



**UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE MÉXICO**

FACULTAD DE INGENIERÍA

“Método para reducir la vibración
en motores de pasos a través de
sus formas de onda de excitación”

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
INGENIERO ELECTRICO-ELECTRÓNICO
(MÓDULO DE ELECTRÓNICA
ANALÓGICA)

P R E S E N T A :
MARCO ANTONIO VERA IGLESIAS



Dirigida por:
Dr. Alberto Caballero Ruiz

Co-Dirigida por:
M. en C. Ernesto Riestra Martínez

México D.F., Ciudad Universitaria, Junio de 2012

FACULTAD DE INGENIERÍA

Tesis

“Método para reducir la vibración en motores de pasos a través de sus formas de onda de excitación”



Elaborada por:

Marco Antonio Vera Iglesias

Dirigida por: Dr. Alberto Caballero Ruiz

Co-Dirigida por: M en C Ernesto Riestra Martínez

Agradecimientos:

A Dios:

Por haberme dado la fortaleza y sapiencia para conseguir este anhelado triunfo, por poner en mi camino a todas esas personas que han sido fundamentales para que crezca como persona, por la familia que me otorgó, por mostrarme siempre un camino de luz en etapas difíciles y por tantas bendiciones recibidas.

A mi madre:

Por su amor, impulso y apoyo incondicional, por el enorme esfuerzo que hizo por darme siempre más de lo necesario en mi vida, por darme la oportunidad de formarme como un ser humano del que puede sentirse orgullosa. Por ser mi mayor ejemplo de lucha y valor. Te amo mamá.

A Itzel:

Por todo su cariño y amor que me hace sentir tan especial, por ser la mejor hermanita, cuyo ejemplo de esfuerzo y dedicación me motivan siempre a dar lo mejor de mí. Chiquita, te quiero mucho.

A mí amor, Aída:

Por creer en mí, por fortalecerme con su cariño, por ser mi ejemplo y apoyo incondicional, por permitirme estar todos los días a su lado en este reto maravilloso que es la vida, por hacerme sentir que llena todo mi ser y porque se ha convertido en más que una motivación para seguir adelante... ahora es TODO. Te amo cielo.

A todos mis amigos:

Por haberme apoyado cuando más los necesité, por estar conmigo en este recorrido, unos de muchos años, otros de poco tiempo, pero todos tienen un lugar muy importante y especial en cada etapa de mi vida y sobre todo en mi corazón.

A mis directores de tesis:

Ernesto y Alberto, por su amistad, por su apoyo, por su paciencia, por ser excelentes guías en el desarrollo de esta tesis y sobre todo por ser tan buenas personas conmigo. Mi más sincero aprecio, respeto y admiración.

A la UNAM y a la Facultad de Ingeniería:

Por haber formado en mí no sólo la mente, sino también el espíritu, por todas las experiencias vividas y por cada maestro que estableció en mí una parte del profesionista que esta universidad y el país exige.

A todos los que de alguna u otra forma contribuyeron a este esfuerzo

Muchas gracias

MARCO



Agradezco al Grupo de Micromecánica y Mecatrónica del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico de la Universidad Nacional Autónoma de México por haberme apoyado para el desarrollo de esta tesis con la dirección del Dr. Alberto Caballero Ruiz y la codirección del M. en C. Ernesto Riestra Martínez. Además este trabajo fue apoyado por el proyecto PAPIME PE105909 y por los proyectos CONACyT 50321 y 60895. También agradezco la colaboración del Laboratorio de Acústica y Vibraciones en especial del M. en I. Antonio Pérez López.





Página

INTRODUCCIÓN

1

CAPÍTULO 1

ANTECEDENTES

Antecedentes de los motores de pasos.....	3
Sobrepaso y vibración en los motores de pasos.....	4
Planteamiento del problema.....	6
Objetivo.....	7
Propuesta.....	7
Método.....	7

CAPÍTULO 2

MOTORES DE PASOS

Características Generales.....	9
Clasificación de los motores de pasos.....	10
• Motor de Reluctancia Variable (MRV).....	11
• Motor de Imán Permanente (MIP).....	11
• Motores Híbridos (MH).....	12
• Motores unipolares y bipolares.....	15
Modos de excitación.....	16
Control de motores de pasos.....	17
Clasificación de las formas de control de los motores de pasos.....	18
• Control por implementación.....	19
• Control por envío de comandos directos e indirectos.....	19
• Control por malla.....	20
• Control por generación de secuencias.....	21

CAPÍTULO 3

VIBRACIÓN EN LOS MOTORES DE PASOS

Fenómenos oscilatorios.....	22
Formas de onda de excitación de los MP.....	24
Curvas características par/ desplazamiento.....	25
Micropaso.....	27
Diagrama fasorial de un sistema micropaso.....	30
Perfil de movimiento.....	32

CAPÍTULO 4

DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA

Planteamiento inicial.....	33
Alcances.....	33
Características del sistema.....	33
Especificaciones del sistema.....	34
Recursos.....	34
Diseño conceptual del sistema.....	34
Desarrollo del sistema.....	35
• <i>Software</i>	35
• <i>Hardware</i>	43
1.- Etapa de selección de modo de operación.....	44
2.- Etapa de sensado para posicionamiento específico.....	44
3.- Etapa de potencia (amplificación de corriente y voltaje).....	46
Fuente de poder.....	49
Etapa de integración e implementación del APO.....	49

CAPÍTULO 5

PRUEBAS Y RESULTADOS

Operación del sistema (Método).....	52
Pruebas de vibración.....	54
Resultados del análisis de vibración.....	57
Pruebas de sobrepaso.....	63
Resultados del análisis de sobrepaso.....	65

CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO

Conclusiones.....	67
Trabajo a futuro.....	68

ANEXOS

ANEXO 1	
Modelo matemático de los motores de pasos.....	75
ANEXO 2	
Parámetros de los motores de pasos.....	76
ANEXO 3	
Parámetros de diseño de sistemas de control.....	7*

APÉNDICE

Especificaciones de los motores.....	+8
--------------------------------------	----

GLOSARIO	79
-----------------------	----

REFERENCIAS	,
--------------------------	---

ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS

Figura	Página
<hr/> <hr/>	
1.1 Sobrepaso y tiempo de asentamiento en los motores de pasos.....	4
1.2 Perfiles de corriente en el micropaso.....	5
1.3 Sistemas de controladores de micropaso comerciales.....	6
1.4 Representación conceptual de los elementos del sistema.....	8
<hr/> <hr/>	
2.1 Modelos comunes de motores de pasos.....	10
2.2 Corte transversal de un motor de reluctancia variable.....	11
2.3 Conexión de un motor de imán permanente.....	12
2.4 Constitución de un motor de pasos híbrido.....	12
2.5 Corte transversal de un motor de pasos híbrido.....	13
2.6 Disposición de embobinados en el estator y laminaciones del rotor.....	13
2.7 Movimiento del campo magnético en los polos del estator para una vuelta completa.....	14
2.8 Secuencia de excitación de fase.....	14
2.9 Conexiones internas de motores unipolares y bipolares.....	15
2.10 Modo de excitación de fase única.....	16
2.11 Modo de excitación en fase dual.....	16
2.12 Modo de excitación de medio paso.....	17
2.13 Modo de excitación en micropasos.....	17
2.14 Elementos básicos para control de un motor de pasos.....	18
2.15 Clasificación de las formas de controlar de los motores de pasos.....	19
2.16 Diagrama de bloques del control en malla abierta para un motor de pasos de 4 fases.....	20
2.17 Control en malla cerrada para un motor de pasos de 4 fases.....	20
<hr/> <hr/>	
3.1 Efecto de la inercia en cada paso del motor.....	22
3.2 Respuesta de posición a un solo paso.....	23
3.3 Amplitud del voltaje de vibración del motor de pasos en operación.....	23
3.4 Ejemplos de señales de excitación analógicas en las fases de un motor de pasos.....	24
3.5 Curvas par/desplazamiento de un MP híbrido.....	25
3.6 Generación de distintos puntos de equilibrio.....	26
3.7 Subdivisión de una señal senoidal y su efecto en el posicionamiento del motor.....	27
3.8 Señales de conducción Seno/Coseno para fase A y B.....	28
3.9 Esquema típico de un controlador y circuito básico de un sistema de micropaso.....	29
3.10 Ensamble indicador del micropaso.....	29
3.11 Representación vectorial de la subdivisión del ángulo de paso con el par producido.....	30
3.12 Perfiles habituales de control de movimiento.....	32

4.1	Diseño conceptual del sistema.....	35
4.2	Diagrama de flujo del subprograma P2P	36
4.3	Diagrama de flujo de la secuencia de T2W	38
4.4	Diagrama de flujo principal Make All Wave	41
4.5	Vista del Archivo de audio en el reproductor <i>Windows Media</i>	42
4.6	Señales registradas por el osciloscopio en la salida de la tarjeta de audio.....	42
4.7	Diseño conceptual del Acondicionador de Perfiles de Onda.....	43
4.8	Esquema de conexión para seleccionar el modo DUAL o SIMPLE.....	44
4.9	Esquema de conexión de la etapa de sensado para posicionamiento específico.....	45
4.10	Diagrama del C.I. DG412DJ.....	45
4.11	Conexión del sensor en la placa de montaje y disco en el eje del motor.....	46
4.12	Circuito de la etapa de potencia del APO en conexión con un solo motor.....	46
4.13	Etapa de salida clase B a) Estructura básica y b) Curva de transferencia en tensión (VTC).....	47
4.14	a) Amplitudes de entrada b) Configuración de salida clase B c) Efecto de la distorsión.....	48
4.15	Diagrama eléctrico de la fuente de poder.....	49
4.16	Vista del circuito y conexiones internas del APO.....	49
4.17	a) Vista Frontal del APO b) Vista posterior del APO.....	50
4.18	Ubicación de logotipos y escudo de la UNAM en el APO.....	50
4.19	a) Conexiones de los motores en el APO y b) Accesorios requeridos.....	51

5.1	Diagrama básico de conexión para el análisis de vibración y de sobrepaso.....	53
5.2	Declaración de ejes de estudio en los que se registró la vibración.....	54
5.3	APO conectado en una entrada, puesto en modo SIMPLE y sobre una base de espuma... ..	55
5.4	Conexiones de los motores con el APO y montaje en la mesa de trabajo.....	55
5.5	Ubicación de los acelerómetros en los tres ejes previamente establecidos.....	56
5.6	Mesas de trabajo separadas para evitar vibraciones ajenas a los motores.....	56
5.7	Disposición del equipo: 1) APO sobre una base de espuma 2) Acondicionadores carga-voltaje 3) Analizador Brüel & Kjær 2034 4) Ordenador portátil.....	57
5.8	Gráficas comparativas de amplitudes de vibración en el eje X para 80 PPS (MgdeX80) ...	58
5.9	Gráficas comparativas de amplitudes de vibración en el eje X para 190 PPS (MgdeX190).....	58
5.10	Gráficas comparativas de amplitudes de vibración en el eje X para 340 PPS(MgdeX340).....	59
5.11	Variación de las amplitudes máximas de vibración para el eje X.....	60
5.12	Variación de las amplitudes máximas de vibración para el eje Y.....	60
5.13	Variación de las amplitudes máximas de vibración para el eje Z.....	61
5.14	Variación de las amplitudes máximas de vibración para la señal senoidal en los tres ejes.....	61
5.15	Variación de las amplitudes máximas de vibración para la señal triangular en los tres ejes.....	62
5.16	Variación de las amplitudes máximas de vibración para la señal cuadrada en los tres ejes.....	62
5.17	Medidor de posición angular Automatic Systems Laboratories LTD.....	63
5.18	Transductor capacitivo y soportes de nivelación para conectarlo con el motor.....	64
5.19	Sistema para el análisis de sobrepaso completamente armado, junto con accesorios y herramientas.....	64
5.20	Gráfica comparativa de sobrepaso.....	65

3.1 Porcentaje de corriente en los devanados con par constante.....	32
5.1 Valores de vibración y % de atenuación de las formas de onda con respecto a la señal cuadrada.....	63
5.2 Valores encontrados de las características de la respuesta transitoria.....	66



INTRODUCCIÓN



INTRODUCCIÓN

Se describe brevemente el papel de los motores de pasos en los sistemas electromecánicos. Así mismo se plantea el contenido de cada uno de los capítulos que conforman este trabajo.

En varias aplicaciones de sistemas electromecánicos; específicamente en cuanto a control automático, es necesario el accionamiento de válvulas o sistemas de engranes con una gran precisión. Dichos sistemas utilizan como actuadores principales a los motores de pasos. Actualmente, en áreas como la micromecánica, es de gran importancia ejecutar movimientos de gran precisión y por consecuencia con la mínima cantidad de vibración. Lo que se traduce en la necesidad de un fino y eficiente manejo de sus actuadores.

En cuanto a los motores de pasos, hoy en día existen una gran cantidad de técnicas para manejarlos de forma precisa y también, para atenuar las características que fomentan su vibración. Sin embargo, todas ellas presentan sus propios inconvenientes y/o ventajas. Por tal motivo, en este trabajo de tesis se propone un marco teórico y se desarrolla un caso de estudio, que tiene como meta aportar una alternativa de optimización en el modo de operación en motores de pasos para eventuales requerimientos de alta precisión sin vibración o con el mínimo de ella.

Para comprender como se propone optimizar el funcionamiento de estos actuadores, el presente trabajo de tesis se dividió de la siguiente forma:

En el primer capítulo, se establece de manera general el marco tecnológico de los motores de pasos existente al momento de realizar este trabajo. De la misma manera se plantean el objetivo, la propuesta para alcanzarlo, y se hace un esbozo del método a utilizar.

En el segundo capítulo, se describe a detalle cómo es que están constituidos los motores de pasos, su forma de operación, su clasificación y sus posibles formas de control planteando sus principales ventajas y/o desventajas.

En el capítulo tercero, se describe ampliamente el fenómeno de la vibración en los motores de pasos causados a partir de su sobrepaso y tiempo de asentamiento. En este capítulo se expone el por qué es viable utilizar diversas formas de onda y se ratifica esta idea con su correspondiente marco teórico.



En el capítulo cuarto, se establecen los alcances de este trabajo de tesis, así como los recursos disponibles para obtenerlos. Además se describen puntualmente las actividades realizadas para desarrollar el sistema para el análisis de vibración y sobrepaso de motores de pasos, abarcando desde su diseño conceptual hasta su implementación final.

En el capítulo quinto, se define cómo es la operación del sistema para el análisis de vibración y sobrepaso (método propuesto). También se hace el resumen de cómo y dónde se realizaron las pruebas. Asimismo, se describe a detalle cómo se armó el sistema y se muestra en imágenes. Además, se presentan las gráficas y tablas de las mediciones realizadas para cada análisis.

Por último, en la sección dedicada a conclusiones y trabajo a futuro, se analizan los resultados obtenidos del trabajo, y se proponen los siguientes pasos para la continuación de esta promisoriosa línea de investigación.



CAPÍTULO

1

ANTECEDENTES

En este capítulo se describe primero el marco tecnológico y la motivación de este trabajo de tesis, luego se establecen la propuesta, el objetivo y el método a seguir.

ANTECEDENTES DE LOS MOTORES DE PASOS

Desde los mecanismos más complejos y sofisticados hasta los aparatos más simples, los motores de pasos aparecen en una gran cantidad de elementos electromecánicos. Actualmente, existen numerosos dispositivos en donde se utilizan este tipo de **actuadores**; por ejemplo, en telescopios de alto alcance y posicionamiento fino, brazos robóticos, pequeñas máquinas-herramienta, sistemas micro-electromecánicos **MEMS** (*Micro ElectroMechanical System*), algunos dispositivos biomecánicos, microposicionadores de electrodos para experimentos neurofisiológicos y hasta en equipos de uso cotidiano como las impresoras, juguetes, *plotters*, graficadores, impresoras láser, fotocopiadoras, discos duros o bordadoras, por mencionar sólo algunas^{[1][2]}.

La utilización y explotación comercial de los motores de pasos comenzó a partir de 1960 gracias a los avances significativos en las técnicas de fabricación de transistores, los cuales permitieron la construcción de dispositivos capaces de conmutar grandes corrientes de **DC** en los **devanados** de los motores^[1]. Para 1970, el rápido crecimiento de la electrónica digital incrementó considerablemente el uso de los motores de pasos en una gran cantidad de aplicaciones.

De acuerdo a su estructura, existen tres tipos de motores de pasos: los de reluctancia variable, los de imán permanente y los híbridos. Sin embargo, para los tres tipos su principio de funcionamiento consiste en transformar a las señales de excitación (pulsos digitales) en movimiento angular del rotor; esto les permite realizar pequeños movimientos (pasos) con gran exactitud y repetibilidad. En el caso de los motores de pasos de imán permanente e híbridos tienen además la ventaja de que presentan un par de detención que les impide que su rotor se deslice libremente.

Quizá la principal ventaja de estos motores sea la capacidad de obtener un control satisfactorio de la posición del eje utilizando un sistema de lazo o malla abierta; lo anterior permite (en algunos casos) prescindir de un sistema de retroalimentación sobre la posición del eje del motor



que evita la implementación de sensores y dispositivos de retroalimentación que resultan costosos y que además, necesitan acondicionamiento específico y mantenimiento continuo. La posición del eje del motor, se consigue sólo supervisando el conteo de los pulsos eléctricos de entrada generados por el controlador.

Sin embargo, como los motores de pasos son dispositivos electromagnéticos de movimiento incremental, sus devanados también pueden ser excitados con señales analógicas para poder obtener incrementos de posición angular analógicos y no discretos; bajo esta consideración, el número de aplicaciones en las cuales se pueden utilizar estos motores se incrementa aún más, pero atraen algunos otros problemas como los que se exponen a continuación.

SOBREPASO Y VIBRACIÓN EN LOS MOTORES DE PASOS

Como ya se mencionó, con el auge de los microprocesadores el uso de estos motores creció considerablemente por la sencillez de controlarlos en lazo abierto; sin embargo, el principal problema al utilizarlos en sistemas con alta sensibilidad es que la respuesta a cada incremento en la posición angular es deficiente (Fig. 1.1). La respuesta de posición al escalón presenta pésimo amortiguamiento, lo que genera **sobretiro** significativo (comúnmente conocido como sobrepaso) y tiempo de asentamiento prolongado. Esto a su vez produce fenómenos de resonancia a ciertas frecuencias de excitación al motor, es decir, se presenta el fenómeno de **vibración**^{[1][2]}.

Además, al aumentar la inercia del motor por alguna carga, el sobretiro y el tiempo de asentamiento se incrementan aún más en la respuesta al escalón, ampliándose considerablemente la banda de frecuencias en las cuales se presentan los fenómenos de resonancia y vibración en el motor. A mayor par de carga, mayor error. Por lo tanto, cuando se requiere de una mayor precisión en la posición o en la velocidad es necesario implementar un esquema de control de lazo cerrado puesto que el rotor fácilmente puede desincronizarse con respecto a la excitación que se le esté aplicando^[2].

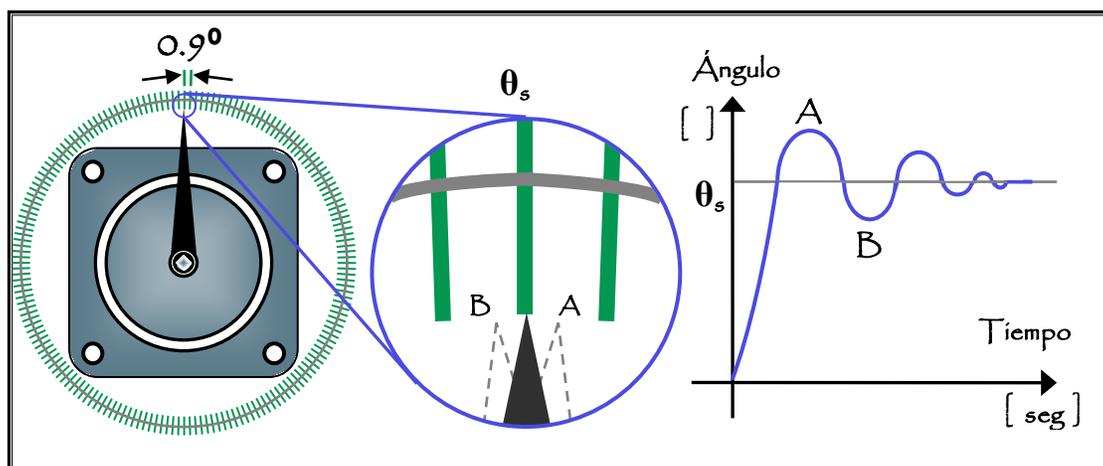


Fig. 1.1 Sobrepaso y tiempo de asentamiento en los motores de pasos



Anteriormente, los mecanismos usados en diseños de alta precisión o posicionamiento fino, sin algún tipo de retroalimentación, fallaban debido a la vibración inducida por la resolución de paso relativamente grande de los motores de pasos^[3], porque su técnica de fabricación sólo permitía alcanzar el número de pasos por revolución establecidos por su construcción. Al utilizar sistemas de engranes mecánicos se pudo reducir o aumentar dicha longitud, no obstante se presentaron problemas como: *backlash*, incremento en la inercia, aumento en la **fricción viscosa**, etc.^[4]

Cabe señalar que los motores de pasos son actuadores no lineales de múltiples entradas y múltiples salidas (**MIMO**), su modelo matemático está formado por varias ecuaciones diferenciales acopladas que no tienen solución analítica^[Anexo 1]; por lo cual, se han utilizado distintas técnicas de control en lazo cerrado para compensar y/o reducir los efectos no lineales del motor que producen sobretiro significativo y tiempo de asentamiento prolongado.

