de histéresis que presenta el movimiento del rotor, esto es, no se obtienen las mismas posiciones al girar en sentido horario que en sentido anti-horario. Por otra parte, se conservan muchos de los problemas mencionados en los párrafos anteriores.

Un problema adicional al utilizar los motores de pasos en lazo abierto se da en los procesos de aceleración y desaceleración del rotor. Dada la curva característica par-desplazamiento del motor y las constantes de tiempo de carga y descarga de las intensidades de corrientes de los devanados, es muy factible producir en ciertos instantes de tiempo un par que se opone a la aceleración del rotor, del mismo modo se produce un par a favor del movimiento durante el proceso de desaceleración [5-9]. Se requiere un esquema de control de lazo cerrado para eliminar este problema y producir en cada instante de tiempo el máximo par posible tanto para acelerar como para desacelerar el rotor.

Es bien conocido el sistema de ecuaciones diferenciales acopladas no lineales que describe la dinámica de estos motores[1,2,10]. Debido a la no linealidad de este modelo matemático, a la imposibilidad de obtener una solución analítica del sistema de ecuaciones diferenciales y a que es un sistema de múltiple entradas - múltiples salidas (MIMO), se han utilizado distintas técnicas de control en lazo cerrado. Se han empleado tanto técnicas de linealización por retroalimentación [11], como algunas de control óptimo [12]; por ejemplo, para controlar la respuesta a un solo paso. A pesar del desarrollo acelerado de los procesadores digitales de señales de alta velocidad (DSP de las siglas en inglés *Digital Signal Processor*) sigue existiendo una limitante en la implantación electrónica de complejos algoritmos de control no lineal, debido al tiempo de cómputo que requieren estos. Por otro lado, la implantación con circuitos analógicos de sofisticados controladores no lineales no presenta el problema de la velocidad de respuesta, pero si, el de la complejidad en el diseño del mencionado circuito.

El uso de motores de pasos en lazo cerrado en sistemas de posicionamiento fino requiere de un transductor de posición angular de alta resolución y precisión, lo que incrementa considerablemente el costo del sistema. Los transductores de posición angular de muy alta resolución y precisión normalmente presentan un ancho de banda reducido, por lo que no pueden ser utilizados directamente en sistemas de control de lazo cerrado que involucren movimientos a frecuencias fuera del ancho de banda del transductor. Puesto que la señal de salida del transductor presentaría distinta amplitud y fase de la respuesta real, lo cual provocaría desde pésimos transitorios en la respuesta del sistema hasta oscilaciones. Una técnica utilizada para solventar este problema es anexar un transductor de mayor ancho de banda con menor resolución y precisión, y combinar las señales de ambos transductores con técnicas de procesamiento de señales, sin embargo, esto sigue incrementando el costo del sistema.

Existen trabajos reportados en los que se trata de evitar utilizar transductores de posición angular en el control de estos motores en lazo cerrado [13-20]. La posición angular es derivada de la fuerza contra-electromotriz o de las variaciones de la inductancia de los devanados del mismo motor; para el caso de utilizar la fuerza contra-electromotriz se tiene el inconveniente que ésta es proporcional a la velocidad, por lo que no puede ser utilizada para eliminar el error en estado estacionario de la posición del rotor o para controlar movimientos de baja velocidad. En el otro caso se tiene el inconveniente que las variaciones de la inductancia dependen de manera no lineal tanto de la posición del rotor como de la

intensidad de corriente, así como de la temperatura. Además, se presentan problemas de saturación (ya reportados en la literatura) y es factible que existan pequeños fenómenos de histéresis dadas las características de magnetización y desmagnetización del material ferromagnético con el que se construye el estator del motor (no reportados en la literatura hasta el momento). Por estas razones, utilizar las variaciones de la inductancia para derivar la posición angular no se ha empleado en sistemas de posicionamiento fino y sólo se ha utilizado para reemplazar transductores burdos de posición angular.

El Laboratorio de Electrónica del Centro de Instrumentos, donde se realizó este trabajo de tesis, está interesado por una parte en el diseño de un controlador universal de motores de pasos para sistemas de posicionamiento fino y/o aplicaciones que involucren movimiento repetitivo a alta velocidad, esto es, un sistema que mejore el transitorio en la respuesta a un solo paso, elimine tanto el error en estado estacionario como las regiones de resonancia, permita modificar la longitud de cada paso hasta alcanzar minipasos y elimine los problemas en los procesos de aceleración y desaceleración en la operación de múltiples pasos. El sistema deberá constar de un conjunto de pequeños controladores para cada una de las distintas operaciones del motor, además de un algoritmo de conmutación que asigne en cada instante el controlador adecuado durante movimientos que impliquen distintas funciones. Por ejemplo: iniciar con la aceleración del rotor, después de cierto número de pasos desacelerar, mejorar el transitorio de la respuesta a un solo paso, detener el movimiento en alguna fracción de un paso (minipaso), y finalmente, eliminar el error en estado estacionario, por mencionar un caso. Por la otra, en aplicar técnicas de procesamiento de señales para diseñar un sistema que utilice las propiedades de variación de la inductancia de los devanados del motor para derivar la posición del rotor con alta resolución, precisión y amplio ancho de banda, reduciendo considerablemente con esto, el costo del sistema.

1.2 Propuesta

Dado los antecedentes, la propuesta de este trabajo de tesis es el diseño, la implantación electrónica y las pruebas experimentales de un sistema que mejore significativamente el transitorio en la respuesta a un solo incremento angular de los motores de pasos (reducción del sobretiro y tiempo de asentamiento), que elimine tanto el error en estado estacionario, como las regiones de resonancia y un punto muy importante, que permita modificar la longitud de cada paso hasta alcanzar minipasos. La propuesta se basa en controladores lógicos borrosos, dado que la implantación electrónica no requiere demasiado tiempo de computo, además, es factible su construcción con electrónica analógica (VLSI). El ajuste de los controladores se basa en el conocimiento previo de la dinámica de los motores de pasos. Para realizar las pruebas experimentales, se propone la inclusión de un transductor de posición angular tipo capacitivo de muy alta resolución y precisión. Sin embargo, como el transductor presenta un ancho de banda reducido, esta tesis abarca, el diseño de un filtro analógico que incremente el ancho de banda del transductor.

1.3 Contribuciones

El esquema de control borroso propuesto puede ser implantado con circuitos analógicos de bajo costo y, por el número de transistores requeridos es factible su implantación en un circuito integrado con técnicas de VLSI. Si el transductor de posición angular es analógico y de alta precisión, utilizar un controlador implantado analógicamente permite aprovechar de manera natural todas las ventajas del transductor de posición, lo cual es muy importante en sistemas que requieren muy alta precisión. También se presenta en esta tesis una solución al problema que ocasiona el ancho de banda reducido de los transductores de posición angular de muy alta resolución y precisión, la solución se basa en la inclusión de un filtro analógico de bajo costo, cabe mencionar que el filtro no altera ni la resolución ni la precisión del transductor.

1.4 Organización de la tesis

En esta sección se muestra una reseña de cada uno de los capítulos que incluye esta tesis. En el capítulo 1 se presentan los antecedentes y la motivación de este trabajo de tesis, también se plantea el problema a resolver y las contribuciones de este trabajo. En el capítulo 2 se describe tanto el modelo matemático de los motores de pasos híbridos como las características estáticas y dinámicas de estos. En el capítulo 3 se dan los aspectos generales de los controladores lógicos borrosos, también se presenta el diseño del esquema de control propuesto y las respectivas simulaciones en computadora para evaluar su funcionamiento. En el capítulo 4 se da una descripción de la implantación electrónica requerida para realizar las pruebas experimentales y se muestra una explicación detallada del diseño del filtro analógico para incrementar el ancho de banda del transductor de posición angular. Las pruebas experimentales y la discusión de los resultados se presentan en el capítulo 5. Finalmente en el capítulo 6 se dan las conclusiones.

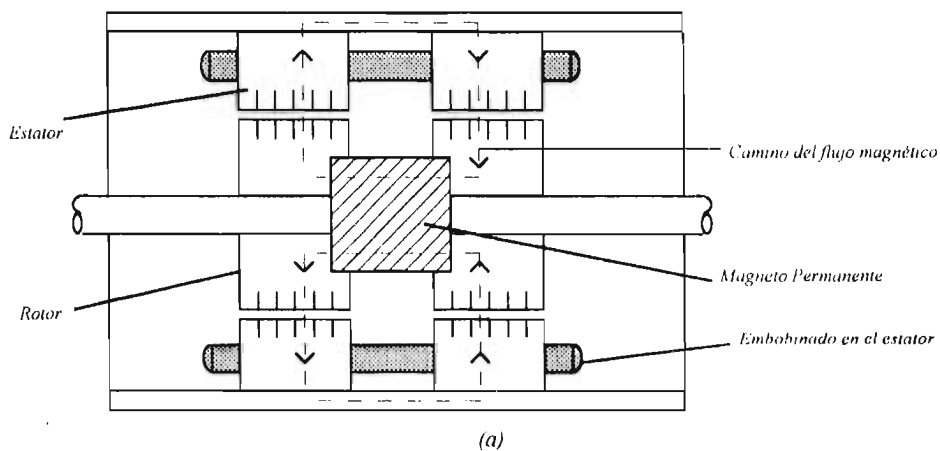
2. Aspectos Generales de Motores de Pasos Híbridos

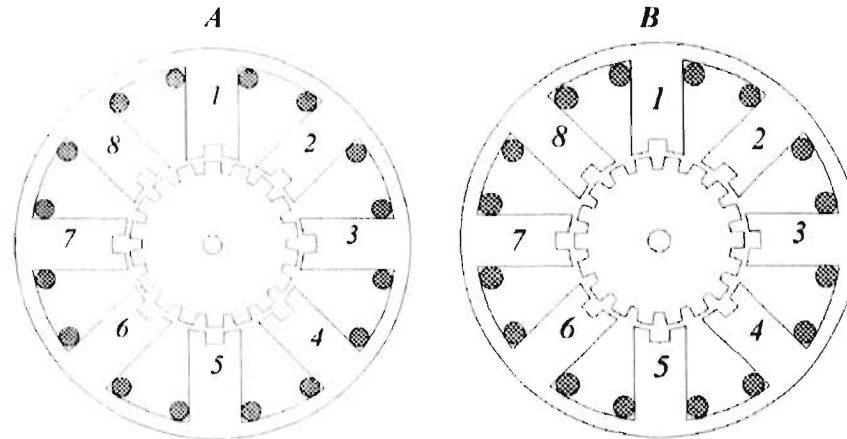
La explotación comercial de los motores de pasos comenzó a partir de los 60's. El auge se debió a los avances en las técnicas de fabricación de transistores, los cuales permitieron la construcción de dispositivos capaces de conmutar grandes corrientes de D.C. en los devanados del motor. Esta característica de conmutación de corrientes en los devanados es la única propiedad de máquinas digitales que poseen estos motores [1]. El rápido crecimiento de la electrónica digital en los 70's, incrementó considerablemente el uso de estos motores en una gran cantidad de aplicaciones, esto debido a la propiedad de los motores de pasos de transformar los pulsos digitales de la señales de excitación a los devanados del motor en incrementos de posición angular del rotor (pasos). Sin embargo, ya que los motores de pasos son dispositivos electromagnéticos de movimiento incremental, también pueden ser excitados los devanados con señales analógicas para obtener incrementos de posición angular analógicos y no discretos; bajo esta consideración, el número de aplicaciones en las cuales se puede utilizar estos motores se incrementa aún más.

2.1 Principio de operación de los motores de pasos híbridos

Existen muchos tipos de diseños de motores de pasos, no obstante, la mayoría pueden ser identificados como variaciones de tres tipos: a) los de reluctancia variable, b) los de imán permanente y c) los del tipo híbrido [1,2]. Los motores de pasos híbridos poseen propiedades tanto de los motores de reluctancia variable como de los de imán permanente, esta combinación de propiedades es la que deriva el nombre de híbridos. La principal ventaja de los motores híbridos es que su técnica de fabricación permite reducir significativamente el tamaño de cada paso, un motor híbrido puede tener más de 200 pasos por revolución. Por esta propiedad, dichos motores (sobretudo el de 1.8° por paso) son generalmente utilizados en la mayoría de las aplicaciones.

Un motor de pasos híbrido consiste de un estator dentado equipado con dos o más bobinas y un rotor dentado equipado con un imán permanente. El rotor está dividido en dos secciones, cada una de ellas con el mismo número de dientes, sin embargo, existe un desplazamiento angular entre los dientes de cada sección. Este desplazamiento es igual a la mitad del ángulo entre dos dientes sucesivos [1,2]. Ya que el imán está magnetizado longitudinalmente, a cada sección le corresponde un polo del imán permanente (ver figura 2.1(a)). Existen típicamente ocho polos en el estator de un motor de pasos híbridos de dos fases, cada polo tiene entre dos y ocho dientes. La figura 2.1(b) muestra dos cortes transversales perpendiculares al rotor (correspondientes a las dos secciones mencionadas) de un motor con ocho polos, cada polo con dos dientes, dando un total de 16 dientes en el estator mientras el rotor tiene 18 dientes. Puede apreciarse de la figura el desplazamiento angular entre los dientes de las ambas secciones.





(b)

Figura 2.1 Motor de pasos híbrido.

Los polos del estator son provistos con bobinas para generar un campo magnético y la dirección del campo magnético depende del sentido en el que fluye la corriente en la bobina. Las ocho bobinas correspondientes a los ocho polos se conectan para formar dos fases, las bobinas montadas en los polos 1, 3, 5 y 7 forman la fase **A** y las bobinas de los polos 2, 4, 6 y 8 forman la fase **B** (figura 2.1(b)). Las bobinas de una misma fase y de polos sucesivos son enrolladas en sentido opuesto, por lo tanto, cuando la fase **A** es alimentada con una corriente positiva, el campo magnético resultante tiene una dirección radialmente hacia afuera en los polos 3 y 7, pero radialmente hacia dentro en los polos 1 y 5. Dado el campo magnético resultante al excitar la fase **A** con corriente positiva y al campo magnético del imán permanente, el rotor se moverá a la posición de mínima reluctancia, dicha posición corresponderá a la posición donde los dientes del rotor de la sección **A** (parte izquierda de la figura 2.1(b)) estén alineados con los dientes de los polos 3 y 7 del estator, del mismo modo que los dientes de la sección **B** estarán alineados con los dientes de los polos 1 y 5.

Si la fase **A** se desenergiza y a la fase **B** se le aplica una corriente positiva, los dientes de la sección **B** del rotor serán atraídos hacia los polos 2 y 6, mientras que los dientes de la sección **A** serán atraídos hacia los polos 4 y 8 dado el campo magnético resultante en dichos polos. El rotor habrá avanzado a la siguiente posición de equilibrio que está a un cuarto de la distancia entre dos dientes sucesivos, esto es, habrá avanzado un paso. Si la fase **B** fuera energizada con una corriente negativa, el movimiento del rotor sería en sentido contrario. Se puede producir movimiento continuo en sentido horario repitiendo la secuencia de excitación: **A+**, **B+**, **A-**, **B-**, **A+**, **B+**, ... donde **A+** representa la aplicación de un voltaje positivo a la fase **A**; **A-** representa la aplicación de un voltaje negativo a la fase **A**. Se produce movimiento continuo en sentido anti-horario si se repite la secuencia: **A+**, **B-**, **A-**, **B+**, **A+**, **B-**, ...

Un ciclo completo de excitación para un motor de pasos híbrido consiste de cuatro estados. Este ciclo produce cuatro incrementos de posición angular, el estado de excitación es exactamente el mismo antes y después de estos cuatro pasos. Dado que el rotor inicia un ciclo de excitación en un estado determinado por el alineamiento de los dientes del rotor con los dientes de algún polo del estator, después del ciclo completo, los dientes del rotor volverán a alinearse con los dientes del mismo polo del estator; por lo tanto, la longitud de cada paso depende del número de dientes del rotor y es igual a 360° (una revolución) dividido entre cuatro veces el número de dientes del rotor.

2.2 Modelo matemático de los motores de pasos híbridos

Es bien conocido el modelo matemático no lineal de múltiples entradas y múltiples salidas que describe la dinámica de los motores de pasos híbridos, existe un número amplio de referencias que pueden ser consultadas para una explicación detallada de como se deriva el modelo matemático [1,2,10]. El presente trabajo de tesis no involucró ninguna actividad en la parte del modelado, no obstante, para facilitar al lector se incluye a continuación una breve explicación de dicho modelo.

Debido a que cada fase se encuentra en un embobinado separado, el modelo eléctrico de cada fase debe comprender la inductancia y resistencia del motor, así como la resistencia del circuito de conmutación (si es el caso). También se debe considerar el voltaje inducido en las bobinas debido al movimiento del rotor. Este voltaje inducido es generado por la variación del flujo magnético con respecto al tiempo, dicha variación es provocada tanto por cambios en la corriente de fase como en la posición. Cabe aclarar que el acoplamiento mutuo entre las fases es muy pequeño en un motor de pasos híbrido y puede despreciarse [1,2,10].

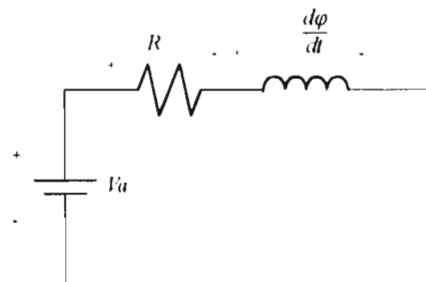


Figura 2.2 Modelo eléctrico de una fase de un motor de pasos híbrido.

La figura 2.2 muestra el modelo eléctrico de una fase del motor de pasos híbrido, donde R es el valor de la resistencia de la bobina más la resistencia del circuito de potencia, $\frac{d\varphi}{dt}$ es el valor de la variación del flujo magnético con respecto al tiempo. Dado que la variación de dicho flujo depende tanto de la corriente del devanado como de la posición del rotor (θ), se pueden obtener las siguientes expresiones para el devanado A del motor:

$$v_a = v_R + \frac{d\varphi_a}{dt}, \quad (2.1)$$

donde: $v_R = Ri_a$ (2.2)

y $\frac{d}{dt}\varphi_a(i_a, \theta) = \frac{d\varphi_a}{di_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_a}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}$. (2.3)

Sin considerar saturación magnética, el flujo magnético varía en forma lineal con respecto a la corriente de fase, por lo tanto, la derivada de dicho flujo con respecto a la corriente de fase es igual a una constante, esta constante es la auto-inductancia del devanado (L); por lo anterior se puede obtener la siguiente expresión:

$$\frac{d\varphi_a}{di_a} = L. \quad (2.4)$$

Cuando los dientes del rotor y del estator se encuentran alineados, el flujo magnético es máximo debido a que se encuentra el rotor en la posición de mínima reluctancia. Por otro lado, cuando los dientes del rotor y del estator se encuentran completamente desalineados, el flujo magnético es mínimo dado que el circuito magnético es dominado por una banda de aire grande. Por lo tanto, podemos considerar que el flujo magnético varía de manera cosenoidal con respecto a la posición [1,2,10]. Dado que las condiciones del rotor son las mismas después de cuatro pasos y si consideramos como marco de referencia que la posición en la que se alinean los dientes del rotor y del estator se encuentra un paso adelante de la referencia cero, entonces el flujo magnético varía de manera senoidal con respecto a este marco de referencia, esto es:

$$\frac{d\varphi_a}{d\theta} = p\varphi_m \cos(p\theta) \quad (2.5)$$

donde φ_m es el valor máximo de flujo magnético por fase y p el número de dientes del rotor.

Sustituyendo las ecuaciones 2.2, 2.3, 2.4 y 2.5 en 2.1 se obtiene:

$$v_a = i_a R + L \frac{di_a}{dt} + p\varphi_m \cos(p\theta) \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.6)$$

donde $L \frac{di_a}{dt}$ representa la fuerza electromotriz auto-inducida y $p\phi_m \cos(p\theta) \frac{d\theta}{dt}$ representa la contra-fuerza electromotriz [21].

La ecuación de la fase **B** es equivalente a la ecuación de la fase **A**, excepto por el desplazamiento angular que existe en el alineamiento de los dientes del rotor con los dientes del estator al ser excitada una u otra fase con respecto al marco de referencia establecido. Dicho desplazamiento produce un corrimiento de fase angular en la curva de variación de la inductancia con respecto a la posición correspondiente a la fase **B** del motor [1,2,10]. Debido a que después de cuatro pasos las condiciones del rotor son exactamente las mismas y, ya que la función cosenoidal se repite cada (2π) radianes, el corrimiento entre las curvas de variación de la inductancia con respecto a la posición del rotor es igual a $(2\pi)/4$ radianes. Por lo tanto la ecuación para la fase **B** es la siguiente:

$$v_b = i_b R + L \frac{di_b}{dt} + p\phi_m \cos\left(p\theta - \frac{\pi}{2}\right) \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.7)$$

De la teoría de máquinas eléctricas se deriva que para un motor síncrono con polos salientes, la potencia mecánica por fase es equivalente al producto de la corriente de fase y la contra-fuerza electromotriz [21], debido a esto, se puede expresar la potencia mecánica (P_M) de un motor de pasos híbridos como:

$$P_M = e_a i_a + e_b i_b. \quad (2.8)$$

También de la teoría de máquinas eléctricas se deriva que el par producido por un motor síncrono de polos salientes se puede obtener dividiendo la potencia mecánica entre la velocidad del rotor [21], por lo tanto, el par que genera el motor de pasos es equivalente a:

$$\tau_M = \frac{P_M}{d\theta/dt}. \quad (2.9)$$

De las expresiones 2.6 a la 2.9 se puede obtener:

$$\tau_M = p\phi_m i_a \cos(p\theta) + p\phi_m i_b \cos\left(p\theta - \frac{\pi}{2}\right). \quad (2.10)$$

Si este torque es aplicado al rotor, entonces la ecuación de movimiento del rotor puede ser expresada como:

$$\tau_M - \tau_L = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.11)$$

donde J es la inercia del rotor y B el coeficiente de fricción viscosa. Se asume que J también incluye los efectos de cualquier carga inercial, y que el coeficiente de fricción es constante.

Por lo tanto, el conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales acopladas de múltiples entradas y múltiples salidas que describe la dinámica de los motores de pasos híbridos es el siguiente [1,2,10]:

$$\begin{aligned}
 \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} [v_a - Ri_a - p\phi_m \omega \cos(p\theta)] \\
 \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L} [v_b - Ri_b - p\phi_m \omega \cos(p\theta - \frac{\pi}{2})] \\
 \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} [p\phi_m i_a \cos(p\theta) + p\phi_m i_b \cos(p\theta - \frac{\pi}{2}) - B\omega - \tau_L] \\
 \frac{d\theta}{dt} &= \omega
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

donde	θ	posición del rotor [rad],
	ω	velocidad del rotor [rad/s],
	v_a, v_b	voltajes en los devanados A y B [V],
	i_a, i_b	corrientes en los devanados A y B [A],
	L	inductancia de los devanados [H],
	R	resistencia de los devanados [Ω],
	ϕ_m	flujo magnético máximo de los devanados [Nm/A],
	p	número de dientes del rotor,
	J	inercia del rotor [kgm^2],
	B	constante de fricción viscosa [Nms/rad],
	τ_L	par de carga [Nm].

Este modelo no considera las inductancias mutuas de los embobinados, ni el par de detención producido por la interacción del imán permanente del rotor con el material magnético de los polos del estator, ni los efectos producidos por la no linealidad magnética y por las corrientes de Eddy. Sin embargo, distintos artículos publicados ([1,2,10]) muestran que este modelo matemático describe con suficiente aproximación la dinámica de los motores de pasos híbridos en la mayoría de las aplicaciones.

2.3 Características estáticas y dinámicas

2.3.1 Curvas par/posición del rotor

La curva par/posición del rotor es una característica importante de los motores de pasos, esta curva muestra el par que produce el motor de acuerdo a la fase excitada y a la posición angular del rotor. Una típica aproximación de esta curva para dos distintas corrientes de fase se muestra en la figura 2.3. Aunque las funciones reales difieren de la forma senoidal, se considera ésta una buena aproximación (ver la sección 2.2). La amplitud de la curva depende de la intensidad de corriente en el devanado del motor, ya que el par que produce el motor es proporcional a la corriente de fase (ver la sección 2.2). De la figura 2.3 puede apreciarse que el par que produce el motor es cero en la posición de equilibrio; esto implica que si se aplica un par de carga al rotor al estar excitada una fase, el rotor será desplazado una cantidad angular del punto de equilibrio original ocasionando un error en la posición. El ángulo de desplazamiento está en función del par de carga que se aplica, la nueva posición de equilibrio corresponderá a aquella en la que el par que produce el motor iguale al par de carga. Dada la complejidad de construir motores con longitudes de paso muy precisas, las curvas par/posición del rotor correspondientes a cada paso no son exactamente iguales; por lo cual, si se aplica un par de carga constante al motor, el error ocasionado en la posición difiere para cada uno de los pasos [1,2]. Estas son algunas causas por las que se utilizan esquemas de lazo cerrado en sistemas de posicionamiento fino.

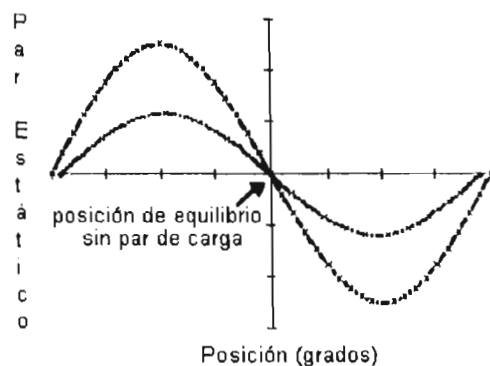


Figura 2.3 Curva par / posición del rotor típica de un motor de pasos híbrido para dos distintas corrientes de fase.

La figura 2.4 muestra las curvas par/posición del rotor correspondientes a cada una de las fases y para cada uno de los sentidos en los cuales fluye la máxima corriente. Así, $TA+$ representa el par producido por el motor al fluir la máxima corriente en sentido positivo en la fase A; $TA-$ representa el par correspondiente al fluir la máxima corriente en sentido negativo en la fase A; etc. Es importante mencionar que aunque en esta figura se observan

curvas senoidales, en realidad esto es sólo una aproximación, que se considera bastante acertada para cuestiones prácticas.

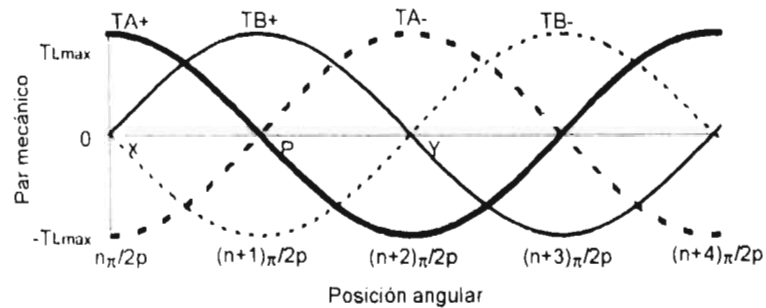


Figura 2.4 Curvas par / posición-del-rotor de un motor de pasos híbrido.

La posición marcada como $(n+1)\pi/2p$ en la figura 2.4 es un punto de equilibrio estable, la posición angular en la cual el rotor se estabiliza cuando la fase A es excitada con corriente positiva. Esta misma posición es un punto de equilibrio inestable si la fase A es excitada con corriente negativa. Si para la misma posición del rotor es excitada la fase B, el motor producirá el máximo par y el sentido del par dependerá del sentido de la corriente. Puede establecerse algo similar para el resto de las posiciones marcadas en la figura 2.4, cabe mencionar que solo existen puntos de equilibrio estables e inestables en los cruces por cero de las curvas par/posición-del-rotor. Una característica de este sistema, es la multiplicidad de puntos de equilibrio estables e inestables al ser excitada una fase del motor. La distancia entre dos puntos de equilibrio estables cuando sólo una fase es excitada es igual a la distancia de cuatro pasos y a la mitad de esta distancia siempre se ubicará un punto de equilibrio inestable. Por ello, al ser excitada la fase A con corriente positiva el rotor tenderá a la posición marcada como $(n+1)\pi/2p$ siempre y cuando se encuentre como máximo a dos pasos de distancia de este punto, sino tenderá a otro punto de equilibrio estable.

Los puntos de equilibrio mostrados en la figura 2.4 son producidos cuando sólo una fase es excitada. Sin embargo, el punto de equilibrio puede desplazarse a cualquier posición excitando ambas fases [1,2,4], cada fase con una corriente específica (no necesariamente la máxima). Esta característica permite obtener pasos de diferente longitud, desde fracciones de pasos (minipasos) hasta pasos con mayor dimensión que los pasos comunes. Además, es precisamente modificando las corrientes de fase que se pueden corregir los errores producidos por algún par de carga, por variaciones en la longitud de cada paso, etc. Esto es, esta característica permite eliminar el error en estado estacionario. La figura 2.5 muestra algunos puntos de equilibrio estables cuando se excitan ambas fases con distintas corrientes. El desplazamiento del punto de equilibrio se debe a que la curva par/posición del rotor resultante al excitar dos fases es igual a la suma de las curvas de cada una de ellas (ver la explicación del modelo matemático en la sección 2.2). Por ejemplo, si se encienden dos fases al mismo tiempo y con la misma magnitud de corriente, el resultado será un punto de equilibrio estable en la posición media entre los puntos de equilibrio estables

correspondientes a cada una de las fases bajo el esquema de una sola fase encendida. Si se encienden dos fases, una de ellas con mayor corriente que la otra, el resultado será un punto de equilibrio más cercano al punto de equilibrio correspondiente a la fase excitada con una mayor corriente (ver figura 2.5). Si se tiene un control estricto de la relación entre las amplitudes de las corrientes, el punto de equilibrio puede ubicarse en cualquier posición; este es el principio de operación de los minipasos [1,2,4].

Cabe mencionar que si se excitan dos fases a la vez, se puede aumentar el par estático pico, puesto que éste es el resultado de la suma de los pares producidos por cada una de las fases [1,2]. Esto se puede observar también en la figura 2.5. El par estático pico es el máximo par de carga que se puede aplicar al rotor en condiciones estáticas; si se excede éste, el motor no podrá mantener la posición y se producirá una rotación continua.

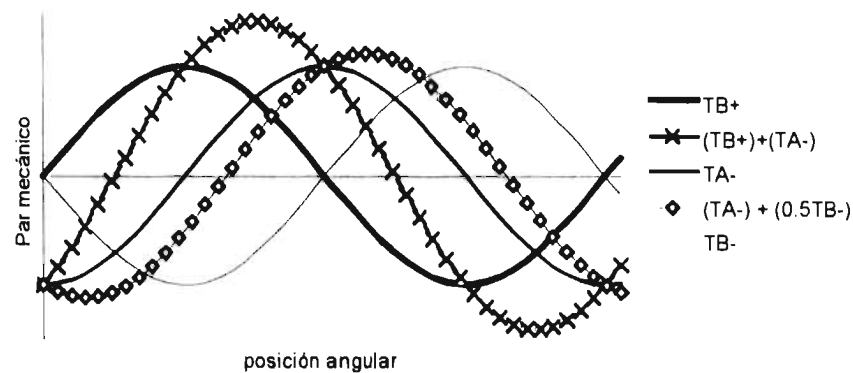


Figura 2.5 Generación de distintos puntos de equilibrio.

La principal consideración utilizada en el ajuste de los controladores borrosos es precisamente el desplazamiento del punto de equilibrio estable. Mover el punto de equilibrio permite eliminar el sobretiro y reducir considerablemente el tiempo de asentamiento, eliminar el error en estado estacionario, y modificar la longitud de cada paso, desde minipasos hasta pasos de mayor longitud a los pasos normales.

2.3.2 Respuesta de posición a un solo paso excitando únicamente una fase

Una de las principales desventajas de utilizar los motores de pasos en malla abierta es que la respuesta de posición a un solo paso es pésimamente amortiguada; esto conlleva a que la respuesta presente sobretiro significativo y tiempo de asentamiento prolongado [1,2,11,12]. La fig. 2.6 muestra una típica respuesta de posición del rotor cuando es energizado un devanado (respuesta de posición a un sólo paso) de un motor que tiene los siguientes parámetros: $v_a=12(V)$, $v_b=0V$, $L=1.1mH$, $R=10\Omega$, $K_m=0.113Nm/A$, $J=6*10^{-6} Kg\cdot m^2$, $B=0.001Nms/rad$, $\tau_L=0$. Aún más, si se incrementa la inercia, la respuesta de posición empeora aumentando considerablemente tanto el sobretiro como el tiempo de asentamiento [12], esta situación es muy común en la mayoría de las aplicaciones ya que el motor es

utilizado para mover inercias mucho mayores a la de su rotor. La fig. 2.7 muestra como es deteriorada la respuesta al incrementarse la inercia del rotor.

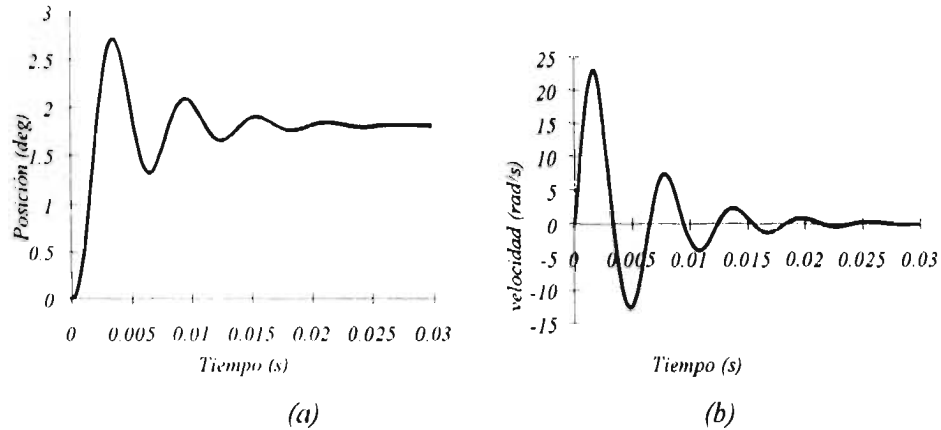


Figura 2.6 Simulaciones en computadora de la respuesta de posición a un solo paso. (a) Posición en función del tiempo en lazo abierto. (b) Velocidad en función del tiempo. Condiciones iniciales: $i_a(0)=0$, $i_b(0)=0$, $\omega(0)=0$, $\theta(0)=0$.

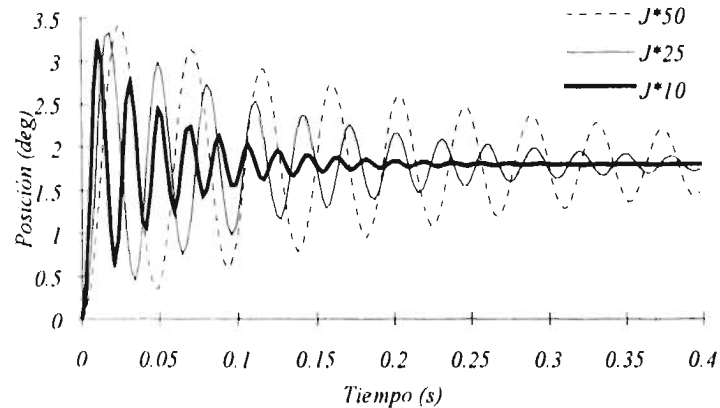


Figura 2.7 Simulaciones en computadora de la respuesta de posición a un sólo paso para inercias 10, 25 y 50 veces la inercia del rotor original ($J=6*10^{-6}$ Kg m^2). Condiciones iniciales: $\theta(0)=0$, $\omega(0)=0$, $i_a(0)=0$, $i_b(0)=0$

Puede apreciarse en la figura 2.6, que cuando el rotor pasa por primera vez por la posición de equilibrio lo hace a una velocidad significativa, por lo tanto, una forma de reducir el sobretiro y el tiempo de asentamiento es precisamente reduciendo la velocidad del rotor cuando éste se aproxima por primera vez a la posición final. Un mecanismo para reducir la velocidad del rotor es desplazando el punto de equilibrio estable a posiciones donde el motor produzca un par que se oponga al movimiento. Una vez que el rotor está muy próximo a la posición final y con una velocidad relativamente baja, debe eliminarse el desplazamiento en

el punto de equilibrio. A mayor velocidad del rotor al aproximarse a la posición final, mayor deberá ser el desplazamiento mencionado, a menor velocidad menor desplazamiento del punto de equilibrio estable. Cabe aclarar, que estas acciones solo deben realizarse cuando el rotor se aproxima a la posición final. Estas son otras de las consideraciones utilizadas, en el ajuste de los controladores borrosos, para reducir el sobretiro y el tiempo de asentamiento de la respuesta de posición a un solo paso. Algo similar puede establecerse cuando la inercia del rotor se incrementa, no obstante, debe tomarse en cuenta que al aumentar la inercia, la velocidad máxima que alcanza el rotor es menor en la respuesta a un solo paso.

Es conocido que los motores de pasos en operación multi-pasos presentan fenómenos de resonancia a bajas velocidades de operación, especialmente cuando la inercia del rotor se incrementa (manteniéndose por supuesto el mismo coeficiente de fricción viscosa) [1,2]. En la figura 2.8 puede observarse el fenómeno de resonancia mencionado (los parámetros del motor son los mismos que para las figuras 2.6 y 2.7). En la gráfica puede apreciarse como la amplitud de la respuesta oscilatoria de la velocidad se incrementa con el tiempo, causando que el sobretiro en la respuesta de posición aumente para cada paso en la secuencia, hasta provocar que la posición del rotor salga de la cuenca de atracción del punto de equilibrio correspondiente en la secuencia. Cuando la posición del rotor sale de la cuenca de atracción correspondiente, se produce la pérdida de sincronía entre las señales de excitación al motor y el movimiento angular del rotor. Una forma de eliminar la región de resonancia es reduciendo significativamente tanto el sobretiro como el tiempo de asentamiento. Si se logra esto, el rotor partirá siempre de velocidad cero en cada incremento de posición con lo cual el sobretiro no aumentará y por ello el rotor siempre se mantendrá en la cuenca de atracción del punto de equilibrio correspondiente al paso en la secuencia.

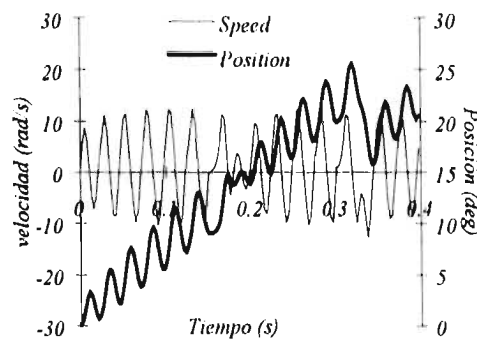


Fig. 2.8 Simulaciones en computadora de la operación en modo multi-pasos en la región de resonancia para una inercia 10 veces la inercia del rotor original ($J = 6 \cdot 10^{-5} \text{ Kgm}^2$).
Condiciones iniciales: $\theta(0)=0$, $\omega(0)=0$, $i_a(0)=0$, $i_b(0)=0$.

Como se mencionó antes, si se aplica un par de carga al rotor, éste es desplazado un ángulo del punto de equilibrio original, el ángulo de desplazamiento está en función del par de carga que se aplique. Esto significa que al aplicarse un par de carga al rotor, éste será desplazado de la posición deseada generándose un error [1,2]. La figura 2.9 muestra como se genera un

error en la posición al aplicarse un par de carga al rotor (los parámetros del motor son los mismos que se emplearon en la figura 2.6). Este error en estado estacionario puede eliminarse desplazando el punto de equilibrio estable la misma cantidad angular pero en sentido contrario, por supuesto, modificando para ello las corrientes en cada fase. Esta es otra de las consideraciones utilizadas en el ajuste de los controladores borrosos. De igual manera puede eliminarse el error en la longitud de cada paso debido a los problemas en la manufactura del motor.

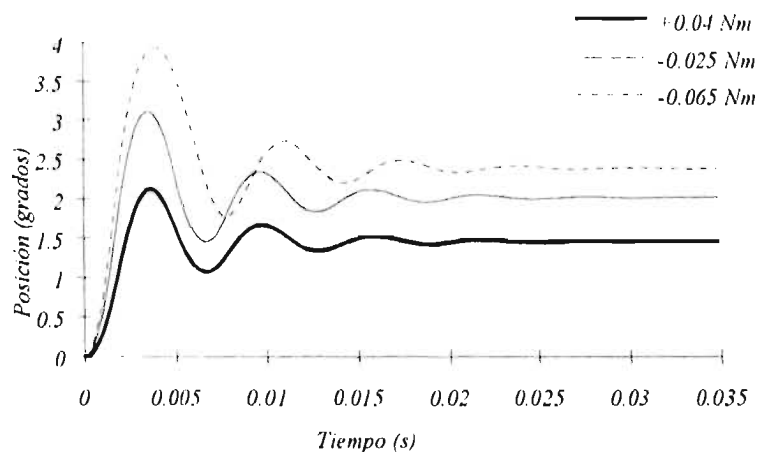


Figura 2.9 Simulaciones en computadora de la respuesta de posición a un sólo paso aplicando distintos pares de carga al rotor ($\tau_L = -0.025 \text{ Nm}$, -0.065 Nm y 0.04 Nm).
Condiciones iniciales: $\theta(0)=0$, $\omega(0)=0$, $i_a(0)=0$, $i_b(0)=0$.

2.3.3 Operación en modo minipaso

La respuesta de posición a un solo minipaso también presenta tiempo de asentamiento prolongado y sobretiro significativo en referencia a la dimensión del minipaso (ver figura 2.10) [1,2]. En la operación en modo minipasos se requiere un estricto control en las corrientes de los devanados del motor, sin embargo, si no se utiliza un lazo cerrado con respecto a la posición del rotor, permanecerán muchos de los problemas mencionados en los párrafos anteriores, principalmente el error en estado estacionario en la posición final del rotor debido a algún par de carga o al fenómeno de histéresis que presenta el movimiento del rotor al girar en sentido horario y sentido anti-horario, etc.

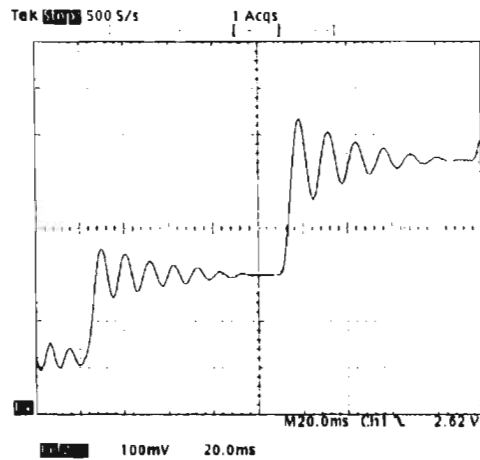


Figura 2.10 Prueba experimental de la operación en modo minipasos, el incremento angular es igual al 8% de un paso normal. Parámetros del motor: $L = 31.3\text{mH}$, $R = 6.4285\Omega$, $V_{\text{max}} = 9.0\text{V}$, $p = 45$,
 $J = 5.11 \cdot 10^{-5}\text{kgm}^2$, $B = 0.00165\text{Nms/rad}$, $K_m = 0.3864\text{Nm/A}$.

Dado que la operación en modo minipasos es sólo un pequeño desplazamiento del punto de equilibrio, todos los problemas pueden eliminarse de la misma forma que para un paso normal. Es decir, desplazando el punto de equilibrio en el sentido apropiado para eliminar el error en estado estacionario debido tanto a un par de carga, como a la variación de la longitud de cada paso o al fenómeno de histéresis en el movimiento horario y anti-horario, etc. Aún más, el sobretiro puede ser eliminado con el mismo criterio utilizado para un paso de longitud normal y así reducir el tiempo de asentamiento en la respuesta a un solo minipaso.

2.3.4 Conclusiones

En este capítulo se presentó una descripción de las características de los motores de pasos que deben considerarse en aplicaciones que requieren posicionamiento fino y/o movimientos repetitivos con alta velocidad. Así mismo se describieron los problemas que presenta la operación en lazo abierto de los motores de pasos y se mencionó como podrían eliminarse estos problemas bajo un esquema de lazo cerrado desplazando el punto de equilibrio estable. En el siguiente capítulo se describirá la forma como se implantan las consideraciones mencionadas en una estructura de control borroso. Cabe aclarar, que dichas consideraciones están basadas en el conocimiento de la dinámica de los motores de pasos.

3. Control Borroso de Motores de Pasos Híbridos

Este capítulo está dividido en tres secciones: La primera presenta los aspectos generales de los controladores lógicos borrosos. En la segunda, se propone la arquitectura de control, tomando en cuenta todos los aspectos mencionados en el capítulo anterior, y además se describe como implantar en ella las consideraciones mencionadas en el capítulo anterior para mejorar el funcionamiento de los motores de pasos. Finalmente en la tercera sección, se muestran simulaciones operando el motor en lazo cerrado bajo el esquema de control propuesto.

3.1 Aspectos generales de controladores lógicos borrosos

En 1965 L. Zadeh publica el primer trabajo sobre conjuntos borrosos y da las bases de la lógica borrosa [22]. En 1973, él mismo introduce la idea de usar lógica borrosa para la construcción de esquemas de control [23]. La base de estos esquemas de control la constituye el razonamiento y conocimiento humano, donde el algoritmo de control queda

definido por un conjunto de reglas lingüísticas que presentan vaguedad en su predicado. Mamdani y otros, evaluaron los conceptos dados por Zadeh, demostrando que es posible realizar inferencias a partir de una base de conocimientos vaga y, por lo tanto, es posible la realización de un control basado en términos lingüísticos [24 - 27].

Los controladores lógicos borrosos son ampliamente utilizados para controlar sistemas no lineales, su uso en plantas no lineales ha generando muy buenos resultados. Las aplicaciones donde se ha utilizado el control borroso van desde: plantas de calentamiento de agua [28], procesos industriales [29], aplicaciones de electrónica de potencia y control de movimiento [30], control de brazos mecánicos [31], en la industria automotriz [32], así como en el control de intercambio de calor en refinerías [33] y en equipo para procesamiento de imágenes [34], por mencionar sólo algunas. Una desventaja de esta técnica es que no existe un método general para establecer todos los parámetros del controlador ni para el ajuste de los mismos (funciones de membresía, base de conocimiento, método de inferencia, factores de escala, etc., los cuales serán explicados posteriormente en este capítulo). Sin embargo, mientras más se conozca sobre las características dinámicas del sistema de ecuaciones diferenciales que describen a la planta a controlar, se simplifica tanto el establecer como el ajustar todos los parámetros del controlador.

3.1.1 Conjuntos borrosos

Una *clase* se define por una serie de atributos que en principio caracterizan a cada miembro de ella. Estos atributos se representan en el lenguaje natural como términos lingüísticos, por ejemplo: alto, bajo, caliente, frío, vivo, muerto, cierto, falso, mamífero, ovíparo, etc. Dentro de los términos lingüísticos existen algunos que además de describir o caracterizar al objeto, son usualmente intuitivos e incluyen algún tipo de incertidumbre, por ejemplo: caliente, tibio, rápido, lento, etc. Esta denominación se debe a que si no se especifica el contexto bajo el cual están inmersos los términos lingüísticos, no se tiene una definición clara que permita identificar sus fronteras. Por ejemplo, no es lo mismo hablar de lo que se considera una temperatura caliente en el medio ambiente que dentro de un horno para fundir hierro.

Con base en esto, Zadeh propone que la membresía a una clase no es absoluta sino relativa y define el grado de membresía como la medida en la que el elemento pertenece o no a la clase. De esta forma un objeto puede pertenecer a más de una clase teniendo diferentes grados de membresía en cada una de ellas. A continuación se da la definición de un subconjunto clásico y lo que Zadeh llamó subconjuntos borrosos.

Subconjunto Clásico. Un subconjunto clásico $A(x)$ de un universo X es una colección de elementos que cumplen con ciertas características, por ejemplo $A(x) \subseteq X$, donde X es el conjunto de los números enteros y $A(x)$ es el subconjunto de los números menores o iguales a 10; en este caso los números 1, 2, 3 y 4 pertenecen al subconjunto $A(x)$, los números 11, 12 y 13 no pertenecen y los números 1.5, 2.1 y 3.3 aunque son menores a 10 no pertenecen al subconjunto $A(x)$, por que no están definidos en el universo. Un subconjunto clásico es

caracterizado por una función $\mu: X \rightarrow \{0, 1\}$ que asocia a cada elemento de X uno de dos posibles valores $\{0, 1\}$, donde el 0 indica la no pertenencia del elemento al subconjunto y el 1 la pertenencia al mismo, es decir, no existe incertidumbre para decidir si es miembro o no del conjunto.

Subconjunto Borroso. En este caso la pertenencia del elemento no es absoluta, es decir existe una incertidumbre. La caracterización del conjunto está definida por una función $\mu: X \rightarrow [0, 1]$ que asocia a cada elemento de X con un número real en el intervalo $[0, 1]$. A dicha función se le conoce como función de membresía. Es común asociar a cada conjunto una etiqueta o término lingüístico borroso. Con base en lo anterior un subconjunto borroso lo representaremos como una colección de pares ordenados $(x, \mu(x))$ de la siguiente manera:

$$A(x) = \int_X \frac{\mu_A(x_i)}{x_i}$$

donde A es un término lingüístico que identifica al subconjunto borroso, el signo de integral es usada para denotar una colección de elementos y el signo de división no indica una operación aritmética, sino la correspondencia que existe entre el elemento x , y el grado de membresía $\mu_A(x)$.

Existen diversos tipos de funciones de membresía. Las más comunes son las de tipo triangular y trapezoidal. La figura 3.1 muestra dos ejemplos de funciones de membresía; en las gráficas, el eje de las abscisas representa el universo del discurso X y en el eje de ordenadas se representan los grado de membresía $\mu_A(x)$ para cada elemento de X .

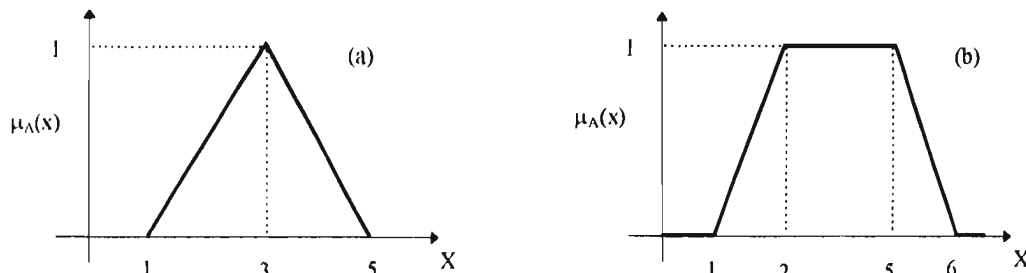


Figura 3.1 (a) Función de membresía triangular, (b) función de membresía trapezoidal.

3.1.2 Lógica borrosa

En la lógica borrosa la conjunción está definida por un operador T-norma, la disyunción por un operador T-conorma, un operador de negación y una función de implicación. El tipo de lógica borrosa queda establecida cuando se define la forma de cada uno de estos operadores, así como el tipo de la función de implicación. El operador de negación \neg se define en

general como $\neg x = 1 - x$. Un operador T-norma (T) es una función de dos variables definida en el intervalo [0, 1], que debe satisfacer las siguientes condiciones:

- (1) $T(a,b)=T(b,a)$ Conmutatividad
 - (2) $T(a,T(b,c))=T(T(a,b),c)$ Asociatividad
 - (3) $T(a,b)\geq T(c,d)$ si $a\geq c$ y $b\geq d$ Monotonicidad
 - (4) $T(a,1)=a$ Su elemento identidad es el 1
- donde a, b y c están definidos en el intervalo [0, 1].

Un operador T-conorma (T*) es una función de dos variables definida en el intervalo [0, 1], que debe satisfacer las siguientes condiciones:

- (1) $T^*(a,b)=T(b,a)$ Conmutatividad
 - (2) $T^*(a,T(b,c))=T^*(T^*(a,b),c)$ Asociatividad
 - (3) $T^*(a,b)\geq T^*(c,d)$ si $a\geq c$ y $b\geq d$ Monotonicidad
 - (4) $T^*(a,0)=a$ Su elemento identidad es el 0
- donde a, b y c están definidos en el intervalo [0, 1].

Los operadores T y T* en lógica borrosa tienen varias definiciones, de estos operadores los más usados son los inicialmente propuestos por Zadeh en las referencias [22] y [23], y corresponden al operador mínimo o MIN ($M(x,y)=\text{MIN}(x,y)$) y al máximo o MAX ($M'(x,y)=\text{MAX}(x,y)$). Los argumentos de estos operadores corresponden a grados de pertenencia.

En cálculo proposicional clásico, la implicación de una declaración *SI A ENTONCES B*, se considera como un conectivo de la forma $A \rightarrow B$ equivalente a $\neg A \vee B$ donde \vee es el operador clásico OR. En el caso de lógica borrosa, Zadeh en la referencia [23], indica que si A y B son dos subconjuntos borrosos, entonces en una declaración del tipo *SI A ENTONCES B*, la implicación describe una relación entre los subconjuntos, y sugiere que la implicación, bajo el contexto de subconjuntos borrosos, se define por una relación borrosa en lugar de conectivos, como es el caso en la lógica clásica.

Una relación entre dos subconjuntos borrosos $A(x) \subseteq X$ y $B(y) \subseteq Y$, donde $x \in X$ y $y \in Y$, es otro subconjunto borroso $R(x,y)$, que se genera a partir del producto cartesiano $A(x) \times B(y)$. Este subconjunto es caracterizado por una función de membresía $\mu_R(x,y)$. Por lo tanto una relación borrosa se expresa como:

$$R(x, y) = \int_{x \times y} \frac{\mu_R(x_i, y_j)}{(x_i, y_j)}$$

El tipo de implicación se define por la forma en la que se obtiene la función de membresía $\mu_R(x,y)$. La función de implicación más empleada es el MIN ($I(x,y)=\text{MIN}(x,y)$), como lo propone Mamdani en la referencia [24]. Un ejemplo de una relación borrosa considerando el

MIN como función de implicación se expondrá a continuación. Sea el subconjunto $A(x)=\{0.1/1, 0.2/2, 0.5/3, 0.8/4, 1/5\}$ y el subconjunto $B(y)=\{0.2/1, 0.4/2, 0.8/3, 1/4, 0.6/5\}$. Considerando la función de implicación de Mamdani, la relación borrosa $R(x,y)$ de los conjuntos $A(x)$ y $B(y)$, es:

$$R(x,y) = \int_{x \times y} \frac{MIN(\mu_A(x_i), \mu_B(y_j))}{(x_i, y_j)}$$

Esto se resume como:

$$R(x,y) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{0.1}{(1,1)}, \frac{0.1}{(1,2)}, \frac{0.1}{(1,3)}, \frac{0.1}{(1,4)}, \frac{0.1}{(1,5)}, \frac{0.2}{(2,1)}, \frac{0.2}{(2,2)}, \frac{0.2}{(2,3)}, \frac{0.2}{(2,4)}, \frac{0.2}{(2,5)}, \frac{0.2}{(3,1)}, \frac{0.4}{(3,2)}, \\ \frac{0.5}{(3,3)}, \frac{0.5}{(3,4)}, \frac{0.5}{(3,5)}, \frac{0.2}{(4,1)}, \frac{0.4}{(4,2)}, \frac{0.8}{(4,3)}, \frac{0.8}{(4,4)}, \frac{0.6}{(4,5)}, \frac{0.2}{(5,1)}, \frac{0.4}{(5,2)}, \frac{0.8}{(5,3)}, \frac{1}{(5,4)}, \frac{0.6}{(5,5)} \end{array} \right\}$$

3.1.3. Elementos principales de un controlador lógico borroso

Un sistema de control lógico borroso se compone de cuatro elementos principales: (a) una base de reglas borrosa, (b) una etapa de fusificación, (c) una máquina de inferencias y (d) una etapa de defusificación. La base de reglas es un conjunto de declaraciones lingüísticas del tipo SI... ENTONCES... con vaguedad en su predicado. La base de reglas se deriva a partir de conocimiento, intuición y experiencia del comportamiento del sistema que se desea controlar. Estas reglas describen cual es la relación que existe entre la entrada y la salida del controlador. La parte SI... se conoce como antecedente y contiene un conjunto de condiciones; la parte ENTONCES... es llamado consecuente y contiene la conclusión de la regla. SI el antecedente se satisface, ENTONCES el consecuente se aplica. Por ejemplo en el caso de un sistema de control lógico borroso de multiples-entradas-una-salida la base de reglas es la siguiente:

$$\begin{aligned} R_1: & \text{ si } X^1 \text{ es } A_1^1 \text{ y } \dots \text{ y } X^n \text{ es } A_n^1 \text{ entonces } Z \text{ es } B^1 \\ R_2: & \text{ si } X^1 \text{ es } A_1^2 \text{ y } \dots \text{ y } X^n \text{ es } A_n^2 \text{ entonces } Z \text{ es } B^2 \\ & \vdots \\ R_m: & \text{ si } X^1 \text{ es } A_1^m \text{ y } \dots \text{ y } X^n \text{ es } A_n^m \text{ entonces } Z \text{ es } B^m \end{aligned} \quad (3.1)$$

donde X^i ($i=1 \dots n$) son las entradas al sistema de reglas, Z es la salida del controlador, A_j^i y B^i ($j=1 \dots m$) son términos lingüísticos y m es el número de reglas.