Se han empleado, tanto técnicas de linealización por retroalimentación^[6], como algunas de control óptimo^[7] y hasta esquemas de controladores lógicos difusos acompañados de un complejo arreglo de dispositivos electrónicos de control, **transductores** de posición angular, filtros y algoritmos complicados que resultan muy costosos^[8].

Pero, una disminución considerable en la vibración de estos motores (suavidad en el movimiento) tuvo lugar cuando se pensó en la posibilidad de subdividir la longitud de paso controlando el nivel de corriente en cada uno de los devanados del motor, creándose así los diversos tipos de control (*full/half step drive, microstep*). Específicamente, el control por medio de minipasos o micropasos (*microstep*) es el proceso mediante el cual se modifica la longitud de cada paso dado por el motor haciendo que sea lo más pequeño posible; la subdivisión del paso básico se hace por medio de la sincronizada proporción de corriente en cada uno de los devanados. Esto produce una serie de pasos intermedios posicionados entre los puntos de la fase activa. Los sistemas de micropaso, con resoluciones de hasta 50,000 pasos/rev., pueden ofrecer una suavidad de movimiento excepcional^[9].

La corriente de fase necesaria para producir los pasos intermedios sigue un perfil de onda aproximadamente senoidal, como el mostrado en la figura 1.2. Sin embargo, el mismo perfil no dará la respuesta óptima con todos los motores. Algunos trabajarán bien con una forma senoidal, mientras que otros necesitan una forma más amplia o más reducida^[9].

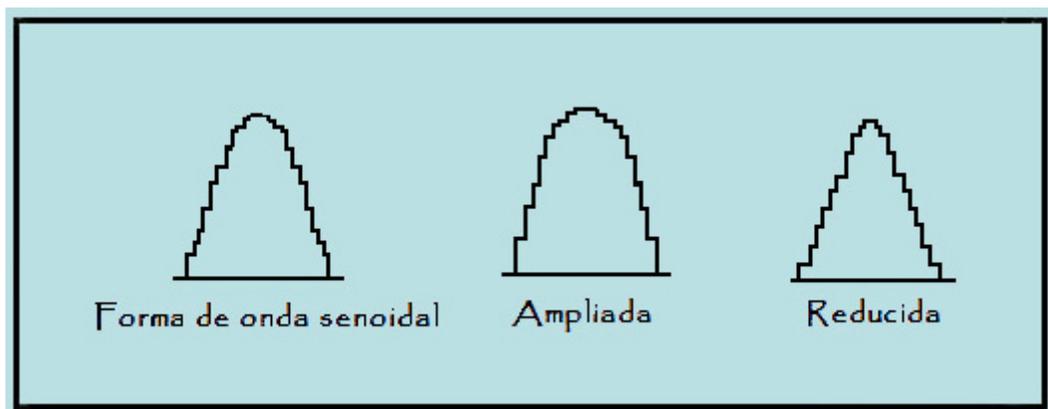


Fig. 1.2 Perfiles de corriente en el micropaso



Comercialmente existen sistemas electrónicos para generar minipasos (Fig. 1.3). 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. Aún más, para tratar de obtener minipasos de la misma longitud, estos sistemas electrónicos aproximan la curva característica par-desplazamiento de los motores de manera senoidal, pero cabe aclarar que no es exactamente la forma ideal para controlar los motores de pasos porque no considera diversas variables^[4].

Actualmente, a pesar del desarrollo acelerado de los procesadores digitales de señales de alta velocidad **DSP** (*Digital Signal Processor*) sigue existiendo una limitante en la implementación electrónica de complejos algoritmos de control no lineal, debido al tiempo de cómputo que estos requieren y por el tiempo de elaboración del programa de control. Por otro lado, la implementación con circuitos analógicos de sofisticados controladores no lineales no presenta el problema de la velocidad de respuesta, pero sí, el de la complejidad del diseño de dicho circuito y su precio elevado^{[1][2][5]}.



Fig. 1.3 Sistemas de controladores de micropaso comerciales

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Como se mencionó, la modificación de la longitud del paso aproximando la forma de onda a un perfil senoidal favorece el movimiento suave del motor; lo que establece la relación entre la vibración y la forma de onda de la señal de excitación.

Sin embargo, el problema es que cada señal de excitación, sin importar su forma de onda, implicará cierta cantidad de vibración asociada a su sobretiro y tiempo de asentamiento. Además, aún no se ha realizado un estudio formal de la disminución y/o eliminación de la vibración a partir de las formas de onda con que son excitados los devanados del motor y por consiguiente tampoco se ha diseñado un dispositivo con el fin exclusivo de realizar tal estudio.

Por lo tanto, es importante considerar técnicas alternativas que contrarresten o compensen los efectos del sobretiro y tiempo de asentamiento prolongado, que provocan la vibración indeseada en los motores de pasos de manera que reditúen en sistemas de control económicos, prácticos y flexibles.



OBJETIVO

Analizar el comportamiento de los motores de pasos a diferentes entradas de excitación buscando reducir y/o eliminar la cantidad de vibración de los motores de pasos en bajas frecuencias y en una trayectoria definida.

PROPUESTA

Dados los antecedentes de sobretiro y tiempo de asentamiento en los motores de pasos y considerando técnicas alternativas para contrarrestar estos fenómenos, la propuesta de este trabajo de tesis realizado en el Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica (LMM) del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) de la UNAM, es efectuar un análisis del comportamiento dinámico de los motores de pasos a partir de la excitación con señales de diferentes formas de onda, con el fin de mejorar significativamente el transitorio en su respuesta a un solo incremento angular y por lo tanto, mejorar su movimiento semidinámico, sobre todo donde los efectos del paso del motor son más perceptibles, es decir, en bajas frecuencias.

Sin embargo, como actualmente no se cuenta con un dispositivo electrónico comercial que permita la excitación de este tipo de motores con diversos perfiles de onda, esta tesis abarca el diseño y la implementación electrónica de una plataforma de pruebas para motores de pasos que utilice las propiedades de variación de las corrientes de fase a través de múltiples formas de onda de voltaje.

Se pretende que la plataforma de control sea flexible, portátil, con una implementación electrónica sencilla, de manejo simple y que responda aceptablemente ante diversas señales de excitación, frecuencias y perfiles de movimiento. Asimismo, que su planteamiento sea lo suficientemente generalizado, de tal forma que sea posible su utilización para distintos motores de las mismas especificaciones, sin modificaciones o con el mínimo de ellas. Con dicha plataforma se realizarán las pruebas experimentales con múltiples ondas en diferentes frecuencias y perfiles de movimiento.

De esta manera, lo que se pretende es unificar un conjunto de elementos y procedimientos, en un sistema especializado que permita el análisis de la vibración y el sobrepaso en los motores de pasos en relación a su forma de onda de excitación.

MÉTODO

El procedimiento para realizar el análisis planteado, se basa primeramente en diseñar y programar las señales de excitación y/o control mediante *software* de análisis matemático **MatLab**, éstas deberán ser de diferentes formas de onda, frecuencia y secuencia (trayectorias o perfiles de movimiento); después, las señales tendrán que ser generadas como archivos de audio para adquirirlas por medio de la salida de audio del ordenador (en forma analógica).

Posteriormente, las secuencias de control le son suministradas al motor mediante la plataforma de pruebas. Dicha plataforma es la interfaz entre las señales de excitación y el actuador, la cual le aporta las características necesarias tanto de potencia como de variación de voltaje.



Por último, en las pruebas experimentales se miden las amplitudes de vibración para cada una de las formas de excitación, identificándose las condiciones en las cuales el motor se mueve con mayor/menor vibración. Y en cuanto a su respuesta al escalón se verifica, mediante un transductor, que efectivamente los fenómenos de sobrepaso y tiempo de asentamiento se reduzcan.

En síntesis, los elementos básicos con los que se pretende crear el sistema para el análisis de vibración y sobrepaso se muestran en el siguiente diagrama:

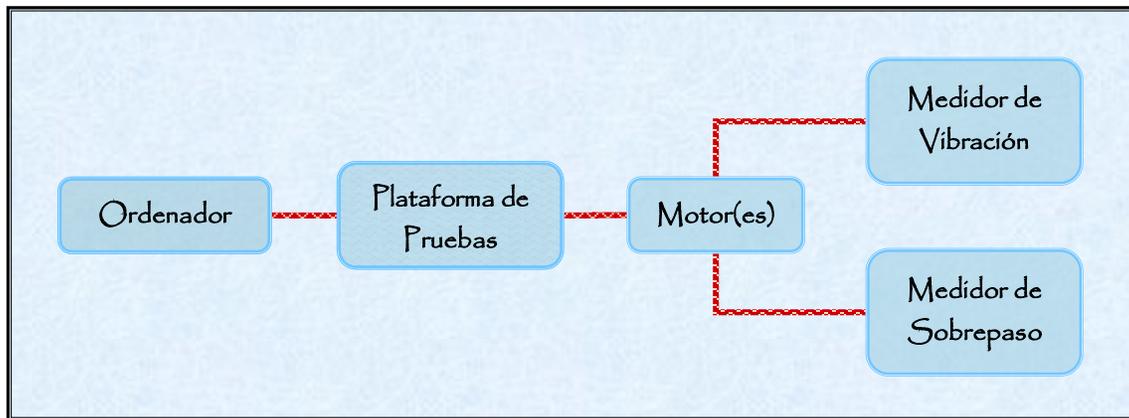


Fig. 1.4 Representación conceptual de los elementos del sistema



CAPÍTULO

2

MOTORES DE PASOS

En este capítulo se establece el marco teórico de los motores de pasos así como sus diversas clasificaciones, también se describen las formas convencionalmente usadas para el control de estos motores.

CARACTERÍSTICAS GENERALES

Un motor de pasos (MP) es un dispositivo electromagnético cuyo eje (o flecha) gira en un ángulo preciso al que se denomina paso, el cual varía desde 90° hasta pequeños movimientos de tan solo 0.72° o menos, dependiendo de la construcción del motor. Este desplazamiento angular se debe a la aplicación de un conjunto determinado de pulsos eléctricos, que permiten el control de posición, velocidad y sentido de una manera muy precisa.

Por lo tanto, se puede decir que el MP es un dispositivo que convierte pulsos digitales en movimiento mecánico de rotación y que la cantidad de rotación es directamente proporcional al número de pulsos, y por consiguiente la velocidad de rotación es relativa a la frecuencia de dichos pulsos.

Todos los MP están divididos en dos partes básicas: rotor y estator. El rotor está constituido por un imán permanente o por una pieza dentada de material magnético (dependiendo del tipo de motor); por otro lado, el estator está constituido por un número de embobinados que rodean al rotor que, basados en el principio de atracción y repulsión de los polos magnéticos, se les aplican voltajes para producir los campos magnéticos que moverán al rotor.

Los MP tienen varias ventajas, como por ejemplo, su mantenimiento mínimo debido a que no tiene **escobillas** y por lo cual, pueden ser forzados a parar sin que el motor sufra daños, lo que provee una vida operativa más larga. Además, tienen una alta rentabilidad, tamaño pequeño, bajo costo y poseen una estructura simple y fuerte (Fig. 2.1).

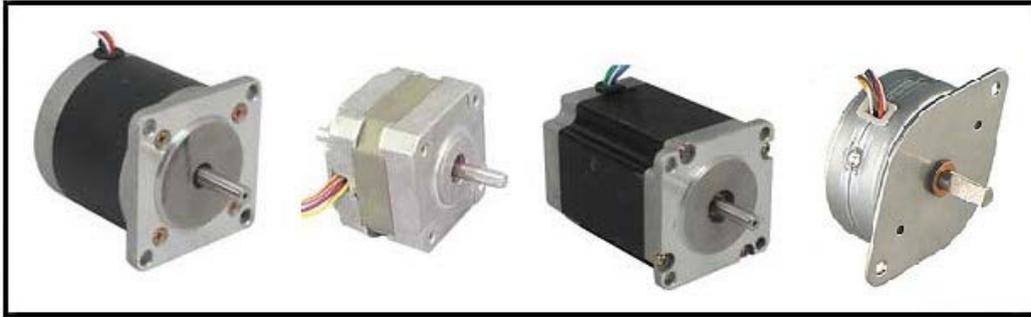


Fig. 2.1 Modelos comunes de motores de pasos

Los MP son muy confiables, por lo que se emplean comúnmente en donde se requiere una gran precisión en el posicionamiento. Gracias al par estático (*holding torque*)^[Anexo 2] que poseen algunos de ellos, el eje del motor se detendrá en su punto de equilibrio más cercano, hasta que se envíe una nueva orden para hacerlo girar nuevamente (lo que es muy útil en aplicaciones donde el motor se para y gira continuamente). Además poseen un elevado par en bajas revoluciones (contrario a los motores de DC), lo que evita emplear juegos de engranes o mecanismos de frenado, permitiendo un bajo consumo de energía en su rango de operación.

Por otro lado, los MP tienen algunas limitantes, como por ejemplo: no se mueven a velocidades altas porque tienen una frecuencia de operación máxima, la cual varía de un modelo a otro. Por lo general ofrecen un mejor desempeño en frecuencias menores a los 3500 rpm, además disminuyen su par al aumentar su velocidad, presentan **resonancia** en velocidades inferiores a los 100 Hz, la excitación de los devanados debe darse de manera precisa y se necesita forzosamente una etapa de potencia por cada MP que se desee utilizar.

En general, cuando comparamos a los MP y a los motores de DC observamos que hay varios factores que deben evaluarse antes de decidir utilizar alguno de ellos, estos factores incluyen la velocidad de operación, el par requerido, retroalimentación abierta o cerrada, resolución de paso, precio y mantenimiento. Para un posicionamiento preciso, la forma de usar un motor de DC es utilizando un actuador llamado **servomotor**.

Dependiendo de las aplicaciones, se debe hacer una elección precisa entre MP y servomotores. Ambos tipos de motores ofrecen posicionamiento de precisión, pero son muy diferentes en cuanto a su funcionamiento^[10]. Por ejemplo, el posicionamiento de un MP depende de la geometría del rotor y su forma de excitación, mientras que el posicionamiento de un servomotor depende de la resistencia variable y el circuito de retroalimentación.

CLASIFICACIÓN DE LOS MOTORES DE PASOS

Los MP pueden ser clasificados en varios tipos^{[11][2]}, ya sea por su estructura o el principio de operación. De acuerdo a su estructura se catalogan como MP: de Reluctancia Variable (MRV), de Imán Permanente (MIP) e Híbridos (MH).

- **MOTOR DE RELUCTANCIA VARIABLE (MRV)**

Un MRV está constituido en su estator de varias bobinas en la forma habitual, con un número determinado de polos electromagnéticos. Sin embargo, el rotor no es un imán permanente sino que está formado por un núcleo de hierro dulce de estructura cilíndrica pero con un cierto número de dientes tallados longitudinalmente a lo largo de su superficie lateral (Fig. 2.2). Cuando una corriente circula a través del devanado apropiado, se desarrolla un **par** que hace girar al rotor a la posición de equilibrio en la cual la **reluctancia** del circuito sea mínima y el flujo magnético máximo. Cuando se hace pasar una corriente a través de otro devanado, el punto de reluctancia mínima se genera en otra posición de equilibrio, produciendo el giro del rotor a esa nueva posición.

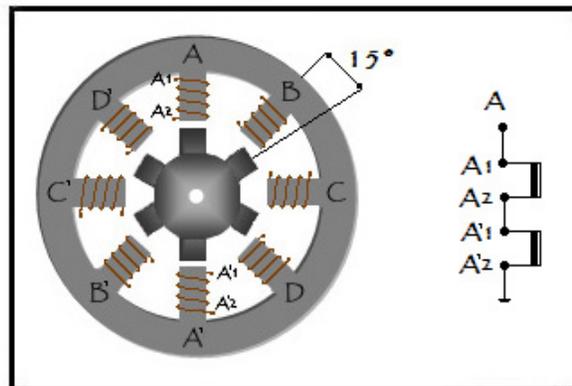


Fig. 2.2 Corte transversal de un motor de reluctancia variable

La ventaja principal de este motor es su elevada velocidad de accionamiento. Y su principal desventaja es en condiciones de reposo (sin excitación) el rotor queda en libertad de girar y por lo tanto, su posicionamiento en régimen de carga dependerá de su inercia y no será posible predecir el punto exacto de reposo (porque no tiene par estático). Debido a esto, sólo es utilizado en aplicaciones que no requieren de gran par ni precisión.

- **MOTOR DE IMÁN PERMANENTE (MIP)**

Este tipo de motor está formado por un estator y un rotor concéntricos. El estator está constituido por un cierto número de devanados que forman los polos magnéticos, que alimentados en secuencia crean el campo magnético giratorio (Fig. 2.3a). Los polos están relacionados mediante fases (Fig. 2.3b). Las terminales Ta y Tb indican que existe conexión común entre ellas. El rotor es en realidad un imán permanente magnetizado (no dentado) que en cada instante tenderá a alinearse con el campo magnético creado por el estator, es de forma cilíndrica y se encuentra situado sobre el eje (Fig. 2.3c).

Al energizar las bobinas, el rotor es atraído a la posición donde el campo magnético del imán queda alineado con el de las bobinas (posición de equilibrio). En este tipo de motores, el flujo magnético se produce no sólo por las corrientes en las bobinas, sino también por campo magnético del imán. Para hacer una adecuada excitación de estos motores se debe hacer con fuentes de voltaje bipolares.

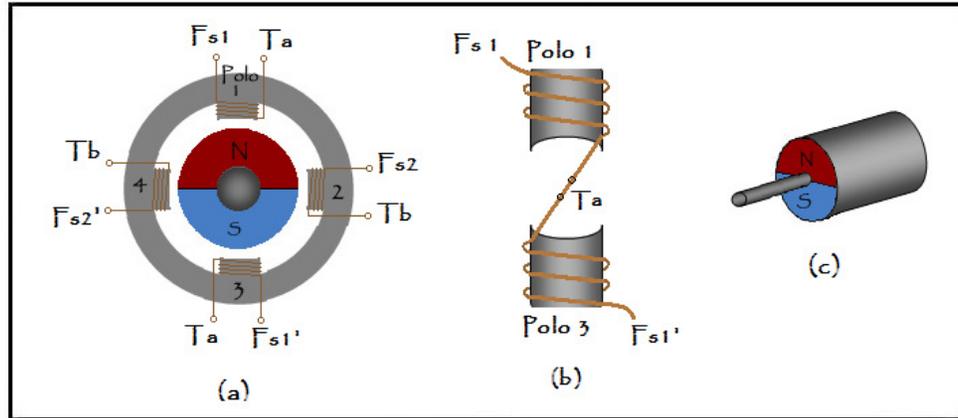


Fig. 2.3 Conexión de un motor de imán permanente

La ventaja principal de estos motores es que su posicionamiento no varía aún sin excitación y en régimen de carga, debido a la atracción entre el rotor y los entrehierros del estator, por lo tanto se puede decir que alcanza un par relativamente alto a un costo muy bajo, siendo ideal para cuando se tienen varios motores de producciones en serie. Su principal desventaja, es que sólo operan bien a velocidades bajas.

- **MOTORES HÍBRIDOS (MH)**

Estos motores son el resultado de la combinación de los dos anteriores, ya que poseen algunas características de los MRV y de los MIP; de los primeros toma los ángulos de paso pequeños y de los segundos toma la producción de grandes torques. La figura 2.4 muestra la constitución general de un MH.

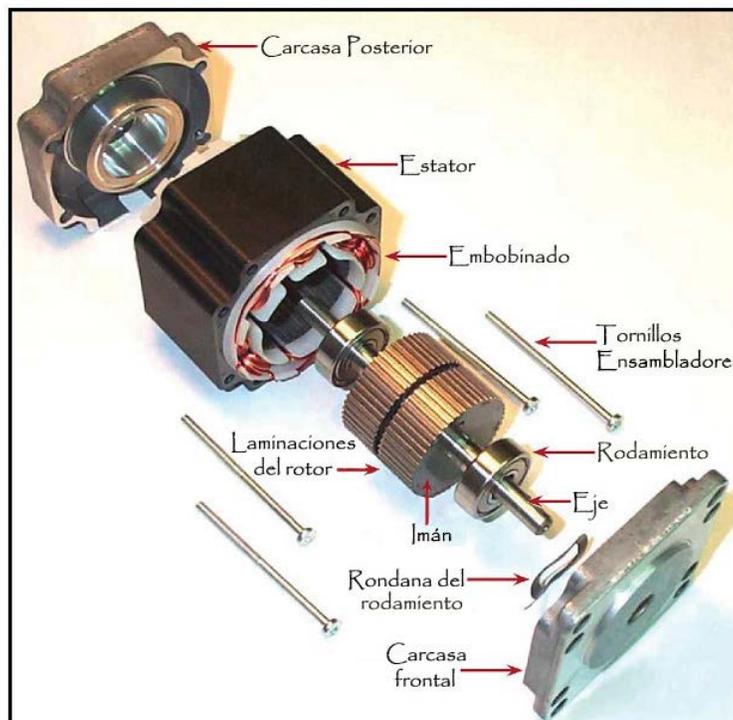


Fig. 2.4 Constitución de un motor de pasos híbrido



En estos motores, el rotor está constituido por anillos de hierro dulce dentado en un número ligeramente distinto al del estator, los anillos están montados sobre un imán permanente activo axialmente como se muestra en la figura 2.5.