La etapa de fusificación asocia una función de membresía (define un conjunto borroso) a cada variable de entrada al sistema. Específicamente si X es el universo del discurso de una variable de entrada x , y $x = x_0 \in X$ es el valor de la variable, la salida de la etapa de

fusificación es un subconjunto borroso $A'(x)=Fuzzy(x_0)$, en X . Uno de los principales métodos de fusificación es *la fusificación por punto*, que se define como:

$$\mu_{A'(x)} = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{Cualquier otro caso} \end{cases}$$

Es decir el subconjunto $A'(x)$ es un subconjunto donde todos los elementos del universo X , tienen un grado de pertenencia cero a excepción del elemento x_0 , al cual se le asigna el mayor grado de pertenencia al conjunto. Este conjunto también se conoce como *singleton*. Esta técnica de fusificación es ampliamente usada en aplicaciones de control borroso debido a que es natural y fácil de implantar. En la figura 3.2 se da un ejemplo de este tipo de fusificación, en éste el universo X se define como $\{1,2,3,4,5\}$. Si x toma el valor de 3, el subconjunto $\mu_{A'}(x)$ que produce la fusificación será $\{0/1, 0/2, 1/3, 0/4, 0/5\}$.

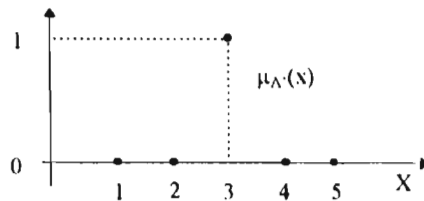


Figura 3.2 Resultado de una fusificación por punto

El proceso de inferencia para una regla

$$\text{si } X \text{ es } A \text{ entonces } Z \text{ es } B, \quad (3.2)$$

es el método Modus Ponens Generalizado

$$\frac{\begin{array}{l} \text{si } X \text{ es } A \text{ entonces } Z \text{ es } B \\ X \text{ es } A' \end{array}}{Z \text{ es } B'}$$

Este método indica que si x pertenece a un subconjunto $A'(x)$ tal que $A'(x) \subseteq X$, entonces existe algún elemento z contenido en algún subconjunto $B'(z)$ tal que $B'(z) \subseteq Z$. El consecuente de la regla se calcula como:

$$B'(z) = \sup_x T'(A'(x), I(A(x), B(z))),$$

donde T' es un operador T-norma e I es una función de implicación. Para trasladar una regla borrosa del tipo (3.1) a una regla del tipo (3.2), se usa una conjunción borrosa, la siguiente regla por ejemplo:

si X^1 es A^1 y X^2 es A^2 y ... y X^n es A^n entonces Z es B

se puede reducir a:

si \tilde{X} es \tilde{A} entonces Z es B ,

donde \tilde{X} contempla los universos X^i asociados a la regla; \tilde{A} engloba a los términos lingüísticos de cada una de las entrada de la regla y su conjunto borroso asociado se genera a partir de:

$$\tilde{A}(x^1, \dots, x^n) = \int_{X^1 \times \dots \times X^n} \frac{T(\mu_{A^1}(x^1), \dots, \mu_{A^n}(x^n))}{(x^1, \dots, x^n)},$$

donde T es un operador T-norma. Desde este punto de vista el subconjunto $\tilde{A}(x^1, \dots, x^n)$ es una relación borrosa de los subconjuntos de entrada de la regla. Este subconjunto se puede caracterizar también como:

$$\tilde{A}(\tilde{x}_k) = \int_{\tilde{X}} \frac{\mu_{\tilde{A}}(\tilde{x}_k)}{(\tilde{x}_k)}.$$

En esta expresión \tilde{x}_k es una n-ada del tipo $\tilde{x}_k = (x^1, x^2, \dots, x^n)$, donde $x^i \in X^i$. El valor de $\mu_{\tilde{A}}(\tilde{x}_k)$ es el grado de membresía asociado a \tilde{x}_k . Una vez establecida la conjunción mediante el operador T' el consecuente de la regla se define como:

$$B'_j(z) = \sup_{\tilde{x}_k} T'(\tilde{A}'(\tilde{x}_k), R(\tilde{x}_k, z_q)),$$

donde el subconjunto $R(\tilde{x}_k, z_q)$ se obtiene a partir de la implicación I . Como se ha mencionado, la implicación es una relación borrosa. Ésta produce un subconjunto a partir del producto cartesiano, en este caso entre los elementos de los subconjunto $\tilde{A}'(\tilde{x}_k)$ y $B_j(z_q)$. A cada par ordenado (\tilde{x}_k, z_q) se asocia un grado de membresía $\mu_R(\tilde{x}_k, z_q) = I(\mu_{\tilde{A}'}(\tilde{x}_k), \mu_B(z_q))$. Lo anterior se puede representa en una forma matricial como se muestra a continuación:

$$\begin{array}{cccc} & z_1 & \dots & z_m \\ \tilde{x}_1 & \mu_R(\tilde{x}_1, z_1) & \dots & \mu_R(\tilde{x}_1, z_m) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \tilde{x}_n & \mu_R(\tilde{x}_n, z_1) & \dots & \mu_R(\tilde{x}_n, z_m) \end{array}$$

o también como:

$$R(\bar{x}, z) = \int_{\bar{x} \times z} \frac{\mu_R(\bar{x}_k, z_q)}{(\bar{x}_k, z_q)}$$

Por otro lado, a cada par ordenado $(\mu_{\bar{A}_k}(\bar{x}_k), \mu_R(\bar{x}_k, z_q))$ se aplica el operador T' (un operador T-norma). Esto produce un conjunto de grados de pertenencia para cada z_q y representa los posibles grados que puede tomar. De este conjunto se debe elegir sólo uno que sea representativo para cada elemento z , esto se logra al tomar el supremo (*sup*) de sus valores asociados. De esta forma se obtiene por cada regla un subconjunto de salida $B'_j(z_q)$.

Para concluir con el proceso de inferencia, a partir de la disyunción de los subconjuntos borrosos $B'_j(z_q)$ de cada regla, se obtiene un conjunto borroso final $B'(z)$. Esto se logra combinando, mediante un operador T-conorma T^* , los subconjuntos $B'_j(z_q)$:

$$B'(z) = T^*(B'_1(z_q), \dots, B'_j(z_q))$$

A partir del subconjunto $B'(z)$, se presenta el problema de elegir un valor particular para z que sea representativo de éste. La primera idea que surge es elegir el elemento z que tenga el mayor grado de pertenencia, sin embargo ¿qué ocurre cuando el conjunto final tiene más de un elemento con esta característica?. Por ejemplo en la figura 3.3 se muestra un conjunto borroso de salida, ¿cuál de los dos valores debemos elegir 1.10 ó 2.05?.

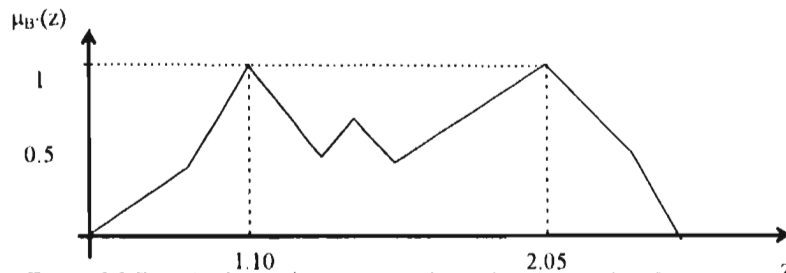


Figura 3.3 Función de membresía generada por la máquina de inferencias

Por otro lado, el elemento representativo del conjunto no necesariamente debe ser aquel que tenga la mayor pertenencia. Por ejemplo la figura 3.4 muestra otro conjunto borroso producido por una máquina de inferencia. En éste, el elemento 1.80 tiene el mayor grado de membresía, pero existen un número esencialmente mayor de elementos cuyos valores asociados son iguales entre sí y diferente del máximo. Para este caso es de esperarse que el elemento representativo del conjunto tuviera asociado un valor de pertenencia, si no igual, si muy próximo al que presenta la mayoría de los elementos del conjunto. Bajo este contexto se puede decir que la representación del subconjunto es una distribución de probabilidad y que la defusificación es el proceso mediante el cual se obtiene su promedio.

Dicho de otra forma, el proceso de defusificación es el valor esperado de la distribución de probabilidad, a partir de un conjunto de posibilidades que proporciona el subconjunto borroso inferido basado en el método modus-ponen generalizado.

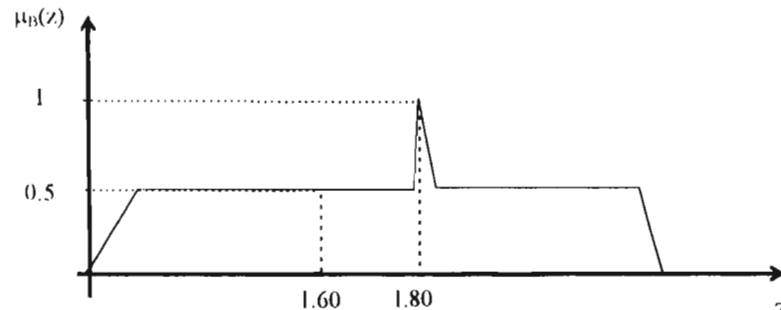


Figura 3.4 Función de membresía generada por la máquina de inferencias

Son dos los métodos de defusificación más usados.

(a) Método del centroide:

$$z_0 = \frac{\int \mu_{B'}(z) \cdot z}{\int \mu_{B'}(z)}$$

Esta técnica calcula el centro del área formada por la función de membresía final.

(b) Método del centro de área o centroide para el caso discreto:

$$z_0 = \frac{\sum_{j=1}^w \mu_{B'}(z_j) z_j}{\sum_{j=1}^w \mu_{B'}(z_j)}$$

Esta técnica es una variante de la anterior y se aplica cuando el espacio de salida es discreto. En la ecuación anterior w es el número de elementos del conjunto B' .

3.1.4 Controladores lógicos borrosos PI, PD y PID.

Como se mencionó en la sección anterior, las cuatro partes principales de un controlador lógico borroso son las siguientes: una etapa de fusificación, una base de conocimiento, una máquina de inferencia y una etapa de defusificación. La figura 3.5 muestra un diagrama

general de un Controlador Lógico Borroso tipo Proporcional-Integral-Derivativo (CLB tipo PID) [36].

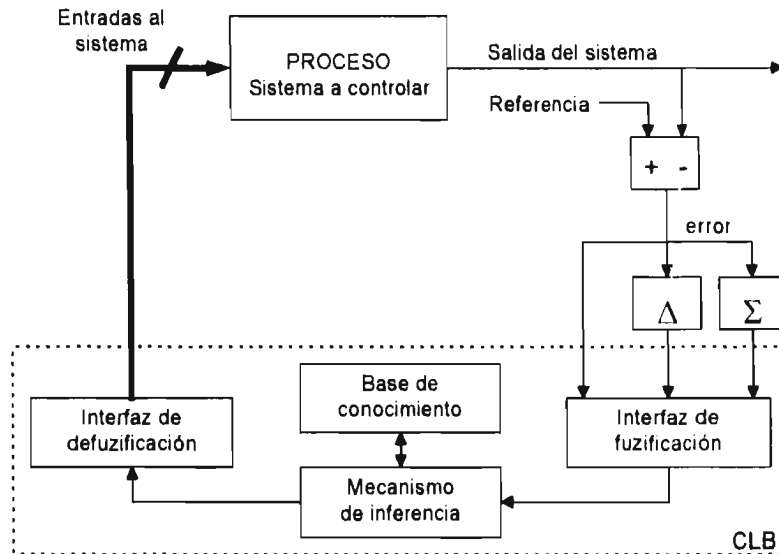


Figura 3.5 Esquema básico de un controlador borroso de tipo PID.

Un CLB tipo PI establece un mapeo o una relación entre el cambio en la acción de control ($\Delta u(k)$) con el error $e(k)$ y el cambio en el error $\Delta e(k)$ [36,37], esto es:

$$\Delta u(k) = F(e(k), \Delta e(k))$$

donde las entradas y salidas del CLB son las variables de los antecedentes y consecuentes de las reglas contenidas en la base de conocimiento. La acción de control que debe aplicarse a la planta se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$$

La función anterior es similar a la ecuación que describe a un controlador Proporcional-Integral convencional, donde la salida del controlador es la derivada de la acción de control y está en función del error y de la derivada del error [36]:

$$\frac{d}{dt}u(t) = K_{pc} \frac{d}{dt}e(t) + K_{ic}e(t)$$

ecuación diferencial general para el caso continuo

$$\Delta u(k) = K_{pd}e(k) + K_{id}e(k)$$

ecuación en diferencias general para el caso discreto

K_{Pc} y K_{Ic} son los parámetros del controlador PI continuo y, K_{Pd} y K_{Id} son los parámetros del controlador PI discreto. La diferencia principal entre un controlador PI convencional y el CLB-PI es que para el caso convencional el mapeo entre el cambio en la acción de control con el error y el cambio en el error es lineal, mientras que para el caso borroso el mapeo mencionado puede ser lineal o no lineal [36].

Por otro lado, en un CLB tipo PD el mapeo no se establece entre el cambio de la acción de control $\Delta u(k)$, sino la relación se establece entre la misma acción de control $u(k)$ con el error $e(k)$ y el cambio en el error $\Delta e(k)$, se tiene entonces que la ley de control se expresa como [36,37]:

$$u(k) = F(e(k), \Delta e(k))$$

Las reglas de un CLB tipo PD tienen como antecedentes al error $e(k)$ y al cambio en el error $\Delta e(k)$ y como consecuentes a la acción de control $u(k)$. Este mapeo es similar al que establece un controlador Proporcional-Derivativo convencional [36]:

$$u(t) = K_{Pc}e(t) + K_{Dc} \frac{d}{dt}e(t)$$

ecuación diferencial general para el caso continuo

$$u(k) = K_{Pd}e(k) + K_{Dd}\Delta e(k)$$

ecuación en diferencias general para el caso discreto

donde K_{Pc} y K_{Dc} son los parámetros del controlador PD continuo y, K_{Pd} y K_{Dd} son los parámetros del controlador PD discreto. Un CLB tipo PI y un CLB tipo PD trabajan formalmente igual, la única diferencia es la variable de salida (el consecuente de las reglas borrosas) [36].

El CLB tipo PD puede ser extendido a un CLB tipo PID, considerando la suma de errores como una variable adicional de entrada. La ley de control se convierte entonces en un mapeo de la siguiente forma [36]:

$$u(k) = F(e(k), \Sigma e(k), \Delta e(k)) \text{ donde } \Sigma e(k) = \sum_{l=0}^k e(l-1).$$

Este mapeo es similar al que establece un controlador PID convencional:

$$u(t) = K_{Pc}e(t) + K_{Ic} \int e(t)dt + K_{Dc} \frac{d}{dt}e(t)$$

ecuación diferencial general para el caso continuo

$$u(k) = k_{Pd}e(k) + k_{Id} \sum_k e(k) + k_{Dd} \Delta e(k)$$

ecuación en diferencias general para el caso discreto

donde K_{Pc} , K_{Dc} y K_{Ic} son los parámetros del controlador PID continuo y, K_{Pd} , K_{Dd} y K_{Id} son los parámetros del controlador PID discreto.

Las entradas y salidas de un CLB de estos tipos (PD, PI, PID) son precisamente las variables de los antecedentes y consecuentes de las reglas contenidas en la base de conocimiento. Sin embargo, en algunos casos estas variables corresponden a las variables de estado de la planta a controlar [36].

El universo de discurso de las variables de entrada y de salida se define de acuerdo a los intervalos de operación de cada variable respectivamente, esto puede ser directamente o, bien mediante una transformación que puede ser una función o una normalización. Por ejemplo, para una variable de error:

$$e^*(k) = k_n e(k)$$

donde $e(k)$ es el valor real del error, $e^*(k)$ es la entrada al controlador y k_n es un factor de normalización (llamado también factor de escala) que puede ser, por ejemplo, $k_n = 1/e_{max}$.

El mecanismo de inferencia se aplicará sobre los valores obtenidos después de la transformación. De la misma manera que las entradas, la acción de control puede obtenerse normalizada y se lleva a su universo de discurso real mediante un factor de escala. Por ejemplo: $u(k) = k_d u^*(k)$ donde $u(k)$ es el valor real de la salida, $u^*(k)$ es la salida del controlador y k_d es un factor de escala que puede ser, por ejemplo, el máximo valor que puede adquirir la variable de salida.

Las etiquetas de los conjuntos borrosos, como se mencionó anteriormente, se definen con palabras en lenguaje natural. Esto se hace con el objeto de volver "más entendibles" las características que pueden tener las variables y de esta forma tener una visión más sencilla de lo que puede o debe ser la base de reglas. De esta forma tendremos generalmente etiquetas como "positivo grande", "negativo pequeño", "negativo mediano", "cero", etc. [36-38].

Con base en las características mencionadas a lo largo de esta sección, se propone en la siguiente, una arquitectura para el control de motores de pasos. La implantación de las funciones de membresía, los factores de escala, la base de conocimiento, etc. se realizará tomando en cuenta las consideraciones mencionadas en el capítulo anterior.

3.2 Diseño de los controladores lógicos borrosos y método de ajuste

Como se mencionó en la sección anterior, la clasificación PD, PI y PID se establece en función del tipo de mapeo entre las entradas y salidas del controlador. Sin embargo, dentro de esta clasificación existe una amplia gama de controladores lógicos borrosos, esta nueva clasificación se establece tomando en cuenta las características de las funciones de membresía, de los operadores lógicos utilizados, del tipo de función de implicación, así como del resto de los parámetros del controlador. Dentro de esta gama de controladores, una gran cantidad son aproximadores universales de funciones no lineales, esto es, aproximan cualquier función continua real (lineal o no lineal) con una precisión arbitraria [35]. Este resultado tiene dos consecuencias: La primera, que si se utiliza un CLB fijo (no adaptivo) el control es teóricamente posible si la planta es controlable. La segunda, que todos los tipos de CLB que pertenecen a la gama de aproximadores universales son teóricamente efectivos [35]. El presente trabajo de tesis utiliza los controladores tipo Mamdani con funciones de membresía tipo *singleton* para las variables de salida [35,39] ya que pertenecen a la gama de aproximadores universales, son utilizados ampliamente y el tiempo de cómputo requerido en dichos controladores es de los más reducidos. Si una función continua puede mejorar el transitorio en la respuesta a un solo paso y eliminar el error en estado estable, entonces existe un CLB tipo Mamdani que aproxima dicha función con una precisión arbitraria. El problema práctico es establecer las funciones de membresía, la base de reglas borrosas y ajustar todos los parámetros del CLB.

En los siguientes párrafos se describe la estructura global del esquema de control borroso. Dadas las características estáticas y dinámicas de los motores de pasos híbridos, se propone la utilización de un CLB tipo PD para reducir el sobretiro y el tiempo de asentamiento, y con ello suprimir la región de resonancia [51,52]. La idea de utilizar un CLB tipo PD para mejorar el transitorio de la respuesta de posición a un solo paso, se basa en que para mejorar dicho transitorio se requieren cambios bruscos en la acción de control, lo que se da de manera natural en un controlador derivativo, ya que este tipo de controladores establece un mapeo entre la propia acción de control y las señales de entrada al controlador. Si las entradas al controlador están relacionadas a la posición y velocidad del rotor y las salidas son los voltajes que deben aplicarse al motor, es factible establecer una función no lineal con un CLB tipo PD que produzca cambios bruscos en la acción de control para producir cambios bruscos en la ubicación del punto de equilibrio y mejorar con ello la respuesta de posición a un solo paso.

Para eliminar el error en estado estable se propone la utilización de un CLB tipo PI. Dado que un controlador derivativo no corrige el error en estado estable, se requiere utilizar un CLB tipo PI para eliminar dicho error. La función de este controlador es desplazar el punto de equilibrio estable dependiendo del error en la posición y la velocidad del rotor. La

constante de integración del controlador juega un papel preponderante, una constante de integración pequeña producirá que el CLB tipo PI no tenga peso significativo en la acción de control, reduciendo a una velocidad extremadamente lenta el error en estado estable; por el contrario, una constante de integración grande puede producir desde pésimos transitorios en la respuesta de posición a un solo paso hasta oscilaciones. No existe un método para ajustar la constante de integración de un CLB tipo PI, sin embargo, para eliminar el error en estado estable en la posición del rotor es sumamente fácil establecer la constante de integración con unas cuantas simulaciones o pruebas experimentales. Este trabajo de tesis incluye una explicación de la metodología para el ajuste de este parámetro.

La acción de control que deberá aplicarse al motor será la suma aritmética (convencional) de las salidas de cada controlador. La figura 3.6 muestra un diagrama simplificado del esquema de control propuesto. Con esta combinación de controladores es posible modificar significativamente la longitud de cada paso variando exclusivamente la señal de referencia y los factores de escala correspondientes, sin alterar las funciones de membresía o la base de reglas una vez establecidas. Es importante mencionar que la longitud de cada paso puede ser modificada bajo este esquema de control, desde fracciones pequeñas de un paso, hasta pasos de mayor longitud a los pasos normales, alcanzando pasos con 1.5 veces la longitud de un paso en el esquema de una fase encendida.

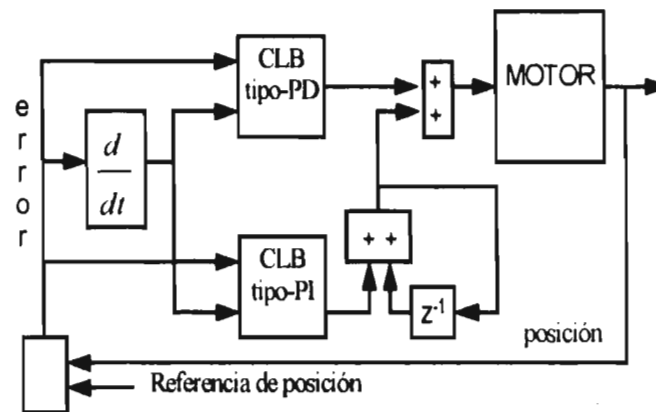


Figura 3.6. Esquema de control de la combinación de los dos CLBs.

Si se desplaza la señal de referencia a cualquier posición, el controlador PI actuará eliminando el error en estado estable, por ello se puede variar la longitud del paso desde minipasos a pasos de dimensiones grandes con sólo incrementar la señal de referencia la cantidad equivalente al incremento del paso requerido. Por lo anterior, esta combinación de controladores borrosos permite controlar la respuesta a un solo paso, la operación en modo minipaso, la respuesta a pasos de mayor dimensión a la normal y eliminar el error en estado

estable producido por un par de carga y/o por la diferencia en la longitud de cada paso y/o por los problemas de histéresis mencionados, etc.

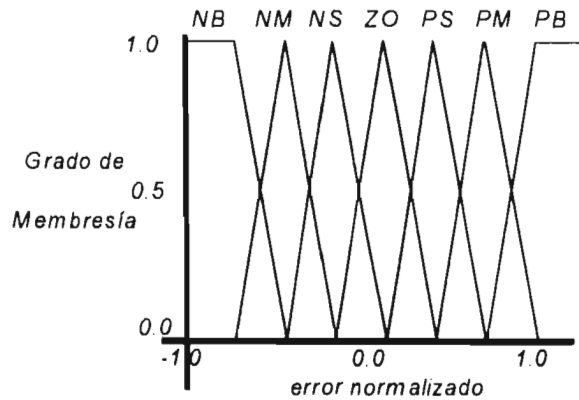
En esta aplicación el error en la posición y la velocidad del rotor son utilizados como las señales de entrada a los controladores, es decir son las variables lingüísticas de entrada, por lo tanto:

$$e(t) = (\text{referencia} - \theta)$$
$$\frac{de(t)}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

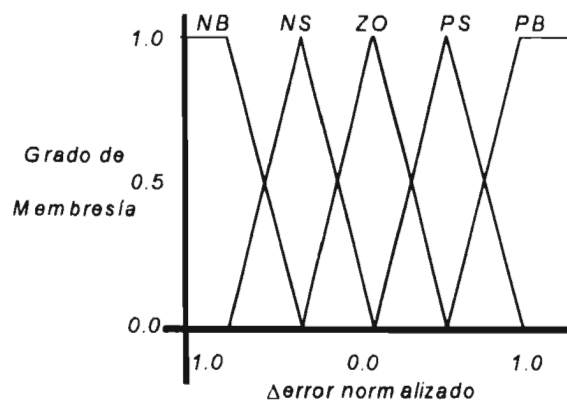
donde *referencia* indica cualquier posición en la cual deseamos que el rotor se estabilice. Las señales de salida del CLB tipo PD son los voltajes que deben aplicarse a las fases del motor y las señales de salida del CLB tipo PI son los incrementos de voltajes que deben acumularse en las variables de integración. Las señales de salida de ambos controladores son sumadas para obtener la acción de control final que debe aplicarse a los devanados del motor. La figura 3.6 muestra el esquema de control propuesto.

Una vez establecida la estructura global del controlador así como sus respectivas variables de entrada y salida, se implantaron las funciones de membresía. Estas funciones realizan un mapeo entre los valores de las variables de entrada a los CLB ($e(t)$ y $\Delta e(t)$) con cada etiqueta lingüística de entrada (negativo grande, negativo mediano, etc.). Estas funciones especifican los grados de membresía o pertenencia que corresponden a los valores de las variables de entrada en los diferentes conjuntos borrosos definidos por las etiquetas de entrada. El grado de membresía es especificado en el intervalo $[0,1]$, y el conjunto de funciones de membresía es normalizado a el intervalo $[-1,1]$ por medio de un factor de escala.

Cabe aclarar, que cada conjunto de funciones de membresía que corresponden a cada variable lingüística de entrada tiene su propio factor de escala, y si el factor de escala es modificado, el correspondiente mapeo cambia, esto es, es modificada la distribución de la función de membresía. Para ambos controladores (PD y PI), fueron utilizadas las mismas funciones de membresía triangulares simétricas para las variables lingüísticas de entrada pero con diferentes factores de escala para cada controlador (ver figura 3.7). Se utilizan funciones de membresía simétricas, debido a la simetría de la curva par/posición del rotor con respecto al punto de equilibrio estable.



(a)



(b)

Figura 3.7. Distribución de funciones de membresía.

(a) Funciones de membresía correspondientes a la variable error normalizado.

(b) Funciones de membresía correspondientes a la variable Δerror normalizado.

NB (de las siglas en inglés Negative Big), NM (Negative Medium), NS (Negative Small), ZO (Zero), PS (Positive Small), PM (Positive Medium), PB (Positive Big).

Es importante mencionar que se definieron siete etiquetas para la variable $\Delta error$ del CLB tipo PI con el objeto de facilitar el establecimiento de la base de reglas, dado que de esta forma dicha base puede ser representada por una matriz cuadrada. Cabe mencionar, que en el trabajo de tesis de licenciatura de L. Parra [49] se muestra que una forma de reducir el tiempo de levantamiento y el tiempo de asentamiento, sin aumentar el sobretiro en la respuesta de posición a un solo paso, es incrementando a siete el número de etiquetas especificadas para la variable lingüística $\Delta error$ del CLB tipo PD.

Para las variables lingüísticas de salida (v_a , v_b), se usaron las mismas funciones de membresía para ambos controladores. Este conjunto de funciones también es normalizado al intervalo $[-1, 1]$. El factor de escala es el mismo para todas las variables de salida, ya que

corresponde al máximo voltaje que debe aplicarse a los devanados del motor. La figura 3.8 muestra el tipo de funciones utilizadas. Cabe notar, que el método propuesto por Mamdani también puede utilizar funciones de membresía tipo *singleton* para las variables lingüísticas de salida. Se utilizan funciones de membresía simétricas, debido a la simetría de la curva par/posición del rotor con respecto al eje de las abscisas.

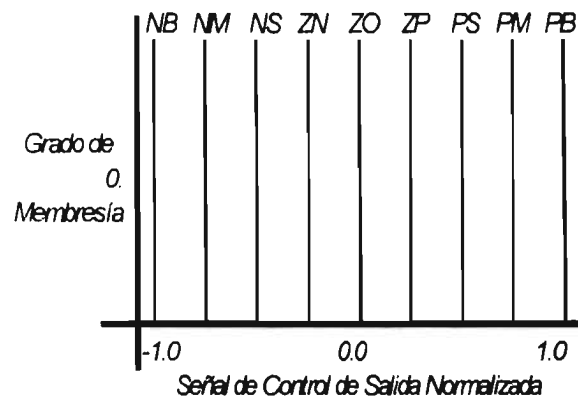


Figura 3.8. Distribución de funciones de membresía tipo singleton correspondientes a las variables de salida normalizadas v_a y v_b de ambos CLB.

NB (de las siglas en inglés *Negative Big*), *NM* (*Negative Medium*), *NS* (*Negative Small*), *ZN* (*Zero Negative*), *ZO* (*Zero*), *ZP* (*Zero Positive*), *PS* (*Positive Small*), *PM* (*Positive Medium*), *PB* (*Positive Big*).

La base de conocimiento (base de reglas) de los controladores están especificadas en las Tablas I y II. Estas reglas fueron ajustadas utilizando el conocimiento previo de la dinámica de los motores de pasos (ver el capítulo 2), principalmente las características de par/posición del rotor. Dado que una forma de reducir el sobretiro y el tiempo de asentamiento en la respuesta a un solo paso es precisamente reduciendo la velocidad del rotor cuando este se aproxima por primera vez a la posición final, se establecieron las reglas de tal forma que para posiciones lejanas a la final, la acción de control del CLB tipo PD no es significativa dejando transcurrir la respuesta casi en lazo abierto, pero al aproximarse a dicha posición la acción de control del CLB tipo PD es significativa desplazando el punto de equilibrio estable a posiciones donde el motor produce un par que se opone al movimiento del rotor. Por ejemplo, esto se traduce en reglas de la base de conocimiento de la siguiente manera:

SI *error* es NB y $\Delta error$ es ZO ENTONCES v_a es PB
 SI *error* es NB y $\Delta error$ es ZO ENTONCES v_b es ZO

SI *error* es NS y $\Delta error$ es PB ENTONCES v_a es PM
 SI *error* es NS y $\Delta error$ es PB ENTONCES v_b es NM

Una vez que el rotor está muy próximo a la posición final y con una velocidad relativamente baja, nuevamente la acción de control del CLB tipo PD no es significativa. Por ejemplo, esto se traduce en reglas de la base de conocimiento de la siguiente manera:

Si *error* es NS y Δ *error* es PS ENTONCES v_a es PB

Si *error* es NS y Δ *error* es PS ENTONCES v_b es ZO

Es importante mencionar que a mayor velocidad del rotor al aproximarse a la posición final, mayor deberá ser el desplazamiento mencionado. A menor velocidad, menor desplazamiento del punto de equilibrio estable.

Tabla I.

		Δ e r r o r				
		NB	NS	ZO	PS	PB
e r r o r	NB	PM	PM	PB	PM	PM
	NM	PM	PM	PB	PM	PM
	NS	PM	PM	PB	PB	PM
	ZO	PM	PM	PB	PM	PM
	PS	PM	PB	PB	PM	PM
	PM	PM	PM	PB	PM	PM
	PB	PM	PM	PB	PM	PM

(a)

		Δ e r r o r				
		NB	NS	ZO	PS	PB
e r r o r	NB	NM	NM	ZO	NS	NM
	NM	ZO	ZO	ZO	ZN	NM
	NS	PS	PS	ZO	ZO	NM
	ZO	PM	ZP	ZO	ZN	NM
	PS	PM	ZO	ZO	NS	NS
	PM	PM	ZP	ZO	ZO	ZO
	PB	PM	PS	ZO	PM	PM

(b)

Tabla I. Base de conocimiento del CLB tipo PD.

(a) Señal de salida v_a . (b) Señal de salida v_b .

Como se mencionó anteriormente, excitando dos fases se puede desplazar el punto de equilibrio a cualquier posición. Para desplazar hacia un lado u otro la posición original de equilibrio (para el esquema de una fase encendida), es necesario cambiar el sentido de la corriente de una de las fases (la no utilizada en el esquema de una fase encendida), esto permite utilizar una acción tipo integral de manera natural; sin embargo, la fase original solo debe decrementarse a partir del máximo valor para desplazar la posición de equilibrio hacia

un lado u otro de la posición original. Ello impide utilizar una acción integral convencional dado que la acción de control no depende del signo del error. Por ello, la acción integral sólo se aplica al devanado para el cual la señal de control está en función del signo del error. La base de reglas del CLB tipo PI desplaza el punto de equilibrio estable en sentido contrario al error en la posición. La intensidad depende en gran medida de la velocidad del rotor (Tabla II(b)), no obstante, para el devanado original puede emplearse un CLB tipo PD que siempre decremente moderadamente la acción de control. Esto permitiría un desplazamiento del punto de equilibrio más adecuado (Tabla II(a)). Por lo tanto, la acción de control de un devanado es la suma de dos CLBs tipo PD, la del otro devanado es la suma de un PI y un PD.

Tabla II.

		$\Delta \quad e \quad r \quad r \quad o \quad r$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e r r o r	NB	<i>NI</i>	<i>NI</i>	<i>NI</i>	<i>NI</i>	<i>NS</i>	<i>ZN</i>	<i>ZO</i>
	NM	<i>NI</i>	<i>NI</i>	<i>NI</i>	<i>NS</i>	<i>ZN</i>	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>
	NS	<i>NI</i>	<i>NI</i>	<i>NS</i>	<i>ZN</i>	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>	<i>NS</i>
	ZO	<i>NI</i>	<i>NS</i>	<i>ZN</i>	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>	<i>NS</i>	<i>NI</i>
	PS	<i>NS</i>	<i>ZN</i>	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>	<i>NS</i>	<i>NI</i>	<i>NI</i>
	PM	<i>ZN</i>	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>	<i>NS</i>	<i>NI</i>	<i>NI</i>	<i>NI</i>
	PB	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>	<i>NS</i>	<i>NI</i>	<i>NI</i>	<i>NI</i>	<i>NI</i>

(a)

		$\Delta \quad e \quad r \quad r \quad o \quad r$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e r r o r	NB	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PM</i>	<i>PS</i>	<i>ZP</i>	<i>ZO</i>
	NM	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PM</i>	<i>PS</i>	<i>ZP</i>	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>
	NS	<i>PB</i>	<i>PM</i>	<i>PS</i>	<i>ZP</i>	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>	<i>NS</i>
	ZO	<i>PM</i>	<i>PS</i>	<i>ZP</i>	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>	<i>NS</i>	<i>NI</i>
	PS	<i>PS</i>	<i>ZP</i>	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>	<i>NS</i>	<i>NI</i>	<i>NB</i>
	PM	<i>ZP</i>	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>	<i>NS</i>	<i>NI</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>
	PB	<i>ZO</i>	<i>ZN</i>	<i>NS</i>	<i>NI</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>

(b)

Tabla II. Base de conocimiento del CLB que elimina el error en estado estable.
(a) Señal de salida tipo PD v_a . (b) Señal de Salida tipo PI v_b .

Se utilizó el método de inferencia del flujo del valor verdadero (TVFI, de las siglas en inglés *Truth Value Flow Inference Method*), el cual es un modelo simplificado para inferencia borrosa. Con este método, el consecuente de las reglas es asociado a un *singleton* en vez que a funciones de membresía triangulares o de otro tipo, esto simplifica el proceso de defusificación porque sólo es necesario un promedio pesado en la defusificación.

Dado que el CLB tipo PD es utilizado para mejorar el transitorio de la respuesta de posición a un solo paso, el factor de escala correspondiente a la variable lingüística, *error* de posición, se fijó exactamente igual a la longitud de un paso convencional. Por otro lado, el correspondiente a la variable lingüística, $\Delta error$, se ajustó a partir de la máxima velocidad que alcanza el rotor en la respuesta a un solo paso en lazo abierto. A partir de este valor y ya en lazo cerrado con el CLB, se reduce el factor de escala de manera sucesiva y repetida al culminar la respuesta a cada paso hasta alcanzar la mejor respuesta. Es importante mencionar, que si el tiempo de levantamiento de la respuesta en lazo cerrado es demasiado grande comparado con el tiempo de levantamiento de la respuesta en malla abierta, es necesario aumentar el factor de escala correspondiente a la variable $\Delta error$. El incremento en el tiempo de levantamiento se presenta porque el rotor es frenado por el controlador cuando se alcanza una velocidad próxima a la máxima, la máxima velocidad está especificada por el factor de escala correspondiente a la variable $\Delta error$, si este factor es pequeño, el rotor será frenado al alcanzar esta pequeña velocidad, provocando que el tiempo de levantamiento sea significativamente mayor al de la respuesta en lazo abierto. Si se incrementa el factor mencionado, el rotor podrá alcanzar una mayor velocidad, reduciendo con esto el tiempo de levantamiento.

Con unas cuantas (menos de 15) pruebas experimentales de la respuesta a un solo paso, o con unas cuantas simulaciones computacionales equivalentes a las pruebas experimentales, se puede obtener el factor de escala para la variable $\Delta error$ del CLB tipo PD. Este controlador con sólo ajustar los factores de escala, mejora significativamente el transitorio de la respuesta a un solo paso de una amplia gama de motores de pasos. Esta gama incluye desde motores con dimensiones de longitud de paso diferentes como motores con distintas capacidades de producción de par mecánico. De manera resumida podemos decir, que el factor de escala correspondiente a la variable $\Delta error$ debe reducirse mientras la respuesta a un solo paso presente sobretiro, e incrementarse cuando la respuesta no presenta sobretiro pero si tiempo de levantamiento significativo.

Dado que el CLB tipo PI es utilizado para eliminar el error en estado estable, y a que la salida de este CLB es el incremento que debe acumularse en la variable integradora, los factores de escala y la constante de integración están relacionados con la velocidad con la cual se desea modificar la acción de control para eliminar dicho error. Después de un número significativo de simulaciones se observó que empleando factores de escala pequeños para ambas variables de entrada al controlador y ajustando la constante de integración se obtienen buenos resultados. El factor de escala para la variable *error* se fijó como un décimo de la longitud de un paso normal del motor, esto con el objeto de modificar rápidamente las acciones de control aún ante pequeños errores en la posición; el factor de escala para la variable $\Delta error$ se fijó como un cuarto del factor utilizado para la misma variable del controlador derivativo, esto con el objeto de modificar rápidamente las acciones de control ante pequeñas variaciones en la velocidad del rotor. Cabe aclarar, que no son tan significativos estos factores de escala dado que se pueden compensar con la constante de

integración, es decir, incrementando la constante de integración se pueden modificar rápidamente las acciones de control ante pequeños errores en la posición y velocidad.

A continuación se describe la metodología empleada para ajustar esta constante de integración: se realizan varias pruebas experimentales o simulaciones en lazo cerrado con el esquema de control completo propuesto (ver figura 3.6), se parte con una constante de integración muy pequeña para el CLB tipo PI, en cada prueba de la respuesta a un solo paso se incrementa dicha constante hasta obtener una respuesta con tiempo de asentamiento y sobretiro superior a la respuesta obtenida con el controlador derivativo únicamente. Una vez alcanzada esta condición se empieza a reducir la constante de integración hasta obtener la máxima constante que permite una respuesta de posición sin sobretiro con el menor tiempo de asentamiento.

En resumen podemos decir que el ajuste de los factores de escala de ambos controladores es sencillo y rápido, primero se ajustan los del controlador derivativo y en función de ellos se fijan los del controlador integrativo; finalmente, se ajusta la constante de integración empleando el esquema de control completo. Esta metodología se utilizó para ajustar CLBs para motores con distintas capacidades de producción de par mecánico, así como de distintas longitudes de paso, obteniéndose buenos resultados en todos los casos.

3.3 Simulaciones en computadora

En esta sección se presentan una serie de simulaciones en computadora con el objeto de evaluar el funcionamiento del esquema de control propuesto, y las respectivas simulaciones en lazo abierto con el objeto de comparar ambas respuestas. A lo largo de este capítulo así como de los capítulos subsecuentes, se muestra el funcionamiento de los controladores en dos diferentes motores de pasos, con la finalidad de confirmar que el mismo controlador tiene un buen desempeño en diferentes motores con sólo cambiar los factores de escala y la constante de tiempo de integración, sin modificar la base de conocimiento o las funciones de membresía. Los parámetros del motor A son los siguientes:

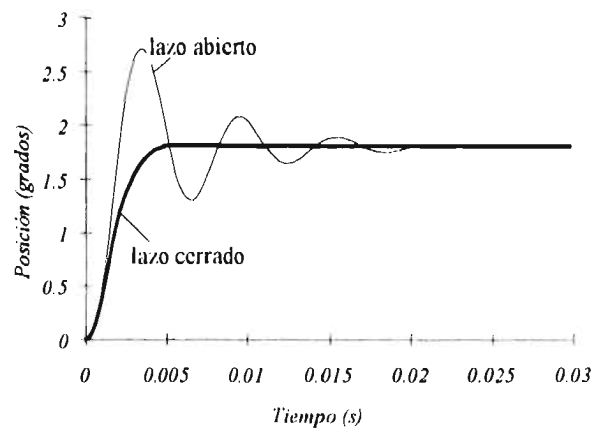
$$R = 10\Omega, L = 1.1\text{mH}, V_{max} = 9.0V, p = 50, \tau_L = 0, \\ J = 6 \cdot 10^{-6} \text{kgm}^2, B = 0.001 \text{Nm/rad/s}, K_m = 0.113 \text{Nm/A}.$$

Los parámetros del motor B corresponden a un motor de pasos con diferente longitud de paso, así como diferente capacidad de producción de par. Los parámetros del motor son los siguientes:

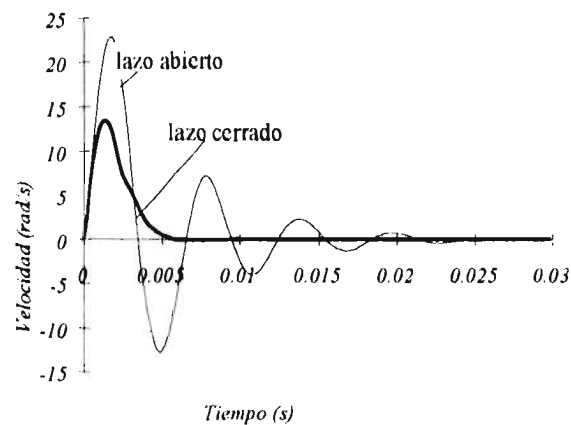
$$R = 6.4285\Omega, L = 31.3\text{mH}, V_{max} = 9.0V, p = 45, \tau_L = 0, \\ J = 5.11 \cdot 10^{-5} \text{kgm}^2, B = 0.00165 \text{Nm/rad/s}, K_m = 0.3864 \text{Nm/A}.$$

El sistema de ecuaciones diferenciales que describe la dinámica no lineal de los motores de pasos fue resuelto utilizando un método de integración numérico. Tanto la planta como el controlador fueron simulados en un sistema desarrollado en el Laboratorio de Electrónica del Centro de Instrumentos utilizando herramientas como: MATLAB, FIDE y el lenguaje de programación C [55-60]. Los simuladores son ampliamente explicados en [49,50].

En la figura 3.9 se presenta la respuesta de posición a un solo paso en lazo abierto y cerrado. Se utilizaron condiciones iniciales nulas para esta simulación. Es evidente de las gráficas que cuando se utiliza el CLB tipo PI+PD el tiempo de asentamiento se disminuyó significativamente y el sobretiro es menor al 1%.



(a)

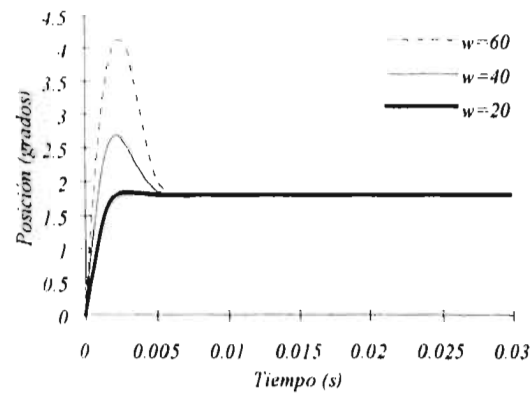


(b)

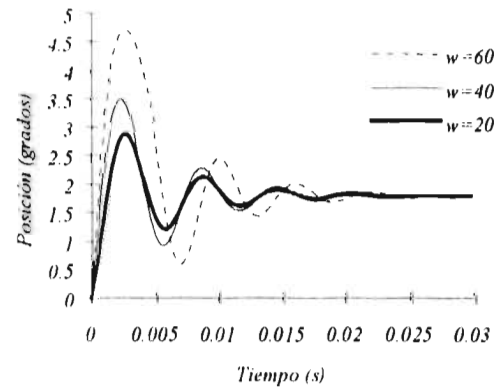
Figure 3.9 Simulaciones de la respuesta de posición a un solo paso (motor A). (a) Posición en función del tiempo en lazo cerrado (utilizando los CLB) y en lazo abierto (sin utilizar los CLB).

(b) Velocidad en función del tiempo. Condiciones iniciales: $i_a(0) = 0$, $i_b(0) = 0$, $\omega(0) = 0$, $\theta(0) = 0$.

En aplicaciones que involucren movimientos repetitivos con alta velocidad, el rotor podría arribar con cierta velocidad a el último paso, en ese instante el CLB tipo PI+PD podría ser utilizado para mejorar la respuesta de posición. Por esto es importante caracterizar la respuesta de posición a un solo paso del motor con el CLB tipo PI+PD para diferentes velocidades como condición inicial. La figura 3.10 muestra algunas simulaciones. De las gráficas puede apreciarse que el tiempo de asentamiento y el sobretiro se incrementan cuando se incrementa la velocidad inicial; no obstante, la respuesta de posición en lazo cerrado es significativamente mejor que la de lazo abierto. Cuando la velocidad inicial es demasiado grande el rotor es acarreado al siguiente punto de equilibrio estable (cuatro pasos después). Esto se debe a que el CLB tipo PI+PD no reduce suficientemente la velocidad del rotor para mantener la posición del mismo en la cuenca de atracción del primer punto de equilibrio estable. Es importante mencionar, que en lazo abierto se requiere una menor velocidad inicial que en lazo cerrado, para que el rotor sea acarreado al siguiente punto de equilibrio estable.



(a)



(b)

Figura 3.10 Simulaciones de la respuesta de posición a un solo paso para diferentes velocidades como condición inicial $[\omega(0)]$ (motor A). (a) Lazo cerrado variando $\omega(0)$. (b) Lazo abierto.

Condiciones iniciales: $i_a(0)=0$, $i_b(0)=0$, $\theta(0)=0$.

En la mayoría de las aplicaciones el motor tiene que mover cargas inerciales mayores a la inercia del rotor. Cuando la inercia de carga se incrementa el amortiguamiento empeora y con esto se amplifican los problemas de resonancia. La figura 3.11 muestra que la operación empeora tanto en el esquema de lazo cerrado como en el de lazo abierto, con incrementos en la inercia del rotor. No obstante puede observarse que el motor con el CLB tipo PI+PD, presenta tiempos de asentamiento significativamente menores que los de lazo abierto.

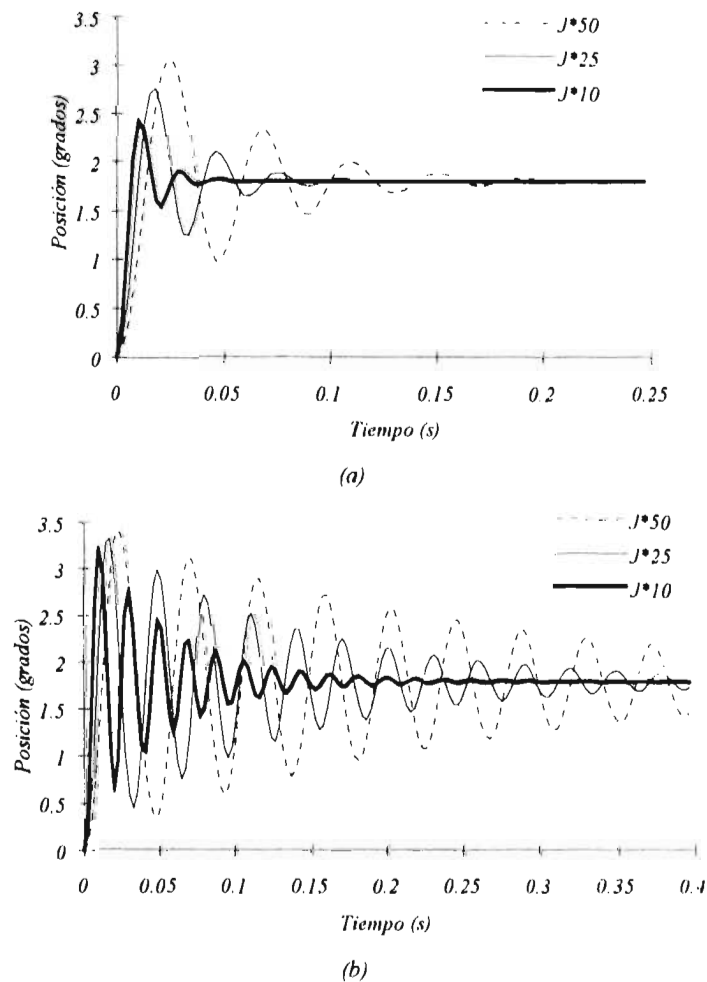


Figura 3.11 Simulaciones de la respuesta de posición a un solo paso variando la inercia del rotor (motor A). (a) Lazo cerrado incrementando la inercia del rotor. (B) Lazo abierto. Condiciones iniciales: $i_a(0)=0$, $i_b(0)=0$, $\omega(0)=0$, $\theta(0)=0$.

La respuesta de posición a un solo paso mejora significativamente si se decreta el factor de escala correspondiente a la variable lingüística del cambio en el error ($\Delta e(t)$) cuando la inercia del rotor aumenta. La tendencia a disminuir el factor de escala para mejorar la respuesta de posición es debido al hecho que cuando la inercia del rotor se incrementa, la

velocidad máxima que alcanza el rotor en la respuesta a un solo paso disminuye. El resultado de disminuir el factor de escala correspondiente $\Delta e(t)$, es que se aplican a menores velocidades las acciones de control que frenan de una manera más drástica al rotor. La figura 3.12 muestra los resultados obtenidos.

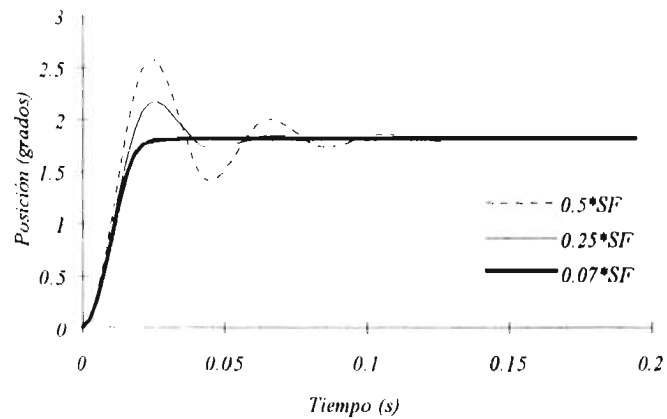
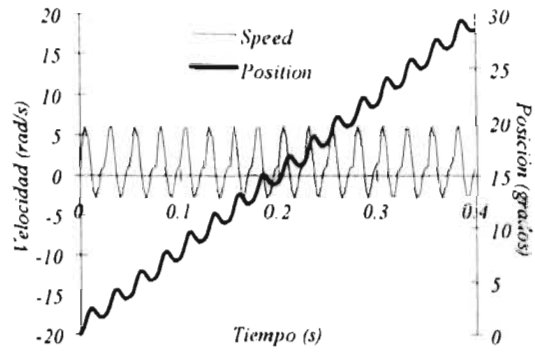
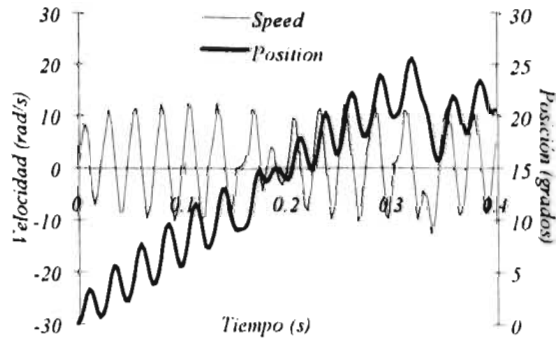


Figura 3.12 Simulaciones de la respuesta de posición a un solo paso variando el factor de escala correspondiente a la variable $\Delta e(t)$, con una carga inercial igual a 50 veces la inercia del rotor (motor A). Condiciones iniciales: $i_a(0) = 0$, $i_b(0) = 0$, $\omega(0) = 0$, $\theta(0) = 0$.

Es conocido que los motores de pasos en operación multi-pasos presentan fenómenos de resonancia a bajas velocidades de operación, especialmente cuando la inercia del rotor se incrementa (manteniéndose por supuesto el mismo coeficiente de fricción viscosa). En la figura 3.13(b) puede observarse el fenómeno de resonancia mencionado (ver la sección 2.3). Dado que el sobretiro de la respuesta de posición a cada incremento angular fue significativamente disminuido utilizando el CLB tipo PI+PD, ya no se produce la pérdida de sincronía entre las señales de excitación al motor y el movimiento angular del rotor. La figura 3.13(a) muestra la operación en modo multi-pasos del motor con el CLB tipo PI+PD. Como se mencionó previamente, la respuesta de posición puede ser mejorada a un más, modificando el mismo factor de escala cuando la inercia del rotor es grande, como lo ilustra la figura 3.14.



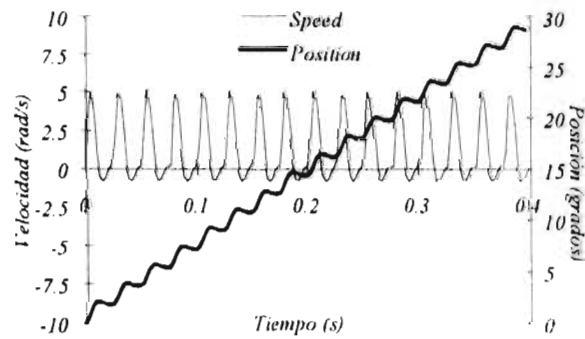
(a)



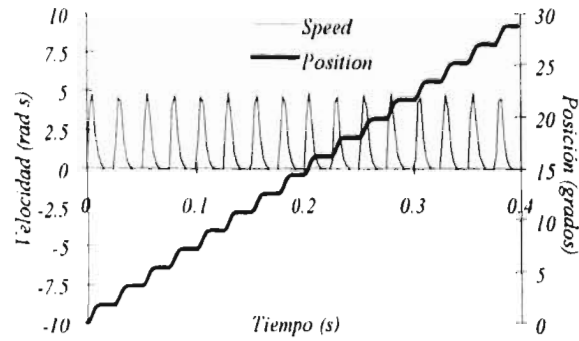
(b)

Figura 3.13. Simulaciones de la operación en modo multi-pasos en la región de resonancia de lazo abierto (motor A). (a) Posición y velocidad contra el tiempo en lazo cerrado a 43 pasos/s, con una carga inercial 10 veces la inercia del rotor. (b) Lazo abierto para la mismas condiciones de la fig. 3.13(a).