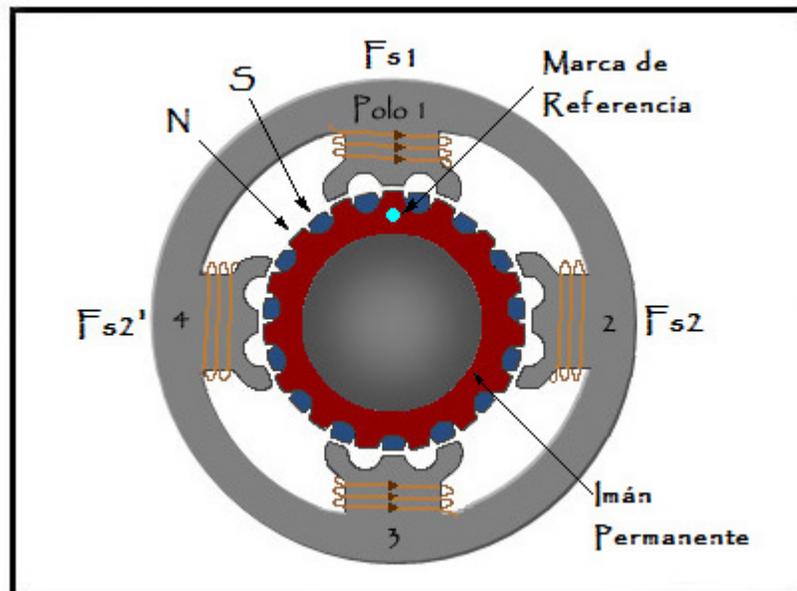


Fig. 2.5 Corte transversal de un motor de pasos híbrido

Para explicar su funcionamiento, tomaremos como ejemplo el MH de 1.8° y de 4 fases (A, B, \bar{A}, \bar{B}) . Su estator tiene 8 polos distribuidos cada 45° , en cada polo tenemos 5 piezas dentadas en intervalos de 7.2° (Fig. 2.6a), mientras que el rotor tiene dos juegos de laminaciones separadas por un imán permanente; cada conjunto de laminaciones contiene 50 piezas dentadas (Fig. 2.6b), las cuales están desfasadas medio paso, por lo cual el rotor tiene 50 polos norte y 50 polos sur.

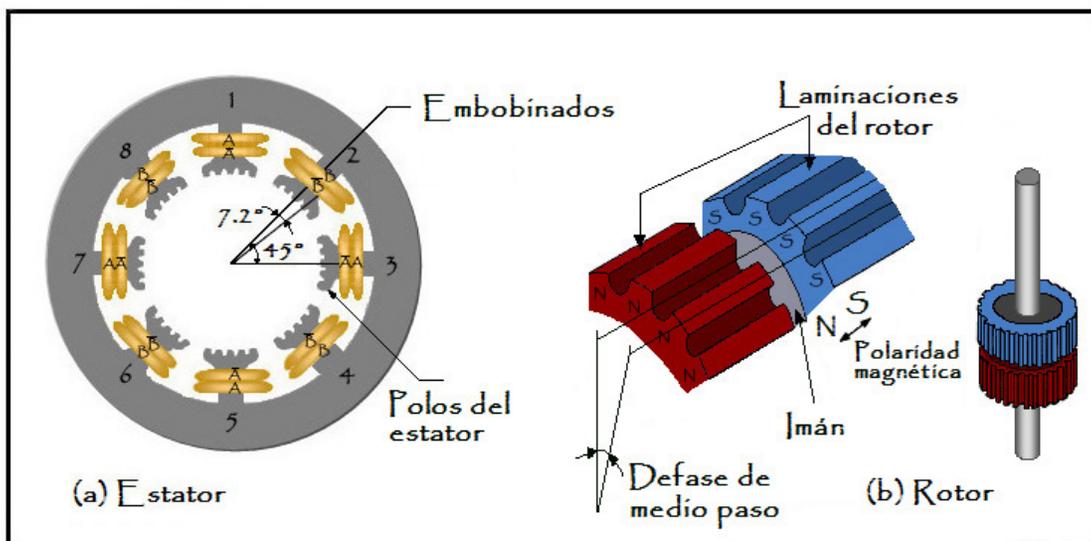


Fig. 2.6a y b Disposición de embobinados en el estator y laminaciones del rotor



El movimiento alternativo del campo magnético rotatorio generado en los polos del estator se observa en la siguiente figura (excitando una fase, Fig. 2.7):

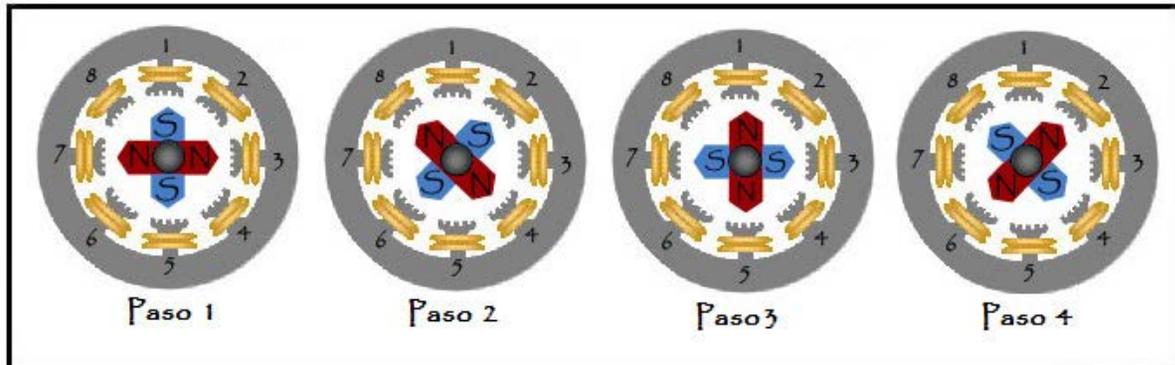


Fig. 2.7 Movimiento del campo magnético en los polos del estator para una vuelta completa

En el paso 1 la fase A será alimentada, con lo cual el polo S del rotor será atraído hacia los polos 1 y 5 del estator que tendrán polaridad N. De la misma forma los polos N del rotor serán atraídos a los polos 3 y 7 del estator que tiene polaridad S. En ese punto hay una diferencia de ángulo entre las piezas del rotor y del estator de $\frac{1}{4}$ de paso (1.8°). Por esta razón las piezas dentadas del estator de los polos 2, 6, 4 y 8 tienen un desfase de 1.8° , con respecto a las del rotor.

En el paso 2, la posición se estabilizará cuando los polos S del rotor se alineen con los polos 2 y 6 del estator, que ahora tendrán una polaridad N, de igual forma los polos N del rotor se alinearán con los polos 4 y 8 del estator que ahora tienen polaridad S. Con este paso se produce un desplazamiento de 1.8° , con respecto a la posición presente en el paso 1. Por consiguiente los pasos 3 y 4, generarán un paso de 1.8° de rotación. De manera gráfica, este desplazamiento se observa a continuación:

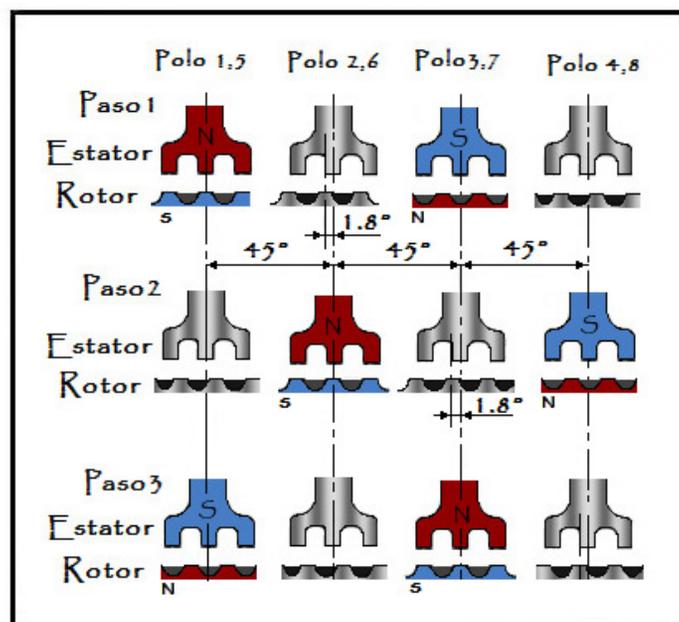


Fig. 2.8 Secuencia de excitación de fase



En este tipo de motores se obtiene un alto par estático y dinámico, alcanzando tanto velocidades altas como un gran número de pasos por vuelta. En los MH se obtiene una alta resolución de pasos gracias a la constitución de su rotor. Estas características hacen que los MH tengan una gran variedad de aplicaciones industriales. El tipo híbrido es probablemente el más usado de todos los motores de pasos. De la misma manera que los MIP es necesario excitarlos con fuentes de voltaje bipolares.

- **MOTORES UNIPOLARES Y BIPOLARES**

De acuerdo a la forma de excitación de los MP se clasifican en dos grupos: Motores Unipolares (MPU) y Motores Bipolares (MPB)^[11].

Los MPU se componen de dos bobinas, cada una con derivación central. Las derivaciones salen del motor como dos cables separados (Fig. 2.9a), o pueden ser conectados uno con el otro internamente y salen del motor como un solo cable. Independientemente del número de cables, los MPU se manejan de la misma manera. Los cables de derivación central se conectan a la fuente de alimentación y las terminales de los devanados se conectan a los interruptores para generar las secuencias requeridas. Si generamos la secuencia adecuada de funcionamiento de estos interruptores, se producen saltos de paso en el número y sentido que se desee.

Los MPB están compuestos sólo por dos fases que salen del motor como cuatro cables (Fig. 2.9b). La ventaja de no tener derivaciones centrales es que la corriente fluye a través de toda la fase en lugar de sólo la mitad. Con esto, los MPB producen un mayor par que los MPU pero con el inconveniente de que requieren un control más complejo, porque la corriente fluye de manera bidireccional en los devanados de un motor bipolar, requiriendo el cambio de polaridad de cada una de las bobinas mediante cuatro interruptores electrónicos dobles. Con la activación y desactivación adecuada de dichos interruptores, se obtienen las secuencias apropiadas para que el motor gire en un sentido o en otro.

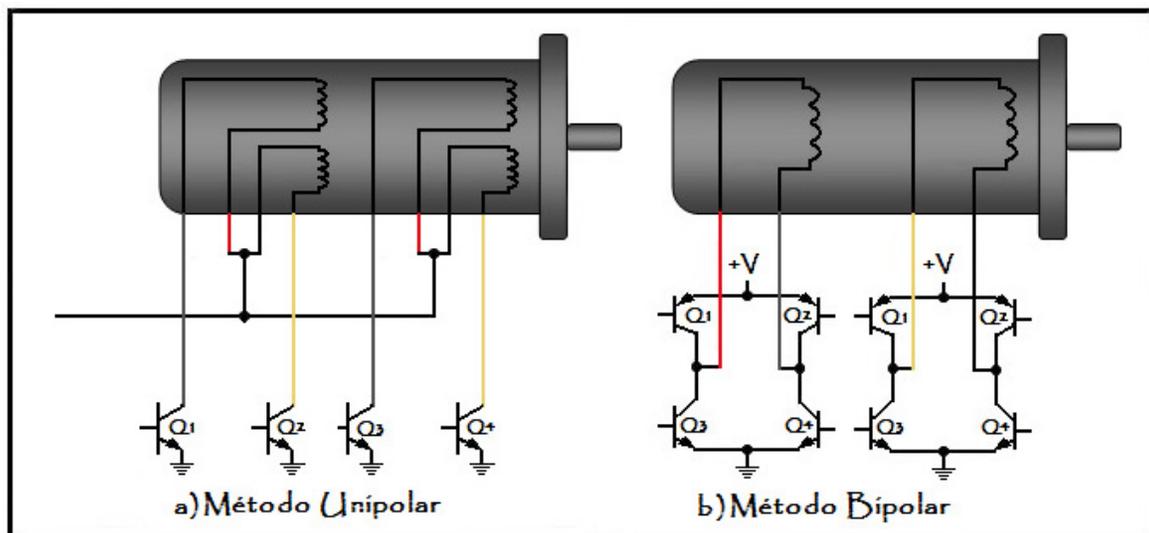


Fig. 2.9 Conexiones internas de motores unipolares y bipolares

MODOS DE EXCITACIÓN

Existen tres modos de excitación para los MP; éstos son: el paso completo, medio paso y micropaso^[12]. En el modo de excitación de paso completo, el motor se mueve a través de su ángulo de paso básico (1.8°) dando 200 pasos por **revolución**. Sin embargo, hay dos tipos de excitación de paso completo; el modo de fase única y el modo de fase dual. En el primer modo, el motor es manejado con una sola fase (grupo de devanados) energizados a la vez (Fig. 2.10). Es en este modo donde se requiere la menor cantidad de energía del circuito controlador de cualquiera de los modos de excitación.

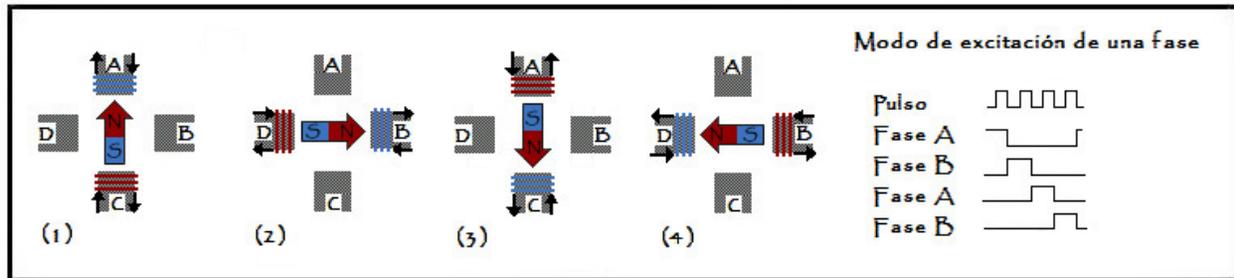


Fig. 2.10 Modo de excitación de fase única^[13]

En el modo de fase dual, el motor es manejado con ambas fases energizadas al mismo tiempo. Este modo proporciona un mejor par y mayor velocidad (Fig. 2.11). La excitación de fase dual proporciona aproximadamente del 30% al 40% más par que la excitación de fase única, pero requiere dos veces más poder del circuito controlador.

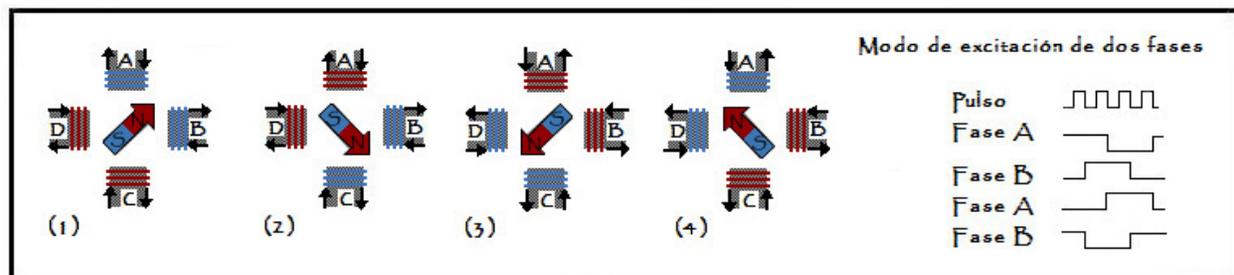


Fig. 2.11 Modo de excitación en fase dual^[13]

La excitación de medio paso alterna la operación de fase única y de fase dual, dando como resultado la mitad del ángulo de paso básico, por lo que proporciona el doble de resolución de paso y un movimiento más suave (Fig. 2.12). La excitación de medio paso produce alrededor de 15% menos par que el modo de fase dual. Los medios pasos modificados eliminan esta disminución de par aumentando la corriente aplicada al motor cuando sólo una fase es energizada.

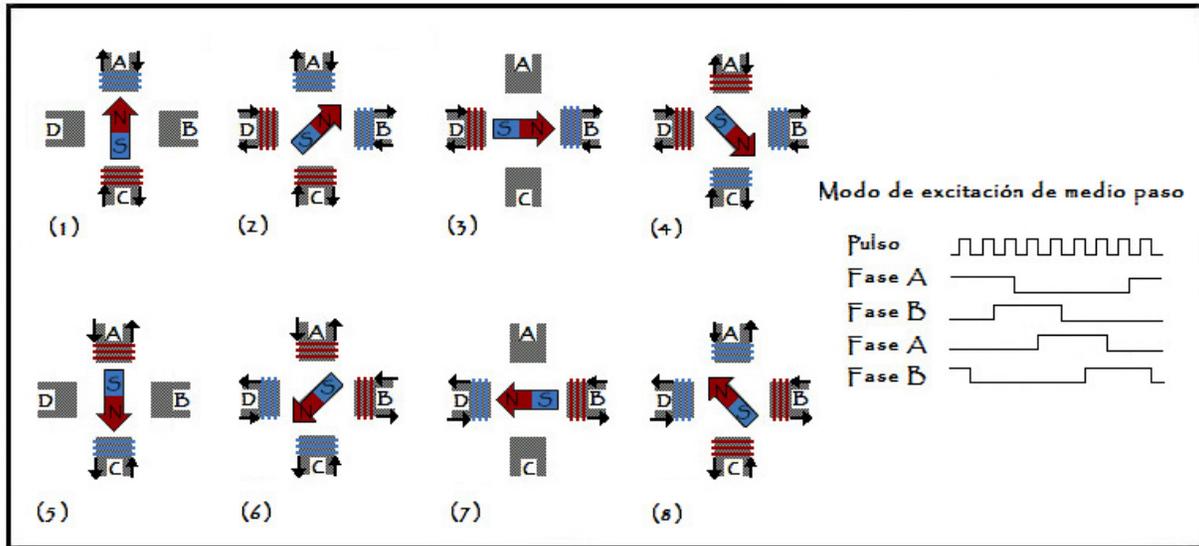


Fig. 2.12 Modo de excitación de medio paso^[13]

El micropaso es una técnica que aumenta la resolución del motor controlando tanto dirección como amplitud de flujo corriente en cada devanado (Fig. 2.13). La corriente es proporcionada en los devanados de acuerdo a las funciones seno y coseno. Los micropasos proporcionan un movimiento suave a baja velocidad, reduciendo al mínimo efectos de resonancia. También producen aproximadamente 30% menos par que en el modo de fase dual. En el próximo capítulo se verá detalladamente esta técnica.

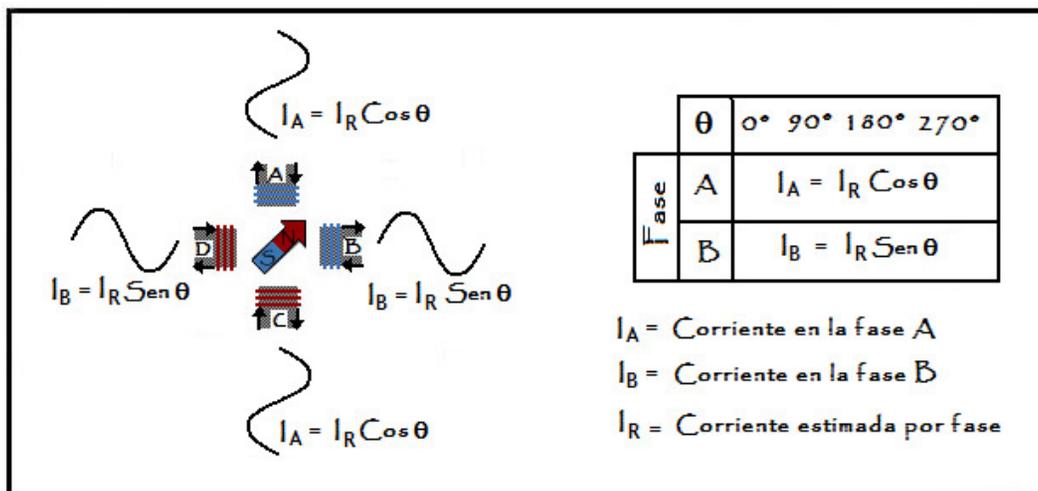


Fig. 2.13 Modo de excitación en micropasos

CONTROL DE MOTORES DE PASOS

Para realizar el control de los MP es preciso generar una secuencia determinada de pulsos y que además, sean capaces de entregar la corriente necesaria para que las bobinas del motor se energicen^[2]. Los elementos básicos de un sistema de control de MP son como los que se muestra en la figura 2.14

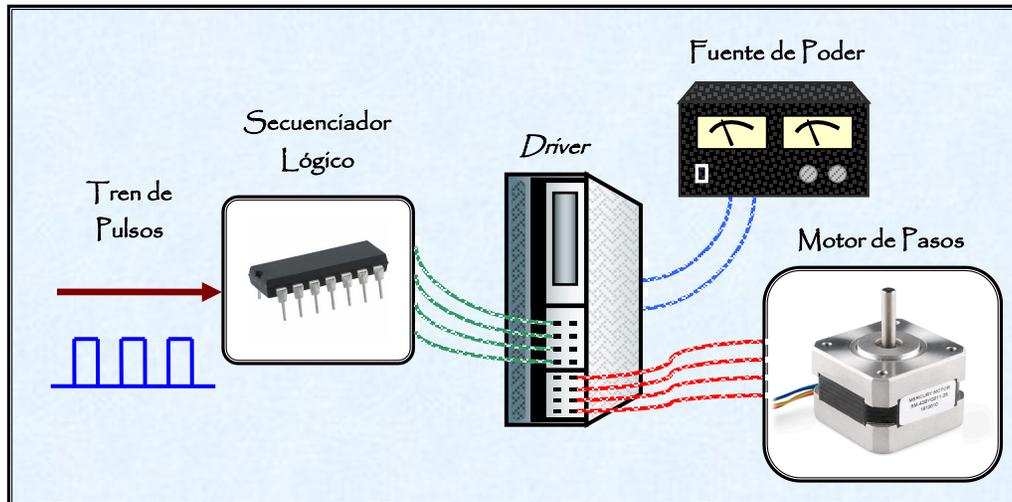


Fig. 2.14 Elementos básicos para controlar de un motor de pasos

Un circuito capaz de controlar un MP puede ser el mismo para varios motores, variando únicamente la lógica configurable programable. La elección del circuito controlador dependerá de las condiciones a las que se someterá el motor respecto a su velocidad y dirección.

Generalmente, un **dispositivo lógico programable** es el responsable de generar los pulsos y el defasamiento de éstos, y por otro lado, la etapa de potencia es la encargada de energizar las bobinas del motor, en donde usualmente, se usan **transistores** tipo *Darlington* para soportar la corriente que se requiere.

Para producir las secuencias de control de los MP, regularmente se establece una síntesis directa de éstas, con la ayuda de la lógica discreta, realizada con circuitos *flip-flop* tipo D o J-K. Aunque, actualmente existen circuitos de control para MP mucho más sofisticados que incluyen una lógica más complicada y permiten el control en paso completo, medio paso y de micropaso, e inclusive algunas integran la etapa de potencia.

Las ventajas de tener un sistema con MP son elevadas, porque en algunos casos no es requerida la retroalimentación para el control de posicionamiento, dirección y velocidad, los errores de posición no son acumulativos y la compatibilidad con equipos digitales modernos es excelente, por ejemplo, una simple computadora de escritorio ofrece una gran flexibilidad y rapidez para el manejo de estos motores, ya que genera rápidamente los pulsos para determinar el número de pasos y el sentido de giro adecuados.

CLASIFICACIÓN DE LAS FORMAS DE CONTROL DE LOS MOTORES DE PASOS

Como el uso de los MP es extenso, muchas aplicaciones requieren de características específicas, por lo tanto, la clasificación de los tipos de control varía dependiendo ya sea de su implementación física, envío de información, retroalimentación o generación de su secuencia lógica de control. Invariablemente de la forma de control que se tenga, caerá en una de las siguientes categorías y/o en una combinación de las mismas:

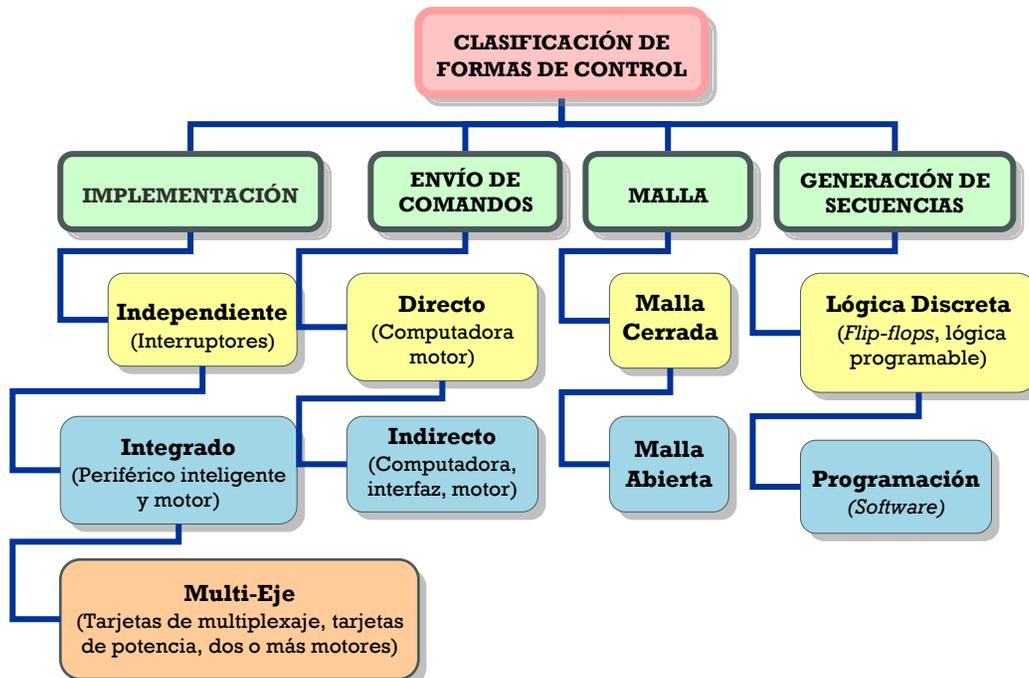


Fig. 2.15 Clasificación de las formas de control de los motores de pasos

• CONTROL POR IMPLEMENTACIÓN

El control independiente funciona de modo autónomo, libre de cualquier ordenador. Los programas, guardados en algún tipo de memoria, generan la secuencia de movimiento, la cual es suministrada por distintos tipos de interfaz (teclados o interruptores). Este control normalmente es acompañado tanto de la etapa de potencia y de una fuente de alimentación (en algunos casos de un hasta de sistema de retroalimentación). Por otro lado, en el control integrado el motor recibe las instrucciones de un ordenador, que procesa la información que controla los pasos dados por el motor. Pero si se desea controlar más de un motor, lo mejor es emplear un sistema multi-eje porque tiene una etapa de potencia para cada actuador pero sólo una tarjeta controladora. Si es necesario un alto grado de sincronización en varios motores, el procesador central coordina adecuadamente cada movimiento y en caso de no ser simultáneo, cada uno de los motores se movería a su vez con su debida secuencia lógica combinando los pulsos y la dirección para sincronizarse.

• CONTROL POR ENVÍO DE COMANDOS DIRECTOS E INDIRECTOS

El control de MP puede ser directo o indirecto. El sistema directo produce la secuencia de control y la transmite directamente del puerto del ordenador a los transistores que energizan los devanados del motor. Lee la posición real del motor guardada en un registro y se compara con la posición deseada guardada en otro. Si el eje está en la posición correcta, no se realizan cambios, de lo contrario se activa una interrupción que procesa la secuencia de control para cada uno de los devanados en la posición y dirección requerida. Y el control indirecto, envía la secuencia de pulsos a través del puerto del ordenador a una tarjeta que sirve de interfaz, que a su vez acciona las bobinas del motor.

- CONTROL POR MALLA

En un sistema de malla abierta para MP, la secuencia de control es generada por una fuente externa, la cual entra a un **secuenciador lógico** que lo distribuye a cada una de las fases del motor mediante una etapa de potencia (Fig. 2.16). El control de la velocidad y posición es simple porque sólo se necesita introducir la secuencia de pulsos para operar al motor adecuadamente y llevar el conteo del número de pulsos y de su frecuencia, aunque la posición real del rotor siempre es desconocida.

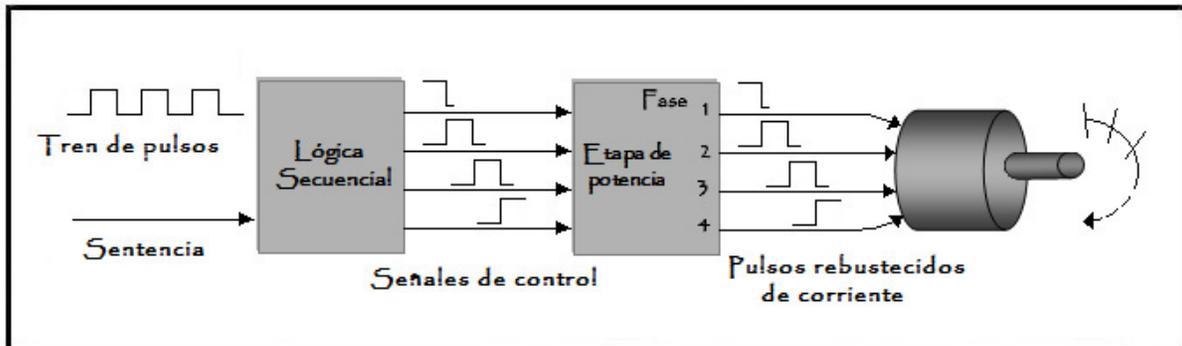


Fig. 2.16 Diagrama de bloques del control en malla abierta para un motor de pasos de 4 fases

La malla abierta es apta para sistemas que no necesitan retroalimentación, sin embargo el rendimiento es limitado en velocidades altas pues las revoluciones del rotor se vuelven oscilatorias e inestables, porque el sistema falla al seguir el número de pulsos cuando la frecuencia es alta o cuando el momento de inercia de la carga es muy grande. A pesar de sus limitaciones es un sistema utilizado por su simplicidad y economía.

El funcionamiento de un MP es mejorado en gran medida cuando se emplea un medio de retroalimentación de posición y/o frecuencia para determinar las fases apropiadas a ser conmutadas en los tiempos correctos. En este tipo de control, denominado malla cerrada, es necesario un **sensor** para la detección de la posición del rotor. En la actualidad, el método más usado para sensar es un **codificador óptico** acoplado al eje del motor (Fig. 2.17).

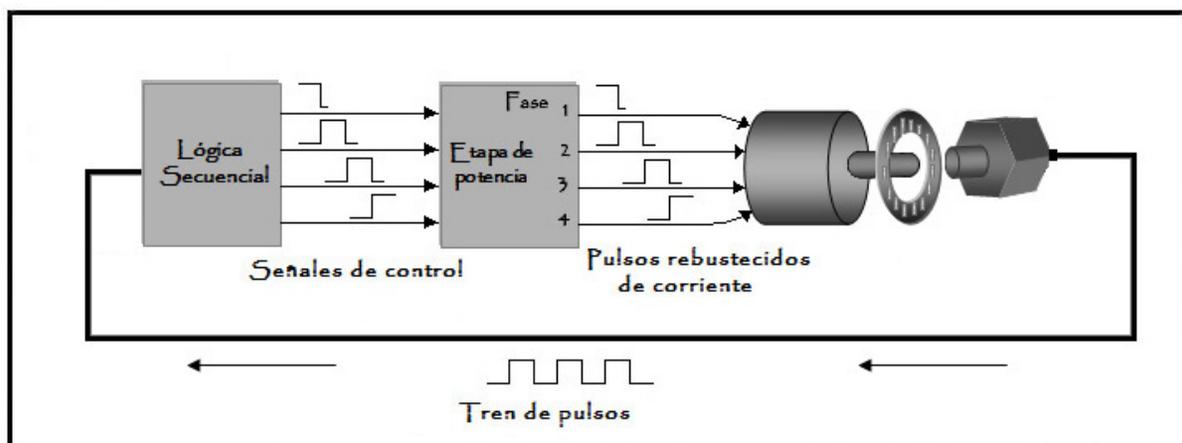


Fig. 2.17 Control en malla cerrada para un motor de pasos de 4 fases



Suponiendo que el MP está en funcionamiento o a punto de moverse, el codificador óptico, usado como sensor de retroalimentación, detecta la posición del rotor y envía esta información al secuenciador lógico, el cual determina la fase apropiada a ser encendida a partir de la información recibida. El control en malla cerrada presenta ventajas sobre el de malla abierta no sólo en que se evita el error por pérdida de pasos, sino que también el movimiento de rotación es más rápido y suave.

La velocidad de un MP controlado en malla cerrada varía con la carga; mientras más grande sea la carga, menor será la velocidad de rotación. Cabe señalar que la mayoría de las aplicaciones de los MP para posicionamiento fino se basan en este modo de control.

- **CONTROL POR GENERACIÓN DE SECUENCIAS**

El control mediante lógica discreta se realiza básicamente con circuitos *flip-flop*. Cabe recalcar que hay muchas formas de lógica configurable programable como **CPLD's** y **PIC's**, que permiten la generación de pulsos con buena exactitud. Cuando un **microprocesador**, controlador de interfaz programable u otro sistema de computación es usado para controlar los MP, se denomina control por programación donde el ordenador genera directamente la secuencia de control mediante algún lenguaje de programación y lo presenta a la interfaz del motor a través de algún puerto.



CAPÍTULO

3

VIBRACIÓN EN LOS MOTORES DE PASOS

Aquí se describen los fenómenos que provocan la vibración en los motores de pasos, su eliminación mediante la sincronización de índices proporcionales de corriente y perfiles de movimiento con que son excitados.

FENÓMENOS OSCILATORIOS

Cuando no se requiere de gran precisión, la cantidad de vibración de los motores es tolerada o bien, es corregida parcialmente por medios neumáticos; pero si se requiere que sea nula o muy baja, el cambio abrupto de polaridad en el sentido de la corriente en la etapa de potencia ocasiona en los motores cantidades de vibración indeseadas, además se excitan resonancias mecánicas en todo el sistema de movimiento en el cual están inmersos y específicamente en cuanto a su dinámica, provoca que los motores experimenten diversos fenómenos que favorecen su oscilación, los cuales son explicados a continuación con base en la respuesta de posición a un solo paso^[14].

Cuando un MP hace el movimiento de un paso al siguiente adquiere cierta inercia tanto del rotor como de la carga, por lo cual el rotor no se detiene inmediatamente, en realidad sobrepasa su posición final (Fig.3.1). Entonces se denomina sobrepaso o sobretiro (*overshooting*) a la cantidad de desplazamiento angular que excede el rotor de su posición final o de equilibrio.

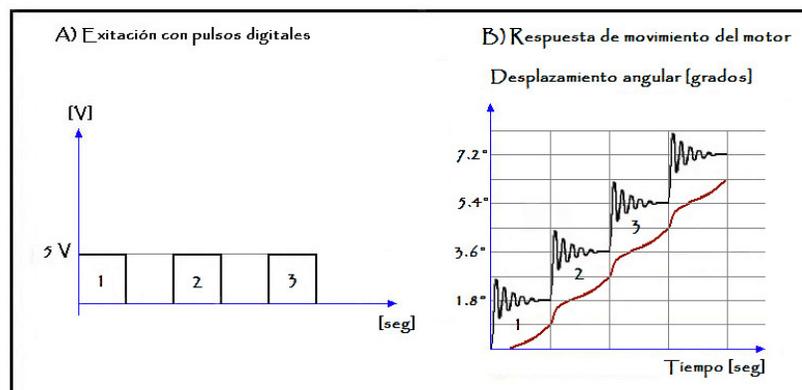


Fig. 3.1 Efecto de la inercia en cada paso del motor



Pero como los motores de pasos representan un sistema cuya respuesta es de tipo amortiguado, el excedente del desplazamiento angular del rotor regresa a la posición final o de equilibrio mediante oscilaciones hacia delante y hacia atrás (efecto *ringing*) en torno a dicha posición y por tal, las oscilaciones se traducen en vibración para el motor (Fig. 3.2). Entonces se define como tiempo de asentamiento al intervalo de tiempo en que el rotor permanece oscilando antes de detenerse por completo en su posición de equilibrio.



Fig. 3.2 Respuesta de posición a un solo paso

Por otro lado, está el problema de resonancia, el cual es sufrido por todos los MP en algún grado y se debe básicamente a las características dinámicas y mecánicas propias de los motores. Resonancia es el término usado para definir el efecto que ocurre cuando los MP operan a su frecuencia de oscilación natural. Un MP expondrá vibraciones mucho más fuertes cuando la frecuencia de pulso de entrada empareja la frecuencia natural del motor. El salto a esta frecuencia natural puede resultar en una pérdida de sincronismo e inclusive que el motor se detenga^[14].

Para MP híbridos bajo condiciones sin carga la resonancia ocurre entre los 80 a 200 Hz, (Fig. 3.3). En la resonancia, la inercia y el sobretiro se hacen mucho mayores, y la posibilidad de omitir pasos es más alta, sobre todo en bajas velocidades (manteniéndose por supuesto el mismo coeficiente de fricción viscosa)^[12]. Ya sea para pasos completos o medios pasos hay un área alrededor de 200 (PPS) donde la vibración es más pronunciada, y debería ser evitada; aunque no siempre se puede hacer.

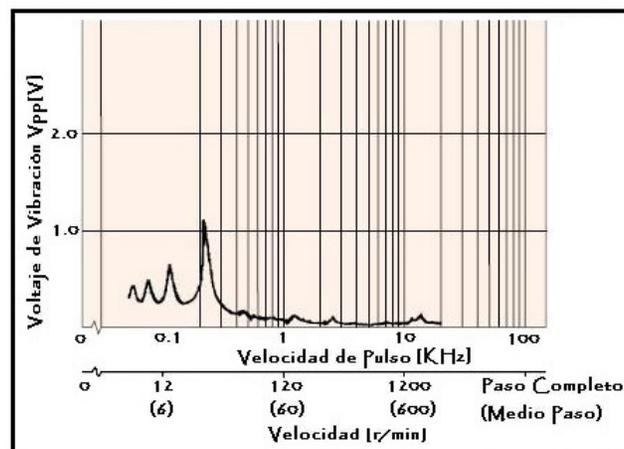


Fig. 3.3 Amplitud del voltaje de vibración del motor de pasos en operación^[12]

FORMAS DE ONDA DE EXCITACIÓN DE LOS MP

Los MP generalmente son excitados con señales tipo pulso amplificadas con una etapa de potencia, pero no hay que olvidar, estos dispositivos electromagnéticos de movimiento incremental también pueden ser excitados con señales analógicas para obtener incrementos de posición angular analógicos y no discretos, de este modo los problemas dinámicos de los MP son superados o compensados aprovechando esta característica. Al cambiar los pulsos digitales por señales analógicas con formas senoidales, triangulares o algunas señales de formas irregulares, el cambio abrupto de polaridad en el sentido de la corriente puede hacerse de forma gradual (Fig. 3.4). De este modo se evitan o reducen los fenómenos que ocasionan la vibración mecánica indeseada.