Condiciones iniciales: $i_a(0)=0$, $i_b(0)=0$, $\omega(0)=0$, $\theta(0)=0$.

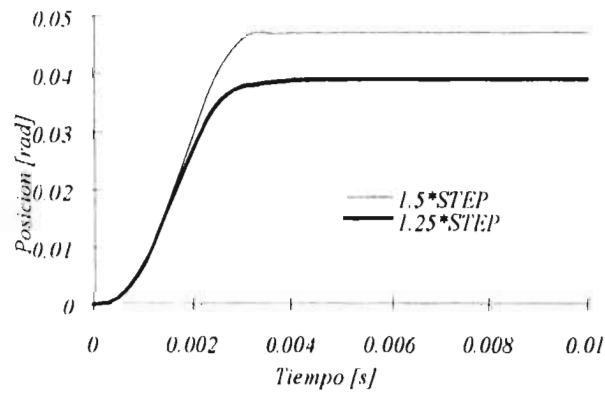


(a)

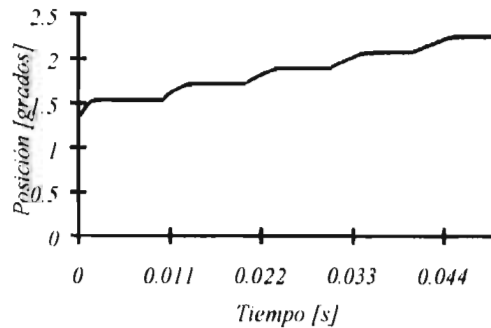


(b)

Figura 3.14 Simulaciones de la operación en modo multi-pasos en la misma región de resonancia de lazo abierto (43 pasos/s, $10 \cdot J$, motor A). (a) Lazo cerrado con un factor de escala disminuido al 50% (b) Factor de escala disminuido al 23.5%. Condiciones iniciales: $i_a(0)=0$, $i_b(0)=0$, $\omega(0)=0$, $\theta(0)=0$.



(a)



(b)

Figura 3.15 Simulaciones de la respuesta de posición a un solo paso para diferentes longitudes de paso (motor A). (a) Pasos de dimensión mayor a la normal, cond. ini.: $i_a(0)=0$, $i_b(0)=0$, $\omega(0)=0$, $\theta(0)=0$. (b) Minipasos del 10% de un paso normal, cond. ini.: $i_a(0)=1.2A$, $i_b(0)=-0.6A$, $\omega(0)=0$, $\theta(0)=1.35^\circ$.

En sistemas de posicionamiento fino que requieren movimientos repetitivos con alta velocidad es muy importante modificar la longitud del paso. La figura 3.15(a) muestra simulaciones de la respuesta de posición para longitudes de pasos mayores a la de un paso normal. Puede observarse que el transitorio de la respuesta es equivalente a la respuesta de pasos de dimensión normal, cabe aclarar que sólo la constante de tiempo de integración fue modificada para obtener estas respuestas. A mayor longitud del paso, mayor constante de integración, y por supuesto también es necesario desplazar la *señal de referencia* de entrada al controlador a la posición deseada.

La tendencia a incrementar la constante de integración se debe a que mientras mayor sea ésta, la acción integral será mayor al aproximarse a la posición final del rotor produciendo un mayor desplazamiento en el punto de equilibrio, y si además la velocidad de la flecha es pequeña por la acción del CLB tipo PD cuando se aproxima a dicha posición, el transitorio de la respuesta no presentará sobretiro y si un tiempo de levantamiento y asentamiento adecuado. El ajuste de la constante de integración es sumamente simple para cada longitud de paso diferente, sólo hay que incrementar la constante hasta alcanzar la máxima que permita una respuesta sin sobretiro. Es importante mencionar, que si se deja fija la constante de integración para distintas longitudes de pasos, el error en estado estable se eliminará de cualquier forma pero con un tiempo de levantamiento y de asentamiento mayores a los mostrados en la gráfica. Con este método, se pueden realizar desplazamientos hasta de 1.5 veces la longitud de un paso normal con buenos transitorios, sin la necesidad de combinar el movimiento de un paso normal y posteriormente un minipaso como es reportado en la mayoría de las referencias. Además, la buena respuesta en la operación en modo minipasos puede apreciarse en la figura 3.15(b).

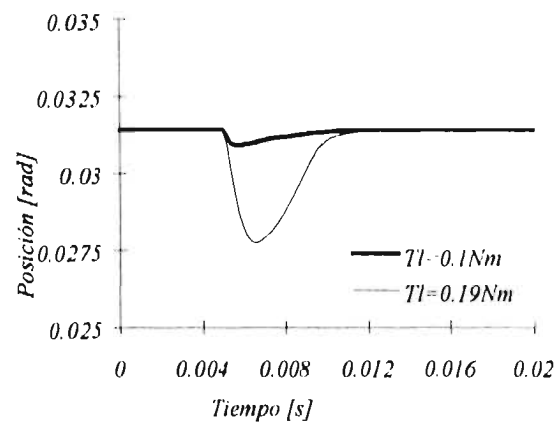


Figura 3.16 Simulaciones de la respuesta del CLB tipo PI+PD bajo una perturbación tipo escalón en el par de carga (motor B). El par es aplicado en el instante 0.005 s.

La combinación de controladores también tiene un buen desempeño ante perturbaciones tipo escalón en el par de carga. La figura 3.16 muestra el funcionamiento de los CLBs ante

perturbaciones tipo escalón en el par de carga cuando el rotor se encuentra en la posición de equilibrio. Las amplitudes de las funciones tipo escalón (el par de carga aplicado) son del orden del 73% y 140% del máximo par que produce el motor con una fase encendida. La constante de integración fue ajustada como se explicó en la sección anterior de este capítulo.

3.4 Conclusiones

En este capítulo se describió el diseño del esquema de control lógico borroso, también se mostraron simulaciones en computadora para evaluar el funcionamiento del esquema de control propuesto. Para estas simulaciones no se consideró la dinámica del transductor de posición angular. Por ello, el siguiente capítulo trata el problema que presenta la dinámica del transductor y se propone una solución a este problema.

4. Banco de Experimentos

4.1 Estructura general

En esta sección se presenta la implantación electrónica realizada con el objeto de evaluar el funcionamiento del esquema de control borroso propuesto en la planta real (motores de pasos). La arquitectura diseñada fue planteada para facilitar el ajuste de los controladores y la evaluación de los mismos, siendo estos los principales criterios para el diseño de la electrónica, es decir, la arquitectura diseñada no está pensada para un problema específico ni como una arquitectura general para múltiples aplicaciones, por ello no se recomienda el uso de esta arquitectura en aplicaciones específicas, sólo fue realizada para facilitar la evaluación y ajuste de los controladores lógicos borrosos propuestos. Esto se debe a que el controlador universal de motores de pasos todavía se encuentra en etapa de desarrollo, cuando se concluya ésta, se puede plantear una arquitectura general adecuada para los controladores. Actualmente, se cree que la arquitectura más adecuada para la implantación final es en VLSI con los diseños analógicos realizados en el Lab. de Electrónica del Centro de Instrumentos, sin embargo hasta que se termine el análisis y diseño se podrá corroborar esta propuesta.

La arquitectura propuesta para realizar las pruebas experimentales se muestra en la figura 4.1. La implantación electrónica se basa en una computadora personal (PC de las siglas en inglés *Personal Computer*), dada la facilidad para cambiar los parámetros del controlador, así como para programar la tarea a realizar por el motor [62]. Los controladores lógicos borrosos son implantados en la PC en forma de una tabla almacenada en la memoria RAM, dicha tabla es previamente calculada. La conexión con el resto de la electrónica se realiza a través de una interfaz con puertos paralelos de entrada-salida de 8 bits, para obtener información del transductor de posición angular se utiliza un puerto de entrada. La velocidad se aproxima empleando las dos últimas lecturas de posición y la base de tiempo.

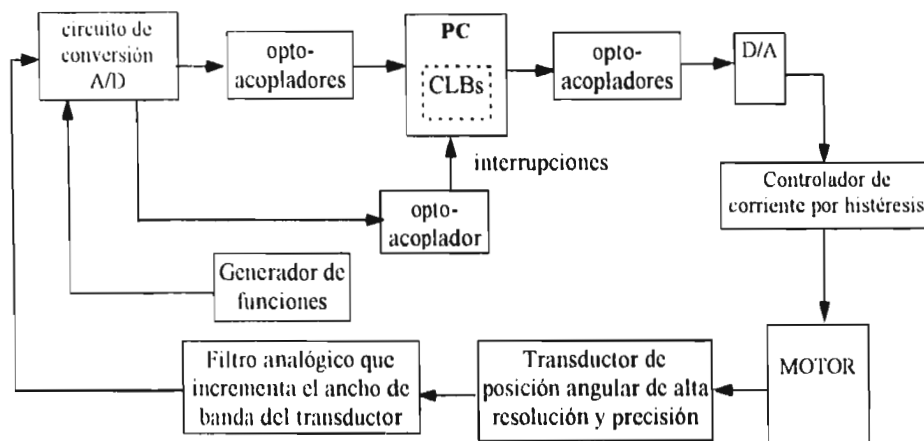


Figura 4.1 Arquitectura general para realizar las pruebas experimentales.

En cada tiempo de muestreo se lee la posición por un puerto paralelo, se calcula la velocidad, y para este par (posición, velocidad) corresponde una acción de control específica, esta acción se obtiene de la tabla almacenada en la PC previamente calculada. La tabla es previamente calculada y almacenada en la PC con el objeto de reducir el tiempo de computo durante la operación en tiempo real del sistema de control. Son utilizados dos puertos paralelos de salida para especificar la intensidad de corriente en cada uno de los devanados del motor. Durante el diseño de los controladores las acciones de control corresponden a los voltajes que deben aplicarse a los devanados del motor, dado que la constante de tiempo de carga y descarga de las corrientes en los devanados no es significativa con respecto al tiempo de respuesta a un solo paso o un solo minipaso, se decidió cambiar la variable de acción de control. La acción de control es la corriente que debe suministrarse a los devanados del motor. El único cambio en los controladores borrosos es el factor de escala de las variables de salida, en lugar de corresponder a los máximos voltajes, ahora corresponden a las máximas intensidades de corriente. La importancia de este cambio no está reflejada en esta tesis pero sí en el proyecto en general del controlador universal para motores de pasos, ya que en este se utilizará la información de variación de la inductancia con respecto a la posición. Para poder obtener esta información es necesario utilizar un esquema conmutado en la alimentación de los devanados del motor.

Utilizar el esquema de conmutación PWM (de la siglas en inglés *Pulse Width Modulation*) para alimentar los devanados, tiene el inconveniente de la variación de la amplitud del rizo en función del ciclo de trabajo, por ello se propone un controlador de corriente por histéresis, bajo este esquema la amplitud del rizo es constante; sin embargo, se requiere cambiar las variables de acción de control a las corrientes que deben suministrarse a los devanados del motor en lugar de los voltajes que deben aplicarse a los devanados del motor.

4.2 Diseño del filtro analógico que incrementa el ancho de banda del transductor de posición angular

4.2.1 Aspectos generales

Para realizar las pruebas experimentales se requiere la implantación electrónica de los controladores borrosos, además es necesario utilizar un transductor de posición angular y uno de velocidad angular. Los controladores borrosos pueden ser implantados con electrónica digital, electrónica analógica, o bajo un esquema híbrido, es decir con una combinación digital y analógica. El Laboratorio de Electrónica del Centro de Instrumentos ha venido desarrollando arquitecturas basadas en transistores de controladores borrosos con circuitos analógicos [40-42], estos circuitos son ampliamente explicados en [43]. La implantación electrónica de los controladores borrosos desarrollada en esta tesis está basada en electrónica digital, la principal razón de esta implantación se debe a que todavía se encuentra en etapa de desarrollo el controlador universal de motores de pasos, y la implantación digital permite cambiar todos los parámetros del controlador de una manera más rápida y sencilla.

Los criterios para la selección del transductor de posición angular fueron los siguientes: Utilizar un transductor con alta precisión y resolución, indispensable para poder observar los fenómenos de histéresis en el movimiento en sentido horario y anti-horario en la operación en modo minipasos, así como para observar las variaciones en la longitud de cada paso, etc. Utilizar un transductor analógico, no obstante la implantación digital de los controladores borrosos utilizada en esta tesis, ya que la prueba final del controlador universal se realizará con la arquitectura analógica desarrollada en dicho Laboratorio. Los transductores de posición angular que cubren estos requisitos presentan un ancho de banda reducido, por lo cual no pueden ser utilizados directamente en sistemas de control de lazo cerrado que involucren movimientos a frecuencias fuera del ancho de banda del transductor, ya que la señal de salida del transductor presentaría distinta amplitud y fase de la respuesta real, provocando desde pésimos transitorios en la respuesta del sistema hasta oscilaciones. Una técnica utilizada para solventar este problema es anexar otro transductor con un mayor ancho de banda, con menor resolución y precisión, y combinar las señales de ambos

transductores con técnicas de procesamiento de señales, sin embargo, esto incrementan el costo del sistema.

Ya se mencionó en el primer capítulo, que existen trabajos reportados en los que se trata de evitar utilizar transductores de posición angular en el control de estos motores en lazo cerrado. La posición angular es derivada de la fuerza contra-electromotriz o de las variaciones de la inductancia de los devanados del mismo motor. Para el caso de utilizar la fuerza contra-electromotriz se tiene el inconveniente que ésta es proporcional a la velocidad, con lo cual no puede ser utilizada para eliminar el error en estado estable de la posición del rotor o para controlar movimientos de baja velocidad. En el otro caso se tiene el inconveniente que las variaciones de la inductancia dependen de manera no lineal tanto de la posición del rotor, como de la intensidad de corriente, así como de la temperatura; además se presentan problemas de saturación (ya reportados en la literatura) y es factible que existan pequeños fenómenos de histéresis (no reportados en la literatura hasta el momento). Por estas razones no se ha empleado las variaciones de la inductancia para derivar la posición angular en sistemas de posicionamiento fino y sólo se ha utilizado para reemplazar transductores burdos de posición angular.

Para realizar las pruebas experimentales con los controladores borrosos, se propone utilizar un transductor de posición angular tipo capacitivo de muy alta resolución y precisión. Como el transductor presenta un ancho de banda reducido, se propone incluir un filtro analógico que incremente el ancho de banda del transductor, evitando así, el tener que anexar otro transductor con mayor ancho de banda. En esta sección se presenta la función de transferencia y la respuesta en frecuencia del filtro analógico propuesto para incrementar el ancho de banda del transductor, la topología del filtro y la metodología de calibración del filtro analógico basada en la curva aproximada de respuesta en frecuencia del transductor. Se presentan también simulaciones computacionales de la respuesta en frecuencia del sistema formado por el transductor con el filtro.

4.2.2 Características del transductor angular analógico de alta precisión tipo capacitivo

Se utilizó el transductor angular analógico de alta resolución y precisión tipo capacitivo modelo RT 6260B de la empresa *Automatic Systems Laboratories Inc.* (figura 4.2). Las características del transductor son las siguientes:

Intervalo de operación: 60°.
Linealidad: ± 0.012 grados (44 segundos de arco).
Repetibilidad: mejor que ± 1 segundo de arco.
Inercia del rotor: $3.0 \cdot 10^{-6}$ kgm
Torque de inicio: 0.01 Nm
Peso: 420 gramos.



Figura 4.2 Transductor angular analógico tipo capacitivo modelo RT 6260B.

Se utilizó el acondicionador de señal 3291-XA de la empresa *Automatic Systems Laboratories Inc.* (figura 4.3), ya que es el recomendado por la empresa que fabrica el transductor. Las características del acondicionador son las siguientes:

Polarización: ± 15 Volts DC @ 50 mA.

PSRR: -50dB @ 100/120 Hz.

Voltaje de salida: ± 5 Volts DC ± 1 Volt.

Linealidad: $\pm 0.01\%$ a escala completa.

Ancho de banda: 0 db hasta 10 Hz, -1 db hasta 130 Hz, -3 db hasta 150 Hz.

Corrimiento de fase: 0° hasta los 10 Hz, -126° a 130 Hz, -135° a 150 Hz.

Resolución: para 3 metros de cable .. 3 ppm FS para 10 Hz de ancho de banda.

• 10 ppm de FS para 100 Hz de ancho de banda.

Coefficiente de temperatura: 20 ppm/ $^\circ$ C máximo.

Intervalo de temperatura de trabajo: -10 hasta +50C

Temperatura de almacenamiento: -40 hasta 100C.



Figura 4.3 Acondicionador de señal modelo 3291-XA.

El fabricante garantiza que la combinación del transductor angular y el acondicionador de señal tienen una precisión de 44 segundos de arco. Si embargo, el fabricante sólo ofrece una curva aproximada de la respuesta en frecuencia del acondicionador de señal, la cual se muestra en la figura 4.4.

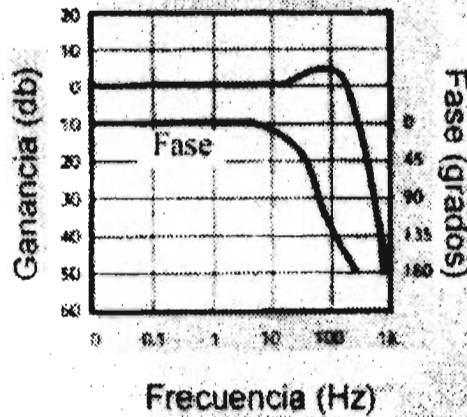


Figura 4.4 Curva aproximada de la respuesta en frecuencia del acondicionador de señal modelo 3291-XA.

El transductor analógico con el acondicionador de señal fueron calibrados en el Laboratorio de Metrología del Centro de Instrumentos. La calibración se realizó bajo condiciones estáticas y se corroboró la precisión que establece el fabricante, para ello se utilizó un auto-colimador, una mesa de senos y una serie de bloques patrón y se montó un espejo en la flecha del transductor angular. De manera muy resumida, el método de calibración consistía en generar un pequeño desplazamiento angular de la flecha del transductor, utilizando para ello tanto la mesa de senos como los bloques patrón, una vez realizado el desplazamiento se corroboraban las lecturas del acondicionador de señal electrónico del transductor con el auto-colimador. Dicho método fue propuesto por el Ing. R. Nava y por la Ing. C. Delgado miembros ambos del Laboratorio mencionado. No se obtuvo la respuesta en frecuencia del sistema por la dificultad en la obtención de la misma, ya que se requieren instrumentos que produzcan movimientos angulares repetitivos de alta resolución y precisión, dado que el Laboratorio de Metrología está especializado en caracterizaciones y calibraciones bajo condiciones estáticas no cuenta con este tipo de instrumentos. Por lo expuesto, para el diseño del filtro que incrementa el ancho de banda del transductor se utilizará la curva aproximada de respuesta en frecuencia que muestra el fabricante, la metodología de calibración de dicho filtro deberá contemplar esta consideración.

4.2.3 Filtro analógico para incrementar el ancho de banda del transductor angular

Puede apreciarse en la figura 4.4 que la respuesta en frecuencia del transductor es equivalente a la respuesta de un filtro paso bajas y se aproxima a un sistema de tercer orden. Aun cuando la frecuencia de corte del filtro se ubica en los 150 Hz (considerando como frecuencia de corte la frecuencia a la cual la ganancia ha decaído -3 dB), la ganancia a frecuencias mayores a los 20 Hz es mayor a uno, lo que ocasiona serios problemas en el

esquema de lazo cerrado, ya que la señal de salida del transductor no es igual en amplitud a la señal real de posición del rotor. Esto produce desde pésimos transitorios hasta oscilaciones en la respuesta a un solo paso del motor en lazo cerrado. Dependiendo de la magnitud de ganancia del transductor para ese intervalo de frecuencias, se presentan o un pésimo transitorio o una oscilación. Cabe aclarar que la mayoría de las aplicaciones con motores de pasos mencionadas involucran movimientos a frecuencias mayores a los 20 Hz. No solo existe el problema ocasionado por la ganancia del transductor, también existe el fuerte problema ocasionado por el corrimiento de fase. En la figura 4.4 puede observarse el retraso en la fase de la señal de salida del acondicionador, a la frecuencia de corte la fase tiene un retraso de 135° , más aún el retraso en la señal empieza a partir de los 10 Hz. También este retraso en la fase de la señal produce desde pésimos transitorios hasta fuertes oscilaciones en la respuesta a un solo paso del motor bajo un esquema de lazo cerrado. Como se mencionó previamente, una técnica utilizada para solventar este problema es anexar otro transductor con un ancho de banda mayor y combinar las señales de ambos transductores con técnicas de procesamiento de señales, sin embargo, esto incrementan el costo del sistema. Otro camino para resolver el problema es incluir la dinámica del transductor en el diseño del controlador borroso para el motor de pasos. No obstante, como la idea principal es la prueba experimental de los algoritmos de control propuestos no se siguió este camino en este trabajo de tesis, aunque ya está planteado como un trabajo a investigar en colaboración con la universidad de Stanford (Departamento de Ingeniería Eléctrica, Laboratorio de Sistemas de Información, Gregory Plett y Bernard Widrow).

La propuesta de este trabajo de tesis es diseñar un filtro que incremente el ancho de banda de la combinación, transductor angular y acondicionador de señal, empleando técnicas de compensación en frecuencia y fase para ello [44]. Esto evita el tener que anexar un transductor más al sistema y permitiría probar los controladores borrosos propuestos.

La idea de compensación en frecuencia y fase sugerida se describe a continuación. Para esta explicación y sólo por simplicidad para el lector, partiremos del hecho que la respuesta en frecuencia del transductor angular es equivalente a la respuesta de un filtro paso bajas tipo Butterworth de tercer orden. La función de transferencia de un filtro Butterworth de tercer orden es la siguiente:

$$\frac{\omega_c^3}{s^3 + 2\omega_c s^2 + 2\omega_c^2 s + \omega_c^3} \quad (4.1)$$

Con el objeto de aproximar lo más posible esta ecuación a la respuesta en frecuencia del transductor se considera la frecuencia de corte en 150 Hz, esto es, $\omega_c = 2\pi \cdot 150$. La respuesta en frecuencia del filtro Butterworth de tercer orden se muestra en la figura 4.6(a), puede apreciarse el corrimiento de fase a partir de los 10 Hz, además puede observarse la respuesta plana en la banda de paso con relación a la ganancia. La figura 4.5(a) muestra la respuesta a un solo incremento angular de un motor de pasos en lazo cerrado bajo el esquema de control borroso propuesto, considerando transductores de posición y velocidad

de alta resolución, precisión y amplio ancho de banda. La figura 4.5(b) muestra la respuesta de posición a un solo paso en lazo cerrado con el mismo controlador, pero con un transductor de posición y velocidad cuya respuesta en frecuencia es la mostrada en la figura 4.6(a). Se consideró un transductor de velocidad con la misma respuesta en frecuencia que el transductor de posición en la simulación computacional, porque en la implantación electrónica propuesta en este trabajo de tesis, la velocidad es aproximada con las dos últimas lecturas de posición, evitando así el anexar un transductor de velocidad al sistema. En la figura 4.5(b) puede apreciarse la oscilación ocasionada por el retraso de fase que produce el transductor.

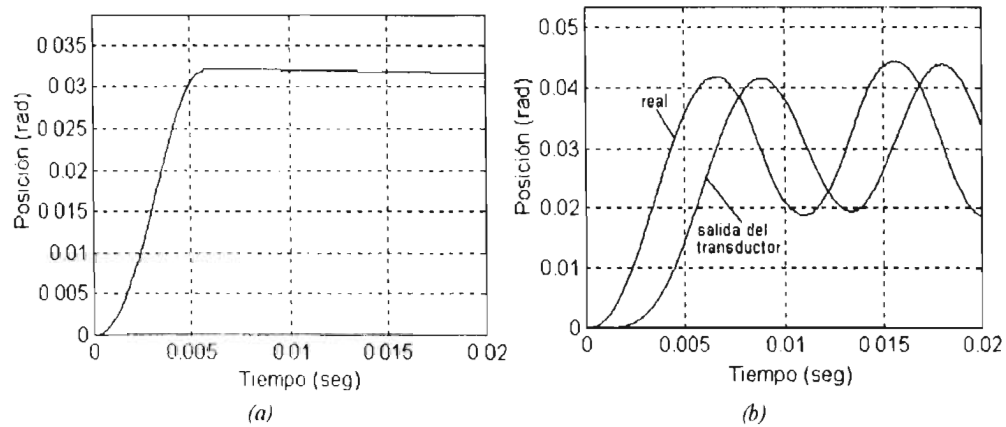


Figura 4.5 Respuesta de posición a un solo paso en lazo cerrado bajo el esquema de control borroso propuesto, con cinco veces la inercia del rotor original (motor A). (a) Transductores con amplio ancho de banda. (b) Transductores con la respuesta en frecuencia mostrada en la figura 4.6(a).

La idea es incrementar el ancho de banda del transductor y con ello eliminar el problema del retraso en la señal para los movimientos del rotor requeridos. Por lo tanto la salida del transductor angular debe alimentarse a un filtro compensador en frecuencia y fase, la respuesta en frecuencia total (filtro y transductor), deberá ser igual a la respuesta en frecuencia de un filtro paso bajas tipo Butterworth de tercer orden, pero con mayor ancho de banda. Esto es, la convolución de la función de transferencia del transductor angular con la función de transferencia del filtro, debe ser igual a la función de transferencia de un filtro paso bajas tipo Butterworth de tercer orden, por lo tanto se puede expresar lo siguiente:

$$\frac{\omega_c^3}{s^3 + 2\omega_c s^2 + 2\omega_c^2 s + \omega_c^3} * \frac{b_0 s^3 + b_1 s^2 + b_2 s + b_3}{s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} = \frac{\omega_n^3}{s^3 + 2\omega_n s^2 + 2\omega_n^2 s + \omega_n^3} \quad (4.2)$$

Transductor
Filtro compensador

donde ω_n es la nueva frecuencia de corte que se desea. Multiplicando ambos lados de la ecuación 4.2 por el denominador de la función de transferencia del transductor angular (de la ecuación 4.1) se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{\omega_c^3(b_0s^3 + b_1s^2 + b_2s + b_3)}{s^3 + a_1s^2 + a_2s + a_3} = \frac{\omega_n^3(s^3 + 2\omega_c s^2 + 2\omega_c^2 s + \omega_c^3)}{s^3 + 2\omega_n s^2 + 2\omega_n^2 s + \omega_n^3} \quad (4.3)$$

Igualando los coeficientes de los términos del mismo orden de ambos lados de la ecuación 4.3 y posteriormente despejando los coeficientes del filtro compensador se tiene que:

$$\begin{aligned} b_0 &= \frac{\omega_n^3}{\omega_c^3}, & b_1 &= \frac{2\omega_n^3}{\omega_c^2}, & b_2 &= \frac{2\omega_n^3}{\omega_c}, & b_3 &= \omega_n^3 \\ a_1 &= 2\omega_n, & a_2 &= 2\omega_n^2, & a_3 &= \omega_n^3 \end{aligned} \quad (4.4)$$

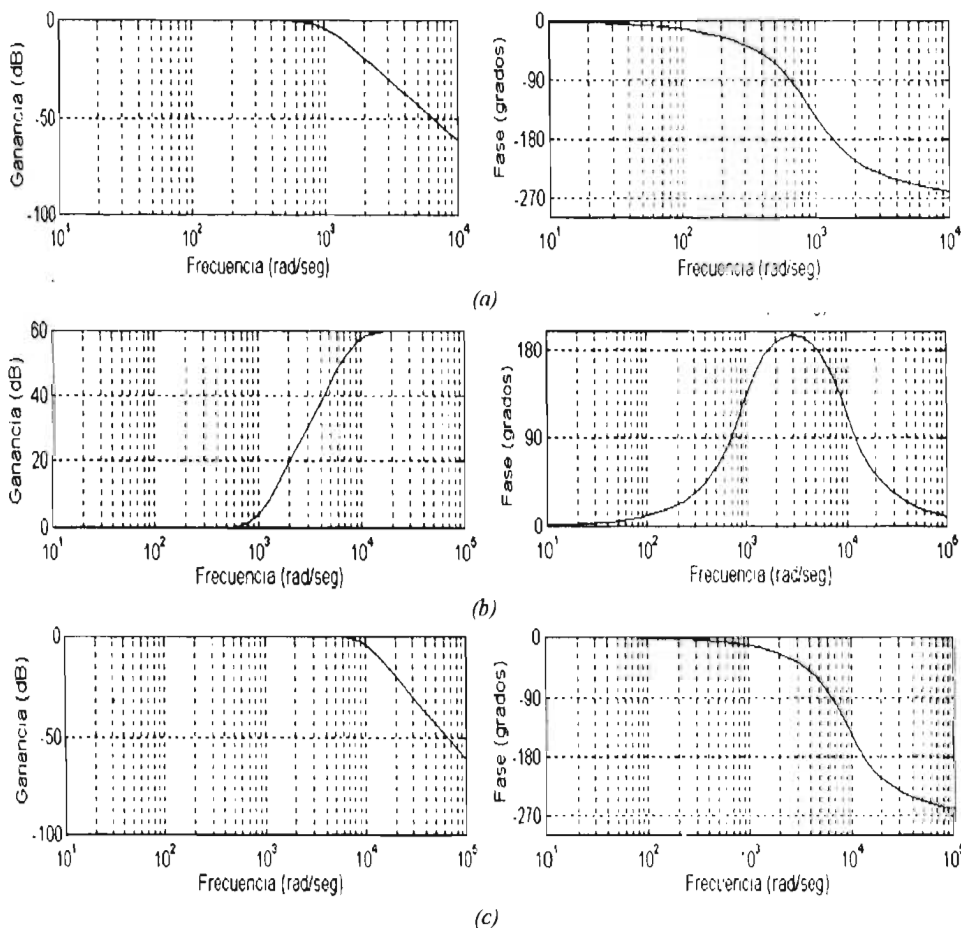


Figura 4.6 Respuesta en frecuencia. (a) del transductor (aproximación). (b) del filtro compensador que incrementa una década el ancho de banda del transductor. (c) Global, transductor y filtro compensador.