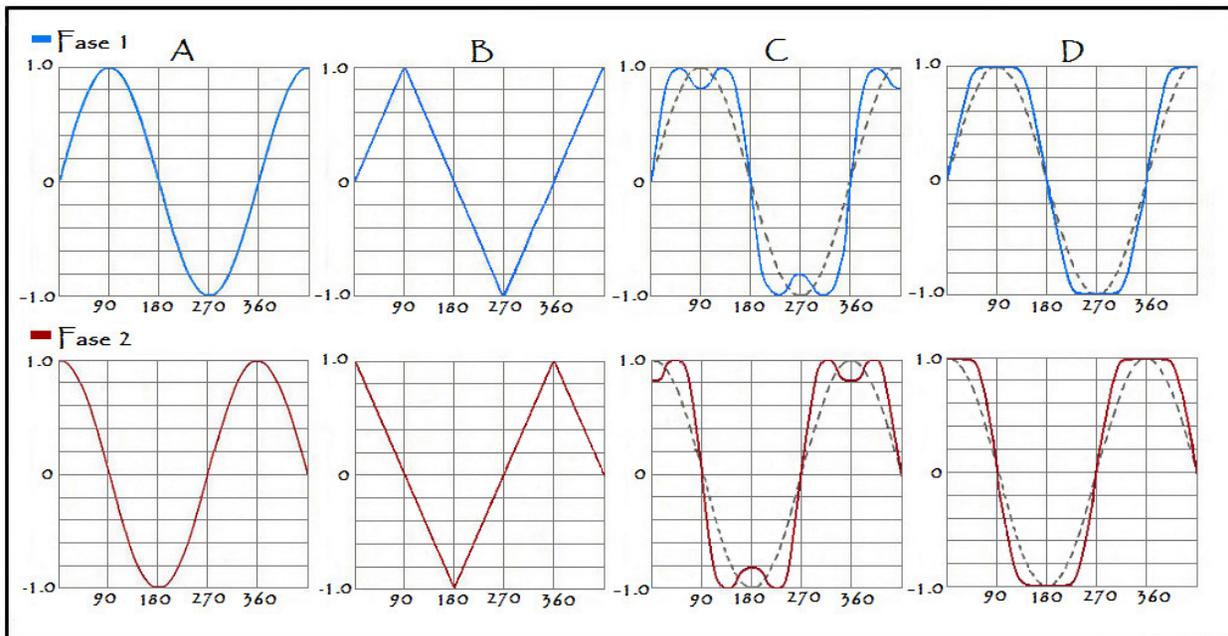


Fig. 3.4 Ejemplos de señales de excitación analógicas en las fases de un motor de pasos

Se ha llegado a mencionar que la forma de onda ideal de corriente para manejar un MP es con un par de ondas en cuadratura desfasadas 90° que formen una relación de señales de excitación seno-coseno^[15]. Si los devanados del motor siguen las formas de onda de corriente senoidales (Fig. 3.4 A), el motor en teoría, se moverá de forma silenciosa y suave, lo cual es el estado ideal; de hecho el “paso” asociado por lo general con MP desaparece. Esto se debe a que las ondas de seno – coseno permiten al motor la transición de forma continua de un polo al siguiente (posición de paso completo). Cuando en un devanado aumenta el nivel de corriente en el otro disminuye; los avances de rotor son de forma suave y el par de salida es continuo en cualquier posición dada. El par permanece constante en la misma posición para cualquier ángulo porque la corriente es siempre proporcionada correctamente entre los dos devanados. El eje del motor avanza suavemente durante el ciclo entero. Pero en realidad, por las características dinámicas y mecánicas de los MP la forma de onda de corriente de tipo senoidal es sólo una aproximación de la señal de excitación óptima pues, aunque se parece mucho a este tipo de onda, la forma ideal presentaría ciertas irregularidades que no la hacen tan lisa o uniforme como una senoide pura.

CURVAS CARACTERÍSTICAS PAR/ DESPLAZAMIENTO

Una gráfica importante en los MP es la curva par/desplazamiento, esta curva muestra el par que produce el motor de acuerdo a la fase excitada y a la posición angular del rotor. La figura 3.5 muestra las curvas par/desplazamiento del rotor correspondientes a cada una de las fases y para cada uno de los sentidos en los cuales fluye la máxima corriente en sentido positivo en la fase A; TA+ representa el par correspondiente 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 y TB- en la B. La forma de esta curva y el par máximo que se puede producir al encender una fase (llamado “par estático pico”) dependen del diseño interno del motor. Es importante recordar que aunque en esta figura se observan curvas senoidales, en realidad esto es sólo una aproximación, que se considera acertada para cuestiones de análisis y estudio.

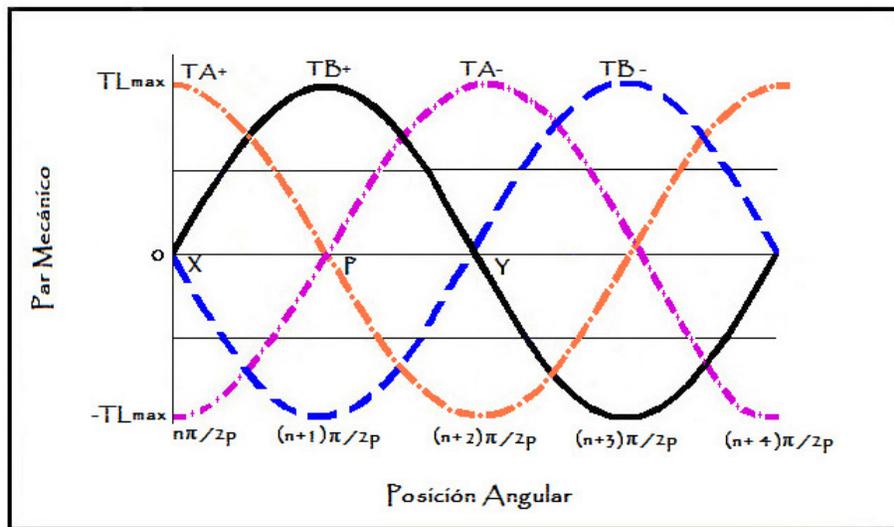


Fig. 3.5 Curvas par/desplazamiento de un MP híbrido

Cada curva representa el par estático que produce una fase al ser excitada con el voltaje máximo, de acuerdo con la posición angular del rotor. Las posiciones marcadas como $(n+i)\pi/2p$ (donde se produce un par igual a cero) corresponden a los puntos de equilibrio estables, es decir, las posiciones angulares en donde el rotor tiende a estabilizarse al ser excitada una fase.

Las otras posiciones donde la curva también cruza el eje horizontal, corresponden a los puntos de equilibrio inestables; llamados así debido a que aunque en esas posiciones el par producido también es cero, cualquier perturbación mínima provoca que el rotor se mueva hacia un punto estable. Si el rotor se encuentra en la posición **P** y se enciende la fase B con corriente positiva, entonces el par producido por el motor lo llevará a la posición **Y**; si hallándose el motor en la misma posición original se enciende la fase B con corriente negativa, el rotor se moverá a la posición **X**.

Los puntos de equilibrio mostrados en la figura 3.5 son los que se producen al encender exclusivamente una fase; sin embargo, se producen distintos puntos de equilibrio al encender dos fases (o más, para el caso de motores de reluctancia variable), cada fase con una corriente específica que no es necesariamente la máxima.



La característica anterior permite obtener pasos de diferente longitud, desde fracciones de paso (minipasos) hasta pasos con mayor dimensión que los comunes. Además, es precisamente modificando las corrientes de fase como se pueden corregir, ya sean los errores producidos por algún par de carga o por variaciones en la longitud de cada paso. Esta característica permite eliminar el error en estado estacionario.

La figura 3.6 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/desplazamiento del rotor resultante al excitar dos fases es igual a la suma de las curvas de cada una de ellas. Por ejemplo, si se encienden dos fases al mismo tiempo 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 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 3.6). 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 o micropasos^{[1][2]}.

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 inducidos por cada una de las fases^{[1][2]}. Esto se observa también en la figura 3.6.

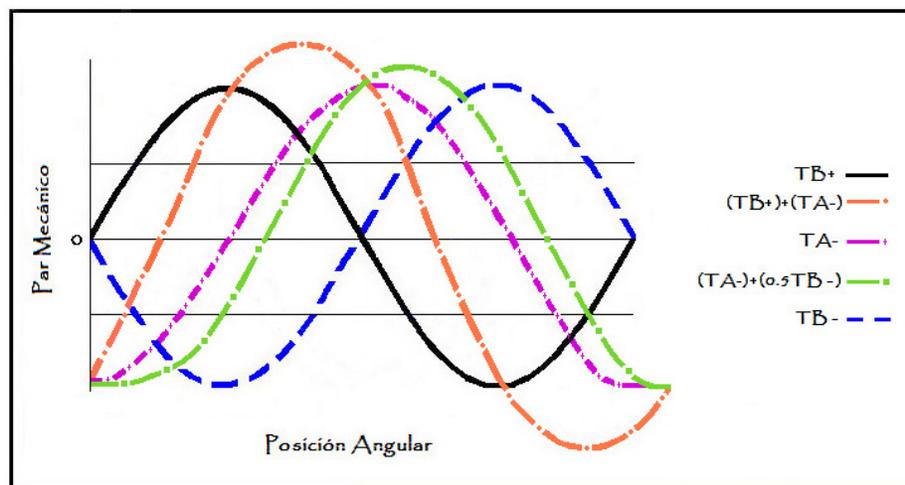


Fig. 3.6 Generación de distintos puntos de equilibrio

Debido a que cada fase es excitada a través de circuitos separados, se puede excitar sólo una o bien dos fases al mismo tiempo; por eso los esquemas de excitación son muy diversos. De ellos depende la dirección en que se mueve el rotor, la posición de equilibrio a la que llegará con cada movimiento, la razón de pasos por segundo (velocidad promedio) y el máximo par de carga que puede mover el motor^[2].

Por lo cual, se dice que es de suma importancia el grado de desplazamiento del punto de equilibrio estable. Mover dicho punto permite eliminar el sobrepaso y reducir considerablemente el tiempo de asentamiento y por lo tanto la vibración del motor, eliminar el error en estado estacionario, y modificar la longitud de cada paso desde los pasos normales hasta minipasos.

MICROPASO

Los MP tienen la desventaja de su comportamiento dinámico oscilatorio cuando son utilizados para posicionamiento fino, pero existe una técnica ampliamente usada que retiene las ventajas de los MP y sobrepasa la rudeza de baja velocidad y resolución; la técnica es llamada micropaso (*microstepping*). El micropaso incrementa la resolución de posición y suavidad de movimiento de los MP híbridos convencionales, esta alta resolución de posición elimina cabezas de engrane u otros reductores mecánicos que de otra forma son necesarios^[15]. Esta técnica usualmente se hace con control electrónico en los circuitos de conducción, subdividiendo cada paso completo en un número grande de pasos discretos más pequeños. Los pasos discretos no son tan buenos como una suave forma de onda senoidal analógica, pero si los pasos son bastante pequeños la forma de onda se aproxima en gran medida a una senoide (Fig. 3.7). Por ejemplo, un controlador de micropaso que subdivide cada paso completo de un motor de 200 pasos/rev en 125 micropasos produce 25,000 pasos/rev ($200 \times 125 = 25,000$).

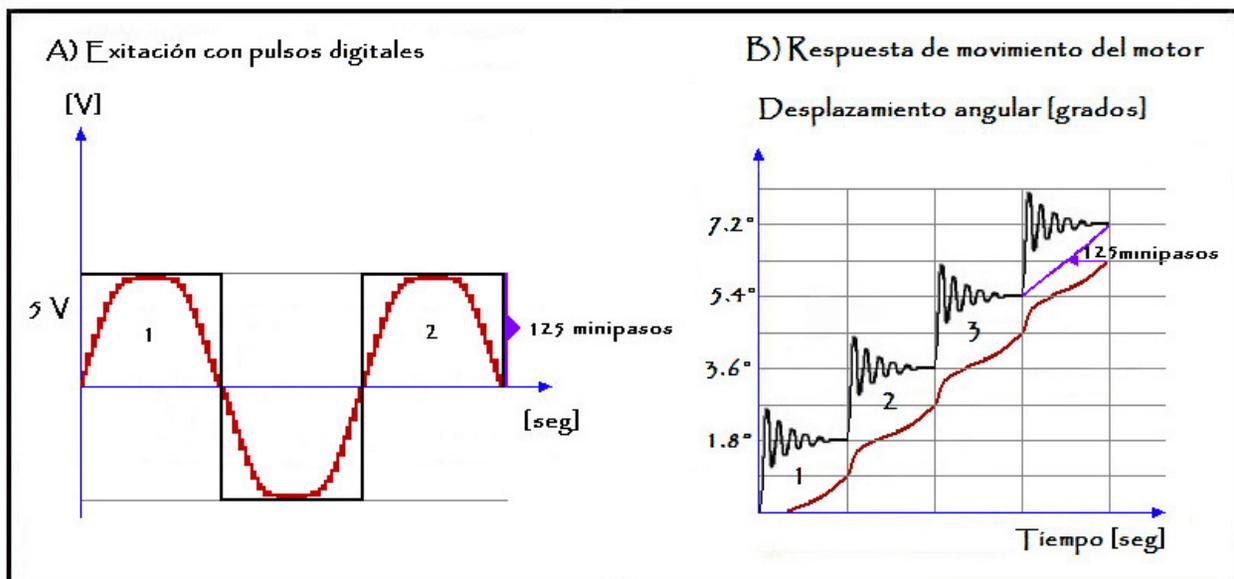


Fig. 3.7 Subdivisión de una señal senoidal y su efecto en el posicionamiento del motor

La ventaja más grande del micropaso es una operación suave y la eliminación de resonancia sobre su rango entero de velocidad, típicamente de 0 a 3,000 RPM. Una operación suave permite una utilización de par completo, libertad de ruido y amplio uso mecánico. Además el motor no tiene que moverse tanto para cada paso, y menos energía será gastada en la inercia y el sobrepaso, aunque cabe aclarar que los motores de pasos reaccionan de manera diferente a cargas diferentes^[12]. La suave operación del micropaso ha habilitado a estos sistemas para volverlos estándar en diversas aplicaciones como por ejemplo, en máquinas de terminación de superficie, entre otros.

Los sistemas de micropaso son generalmente fáciles de instalar y usar porque no tienen requerimientos de ajuste o instalación como los servosistemas típicos, además de ser muy estables. Asimismo los micropasos de malla abierta son muy repetitivos; esto es fundamental debido a que la repetibilidad de un sistema de posicionamiento es usualmente el parámetro de diseño más importante y principalmente se usan cuando las cargas del eje son relativamente constantes.



Los sistemas de micropaso típicamente usan MP híbridos convencionales (usualmente 200 pasos completos/rev o 1.8°) y control de corriente para ubicar al rotor entre posiciones normales de paso completo. Los conductores de paso completo producen corrientes de bobina de prendido o apagado, pero los conductores de micropaso usan ondas de seno y coseno (Fig. 3.8) para proporcionar corrientes suaves entre fases incrementando lentamente la corriente en un fase mientras disminuye la corriente en la otra. Si las corrientes de fase son detenidas en valores intermedios, el rotor mantiene una posición intermedia muy exacta y repetitiva^[15].

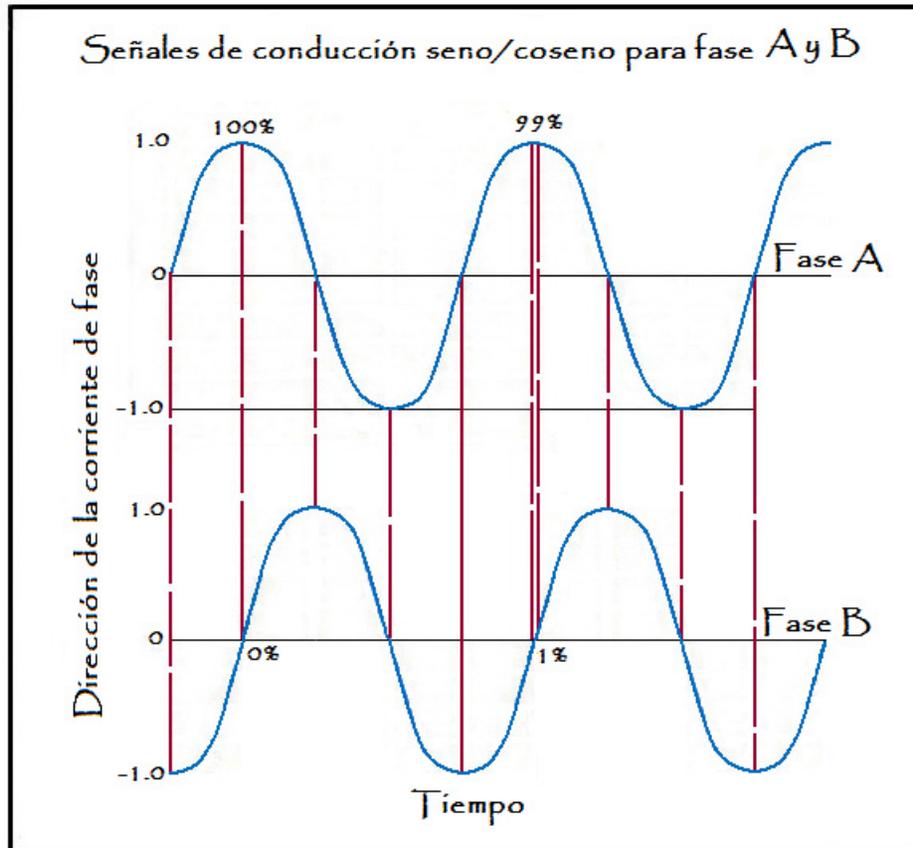


Fig. 3.8 Señales de conducción Seno/Coseno para fase A y B

Un ensamble típico del conductor de micropaso contiene control electrónico y fuente de poder. El controlador recibe señales de paso y dirección de un indicador o controlador de movimiento programable (Fig. 3.9). El controlador lógico consiste de un contador y un tablero de búsqueda ROM, o un microprocesador, y dos convertidores DAC's; la circuitería lógica determina el nivel de la corriente correcta para cada fase del motor y las señales del convertidor digital DAC a ondas seno y coseno del conductor.

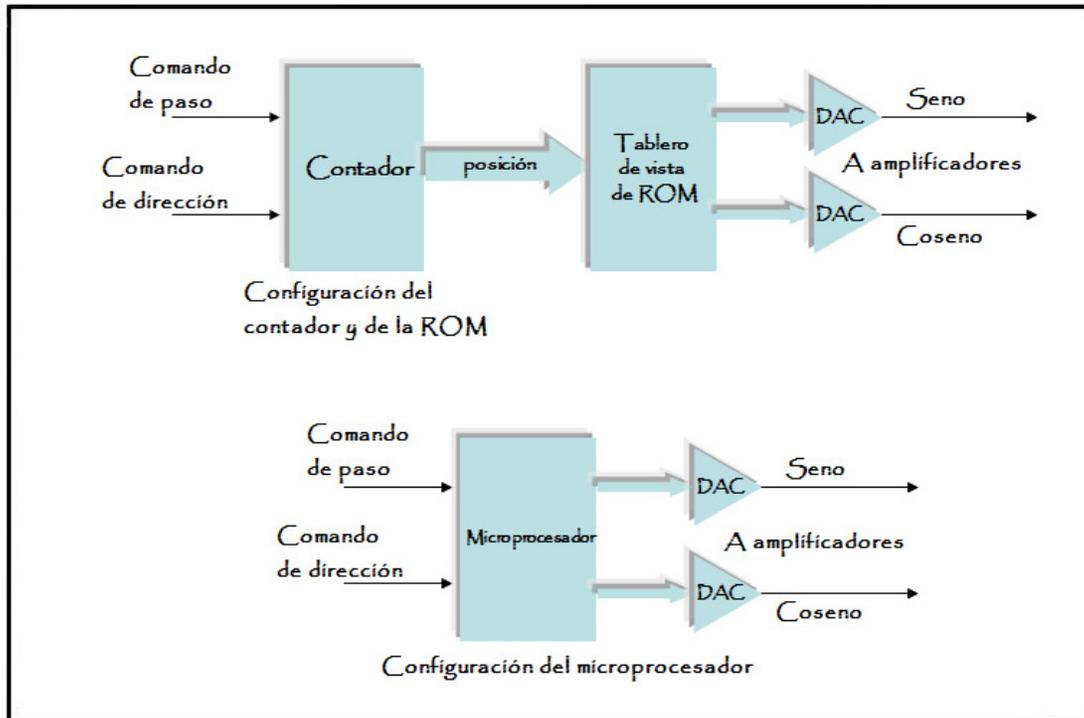


Fig. 3.9 Esquema típico de un controlador y circuito básico de un sistema de micropaso

El ensamble del indicador del micropaso produce señales de paso y dirección necesarias por la etapa de conducción (Fig. 3.10). Una aproximación utiliza un microprocesador y un oscilador o generador de corriente para convertir comandos de distancia, velocidad y aceleración de interruptores manuales, computadoras personales, o PLC's a señales lógicas.