La figura 4.6(b) muestra la respuesta en frecuencia del filtro compensador que incrementa una década el ancho de banda del transductor. Cabe aclarar que teóricamente se puede

incrementar cualquier cantidad el ancho de banda, por supuesto, en la realidad esto no es posible. Como era de esperarse, la respuesta en frecuencia del filtro compensador adelanta la fase de la señal en una banda de frecuencias y amplifica la señal a partir de la frecuencia de corte del transductor. La respuesta en frecuencia global (transductor y filtro compensador) se muestra en la figura 4.6(c), y puede apreciarse el incremento en el ancho de banda y la compensación de la fase comparando las gráficas de la figura 4.6(a) con las gráficas de la figura 4.6(c).

La figura 4.7 muestra la respuesta a un solo incremento angular de un motor de pasos en lazo cerrado con el esquema de control borroso propuesto, utilizando tanto el transductor de posición angular como el filtro compensador propuesto. La función de transferencia del transductor es la expresada en la ecuación 4.1. Se consideró un transductor de velocidad con la misma función de transferencia que la del transductor de posición. Puede apreciarse que a mayor incremento del ancho de banda se obtiene una mejor respuesta de posición a un solo paso.

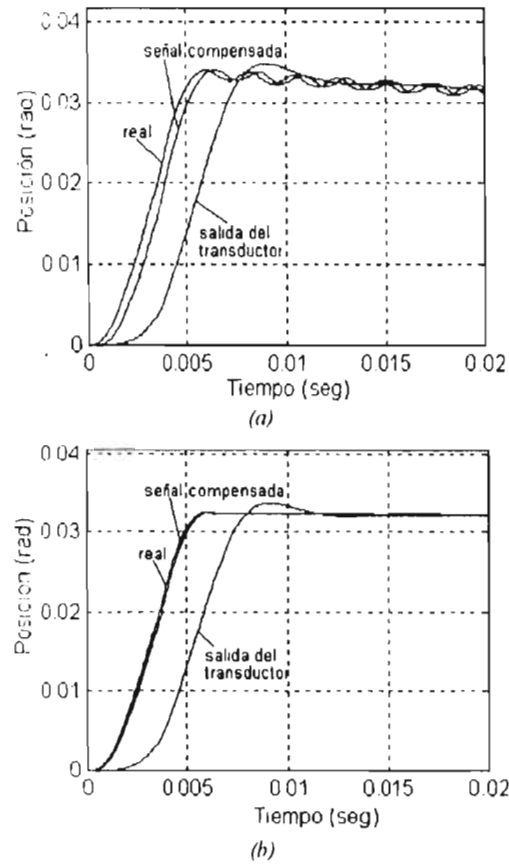


Figura 4.7 Respuesta de posición a un solo paso en lazo cerrado bajo el esquema de control borroso propuesto, con cinco veces la inercia del rotor original, empleando transductores con respuesta en frecuencia mostrada en la figura 4.6(a) y filtros compensadores. (motor A). (a) incrementa cinco veces el ancho de banda de los transductores. (b) incrementa veinte veces el ancho de banda de los transductores.

Dado que se requiere conservar la precisión del transductor angular tanto en estado estacionario como a bajas frecuencias de operación, el filtro compensador sólo debe actuar a frecuencias altas. Para facilitar esto en la implantación electrónica, es conveniente transformar la función de transferencia del filtro compensador en la suma de dos funciones de transferencia, una de ellas unitaria (para conservar todas las características del transductor), y la segunda función debe corresponder a un filtro paso altas, ya que un paso altas es un adelantador de fase y no altera las bajas frecuencias. Por lo tanto se puede establecer lo siguiente:

$$\frac{\left(\frac{\omega_n^3}{\omega_c^3}\right)s^3 + \left(\frac{2\omega_n^3}{\omega_c^2}\right)s^2 + \left(\frac{2\omega_n^3}{\omega_c}\right)s + (\omega_n^3)}{s^3 + (2\omega_n)s^2 + (2\omega_n^2)s + (\omega_n^3)} = \left[1 + \frac{(\beta_0 s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3)}{s^3 + \alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3} \right], \quad (4.5)$$

Filtro compensador *Nuevo Filtro compensador*

esto es equivalente a:

$$\frac{\left(\frac{\omega_n^3}{\omega_c^3}\right)s^3 + \left(\frac{2\omega_n^3}{\omega_c^2}\right)s^2 + \left(\frac{2\omega_n^3}{\omega_c}\right)s + (\omega_n^3)}{s^3 + (2\omega_n)s^2 + (2\omega_n^2)s + (\omega_n^3)} = \frac{s^3 + \alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3 + \beta_0 s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3}{s^3 + \alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3}, \quad (4.6)$$

si se igualan los coeficientes de los términos del mismo orden del denominador de la ecuación 4.6 se obtiene:

$$\alpha_1 = 2\omega_n, \quad \alpha_2 = 2\omega_n^2, \quad \alpha_3 = \omega_n^3 \quad (4.7)$$

substituyendo estos en la ecuación 4.6 e igualando los coeficientes de los términos del mismo orden del numerador de la ecuación 4.6 se obtiene:

$$\beta_0 = \left[\left(\frac{\omega_n}{\omega_c} \right)^3 - 1 \right], \quad \beta_1 = 2\omega_n \left[\left(\frac{\omega_n}{\omega_c} \right)^2 - 1 \right], \quad \beta_2 = 2\omega_n^2 \left[\left(\frac{\omega_n}{\omega_c} \right) - 1 \right], \quad \beta_3 = 0. \quad (4.8)$$

Por lo tanto la función de transferencia del nuevo filtro compensador es la siguiente:

$$\left[1 + \frac{\left[\left(\frac{\omega_n}{\omega_c} \right)^3 - 1 \right] s^3 + 2\omega_n \left[\left(\frac{\omega_n}{\omega_c} \right)^2 - 1 \right] s^2 + 2\omega_n^2 \left[\left(\frac{\omega_n}{\omega_c} \right) - 1 \right] s}{s^3 + 2\omega_n s^2 + 2\omega_n^2 s + \omega_n^3} \right] \quad (4.9)$$

Dado que ésta es una función de transferencia equivalente a la del filtro anterior (lado izquierdo de la ecuación 4.5), la respuesta en frecuencia de esta función de transferencia (ecuación 4.9) es exactamente igual a la respuesta en frecuencia del filtro compensador original. Sin embargo, este filtro (ecuación 4.9) consta de una función de transferencia unitaria, ideal para conservar las características del transductor a bajas frecuencia, la cual se suma a otra función de transferencia que compensa la amplitud y fase de las frecuencias mayores a la frecuencia de corte del transductor angular, por lo tanto, esta segunda función de transferencia corresponde a un filtro que atenúa fuertemente las bajas frecuencias y amplifica las frecuencias mayores a la frecuencia de corte del transductor. Es importante mencionar que, se plantea este nuevo filtro compensador exclusivamente para simplificar la implantación electrónica, ya que matemáticamente los dos filtros poseen las mismas propiedades. La figura 4.8 muestra la respuesta en frecuencia de la parte no unitaria del filtro compensador expresado en la ecuación 4.9 para una $\omega_n = 10 * \omega_c$.

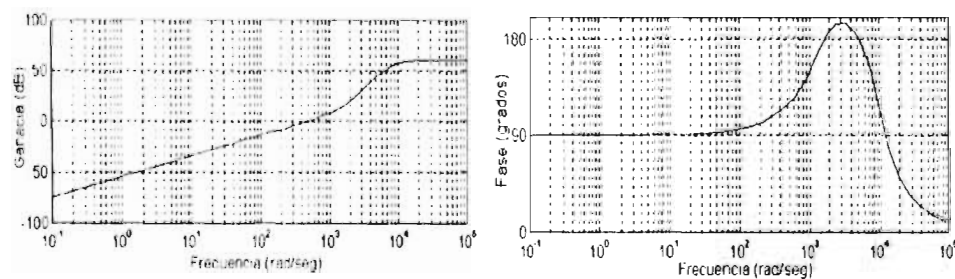


Figura 4.8 Respuesta en frecuencia del filtro compensador (parte no unitaria) para incrementar una década el ancho de banda del transductor de posición angular.

Se desconoce la respuesta en frecuencia real del transductor analógico, por los problemas mencionados. La respuesta tipo filtro Butterworth es sólo una aproximación, por esto la topología del filtro no puede ser fija a la estructura de la ecuación 4.9, y se requiere una topología muy flexible aunque no corresponda exactamente a la función de transferencia de la ecuación 4.9, ya que la respuesta en frecuencia del transductor analógico no es exactamente igual a la ecuación 4.1. Por ello se propone la topología del filtro compensador mostrada en la figura 4.9, que corresponde a la suma de una función de transferencia unitaria y de otra función de transferencia conformada con filtros paso altas de primer orden. Con ello se conservan las propiedades del transductor a bajas frecuencias y se compensa la ganancia y la fase a frecuencias mayores a la frecuencia de corte del transductor. Esta topología permite una fácil construcción con amplificadores operacionales ya que corresponde a la topología convencional de los filtros paso altas de primer orden [45,46]. Se consideran 3 filtros paso altas en cascada para alcanzar a compensar la fase de la señal de salida del transductor, ya que el transductor se aproxima a un paso bajas de tercer orden.

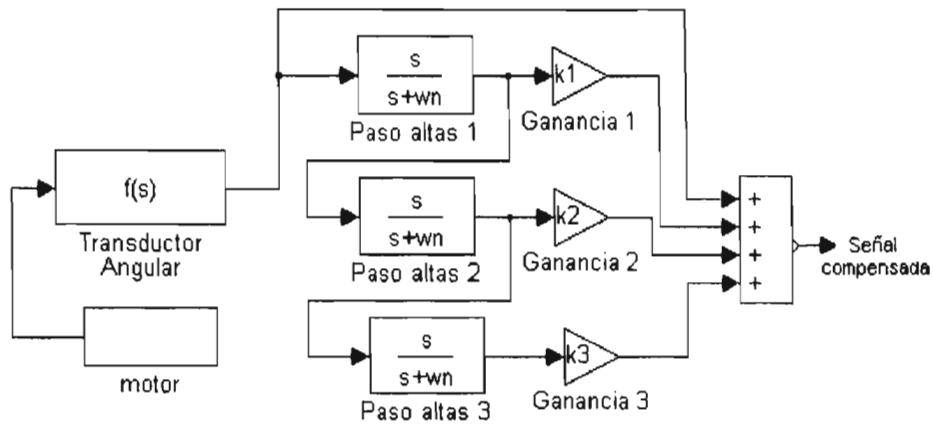


Figura 4.9 Topología del filtro compensador del transductor angular de alta resolución y precisión.

La función de transferencia de este filtro compensador es la siguiente:

$$1 + \left[\frac{(k_1 + k_1 k_2 + k_1 k_2 k_3) s^3 + (2k_1 \omega_n + k_1 k_2 \omega_n) s^2 + (k_1 \omega_n^2) s}{s^3 + (3\omega_n) s^2 + (3\omega_n^2) s + \omega_n^3} \right] \quad (4.10)$$

Igualando la ecuación 4.9 con la ecuación 4.10, e igualando los coeficientes de los términos del mismo orden del numerador y resolviendo el sistema de ecuaciones, se obtienen los coeficientes de la ecuación 4.10, estos son:

$$k_1 = 2 \left(\frac{\omega_n}{\omega_c} - 1 \right), \quad k_2 = \frac{\left(\frac{\omega_n}{\omega_c} \right)^2 - k_1 - 1}{\left(\frac{\omega_n}{\omega_c} - 1 \right)}, \quad k_3 = \frac{\left(\frac{\omega_n}{\omega_c} \right)^3 - 1 - k_1 - k_1 k_2}{k_1 k_2} \quad (4.11)$$

Puede observarse que los denominadores de las ecuaciones 4.9 y 4.10 no son exactamente iguales, tienen una pequeña variación, sin embargo la función de transferencia del transductor no es exactamente igual a la función de la ecuación 4.1 (aproximación Butterworth). La figura 4.10 muestra la respuesta en frecuencia de la parte no unitaria del filtro compensador propuesto (segundo miembro de la ecuación 4.10). Puede apreciarse la similitud de la respuesta en frecuencia de la parte no unitaria de los dos filtro compensadores en las figuras 4.8 y 4.10. La respuesta en frecuencia del filtro compensador (parte unitaria y no unitaria) se muestra en la figura 4.11 así como la respuesta en frecuencia global del sistema, es decir, la respuesta en frecuencia de la convolución del transductor (aproximación Butterworth) con el filtro compensador. De la misma forma puede apreciarse la similitud de las respuestas en frecuencias de los esquemas mostrados en las figuras 4.6 y 4.11 con el filtro derivado de la aproximación Butterworth y el filtro propuesto con una topología sumamente sencilla de implementar con electrónica analógica.

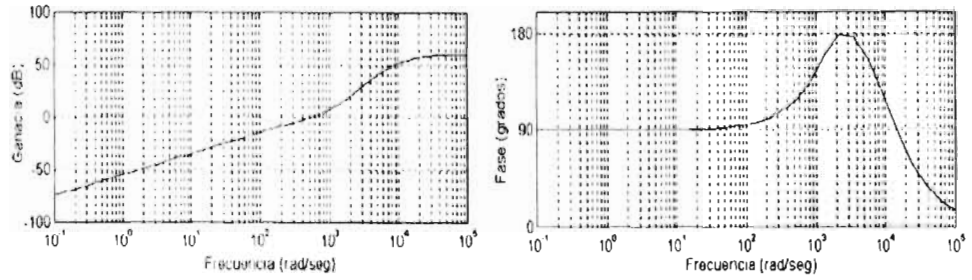


Figura 4.10 Respuesta en frecuencia del filtro compensador (parte no unitaria) con una topología flexible para incrementar una década el ancho de banda del transductor (parte no unitaria de la ecuación 4.10).

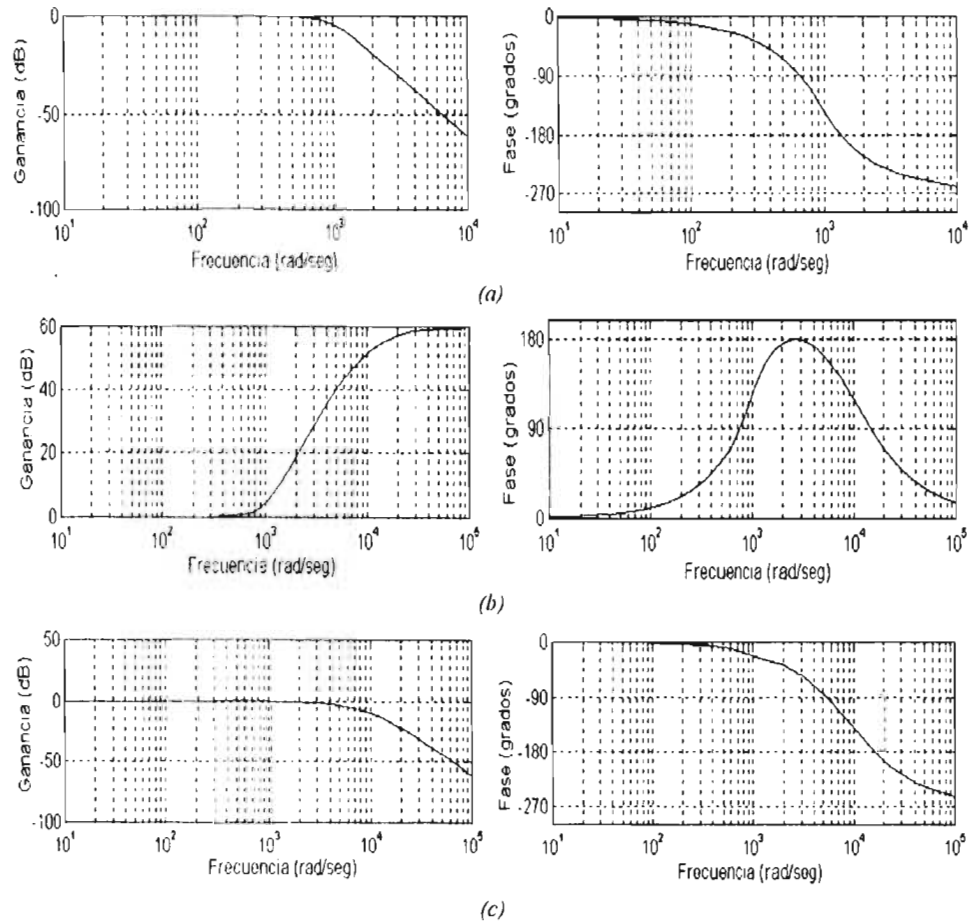
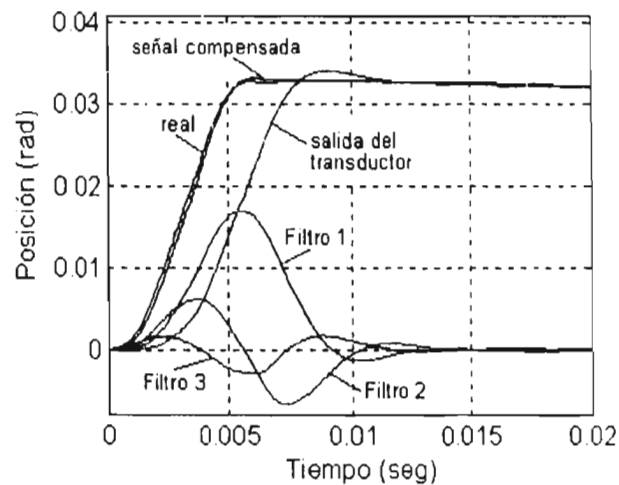
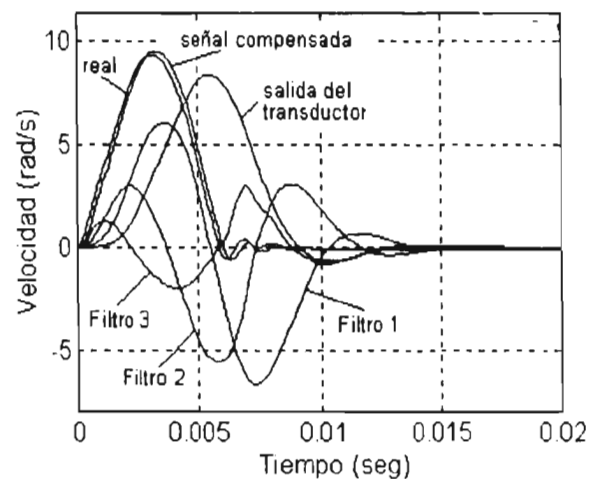


Figura 4.11 Respuesta en frecuencia. (a) del transductor (aproximación). (b) del filtro compensador que incrementa una década el ancho de banda del transductor (ecuación 4.10). (c) Global, transductor y filtro compensador.

La figura 4.12 muestra la respuesta de posición a un sólo incremento angular de un motor de pasos bajo el esquema de control borroso propuesto, empleando un transductor de posición angular con la función de transferencia expresada en la ecuación 4.1 y el filtro compensador representado por la ecuación 4.10, (el filtro incrementa 20 veces el ancho de banda del transductor).



(a)



(b)

Figura 4.12 Respuesta de posición a un solo paso en lazo cerrado bajo el esquema de control borroso propuesto, con cinco veces la inercia del rotor original, empleando transductores con respuesta en frecuencia mostrada en la figura 4.6(a) y filtros compensadores (ecuación 4.10) que incrementan 20 veces el ancho de banda del transductor. (motor A). (a) Respuesta real de posición, salida del transductor, señal compensada y la salida de todos los filtros paso altas.

(b) Velocidad contra tiempo correspondiente a la figura 4.12(a)

Puede apreciarse en la figura 4.12 que la respuesta de posición real y compensada no presenta oscilaciones ni sobretiro, la señal de salida del transductor si presenta sobretiro dado al tipo de función de transferencia propuesto (se aproxima a la respuesta a escalón del filtro paso bajas de tercer orden tipo Butterworth). También pueden apreciarse las señales de salida de cada uno de los filtros paso altas del filtro compensador de ancho de banda (ver la figura 4.9). La ganancia a la salida de cada filtro paso altas se debe a que sin éstas la señal de salida del último filtro sería muy tenue, y por lo tanto ésta no tendría un peso significativo. La figura 4.13 muestra la respuesta en frecuencia del transductor angular, del filtro compensador utilizado y de la respuesta en frecuencia global, (la convolución del transductor con el filtro compensador).

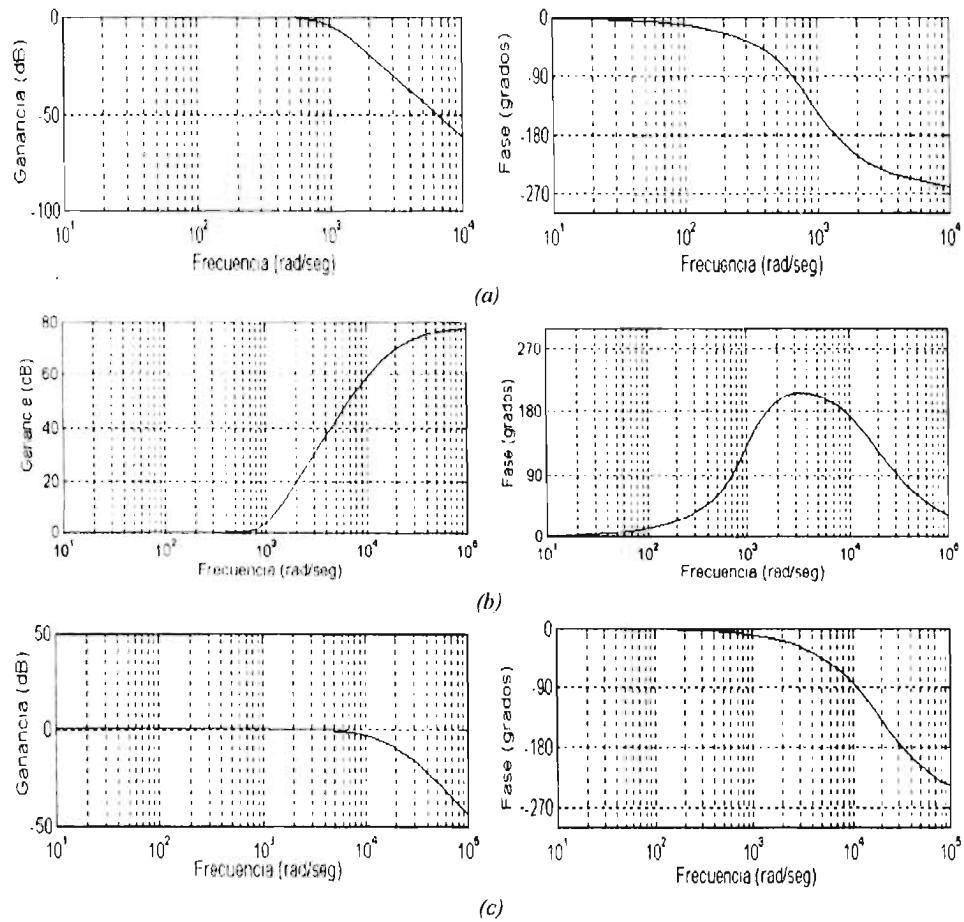


Figura 4.13 Respuesta en frecuencia. (a) del transductor (aproximación). (b) del filtro compensador que incrementa 20 veces el ancho de banda del transductor (ecuación 4.10).
(c) Global, transductor y filtro compensador.

Dado que se desconoce la respuesta en frecuencia real del transductor con el acondicionador de señal (sólo se conoce su aproximación) se requiere un método para ajustar el filtro real a

utilizar. La figura 4.14(a) muestra un ejemplo de una respuesta en frecuencia que pueda tener el transductor, puede observarse el corrimiento de fase, así como una pequeña amplificación en la región cercana a la frecuencia de corte, la cual no presenta una aproximación tipo Butterworth (obsérvese la similitud de las figuras 4.4 y 4.14(a)). El filtro puede ser ajustado para atenuar la amplificación mencionada así como para incrementar el ancho de banda del transductor. La ecuación 4.12 presenta la respuesta en frecuencia de la figura 4.14(a) para $\delta=1.5$, si este factor es igual a 2 se obtiene la aproximación Butterworth.

$$\frac{\omega_c^3}{s^3 + \delta\omega_c s^2 + \delta\omega_c^2 s + \omega_c^3} \quad (4.12)$$

Dado que la respuesta en frecuencia real del transductor no corresponde a una aproximación Butterworth, la respuesta en frecuencia global del transductor con el filtro compensador no tiene que corresponder a una aproximación Butterworth. De hecho, puede corresponder a cualquier respuesta en frecuencia siempre y cuando ésta sea adecuada para el sistema de control. Una posible respuesta en frecuencia adecuada es aquella que no altere de manera significativa ni la amplitud ni la fase dentro del ancho de banda que requiere el sistema de control. Por lo tanto podemos establecer lo siguiente entre la posible función de transferencia y la función de transferencia del filtro compensador (ecuaciones 4.12 y 4.10):

$$\frac{\omega_c^3}{s^3 + \delta\omega_c s^2 + \delta\omega_c^2 s + \omega_c^3} \left[1 + \frac{(k_1 + k_1 k_2 + k_1 k_2 k_3) s^3 + (2k_1 \omega_n + k_1 k_2 \omega_n) s^2 + (k_1 \omega_n^2) s}{s^3 + (3\omega_n) s^2 + (3\omega_n^2) s + \omega_n^3} \right] = \frac{\omega_n^3}{s^3 + 3\omega_n s^2 + 3\omega_n^2 s + \omega_n^3} \quad (4.13)$$

despejando las variables, igualando los términos del mismo orden tanto del numerador como del denominador y resolviendo el sistema de ecuaciones obtenemos:

$$k_1 = \left(\delta \frac{\omega_n}{\omega_c} \right) - 3, \quad k_2 = \frac{\delta \left(\frac{\omega_n}{\omega_c} \right)^2 - 2k_1 - 3}{k_1}, \quad k_3 = \frac{\left(\frac{\omega_n}{\omega_c} \right)^3 - 1 - k_1 - k_1 k_2}{k_1 k_2} \quad (4.14)$$

La respuesta en frecuencia del filtro compensador se muestra en la figura 4.14(b); los parámetros del filtro se calcularon con la ecuación 4.14, puede observarse en la gráfica la atenuación en la región cercana a la frecuencia de corte. La respuesta en frecuencia global se muestra en la figura 4.14(c). El método de ajuste en el sistema real donde se desconoce el parámetro δ es simple, se parte de la aproximación tipo Butterworth para calcular todos los coeficientes del filtro compensador. Se deben realizar pruebas experimentales de la respuesta a un solo incremento angular del motor de pasos bajo el esquema de control borroso establecido, no se debe mover la frecuencia del filtro compensador, y solo se deben ajustar

las ganancias a la salida de cada filtro [61]. Después de cada simulación se debe reducir el factor δ el cual se utiliza para el cálculo de k_1 , (ver la ecuación 4.14), este factor es igual a 2 para una aproximación tipo Butterworth. Después de esto se calcula el resto de las ganancias del filtro (k_2, k_3). El mejor conjunto de ganancia es el que debe prevalecer para la operación.