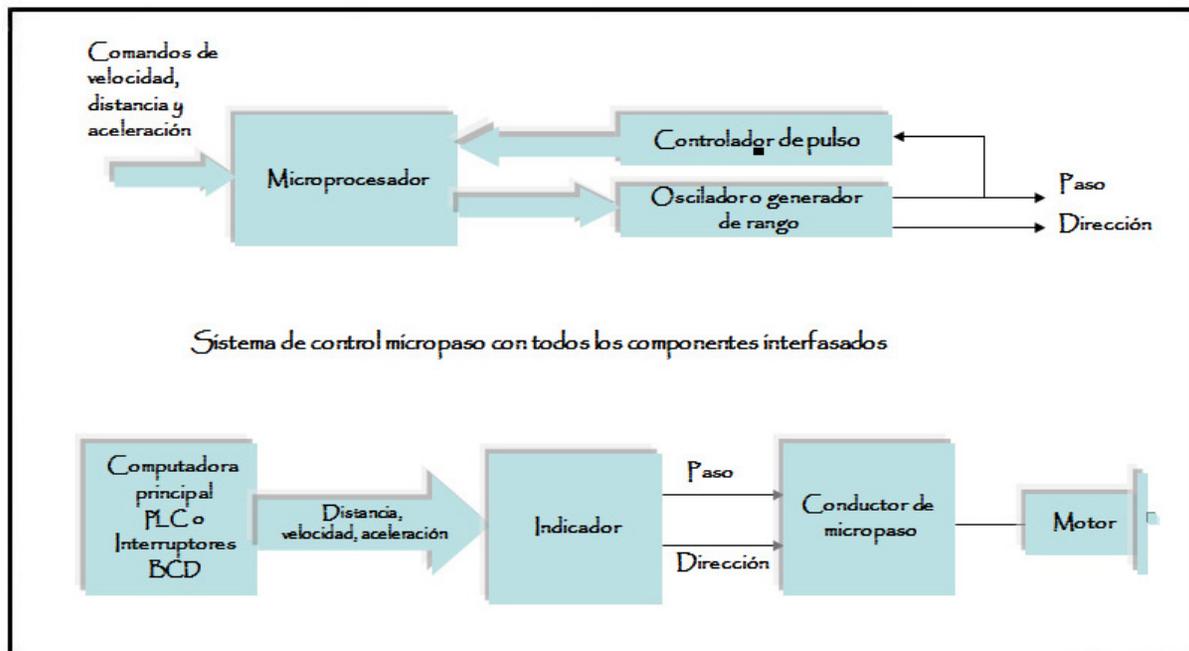


Fig. 3.10 Ensamble indicador del micropaso



Se necesita un amplificador en cada fase para producir exactamente las corrientes dirigidas a los devanados del motor. La corriente de conducción es alimentada por amplificadores de tipo lineal, operacionales de potencia o PWM. El amplificador produce corrientes en respuesta a pulsos que recibe de un controlador. Los pulsos del controlador representan comandos para aceleración, desaceleración, velocidad, y distancia del motor. El controlador convierte comandos de alto nivel de computadores digitales, microprocesadores o PLC`s dentro del flujo de pulsos apropiado para definir los perfiles de movimiento convenientes.

DIAGRAMA FASORIAL DE UN SISTEMA MICROPASO

Veamos ahora qué proporciones de corrientes son necesarias para producir un ángulo de paso particular. El ángulo de micropaso gráficamente puede ser representado con un diagrama fasorial, (Fig. 3.11). Los ejes X y Y indican el nivel corriente en dos devanados A y B respectivamente. El vector A (flecha que va del origen a cualquier posición del plano X, Y) muestra el ángulo resultante y la magnitud del vector (par) cuando alguna corriente es aplicada a ambos devanados. Hay que tener presente que este diagrama muestra 'el sub-ángulo' entre pasos naturales enteros (polos) de los motores. En un MP típico de 200 revoluciones el sub-ángulo es de 1.8 grados.

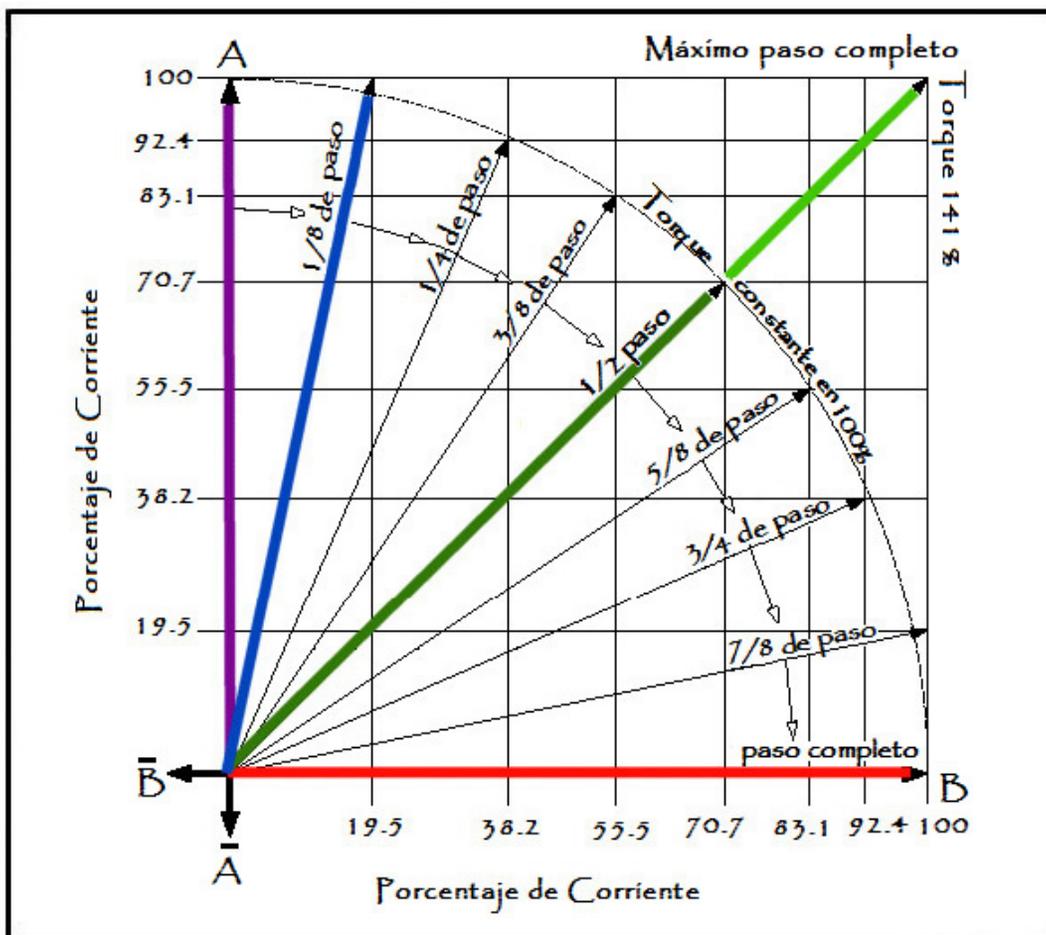


Fig. 3.11 Representación vectorial de la subdivisión del ángulo de paso con el par producido



Observando la figura anterior, es evidente que el problema par/desplazamiento en un motor ideal se puede ver como un problema geométrico^[16]. Por lo tanto, el par resultante de retención queda definido por la ecuación (3.1) y el desplazamiento angular (posición del eje) queda determinado por la ecuación (3.2).

$$T_r = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad \text{Ec. (3.1)}$$

$$\theta = \frac{P}{\pi/2} \cdot \text{arcTg}\left(\frac{Y}{X}\right) \quad \text{Ec. (3.2)}$$

En donde:

X – Nivel de corriente en el devanado A (Par producido por la bobina A).

Y – Nivel de corriente en el devanado B (Par producido por la bobina B).

T_r – Par resultante de retención.

θ – Posición de equilibrio.

P – Ángulo de paso.

El vector en color morado, muestra que el nivel de corriente es el máximo sólo para el devanado A (la otra es cero). Entonces el rotor se encuentra en un polo natural, es decir, en una posición de equilibrio o como si estuviera en una posición de paso completo. Del mismo modo el vector en color rojo muestra que el nivel de corriente es el máximo, pero ahora para el devanado B, y por lo tanto también es un polo natural del motor.

Los vectores verdes son los más importantes a comprender. El vector verde claro muestra lo que pasa cuando se toma un medio paso con un controlador ordinario (no de micropaso) activando totalmente ambos devanados. El ángulo es correcto, ya que los puntos de rotor se encuentran a medio camino entre los polos naturales, pero la magnitud (par) es mayor que en las posiciones de paso enteras (vectores rojo y morado), es decir, 41% mayor. Ahora consideremos el vector verde oscuro. El ángulo es el mismo que el verde claro, pero el par es ahora de la misma magnitud que las posiciones de paso enteras. Esto es posible reduciendo la corriente por 0.707 (la mitad la raíz cuadrada de 2) en cada devanado.

Ahora llevemos este concepto un paso más lejos y obsérvese el vector azul (1/8 el paso). La corriente en los devanados es proporcionada con precisión para alcanzar un octavo paso entre las posiciones de paso completas, con el par equivalente. Se puede decir que el par es equivalente ya que la magnitud (longitud) de este vector es la misma que en el vector de paso completo. Por lo tanto, todos los vectores de micropaso tienen la misma magnitud.

De lo anterior podemos concluir que el par producido se mantiene constante en función de la cantidad de corriente circulante por los devanados. En consecuencia, si se modifican las cantidades de corriente en forma gradual pero en diferentes proporciones en cada bobina, también varían de igual manera los pares respectivos, cambiando así, la relación (Y/X) existente entre ellos (Ec. 3.2), con lo que se pueden obtener en principio, infinitas posiciones intermedias entre pasos. Entonces, combinando las ecuaciones 3.1 y 3.2, se obtienen sucesivas posiciones intermedias entre pasos con par de retención constante, es decir, se obtienen micropasos con par constante. Por ejemplo, la tabla 3.1 ilustra los porcentajes de corriente en los devanados de un motor correspondientes a ocho micropasos con par resultante constante.



Serie de pasos	Corriente Fase A	Corriente Fase B	Posición de paso
0	100.0 %	0.0 %	<i>Paso completo</i>
1	98.1 %	19.5 %	<i>1/8 de paso</i>
2	92.4 %	38.2 %	<i>1/4 de paso</i>
3	83.1 %	55.5 %	<i>3/8 de paso</i>
4	70.7 %	70.7 %	<i>1/2 de paso</i>
5	55.5 %	83.1 %	<i>5/8 de paso</i>
6	38.2 %	92.4 %	<i>3/4 de paso</i>
7	19.5 %	98.1 %	<i>7/8 de paso</i>
8	0.0 %	100.0 %	<i>Paso completo</i>

Tabla 3.1 Porcentaje de corriente en los devanados con par constante

PERFIL DE MOVIMIENTO

Cuando se habla del perfil de movimiento que describen los MP, se refiere a la variación de velocidad con que estos actuadores recorren en su totalidad la trayectoria previamente fijada por su secuencia de control en un determinado tiempo (con cualquier forma de onda de excitación), la cual se acostumbra representar gráficamente Velocidad vs. Tiempo (Fig. 3.12).

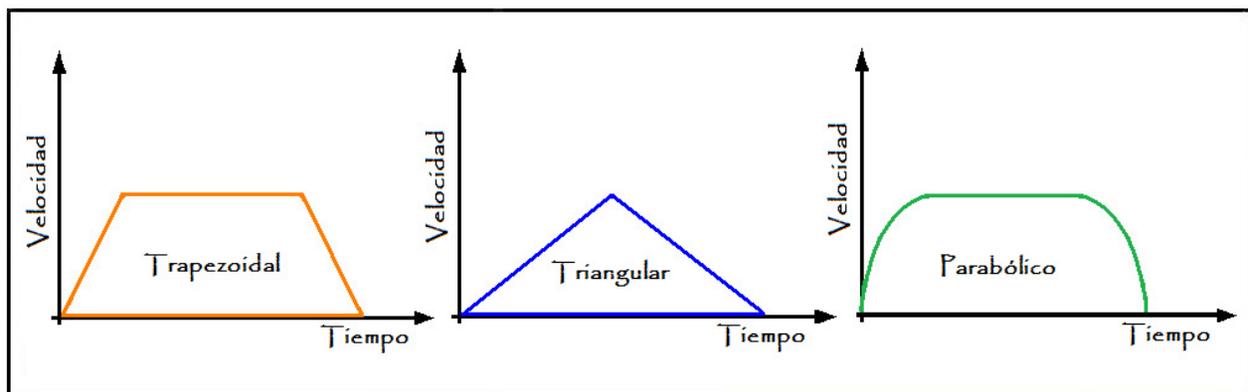


Fig. 3.12 Perfiles habituales de control de movimiento

Un perfil de velocidad ampliamente utilizado para sistemas de control de movimiento es el trapezoidal. En este tipo de perfil el motor se acelera linealmente desde su activación hasta alcanzar la velocidad preestablecida, corre a una velocidad constante por un tiempo prescrito y para detenerse desacelera otra vez de forma lineal. Usualmente se hacen movimientos cortos por aceleración lineal para la primera mitad de la distancia deseada y desaceleración para la segunda mitad. Esto es conocido como perfil de movimiento triangular. Perfiles más complejos como los parabólicos, son también posibles pero complicados de programar con las técnicas descritas en el capítulo anterior.

Se mezclan múltiples velocidades y aceleraciones (o desaceleraciones) para satisfacer virtualmente cualquier problema de control de movimiento, pero la ventaja de utilizar uno u otro perfil, en cuanto a la vibración inducida en los motores de pasos, radica en que ciertos cambios de velocidad ayudan a disminuir la cantidad de vibración debido a que favorecen un cambio aún más gradual y suave en los movimientos del motor.



CAPÍTULO

4

DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA

En este capítulo se describe el proceso de diseño e implementación electrónica del sistema para el análisis de vibración y sobrepaso de los motores de pasos.

PLANTEAMIENTO INICIAL

Con base en los antecedentes expuestos en los capítulos anteriores, es evidente que existe una relación entre la vibración (causada por el sobrepaso y el tiempo de asentamiento) y la forma de onda de la señal de excitación. Por lo tanto, este trabajo de tesis se enfocó en crear un sistema para registrar y examinar la variación de la amplitud de vibración en un MP con respecto al perfil de onda que lo está excitando. A continuación se exponen los alcances proyectados del sistema, sus características, especificaciones y los recursos disponibles para su realización.

ALCANCES

- ◆ Diseñar e implementar un sistema para el análisis de vibración y sobrepaso para los MP basado en la forma de onda de la señal de excitación, y establecer el método utilizado para dicho análisis.
- ◆ Medir las amplitudes de vibración que proporcionan cada una de las formas de onda de excitación y compararlas para definir qué tipo de señal ofrece las mejores condiciones de operación.
- ◆ Sentar las bases para iniciar desde un nuevo enfoque, el estudio dinámico de los MP desde las características de las señales de excitación, lo cual podría orientarse hacia múltiples líneas de investigación.

CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA

- ◆ La característica principal del sistema es que enfrenta desde una nueva perspectiva el problema de la vibración en los MP, con el fin de reducirla y eventualmente eliminarla a partir de la señal de excitación.
- ◆ El diseño del dispositivo electrónico es práctico, austero y portátil, lo que lo hace fácilmente compatible con el ordenador, aprovechando así los recursos del mismo (tarjeta de audio).



- ◆ El sistema genera todo tipo de señales de excitación con base en su forma de onda, frecuencia, perfil de movimiento y tiempo de duración con un *software* de análisis matemático. Además posee una configuración versátil que le permite la evaluación de las señales sin necesidad de modificar el *hardware*.
- ◆ Utiliza un equipo especializado para el registro y medición de la vibración.

ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA

- ◆ Es factible operar el sistema en cualquier ordenador compatible con el *software* de análisis numérico MatLab, que cuente con un reproductor de audio y una tarjeta de sonido con salida estéreo no menor a 50mW/8Ω.
- ◆ Tiene la capacidad de generar señales de excitación con diversas características sin embargo, como base inicial de estudio sólo se analizan y comparan la senoidal, triangular y cuadrada en un rango de 10 a 350 PPS (específicamente bajas frecuencias) en un perfil de movimiento lineal.
- ◆ El sistema puede manejar hasta un par de motores de pasos híbridos de 4 fases o similares, uno de 12V a 20 Ω y otro de 9.6V a 75 Ω, ambos con una resolución de paso de 1.8°. [57BYG084 y 42BGY016]
- ◆ Para cada señal de excitación, la medición de vibración se registra en los ejes “X”, “Y” y “Z”, además se verifica el grado de sobrepaso asociado para cualquier señal con el medidor de posición angular capacitivo modelo 3291-6260-V-100-A (transductor posición-voltaje).

RECURSOS

Este trabajo de tesis se desarrolló en el Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica (LMM) del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) con el apoyo del Laboratorio de Acústica y Vibraciones (LAV) ubicado en el mismo centro. En estos departamentos se cuenta con recursos como: equipo de cómputo, componentes e instrumentación electrónica, herramientas y maquinaria mecánica, así como analizadores y medidores especializados de vibración y posición angular.

DISEÑO CONCEPTUAL DEL SISTEMA

En el capítulo anterior se mencionó que la técnica de control por micropaso, además de proveer posicionamiento fino, es una forma efectiva para reducir la vibración en los MP, sin embargo esta técnica es limitada para el análisis propuesto debido a que sólo utiliza señales senoidales discretas; por lo que si se desea controlar al motor con una forma de onda diferente de una senoide o con un perfil de movimiento complejo surge el problema de la complicada y laboriosa programación envuelta para cada señal a evaluar.

No obstante, para encontrar la relación entre la cantidad de vibración y la forma de onda de la señal de excitación se ideó un sistema de análisis de vibración para MP que en cierta forma utiliza el principio de funcionamiento del micropaso, pero no como un estricto control de posicionamiento fino, sino en el modo de entrega gradual de energía a los devanados del motor y que a su vez genera señales de todo tipo de formas de onda y frecuencias de manera más ágil.



En términos generales, el usuario utiliza un ordenador que cuenta con *software* de análisis matemático, ahí programa las señales de excitación a estudiar con base en su forma de onda, frecuencia y perfil de movimiento. Dentro de la misma programación dicho *software* genera las señales como archivos de audio. Esto se hace con el fin de aprovechar los recursos del ordenador, de manera particular la **tarjeta de audio**, que se utiliza como DAC. Posteriormente las señales de control son enviadas a una etapa de potencia que otorga la ganancia en corriente necesaria a dichas señales para mover al MP.

Sin embargo, actualmente no se cuenta con un dispositivo electrónico comercial que permita la excitación adecuada para realizar el análisis propuesto, entonces esta tesis abarcó el diseño y la implementación electrónica de una plataforma de pruebas, que utiliza las propiedades de variación de las corrientes en las fases del motor a través de las formas de onda de voltaje. Finalmente, se registran y analizan las amplitudes de vibración generadas por el motor con el equipo especializado para ello. De esta forma se puede establecer señal por señal, cual ofrece las mejores condiciones de operación. En la figura 4.1 se muestra el diagrama del sistema ideado con sus principales bloques funcionales.

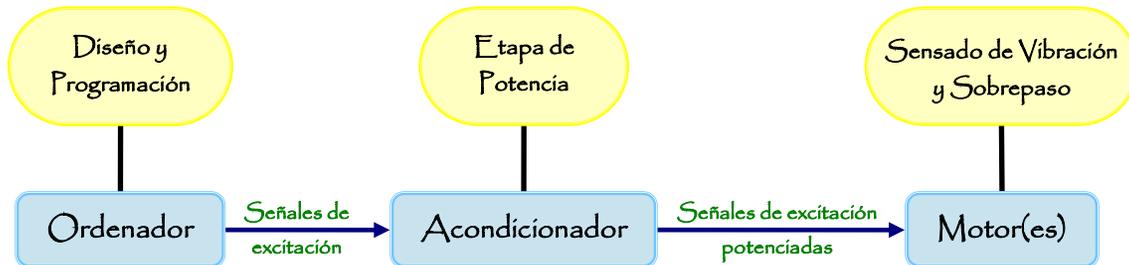


Fig. 4.1 Diseño conceptual del sistema de análisis para motores de pasos

DESARROLLO DEL SISTEMA

Desde el punto de vista de desarrollo, el sistema se dividió en dos partes: una de *software* y otra de *hardware*.

- **SOFTWARE**

La parte de *software* consiste en el diseño y programación de las señales de excitación (control) que le son suministradas al motor, las cuales fueron realizadas mediante el *software* de análisis matemático MatLab. Las razones más importantes para elegir este *software* fueron tanto la facilidad de programación de señales con parámetros matemáticos específicos, así como la capacidad de generación de archivos en formato de audio (.wav) estereofónicas.

En principio, MatLab tiene la capacidad de manipular la tarjeta de audio de cualquier ordenador para funcionar como una **tarjeta de adquisición de datos**, lo que le da la posibilidad de probar múltiples señales de excitación en tiempo real. Sin embargo, se decidió no hacerlo de esta forma debido a que representa mayores ventajas tener todas las señales generadas como **archivos de audio** y después reproducirlas con ayuda del reproductor del ordenador. De este modo se hacen las pruebas desde cualquier ordenador sin necesidad incluso de contar con el *software* instalado y tampoco se tienen que programar las señales cada vez que se lleven a cabo dichas pruebas.



Para generar las señales de excitación se desarrolló un programa principal llamado “*Make All Wav*”, que contiene a su vez dos subprogramas denominados “*P2P*” y “*T2W*”. La forma de interacción entre ellos es de la siguiente manera: primeramente el subprograma *P2P* hace una interpolación lineal para dos intervalos elementales llamados posición angular y tiempo absoluto; generando así una función base cuyos resultados (datos) se integran en una matriz que contiene la información precisa del instante de tiempo para cada posición angular. En la figura 4.2 se muestra el diagrama de flujo que describe esta secuencia:

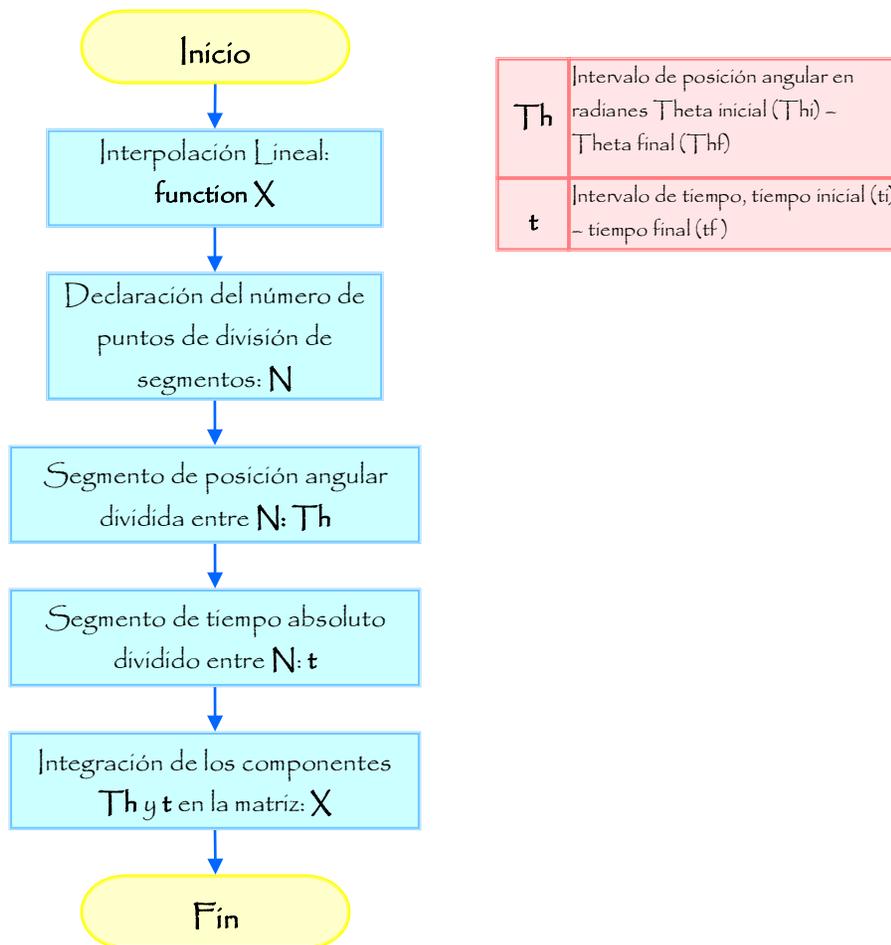


Fig. 4.2 Diagrama de flujo del subprograma *P2P*

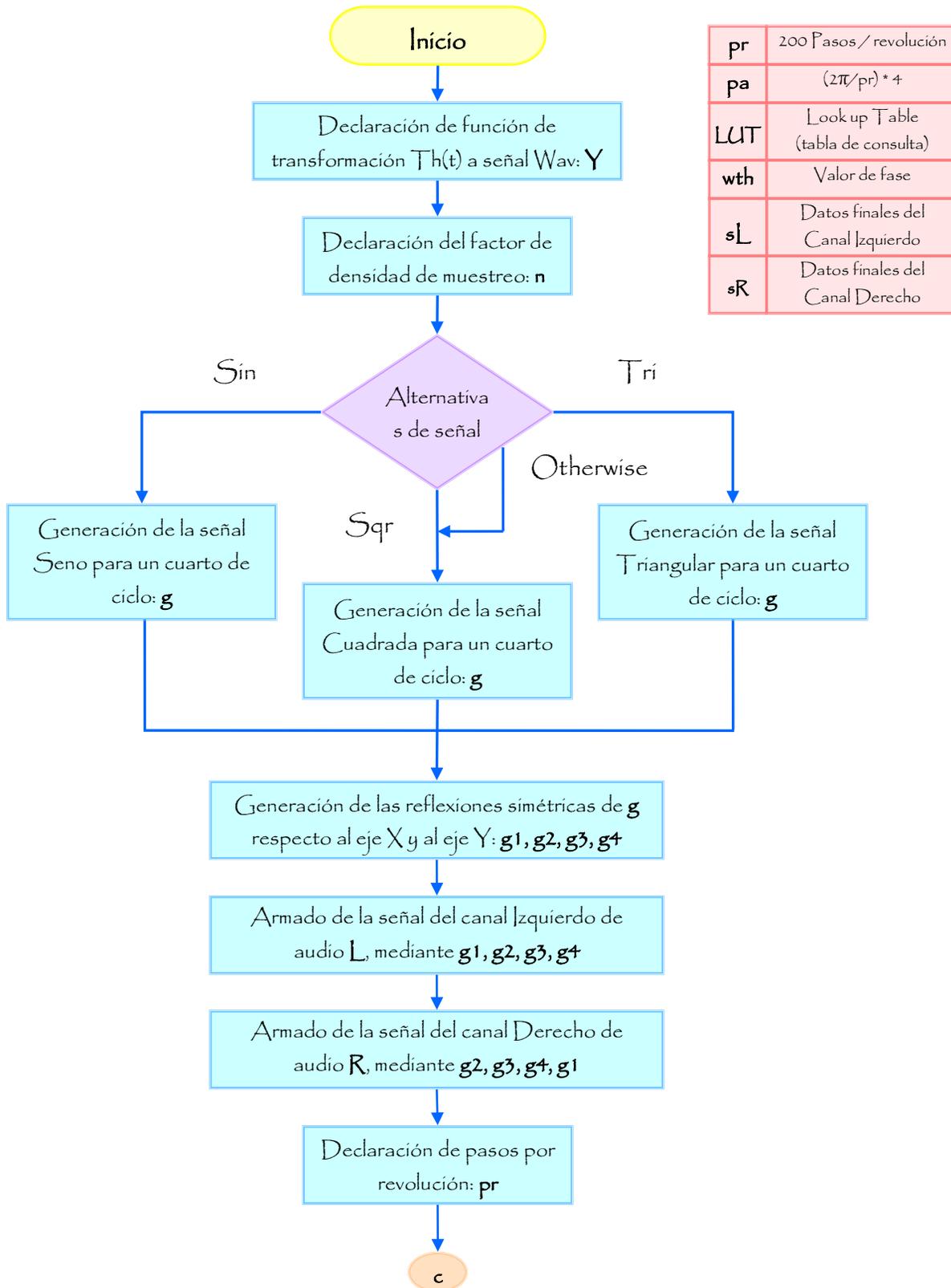


Por su parte, el subprograma **T2W** genera las formas de onda base de excitación (senoidal, triangular y cuadrada); pero no las crea de forma continua, sino que sólo genera el primer cuarto de ciclo de señal. Después mediante la unión secuencial de las reflexiones simétricas en torno al eje vertical y horizontal se forma la fase completa (ciclo). Esta generación de señales por segmentos (cuartos de ciclo) obedece a que dependiendo del orden de colocación de dichos segmentos se pueden generar por separado dos ondas desfasadas entre sí en 90° o hasta 180° (en esta tesis se utilizó el desfase a 90°). De este modo se establecen los canales: izquierdo (L - *Left*) y derecho (R - *Right*) es decir, las dos señales desfasadas con las que se excitan las fases de un MP.

En seguida, se genera una “tabla de consulta” (“*look up table*” **LUT**) que contiene la información del incremento angular del motor (en sus 4 fases y para sus 200 pasos por revolución) en relación al total de segmentos generados con anterioridad. La **LUT** tiene el mismo número de puntos (datos) que los canales L y R.

Luego, se crea una función de posición o vector de posiciones en el que se interpolan los datos integrados en la matriz resultante de **P2P** con un índice incremental que considera a la **frecuencia de muestreo** y al tiempo absoluto, de este modo se generan todos los puntos de muestreo que se requieren. Sin embargo, para saber el estado que cada fase debe tener, se divide la función de posición con todos sus puntos entre el paso angular del motor (cálculo del residuo), el resultado es el valor de fase.

Entonces, para obtener el valor (datos) que debe tener L y R en un valor de fase específico comparado con los datos de la **LUT** se realiza una interpolación lineal entre estos tres elementos para cada canal. Posteriormente, los resultados de las interpolaciones (dos señales) se integran en una matriz en el orden requerido por MatLab para generar el archivo **.wav** mediante la función *Wavwrite*^[17]. El archivo de audio generado es una **señal estereofónica**. En la figura 4.3 se observa el diagrama de flujo que describe la secuencia de **T2W**.



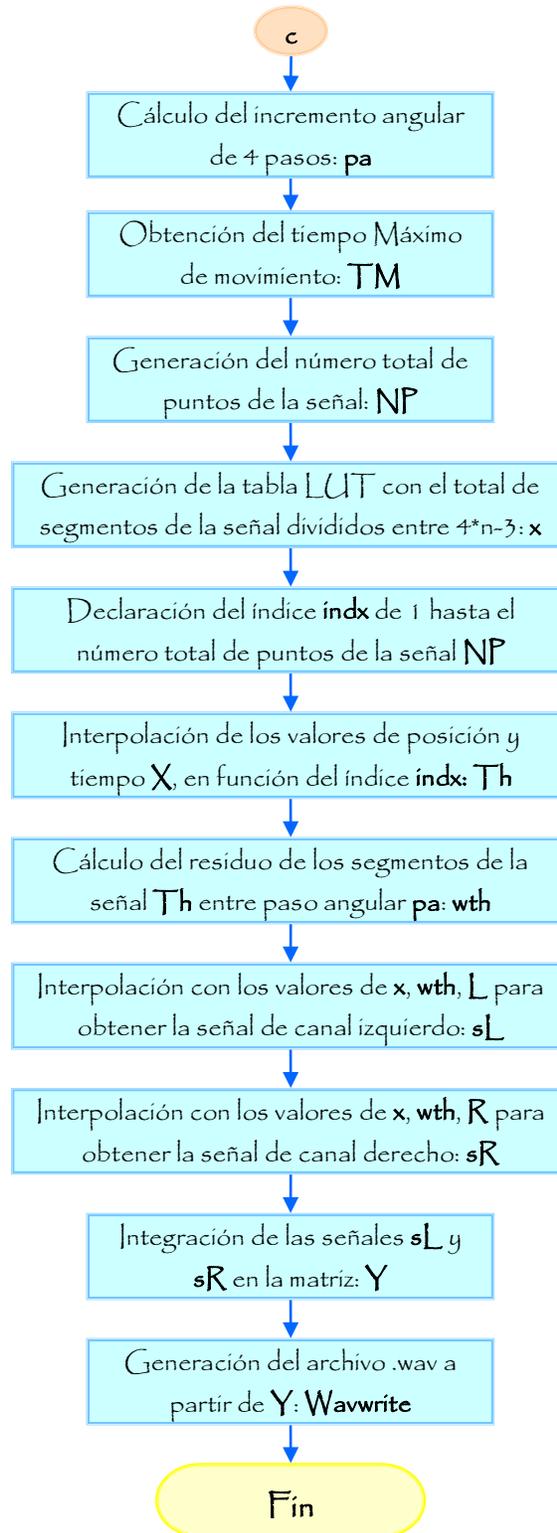


Fig. 4.3 Diagrama de flujo de la secuencia de T2W



El programa principal *Make All Wave* define una secuencia incremental de números desde 10 a 350 (en incrementos de 10 en 10) que cumple con dos funciones, la primera es definir el intervalo de operación de Pasos Por Segundo y la segunda es para nombrar a los archivos en relación a esos mismos pasos por segundo (PPS). El programa crea una matriz base con los números de la secuencia incremental y les agrega la extensión de nombre de archivo *.wav*, (es decir, 10.wav, 20.wav, etc.) a esta matriz se le agregarán más tarde los prefijos de acuerdo al tipo de forma de onda generada (Sin, Tri o Sqr).

Make All Wave también establece la frecuencia de muestreo con la que trabajará todo el programa y el tiempo de duración en segundos del archivo de audio, es decir, el tiempo total de movimiento del motor. Además, calcula la distancia recorrida en radianes en función de los pasos por segundo generados de la secuencia incremental y el tiempo total de movimiento. De este modo se crea una matriz con todos los valores de posición angular finales (reales).

Finalmente, *Make All Wave* realiza un ciclo del tamaño de la secuencia incremental definida anteriormente, el cual forma todas las señales mediante el llamado de los datos generados por **P2P** en función de los valores de posición angular finales y de los datos de **T2W** (señales de audio) en relación a cada forma de onda, al tiempo de agregarle el prefijo para su nombramiento (Sin, Tri o Sqr). Resumiendo, las señales generadas son nombradas en relación a su forma de onda y el valor en PPS con extensiones *.wav*, por ejemplo: Sin80.wav, Tri20.wav, Sqr150.wav, etc. En la Figura 4.4 se muestra el diagrama de flujo principal que describe la secuencia de *Make All Wave*.

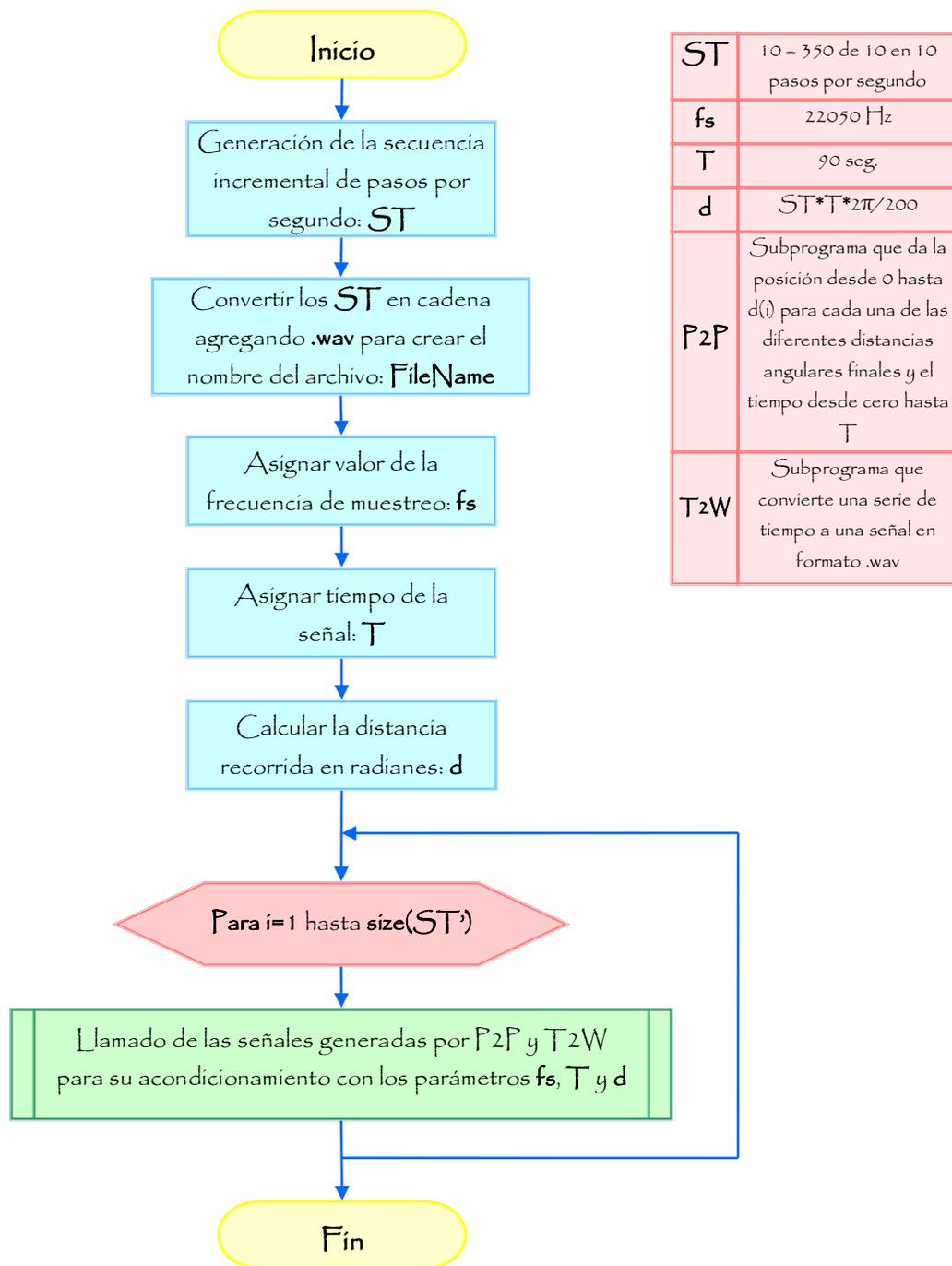


Fig. 4.4 Diagrama de flujo principal *Make All Wave*



Una vez ejecutado el programa los archivos de audio generados por MatLab quedan almacenados en su carpeta de trabajo *Work*, con los nombres que se les asignó. En este punto, los archivos de audio se pueden reproducir con ayuda del *software* con el que cuenta de fábrica el ordenador (Fig. 4.5); *Windows Media* en su última versión es el más común^[18].

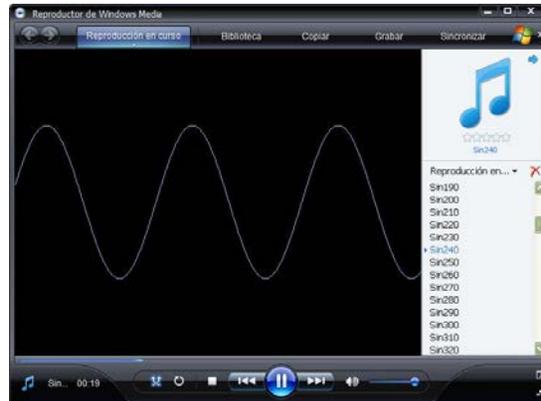


Fig. 4.5 Vista del Archivo de audio en el reproductor Windows Media

Teniendo todos los archivos se verificó que las señales estéreo generadas tuvieran la forma de onda previamente diseñada con el osciloscopio (Fig. 4.6). Posteriormente se analizaron sus características eléctricas, obteniéndose los siguientes valores de señal en la salida de la tarjeta de audio del ordenador (*Headphone output*); por ejemplo, para Sin240.wav tenemos:

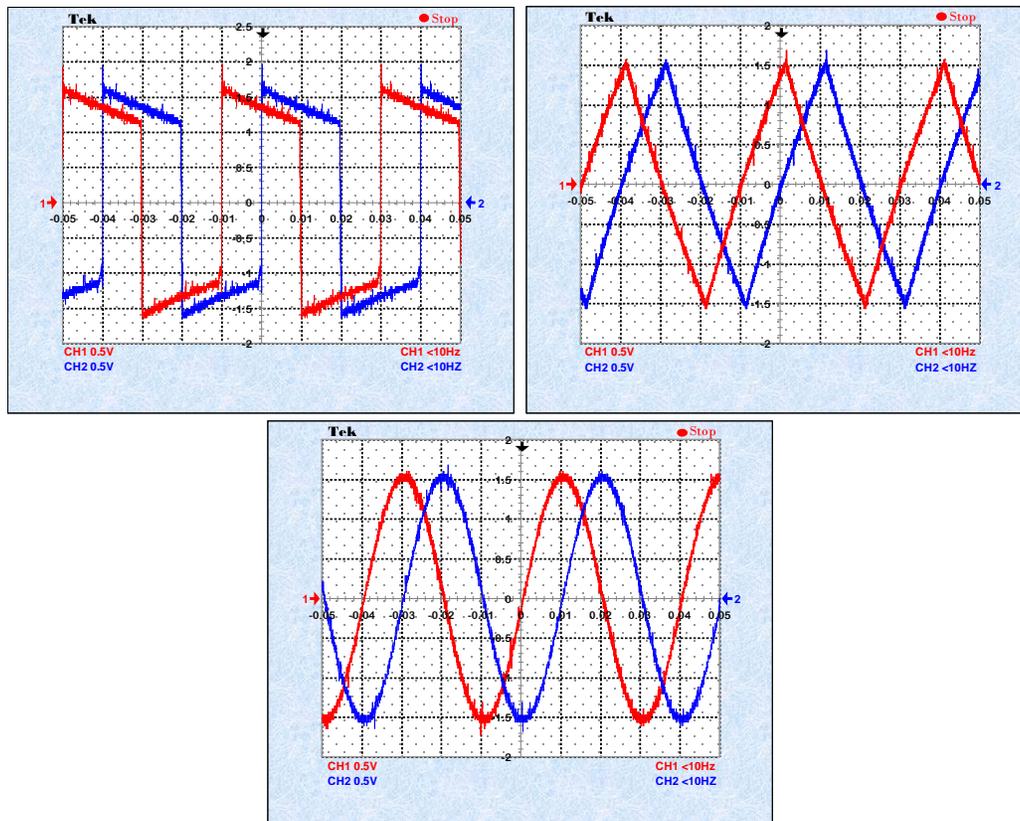


Fig. 4.6 Señales registradas por el osciloscopio en la salida de la tarjeta de audio



Las formas en color rojo constituyen el canal derecho de las señales y las de azul, el canal izquierdo. Se distingue el desfase a 90° entre ellas y se observan señales bipolares con un voltaje pico a pico aproximado de 3 volts (con el máximo nivel de volumen del reproductor). El ordenador que se utilizó fue un *Pentium 4* CPU a 6.67 Ghz. 512 MB de RAM el cual cuenta con una tarjeta de sonido *Realtek AC97 CODEC* de Audio ALC655 con una salida a 50mW/8Ω^[19].