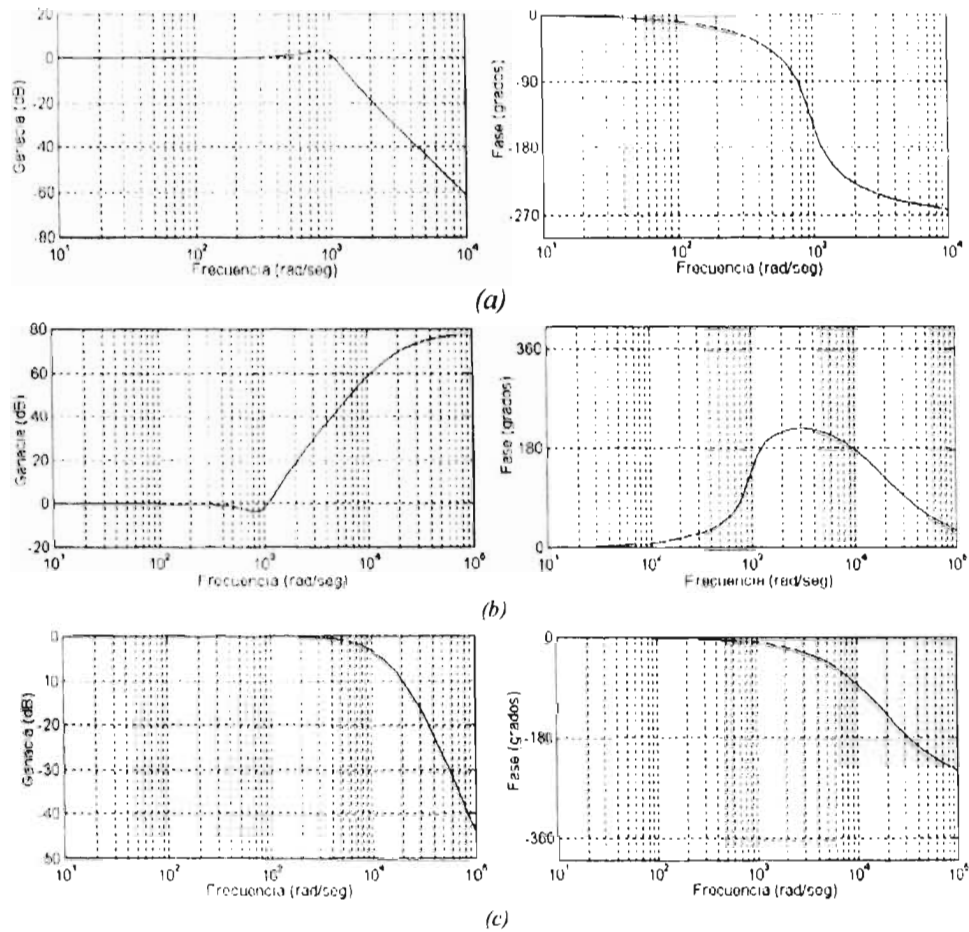
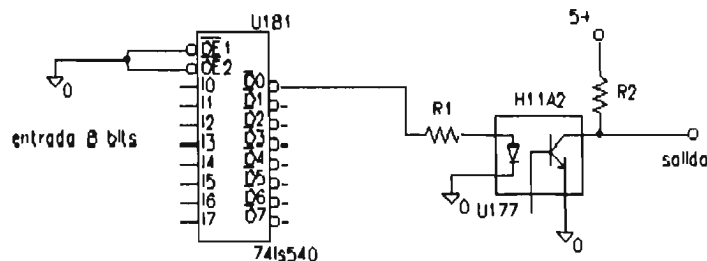


Figura 4.14 Respuesta en frecuencia. (a) del transductor (aproximación no Butterworth).
 (b) del filtro compensador que incrementa 20 veces el ancho de banda del transductor (ecuación 4.10), coeficiente igual a 1.5 para el cálculo de k_1 en la ecuación 4.14.
 (c) Global, transductor y filtro compensador.

4.3 Implantación electrónica requerida para las pruebas experimentales

Puede observarse en la figura 4.1 que se utilizan etapas de opto-acopladores para aislar a la PC del resto de la electrónica, previniendo con ello dañar la computadora, además se aísla el ruido digital que genera la PC del circuito analógico. Las etapas de conversión A/D y D/A son alimentadas con una fuente externa a la PC. Para el circuito analógico se emplea otra fuente de poder así como para la etapa de potencia. La conexión entre los circuitos de conversión y el circuito analógico se realiza a través de transformadores lineales, igualmente la conexión entre la etapa de potencia y el circuito analógico se realiza con transformadores lineales, ya que estos permiten transmitir niveles de DC y aíslan el ruido de cada etapa.

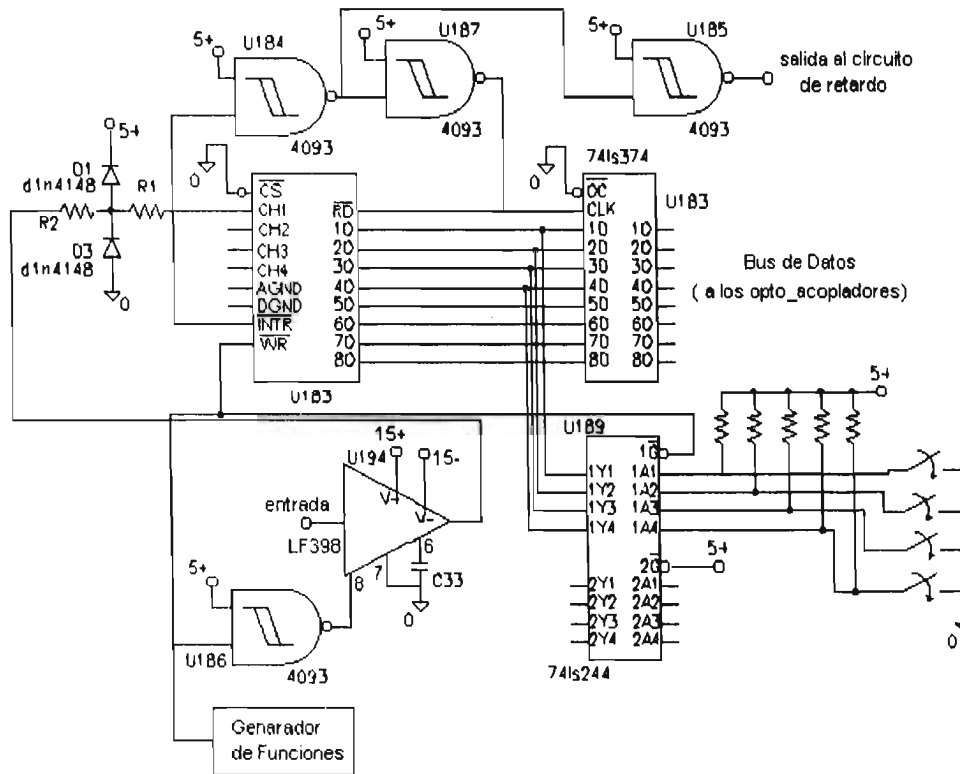
La figura 4.15 muestra el circuito opto-acoplador utilizado, aún cuando en la figura sólo se observa un solo opto-acoplador realmente se utilizó uno de estos para cada una de las líneas que comunican a la PC con el resto de los circuitos. El opto-acoplador utilizado es el H11A2 dada su velocidad de conmutación (menos de 1µs), el buffer se emplea para suministrar la corriente necesaria al opto-acoplador además de restaurar la señal de salida del puerto transmitida por un cable coaxial de 1.5 metros de largo. El circuito fue implantado como lo especifica el fabricante.



4.15 Circuito opto-acoplador

Dado que se utilizan circuitos opto-acopladores, el convertidor A/D utilizado para la lectura de posición se encuentra fuera de la PC. Se utilizó el convertidor ADC0844BCN bajo una configuración propuesta por el fabricante. Esta configuración realiza conversiones de manera autónoma (sin utilizar un microprocesador) basado en una señal de reloj externa; esta señal la suministra un generador de funciones. La frecuencia de la señal cuadrada de salida del generador corresponde a la frecuencia de muestreo; la señal de fin de conversión del circuito integrado A/D es utilizada como la señal de reloj de un circuito de registro de 8 bits (74LS374) el cual almacena la conversión. La misma señal de fin de conversión es alimentada a un circuito reloj (LM555) configurado como monoestable, la señal de salida del monoestable pasa por un opto-acoplador y después a la PC a una línea de interrupciones. La rutina de atención a la interrupción lee por el puerto paralelo la conversión, calcula la

velocidad, obtiene de la tabla almacenada las acciones de control y transmite por dos puertos paralelos las intensidades de corrientes que deben suministrarse a los devanados del motor. El circuito utilizado es el propuesto por el fabricante del convertidor. Se utiliza un circuito de muestreo y retención (LF398) a la entrada del convertidor A/D, la topología del circuito es la propuesta por el fabricante.



4.16 Circuito de conversión A/D independiente de un microprocesador.

Se utiliza el circuito de conversión de la figura 4.17 con el objeto de transformar los 8 bits del puerto paralelo de la PC en niveles de voltaje bipolar, ya que este nivel especifica la intensidad de corriente que debe suministrarse al devanado del motor. La arquitectura es la propuesta por el fabricante del circuito integrado (DAC0830) para transformar el intervalo de 8 bits de entrada en un intervalo de voltaje bipolar.

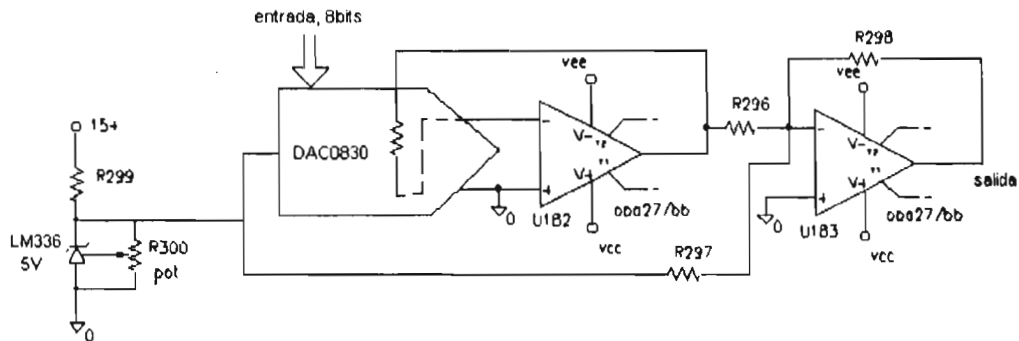


Figura 4.17 Circuito de conversión D/A

Comúnmente se utilizan reguladores conmutados para controlar la corriente en los motores por ser más eficientes ya que disipan menos energía en forma de calor que los reguladores lineales; sin embargo, los reguladores conmutados generan un rizo que no es producido en los reguladores lineales. Frecuentemente dicho rizo puede ser disminuido de manera que no afecte significativamente el funcionamiento del motor. La modulación por ancho de pulso PWM es una de las técnicas más utilizadas para controlar la corriente en los devanados del motor de pasos utilizando reguladores conmutados; sin embargo, un control por histéresis tiene la ventaja sobre un control por PWM de responder instantáneamente ante perturbaciones [47]. El circuito controlador de corriente por histéresis utilizado consta de un comparador con histéresis convencional con ajuste independiente del voltaje de histéresis y del voltaje de centrado, un par de etapas de transistores de conmutación que suministran la corriente necesaria para disminuir los tiempos de conmutación de los transistores de potencia, además se requiere de un amplificador diferenciador para sensar la corriente en el devanado del motor. La figura 4.18 muestra un diagrama de bloques del circuito controlador de corriente por histéresis.

El funcionamiento del circuito es el siguiente: Dado que se utiliza un comparador con histéresis convencional, el voltaje de referencia de entrada al comparador fija el voltaje de centrado de la histéresis y con ello el nivel de corriente que se desea controlar en el devanado del motor. La ventana de histéresis se determina por la relación entre la resistencia de retroalimentación positiva y la resistencia que se utiliza entre el voltaje de entrada y la entrada no inversora del comparador (igual que en cualquier comparador con histéresis convencional), la ventana o voltaje de histéresis es exactamente igual al rizo en la corriente del devanado. Con esto se puede controlar cualquier corriente modificando el voltaje de referencia y cualquier rizo modificando la relación entre las resistencias utilizadas. El voltaje de entrada al comparador es el que se obtiene de sensar la corriente en el devanado obteniéndose con esto un lazo cerrado (ver la figura 4.18); por lo tanto, si el voltaje de entrada (sensado) es menor al umbral inferior, la salida del comparador se encuentra en saturación positiva y con ello se produce que el transistor de potencia entren en saturación; esto provoca que la corriente en el devanado aumente hasta superar el voltaje de umbral

superior, con ello conmuta la salida del comparador provocando que el transistor de potencia conmuten a corte. En ese instante la corriente del devanado comienza a disminuir al cerrarse el lazo constituido por la fuente de alimentación, los dos diodos y el devanado (cabe aclarar que ahora la corriente circula del devanado hacia la fuente y por ello parte de la energía almacenada en el devanado durante el tiempo que permaneció en saturación el transistor de potencia retorna a la fuente). Cuando el voltaje sentido es menor al voltaje de umbral inferior, el comparador conmuta y con ello el transistor de potencia, repitiéndose el ciclo indefinidamente.

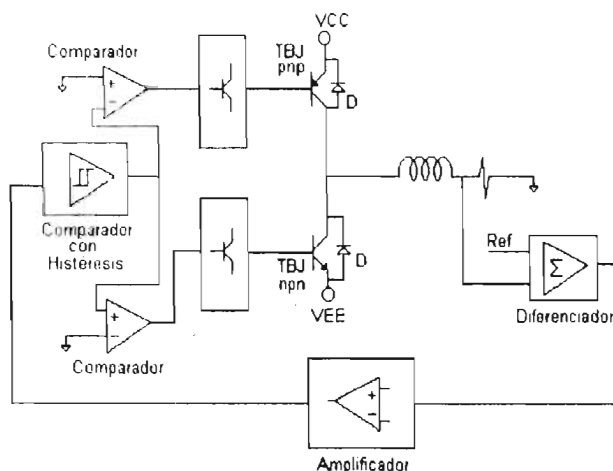


Figura 4.18. Diagrama de bloques del circuito controlador de corriente por histéresis.

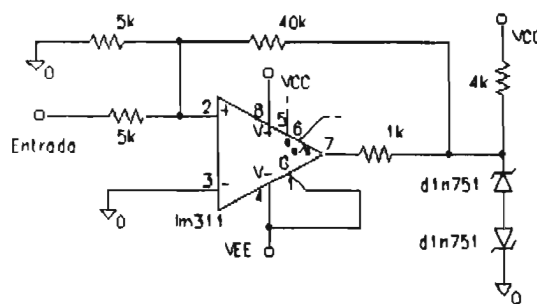


Figura 4.19. Comparador con histéresis convencional con ajuste independiente del voltaje de histéresis y el voltaje de centrado.

La entrada no inversora del operacional de la figura 4.19 se conecta a la entrada marcada como *conmuta* de la figura 4.20, esta última figura muestra el circuito requerido para suministrar la suficiente corriente a los transistores de potencia. La parte superior es utilizada para conmutar los transistores que producen un flujo de corriente en el devanado del motor en sentido positivo, del mismo modo la parte inferior conmutan los transistores

que producen un flujo de corriente en sentido negativo. Dado que cada comparador tiene su propio habilitador, siempre cuando menos se encuentra no habilitada una de las dos etapas. El habilitador se obtiene de la salida de un circuito comparador digital, una de las entradas digitales a este comparador es la palabra de uno de los puertos paralelos, la otra entrada es la palabra 80H, mayor a 80H habilita la parte superior, menor a 80H habilita la parte inferior e igual a 80H no habilita las dos partes ya que corresponde a una intensidad de corriente igual a cero en el devanado. Los transistores trabajan en la zona conocida como cuasi-saturación, con el objeto de reducir el tiempo de conmutación de los transistores.

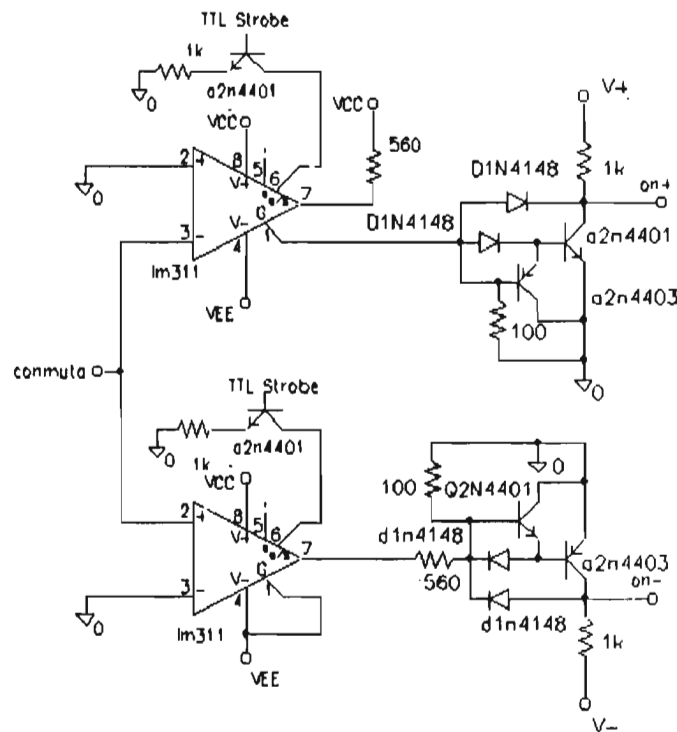


Figura 4.20 Circuito que suministra la corriente necesaria para conmutar los transistores de potencia.

Las salidas del circuito de la figura 4.20 son las entradas del circuito de potencia de la figura 4.21. Se utilizó este esquema con el objeto de no requerir operacionales con gran razón de levantamiento (*slew rate*) en el circuito de sensado de corriente. Los transistores también son operados en la región de cuasi-saturación para reducir los tiempos de conmutación y también se emplean transistores para eliminar las cargas almacenadas en la base de los transistores de potencia [48]. Esta topología convencional permite una rápida conmutación tanto en el encendido como en el apagado de los transistores de potencia. El tiempo de retardo desde la conmutación del circuito con histéresis hasta la etapa de potencia, es despreciable y no repercute en el funcionamiento de los controladores.

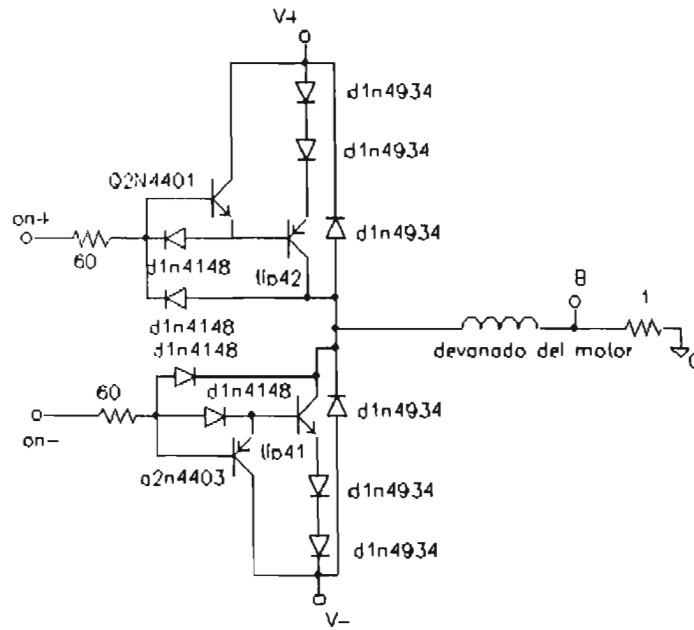


Figura 4.21 Etapa de potencia, los transistores operan en la región de corte o cuasi-saturación.

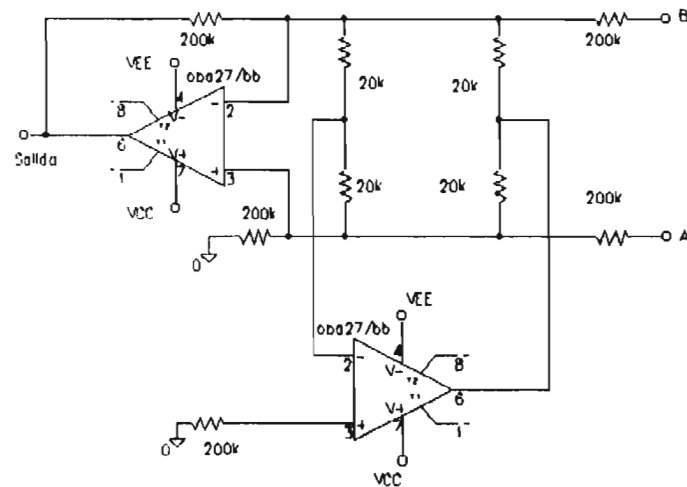


Figura 4.22 Circuito diferenciador empleado para sensar la corriente del devanado del motor.

La figura 4.22 muestra el circuito utilizado para sensar la corriente en el devanado del motor a través de una resistencia de potencia con bajo corrimiento de temperatura. Esta topología convencional permite un voltaje de entrada alto y la razón de rechazo de modo común depende de la precisión de las resistencias, por ello se utilizaron resistencias con tolerancia de 1% y se utilizaron las más cercanas. Este circuito puede ser reemplazado por un

amplificador de instrumentación; sin embargo si se modifica la etapa de potencia es más adecuada esta topología por permitir voltajes de entrada superiores a los del voltaje de polarización. Para no tener que utilizar otro circuito diferenciador, una de las entradas al circuito de la figura 4.22 corresponde al nivel de corriente que se desea suministrar al devanado, por ello la salida de este circuito es la diferencia de la corriente del devanado y la señal de referencia. Esta diferencia es alimentada a un circuito amplificador y la salida de éste es la entrada al comparador con histéresis. El rizo en la corriente queda especificado por la banda de histéresis y la ganancia del circuito de la figura 4.23. Para una ganancia unitaria el rizo queda especificado por la banda de histéresis; para una ganancia de 10 el rizo es igual a un décimo de la banda de histéresis, etc.

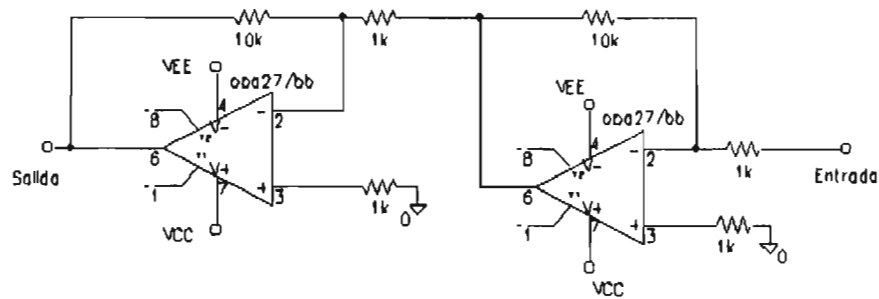


Figura 4.23 Circuito amplificador.

La figura 4.24 muestra el circuito utilizado para incrementar el ancho de banda del transductor de posición angular. Este filtro no altera ni la resolución ni la precisión del transductor y si incrementa lo suficiente el ancho de banda, compensado para ello la amplitud y fase de la señales de salida del sensor. El diseño del filtro es explicado ampliamente en la sección anterior. Se utilizaron circuitos convencionales paso altas de primer orden. Se utilizó un amplificador de instrumentación con ganancia no unitaria con el objeto de llevar de 0 a 5 Volts la señal de salida del transductor y alimentarla al convertidor A/D. Las señales de entrada a éste son la salida del transductor y la otra un voltaje de corrimiento. Es importante mencionar que en la implantación electrónica se presentaron serios problemas de ruido, dado a que el filtro compensador incrementa más de 60 dB un amplio intervalo de frecuencias. Para reducir el ruido se utilizaron capacitores de desacoplamiento en cada amplificador operacional, y se aprovechó la característica de rechazo de modo común del amplificador de instrumentación para reducir el ruido, conformando un filtro paso bajas de primer orden entre las entradas al amplificador de instrumentación, con el objeto de atenuar fuertemente un armónico presente en el sistema.

En este capítulo se describió la implantación electrónica de los controladores borrosos, el diseño e implantación del filtro analógico que acondiciona la señal del transductor, así como una descripción de la etapa de potencia utilizada. El siguiente capítulo presenta las pruebas experimentales sobre el funcionamiento de todo el sistema diseñado.

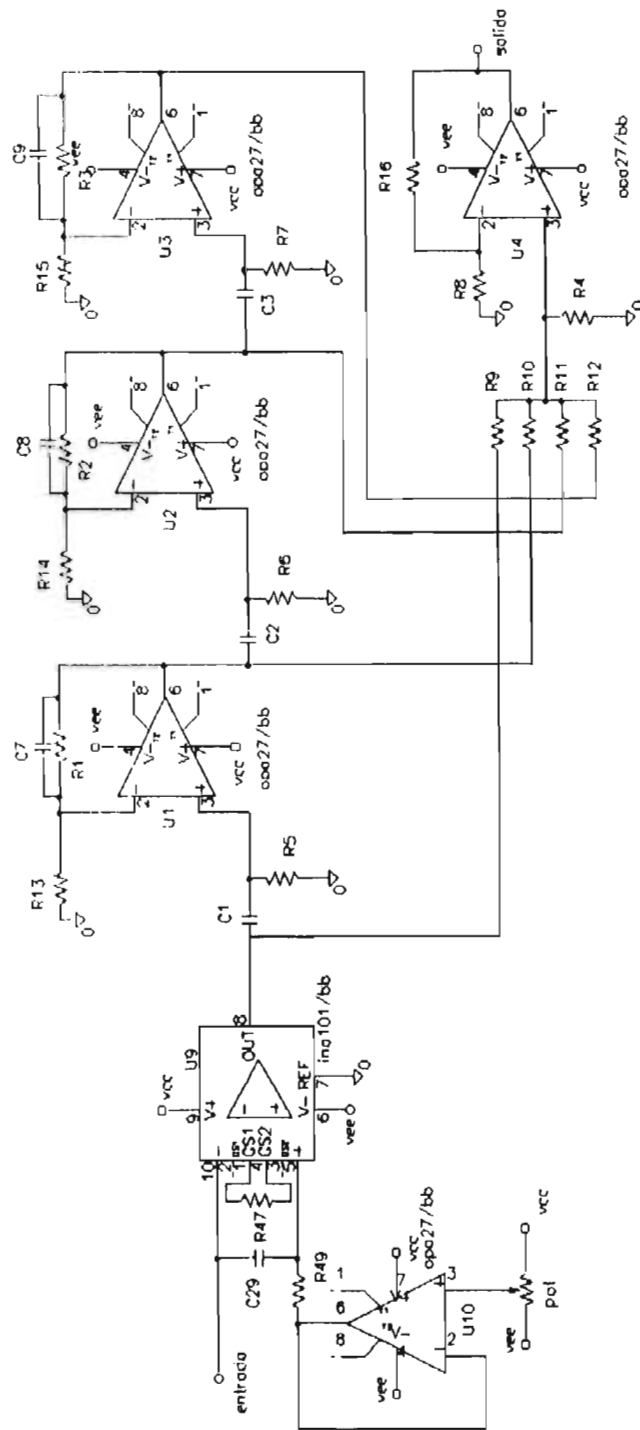


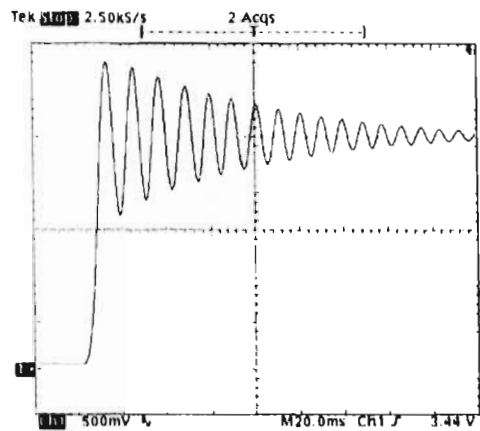
Figura 4.24

5. Pruebas Experimentales y Discusión de Resultados

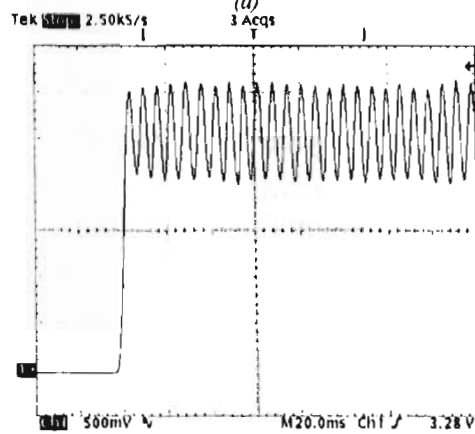
En este capítulo se presentan una serie de pruebas experimentales sobre el funcionamiento de todo el sistema diseñado. Para las pruebas experimentales se utilizó un motor de pasos con los siguientes parámetros:

$$L = 31.3\text{mH}, R=6.4285\text{Ohms}, V_{max}=9.0\text{V}, p=45, J=5.11 \cdot 10^{-5}\text{kgm}^2, \\ B=0.00165\text{Nm/rad/s}, K_m=0.3864\text{Nm/A}.$$

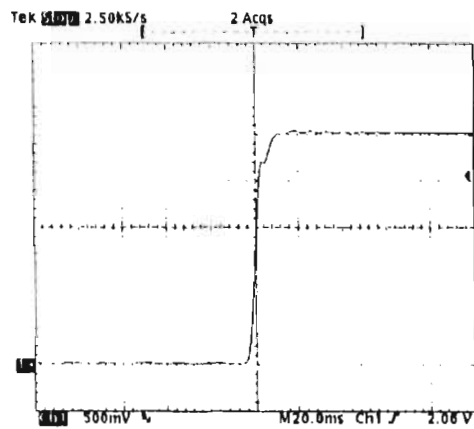
La respuesta de posición a un solo paso tanto en lazo abierto como cerrado se muestra en la figura 5.1. Puede observarse en la figura el prolongado tiempo de asentamiento y el sobretiro en la respuesta de posición en malla abierta. También se observa la oscilación producida por la respuesta en frecuencia del transductor de posición. Es evidente de las gráficas que cuando se utiliza el esquema de control borroso propuesto y el filtro que incrementa el ancho de banda del transductor, el tiempo de asentamiento es disminuido significativamente, así como el sobretiro. Es importante mencionar que se utilizaron las metodologías explicadas en los capítulos anteriores para el ajuste tanto del controlador como del filtro compensador de ancho de banda.



(a)



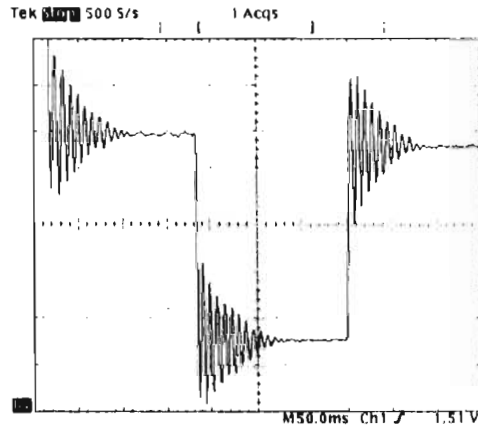
(b)



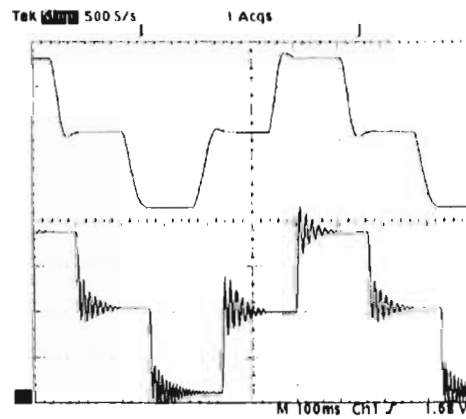
(c)

Figura 5.1 Prueba experimental de la respuesta de posición a un solo paso (motor B).
 (a) Lazo abierto. (b) Lazo cerrado utilizando los CLBs sin el filtro compensador.
 (c) Lazo cerrado utilizando los CLBs y el filtro compensador.

Este motor tiene diferente longitud de paso, así como diferente capacidad de producción de par mecánico que el empleado para las simulaciones presentadas en los capítulos anteriores, esto para mostrar que el mismo controlador puede ser empleado en una gama amplia de motores con solo variar los factores de escala y la constante de integración, sin modificar las funciones de membresía, base de reglas, etc. [53].



(a)

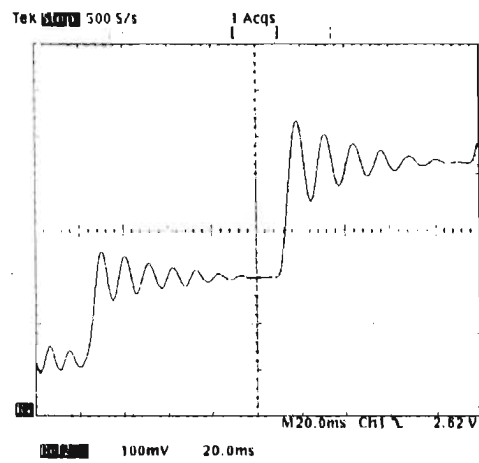


(b)

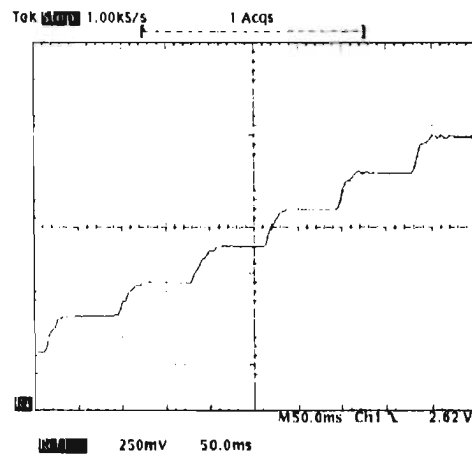
Figura 5.2 Prueba experimental de la operación en modo minipasos para minipasos del 16% de un paso normal (motor(B)). (a) fenómeno de histéresis amplificado. (b) lazo cerrado y fenómeno de histéresis no amplificado.

Los sistemas de posicionamiento fino requieren al operar en modo minipasos eliminar el fenómeno de histéresis que se presenta en el movimiento del rotor al girar en sentido horario y en sentido anti-horario en malla abierta [53]. La figura 5.2(a) muestra el fenómeno de histéresis mencionado, en la gráfica puede apreciarse un desplazamiento en la posición final de equilibrio al girar un minipaso en un sentido u otro. La figura 5.2(b) muestra como este

fenómeno es eliminado en lazo cerrado bajo el esquema de control borrosos propuesto. Tanto la figura 5.2 como la figura 5.3 muestran como en la operación en modo minipasos se reduce el sobretiro y el tiempo de asentamiento.



(a)



(b)

Figura 5.3 Prueba experimental de la operación en modo minipasos para minipasos del 8 % de un paso normal (motor B). (a) lazo abierto. (b) lazo cerrado empleando los CI.Bs y el filtro compensador.

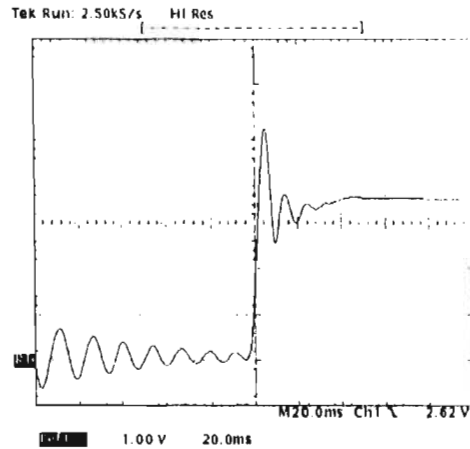


Figure 5.4 Prueba experimental de la respuesta de posición a un solo paso para un paso de mayor longitud al normal (motor B).

La figura 5.4 muestra la respuesta de posición a un solo paso para un incremento angular de mayor longitud (40% más) que un paso normal. La constante de tiempo de integración se ajustó con la metodología descrita en los capítulos anteriores. El transitorio de la respuesta presenta sobretiro y tiempo de asentamiento prolongado, sin embargo esta respuesta es mejor que la respuesta en lazo abierto. El problema se presenta porque el incremento del ancho de banda del transductor no es suficiente; para mejorar esta respuesta es necesario o incrementar aun más el ancho de banda del transductor o considerar la dinámica del transductor en el diseño de los controladores.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

6. Conclusiones y Prospectivas

Con base en los resultados obtenidos, se pueden enumerar las siguientes conclusiones:

1. Es muy importante en sistemas de posicionamiento fino el incremento en la resolución del movimiento angular del rotor; bajo el esquema de control borroso propuesto, se puede modificar la longitud de cada paso, desde minipasos (fracciones de un paso de dimensión normal) hasta pasos de mayor dimensión a la normal. No es necesario cambiar ningún parámetro de los controladores borrosos para modificar el tamaño del paso. Con esta técnica no se requiere utilizar engranes mecánicos para incrementar la resolución en el movimiento angular del rotor, evitando así los problemas causados por el "*backlash*" y, por el aumento de la inercia y de la fricción viscosa.

2. Es necesario mejorar el transitorio de la respuesta a un solo paso en aplicaciones que requieren movimientos repetitivos con alta velocidad. Cabe mencionar que el modelo matemático que describe la dinámica de los motores de pasos es no lineal. El esquema de control borroso propuesto, mejora significativamente el transitorio en la respuesta de posición tanto a un solo paso, como a un solo minipaso, así como también a un solo paso de dimensión mayor a la dimensión de un paso normal. Esta mejora consiste en una reducción considerable del sobretiro y del tiempo de asentamiento.

3. Empleando el esquema de control borroso propuesto, se elimina la región de resonancia que se presenta en la operación de los motores de pasos en modo multi-pasos bajo lazo abierto; esto debido a que el sobretiro en la respuesta de posición a un solo paso se disminuye considerablemente.
4. Es muy importante eliminar el error en estado estable en sistemas de posicionamiento fino. La inclusión de un controlador lógico borroso tipo Proporcional-Integral en el esquema de control propuesto, permite eliminar el error en estado estable y, con ello, producir incrementos de posición angular con alta precisión. Esto es, se eliminan los problemas causados por las variaciones en las distancias de los dientes del rotor, así como de los dientes del estator, por las variaciones en las curvas par/posición-del-rotor, así como por algún par de carga que se aplique al rotor.
5. El esquema de control borroso propuesto, se puede utilizar en motores de pasos con diferente longitud de paso así como diferente capacidad de producción de par mecánico. Para utilizar el controlador en diferentes motores de pasos, sólo se requieren ajustar los factores de escala de las variables lingüísticas de los controladores y, no es necesario modificar la base de reglas o las funciones de membresía. Esto se debe, a que los controladores se diseñaron basándose en el conocimiento de la dinámica de los motores de pasos y en sus propiedades geométricas.
6. El esquema de control borroso propuesto puede ser implantado con circuitos analógicos de bajo costo y, por el número de transistores requeridos es factible su implantación en un circuito integrado con técnicas de VLSI. Si el transductor de posición angular es analógico y de alta precisión, utilizar un controlador implantado analógicamente permite aprovechar de manera natural todas las ventajas del transductor de posición, lo cual es muy importante en sistemas que requieren muy alta precisión. Por otro lado, la implantación digital de los controladores puede presentar el problema de un ancho de banda reducido, sobretodo en aplicaciones que requieren movimientos repetitivos con alta velocidad, a menos que se utilicen tanto microprocesadores como componentes digitales (A/D, D/A, memorias, etc.) de alta velocidad, los cuales son muy costosos.
7. La implantación con electrónica analógica del filtro compensador para incrementar el ancho de banda del transductor de posición angular es simple y no costosa, ya que corresponde a la suma de filtros paso altas de primer orden. Cabe mencionar en primer término, que un aspecto muy importante es que sólo se requiere la respuesta en frecuencia aproximada del transductor para el diseño y ajuste del filtro, evitando así el tener que obtener la respuesta en frecuencia precisa del transductor (la cual es muy costosa). En segundo término, gracias a la inclusión del filtro compensador de amplitud y fase, sólo fue necesario utilizar un transductor de posición angular para realizar las pruebas experimentales. El filtro diseñado sólo se recomienda en aplicaciones que utilicen un

transductor de posición angular similar al descrito en esta tesis, y que requieran posicionamiento fino y/o movimientos repetitivos con velocidad moderada.

La culminación de un trabajo de este tipo, genera una serie de ideas que resultan del ejercicio del trabajo mismo. Estas ideas o prolongación del trabajo de tesis, se describen a continuación con posible beneficio de quien prosiga el desarrollo del tema aquí expuesto.

Dado que la parte más costosa del sistema es el transductor de posición angular, es importante explorar la posibilidad de implantar un transductor virtual de posición angular empleando redes neuronales artificiales. La posición puede ser derivada de las características de variación de la inductancia con respecto a la posición angular del rotor. La idea de utilizar redes neuronales artificiales, es que éstas han mostrado ser muy buenos aproximadores de señales no lineales, así como de presentar buenas características de generalización.

Aun cuando el ajuste de los controladores propuesto es simple, se torna interesante explorar la posibilidad de diseñar una arquitectura auto-ajustable. Con esto los controladores se auto-ajustarían sin requerir la calibración del operador. Existen arquitecturas borrosas auto-ajustables así como esquemas Neuro-borrosos que pueden ser explorados como una primera aproximación.

7. Referencias

- [1].- P.P. Acarnley, "*Stepping Motors: a guide to modern theory and practice*", Peter Peregrinus Ltd., 2nd Edition, London, UK, 1984.
- [2].- T. Kenjo; A. Sugawara, "*Stepping motors and their microprocessor controls. Fundamental Theory of the Dynamic Characteristics of Stepping Motors*", Oxford Science Publications, USA, 1994.
- [3].- Rahman, A.N. Poo, C.S. Chang, "Approaches to Design Of Ministepping Step Motor Controllers and their Accuracy Considerations", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-32, num. 3, p.p. 229-233, August 1985.
- [4].- Rahman, A.N. Poo, "An Application Oriented Test Procedure for Designing Microstepping Step Motor Controller", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 36, num. 4, p.p. 542-546, November 1988.
- [5]. J. Tal. "Step Motor Control for Maximum Torque", *IEEE Transactions on Automatic Control*, p.p. 224-227, April 1976.
- [6].- Hughes, P.J. Lawrenson, T.S. Davies. "Factors determining high-speed torque in hybrid motors", *Proceedings of the International Conference on Stepping Motors and Systems*, pp. 150-157, Jul 1976.

- [7].- P.P Acarnley, P. Gibbons, "Closed-loop control of stepping motors: prediction and realization of optimum switching angle", IEE PROC., vol. 129, pt. B, num. 4, p.p. 211-216, July 1982.
- [8].- Acarnley, R.J. Hill, C.W. Hooper, "Closed-loop control of stepping motors: optimization of switching angle and deceleration initiation", IEE Proceedings Part B: Electric Power, pt. B, num. 4, p.p. 365-368, 1984.
- [9].- Pulle, A. Hughes, "High-speed performance of variable-reluctance step motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 35, num. 1, p.p. 80-84, Feb. 1988.
- [10].- Kuo, G. Singh, R. Yackel, "Modeling and simulation of a stepping motor", IEEE Transactions on Automatic Control, p.p. 745-749, December 1969.
- [11].- Zribi, J. Chiasson, "Position control of a PM stepper motor by exact linearization", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 36, num. 5, p.p. 620-625, May 1991.
- [12].- D.I. Jones and J.W. Finch, "Optimal Control of a Voltage driven stepping motor", IEE proceedings, vol. 130, pt. D, num. 4, p.p. 175-182, July 1983.
- [13].- Kuo, "On Current Detection in Variable-Reluctance Step Motors". Sixth annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, p.p. 205-220, May 1977.
- [14].- Bakhuizen, "On self-synchronization of stepping motors", Proc. of Int. Conf. on stepping motors and systems, p.p. 77-83, September 1979.
- [15].- Kenjo, H. Takahashi, "Microprocessor Controlled Self-Optimization drive of a step Motor", Ninth annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, p.p. 115-124, June 1980.
- [16].- V. Hair, "Direct detection of back emf in permanent-magnet step motors", Twelfth annual Symp. on Incremental Motion Control Systems and Devices, p.p. 211-219, 1983.
- [17].- Hill, P.P. Acarnley, "Interacting stepping motor systems: closed loop control using waveform detection". Proc. IERE Conference Publication, num. 58, p.p. 43-48, 1984.
- [18].- P. Acarnley, R.J. Hill, C.W. Hooper, "Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-32, num. 3, p.p. 215-222, August 1985.
- [19].- Bass, M. Ehsani, T.J.E. Miller, "Robust torque control of switched-reluctance motors without a shaft-position sensor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-32, num. 3, p.p. 212-216, August 1986.
- [20].- S. K. Panda, G. Amaratunga, "Comparison of two techniques for closed-loop drive of VR step motors without direct rotor position sensing", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 38, num. 2, p.p. 95-101, April 1991.
- [21].- A. Fitzgerald, C. Kingsley, A. Kusko, "*Electric Machinery. The processes, Devices, and Systems of Electromechanical Energy Conversion*", McGraw-Hill, USA, 1961.
- [22].- L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets", Information and Control, vol. 8, p.p. 338-353, 1965.

- [23].- L. A. Zadeh, "Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes", IEEE Trans. Syst., Man., Cybern., vol. SMC-3, num. 1, p.p. 28-44, January 1973.
- [24].- E. H. Mamdani and S. Assilian, "An experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller", International Journal of Man-Machine Studies 7, p.p. 1-13, 1975.
- [25].- M. Braae and D. E. Rutherford, "Theoretical and Linguistic Aspects of Fuzzy Logic Controller", Automatic, vol. 15, p.p. 553-557, 1979.
- [26].- M. Braae and D. E. Rutherford, "Selection of Parameter for a Fuzzy Logic Controller", Fuzzy Sets and Systems, vol. 2, p.p. 185-199, 1979.
- [27].- W.J.M. Kickert and E. H. Mamdani, "Analysis of a Fuzzy Logic Controller", Fuzzy Sets and Systems, vol. 1, p.p. 29-44, 1978.
- [28].- W. J. M. Kickert, "Application of a fuzzy controller in a Warm Water Plant", Automatic, vol. 12, p.p. 301-308, 1976.
- [29].- P. J. King and E. H. Mamdani, "The Application of Fuzzy Control Systems to Industrial Processes", Automatic, vol. 13, p.p. 235-242, 1977.
- [30].- Bilman K. Bose, "Expert System, Fuzzy logic, and Neural Network Application in Power Electronics and Motion Control", Proc. of the IEEE, vol. 82, num. 8, August 1994.
- [31].- J. Zhou, P. Coiffet, "Fuzzy Control Robots", IEEE International Conference on fuzzy Systems, p.p. 1357-1367, 1992.
- [32].- C. Von Altrock et al, "Advanced Fuzzy Logic Control Technologies in Automotive Application", IEEE International Conference on fuzzy Systems, p.p. 835-842, 1992.
- [33].- G. A. Pereira et al, "Precision Control of Refinery Feed-Heater Temperature Using Fuzzy Algorithm", IEEE International Conference on fuzzy Systems, p.p. 859-866, 1992.
- [34].- H Takagi, "*Industrial Application of Fuzzy Logic and Intelligent Systems*", IEEE Press, USA, 1995.
- [35].- J. L. Castro, "Fuzzy Logic Controller are Universal Aproximators", IEEE Trans. Syst., Man., Cybern., vol. 25, num. 4, p.p. 629-635, April. 1995.
- [36].- R. Yager and P. Filev, "*Essentials of Fuzzy Modeling and Control*", John Wiley & Sons, USA, 1994.
- [37].- Chuen Chien Lee, "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller - Part I", IEEE Trans. on Systems, Man, and Cyber, vol. 20, num.2, p.p. 404 - 418, 1990.
- [38].- Li Zheng, Yamatake-Honeywell Co, "A practical Guide to Tune of Proportional and Integral (PI) Like Fuzzy Controllers", Proc. of IEEE Inter. Conference on Fuzzy Systems, p.p. 633-640, 1992.
- [39].- Takeshi Yamakawa, "A Fuzzy Inference Engine in Nonlinear Analog Mode and Its Application to a Fuzzy Logic Control", IEEE Trans. on Neural Networks, vol. 4, num. 3, p.p. 496-522, May 1993.
- [40].- J. Castillo, J.L. Pérez, "Design of a Fuzzy Controller Based on Analog Electronics", *Sian Ka'an* International Conference, The 2nd Joint Mexico-US Inter. Workshop on ANN. and Neurocontrol, p.p. 142-155, Playa del Carmen, Q. Roo, México. August 1997.

- [41].- J. Castillo, "Propuesta de un Circuito Defusificador", SOMI XI Congreso de Instrumentación, p.p. 12-17, Morelia, Mich., México. Octubre de 1996.
- [42].- J. Castillo, "Diseño Analógico de un Proceso de Fusificación para un Controlador Lógico Borroso", SOMI XII Congreso de Instrumentación, p.p. 114-118, San Luis Potosí, México. Octubre de 1997.
- [43].- J. Castillo, "Diseño Basado en Electrónica Analógica de las Etapas que Conforman un Controlador Borroso", Tesis de Maestría, DEPMI-UNAM, (1997).
- [44].- G.F. Franklin, J.D. Powell, A. Emami-Naeini, "*Feedback Control of Dynamic Systems*", Addison-Wesley, 3rd edition, USA, 1994.
- [45].- S. Franco, "*Design with Operational Amplifier and Analog Integrated Circuits*", McGraw Hill, USA, 1988.
- [46].- S. Soclof, "*Design and Applications of Analog Integrated Circuits*", Prentice-Hall, USA, 1991.
- [47].- G. Levin, K. O'Malley, "Designing with Hysteretic Current-Mode Control", EDN, vol. 39, num. 9, p.p. 95-102, 1994.
- [48].- N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, "*Power Electronics: Converters, Applications, and Design*", John Wiley & Sons, USA, 1989.
- [49].- L. Parra, "Reducción del Sobretiro y Tiempo de Asentamiento de la Respuesta de Posición de la Flecha de un Motor de Pasos Híbrido Bajo un Esquema de Lógica Borrosa", Tesis de licenciatura, FI-UNAM, 1996.
- [50].- S. Paredes, "Diseño de Controladores Lógicos Borrosos para Reducir los Tiempos de Aceleración y Desaceleración de los Motores de Pasos Híbridos", Tesis de Licenciatura, FI-UNAM, 1997.
- [51].- W. Martínez, L. Parra, J.L. Pérez, "Software Simulation of a Fuzzy Logic Controller Applied to a Hybrid Stepper Motor ", Instrumentation & Development, Journal of the Mexican Society of Instrumentation, vol. 3, num. 7, p.p. 18-24, 1997.
- [52].- W. Martínez, J.L. Pérez, L. Parra, S. Paredes, "Application of a Fuzzy Logic Controller to Hybrid Stepper Motor". *Sian Ka'an* International Conference, The First Joint Mexico-US International Workshop on Neural Networks and Neurocontrol, p.p. 171-185, Playa del Carmen, Q. Roo, México. Sep., 1995.
- [53].- W. Martínez, S. Paredes, J.L. Pérez, "Application of Fuzzy Logic Controllers to Hybrid Stepper Motors, part II ", *Sian Ka'an 97* International Conference, The Second Joint Mexico-US International Workshop on Neural Networks and Neurocontrol, p.p. 81-93, Playa del Carmen, Q. Roo, México. August, 1997.
- [54].- W. Martínez, J.L. Pérez, "Circuito Controlador de Corriente por Histéresis para Motores de Pasos", SOMI X Congreso de Instrumentación, p.p. 328-332, Xalapa, Ver., México, Septiembre de 1995.

- [55].- W. Martínez, L. Parra, S.A. Paredes, J.L. Pérez, "Simulador Computacional de Motores de Pasos Híbridos Controlados por Lógica Difusa", SOMI X Congreso de Instrumentación, p.p. 363-369, Xalapa, Ver., México, Septiembre de 1995.
- [56].- W. Martínez, S. Paredes, L. Parra, J.L. Pérez, "Posicionamiento Fino con Motores de Pasos Híbridos", SOMI XI Congreso de Instrumentación, p.p. 252-258, Morelia, Mich., México, Octubre de 1996.
- [57].- S. A. Paredes, W. Martínez, J.L. Pérez, "Simulador de motores de pasos híbridos y principales características dinámicas de estos motores", Reporte Técnico Número RTSTE-9514, 38 páginas, Lab. de Electrónica, C.I.-UNAM, Octubre de 1995.
- [58].- L. Parra, W. Martínez, J.L. Pérez, "Simulador computacional que facilita el diseño de controladores lógicos difusos de motores de pasos híbridos", Reporte Técnico Número RTSTE-9518, 39 páginas, Lab. de Electrónica, C.I.-UNAM, Noviembre de 1995.
- [59].- L. Parra, W. Martínez, J.L. Pérez, "Programa en ensamblador de un controlador lógico difuso que mejora la respuesta a un paso de un motor de pasos híbrido (MC68HC16)", Reporte Técnico Número RTSTE-9603, 38 páginas, Lab. de Electrónica, C.I.-UNAM, Agosto de 1996.
- [60].- Paredes, W. Martínez, J.L. Pérez, "Actualización del simulador de motores de pasos híbridos", Reporte Técnico Número RTSTE-9611, 66 páginas, Lab., C.I.-UNAM, 1996.
- [61].- W. Martínez, M. Bañuelos, J.L. Pérez, "Incremento del Ancho de Banda de un Transductor de Posición Angular de Alta Resolución y Precisión con un Filtro Analógico", SOMI XII Congreso de Instrumentación, p. p. 165-170, San Luis Potosí, México, Oct. 1997.
- [62].- W. Martínez, J.L. Pérez, "Instrumentación Electrónica para Pruebas Experimentales de Algoritmos de Posicionamiento Fino para Motores de Pasos", SOMI XII Congreso de Instrumentación, p.p. 171-175, San Luis Potosí, México, Octubre de 1997.
- [63].- W. Martínez, S. Paredes, J.L. Pérez, " Application of Fuzzy Logic Controllers to Hybrid Stepper Motors, part II ", Instrumentation & Development, Journal of the Mexican Society of Instrumentation (aceptado).