- **HARDWARE**

La parte de *hardware* consiste en el diseño e implementación del dispositivo electrónico que acondiciona las señales provenientes de la tarjeta de audio del ordenador para que exciten apropiadamente a los devanados del MP; es decir, se trata de una etapa de potencia especialmente diseñada que utiliza las propiedades de variación de las corrientes en las fases del motor a través de las formas de onda de voltaje de las señales wav. A este dispositivo se le denominó *Acondicionador de Perfiles de Onda*, en lo sucesivo, se hará referencia a este dispositivo por sus iniciales “APO”.

Para realizar el APO se siguieron las especificaciones establecidas al inicio de este capítulo; sin embargo, para efectos de comparación directa entre los motores, el APO también debe tener la opción de operar a los dos motores con la misma señal al mismo tiempo o bien, cada uno con señales de excitación independientes.

Además, conviene agregar una etapa de sensado simple en una posición para cada motor, con el objeto de visualizar fácilmente el posicionamiento de los motores y su desplazamiento en diversos perfiles de movimiento. Considerando lo anterior, la figura 4.7 muestra el esquema de operación conceptual del APO.



Fig. 4.7 Diseño conceptual del Acondicionador de Perfiles de Onda

Como puede observarse, la entrada al APO es una señal estereofónica analógica, la cual fue extraída de la salida (*jack*) de audio del ordenador por medio de un cable con conectores macho de 3.5 mm. (*plug* estéreo), de tal forma que las entradas del APO serán dos *jacks* de las mismas proporciones, uno para el motor de 12V y otro para el de 9.6V.

El APO consta esencialmente de tres etapas. La primera es la de selección del modo de operación, la segunda es la etapa de sensado y la tercera es la de potencia (amplificación de corriente y voltaje). A continuación se describe en qué consisten y cómo se desarrollaron cada una de ellas:

1.- Etapa de selección de modo de operación

Esta etapa consiste en elegir una de las dos formas de funcionamiento del APO. Una de ellas es la forma DUAL, que es cuando los dos motores son excitados con la misma señal de audio, generándose así movimientos paralelos; tal y como lo hacen algunos dispositivos comerciales que pueden inclusive, controlar varios motores a la vez. La otra, es la forma SIMPLE en la cual, cada motor es operado de forma independiente, con sus señales de audio independientes. En ocasiones, las tarjetas de audio de los ordenadores tienen más de una salida; es decir son multi-canal, lo cual da la posibilidad en teoría de manejar tantos motores como salidas estéreo se tengan.

Para hacer que el APO manipulara a los motores en modo DUAL o SIMPLE, se utilizó un interruptor de palanca de dos posiciones (*On-Off*) de dos polos y un tiro, el cual, según el modo seleccionado, conecta o aísla al mismo tiempo el flujo de energía de los canales Derecho e Izquierdo que componen las señales de excitación de los motores. En la figura 4.8 se muestra la conexión utilizada.

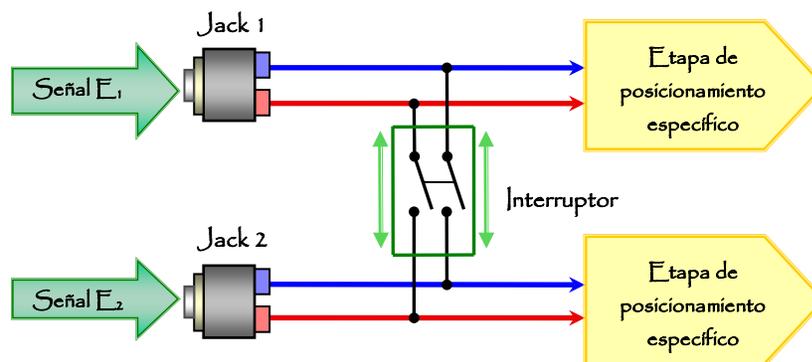


Fig. 4.8 Esquema de conexión para seleccionar el modo DUAL o SIMPLE

Es importante precisar que si se trabaja en modo Dual, sólo debe insertarse una sola señal de excitación, ya sea por la entrada del motor de 12V o por el de 9.6V. Los *jacks* de entrada se fijaron en el chasis del APO junto con el interruptor de selección DUAL – SIMPLE.

2.- Etapa de sensado para posicionamiento específico

Esta etapa se integró al APO con el fin de ubicar, si así se requiere, al eje de cada motor en una posición de referencia (“*reset* de posición”). La maniobra para accionar esta etapa consiste en un interruptor Sw1 (por cada motor) que habilita o deshabilita al sensor de posición. En modo INACTIVO permite en todo momento el flujo de las señales de excitación (canales derecho e izquierdo), porque el Sw1 está abierto y ninguna señal de interrupción llega a los interruptores Sw2 que se encuentran normalmente cerrados (funcionamiento continuo).

Pero en modo ACTIVO, el Sw1 se cierra y hasta cuando se alinean la referencia (ranura) del disco colocado en el eje del motor y la señal óptica del sensor de posición, este último emite la señal de interrupción que abre simultáneamente a los Sw2; de este modo, se impide el paso de las señales de excitación hacia la etapa de potencia y el motor se detiene inmediatamente. El diseño se muestra en la figura 4.9 para un solo motor, pero es exactamente el mismo para el otro.

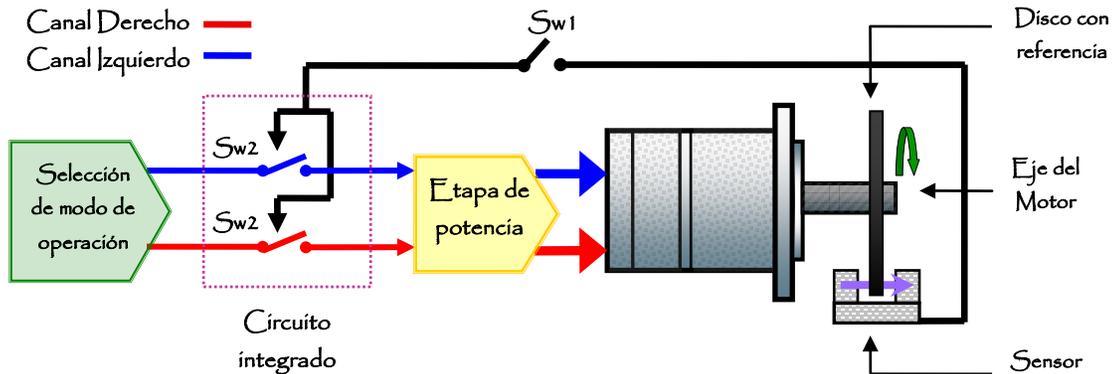


Fig. 4.9 Esquema de conexión de la etapa de sensado para posicionamiento específico

Como se ve en el diagrama 4.9, los interruptores Sw2 intervienen en el flujo de las dos señales de excitación del motor, pero tratándose de dos motores, en realidad se requieren cuatro Sw2. Por lo tanto, en esta parte se utilizó un componente que se acopló perfectamente a este requerimiento. Se trata del DG412DJ (Fig. 4.10), el cual es un C.I. que tiene cuatro interruptores de precisión (normalmente cerrados) con una velocidad de respuesta de 110 ns, los cuales permanecen cerrados mientras reciban un uno lógico y se abren cuando les llega un cero lógico.

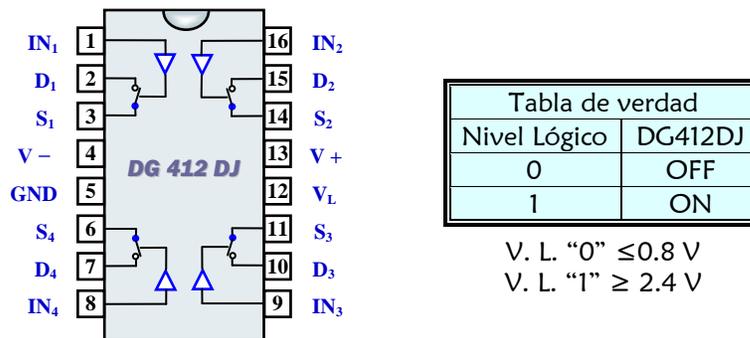


Fig. 4.10 Diagrama del C.I. DG412DJ

El sensor que se utilizó para cada motor fue el ITR8102, el cual es un opto-interruptor (LED y transistor) empaquetado en un componente de plástico negro que se instaló en una placa de montaje estándar. Este sensor fue elegido porque sus características físicas, eléctricas y de montaje ofrecen amplias ventajas de operación a un precio considerablemente económico. Entonces, la conexión entre cada sensor ITR8102 y el C.I. DG412DJ es un Sw1, el cual es un interruptor miniatura de palanca de dos posiciones (*On - Off*) que se fijó en el chasis del APO.

Por otro lado, el disco opaco que se colocó en el eje de cada motor restringe el paso de la emisión de luz del sensor óptico mediante una pequeña ranura que capta la posición deseada (Fig. 4.11). El disco utilizado tiene un diámetro de 5.5 cm y 1 mm de grueso.

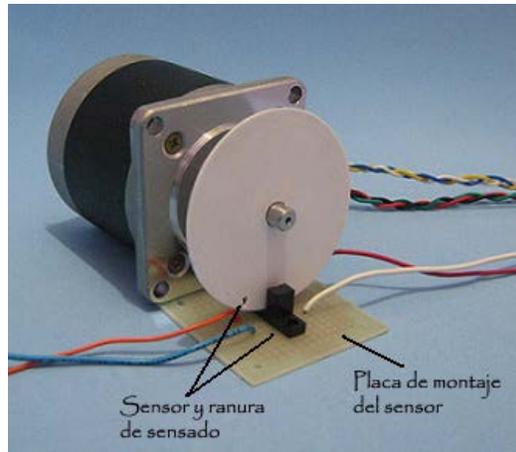


Fig. 4.11 Conexión del sensor en la placa de montaje y disco en el eje del motor

3.- Etapa de Potencia (amplificación de corriente y voltaje)

Debido a que las señales de control emitidas por la tarjeta de sonido del ordenador no poseían la potencia necesaria para energizar a los motores de pasos, fue preciso diseñar e implementar una etapa de potencia especializada que proporcionara los niveles adecuados de corriente y voltaje a dichas señales. Actualmente, existen diversas técnicas y circuitos integrados para activar a los motores de pasos^[10]; sin embargo, no son convenientes para el análisis planteado porque la mayoría de ellos sólo utilizan secuencias de pulsos digitales como señales de control y sus etapas de potencia operan en corte y saturación de los transistores; por lo cual, la forma de onda que se diseñó no podría llegar al motor apropiadamente. Considerando lo anterior, se decidió que la etapa de potencia del APO se realizara como el arreglo que se muestra en la figura 4.12.

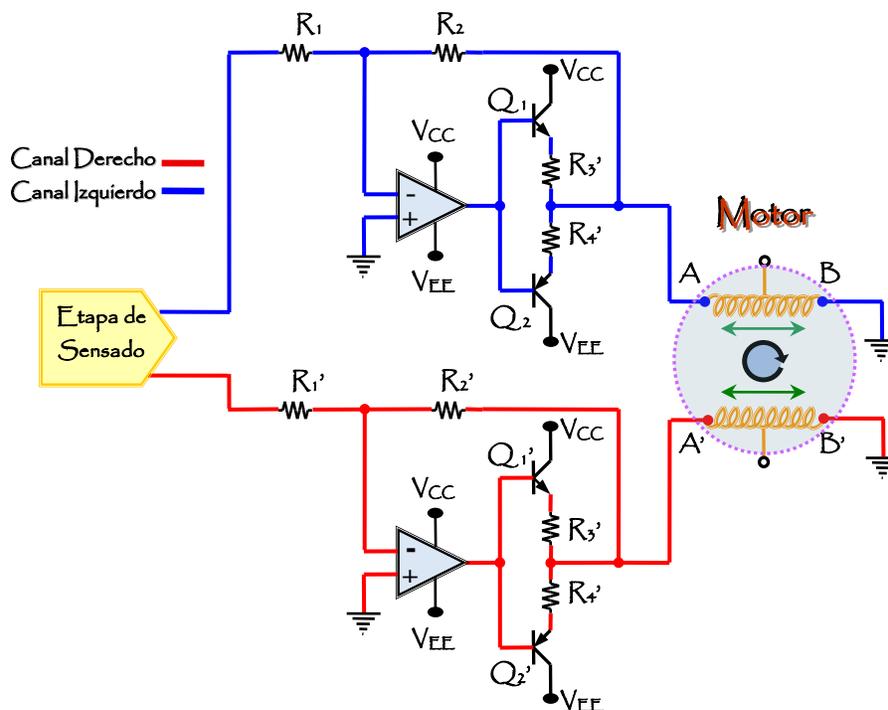


Fig. 4.12 Circuito de la etapa de potencia del APO en conexión con un solo motor



Como se ve en el diagrama anterior, después de pasar por la etapa de sensado, cada canal de las señales de excitación entra a un circuito amplificador de voltaje y corriente. La ganancia en tensión del amplificador operacional (TL081) en configuración inversora, se obtuvo tomando en cuenta, tanto el voltaje a la salida de la tarjeta de audio como el voltaje nominal de cada motor. Después se calcularon valores comerciales de resistencias (R_1 , R_2 , R_1' , R_2') en función de la ganancia requerida a partir de la siguiente expresión:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Posteriormente, para ampliar la capacidad de entrega de corriente se utilizó un amplificador clase B (también llamado contrafásico o *Push-Pull*). El funcionamiento de esta configuración es ideal para los requerimientos planteados porque conduce de forma alternada en función de las características de la señal de entrada; es decir, maneja la polaridad positiva y negativa. Además tiene un consumo estático de potencia en modo *standby* prácticamente cero y su eficiencia alcanza hasta un 78% (muy superior a otras configuraciones simples). En la figura 4.13a se observa la estructura básica de esta etapa de salida.

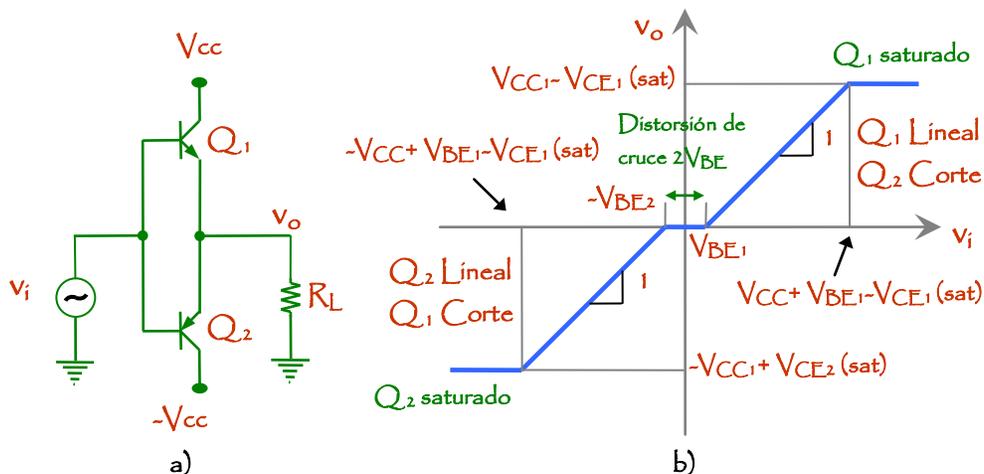


Fig. 4.13 Etapa de salida clase B a) Estructura básica y b) Curva de transferencia en tensión (VTC)

Utiliza dos transistores en contrafase, un NPN y otro PNP. Los transistores deben ser complementarios, es decir, de idénticas características para lograr una perfecta simetría en su modo de operación contrafásico (de ahí el nombre de *Push-Pull*). Obsérvese como ambos transistores operan como seguidor de emisor con una ganancia en tensión muy próxima a uno y la señal de salida tiene la misma fase de la señal de entrada.

La figura 4.13b muestra la curva de transferencia (VTC) de este circuito. Para $V_i=0$, ambos transistores se encuentran en corte ($V_o=0$) y el consumo estático de corriente es nulo (modo *standby*). Si se incrementa la tensión de entrada hasta que Q_1 entra en conducción $V_i > V_{BE1}(on)$, entonces aparecen niveles apreciables de corriente en Q_1 que circularán por la resistencia de carga; en este caso Q_2 está en corte al verificarse $V_{BE2} > 0$. A partir de ahora, Q_1 opera en la región lineal hasta alcanzar la saturación ($V_i > V_{CC} + V_{BE1} - V_{CE1}(sat)$).



Similares resultados se obtienen para $V_i < 0$ siendo ahora Q_2 el transistor que entra en la región lineal con una tensión máxima de salida limitada por la región de saturación ($V_i < -V_{CC} - V_{EB2} + V_{CE2}(\text{sat})$), estando siempre Q_1 en corte. Resumiendo, con $V_i > V_{BE1}(\text{on})$ Q_1 está en conducción y Q_2 en corte y con $V_i < -V_{EB2}(\text{on})$ Q_2 está en conducción y Q_1 en corte.

Obsérvese que existe una zona muerta $-V_{EB2}(\text{on}) < V_i < V_{BE1}(\text{on})$ en la que ambos transistores están en corte. Esta característica introduce una deformación de salida llamada distorsión de cruce (*crossover*) que se debe a la caída de tensión de 0.7 Volts que hay entre la base y el emisor de los transistores Q_1 y Q_2 . En la figura 4.14a se observa una señal de entrada con diferentes amplitudes, en la figura 4.14b se muestra en color el transistor que toma cada semiciclo y en la figura 4.14c se ve la distorsión en la tensión de salida.

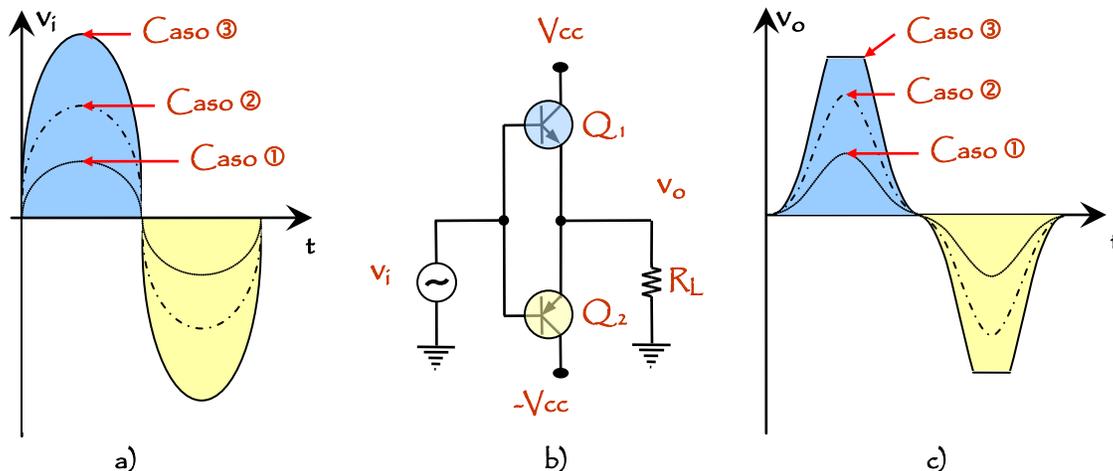


Fig. 4.14 a) Amplitudes de entrada b) Configuración de salida clase B c) Efecto de la distorsión

En el caso①, la señal de amplitud pequeña resulta fuertemente distorsionada por el mínimo rango de valores necesarios para que los transistores entren en conducción ($2V_{BE}(\text{on})$). En el caso②, al tener la señal de entrada suficiente amplitud este efecto es mucho menos importante aunque sigue existiendo un intervalo nulo de tensión en la salida cuando $-V_{EB2}(\text{on}) < V_i < V_{BE1}(\text{on})$. Y en el caso③, una amplitud excesiva a la entrada origina un recorte a la salida (*clipping*).

En la parte de conexión del amplificador con los actuadores, se identificó que los motores requeridos por las especificaciones eran unipolares porque sus devanados se dividían en dos arreglos; cada uno de ellos con dos terminales polares y una derivación central (o común). Sin embargo, se omitió la conexión que divide a los devanados para manejarlos como motores bipolares (véase la Fig. 4.12); se hizo esto con el propósito de garantizar que los motores fueran excitados con las formas de onda previamente diseñadas; es decir, que la corriente fluyera de manera bidireccional en los dos devanados. Al estar ambos siempre activos se obtiene un par alto de paso y de retención.

FUENTE DE PODER

Para la alimentación del APO y de los motores se diseñó una fuente de poder cuyo transformador tiene un primario de 127 Vca y un devanado secundario de baja tensión de 24 Vca a 3A con derivación (tap) central. Una vez rectificadas y filtradas, las salidas de baja tensión se pasaron a través de reguladores de voltaje a 15 Vcd para cada polaridad (V_{CC} y V_{EE}). En el caso de la alimentación de los amplificadores operacionales se integró un regulador a 5V (V_{DD}). En la figura 4.15 se muestra el diagrama de dicha fuente de poder con los componentes utilizados para su realización.

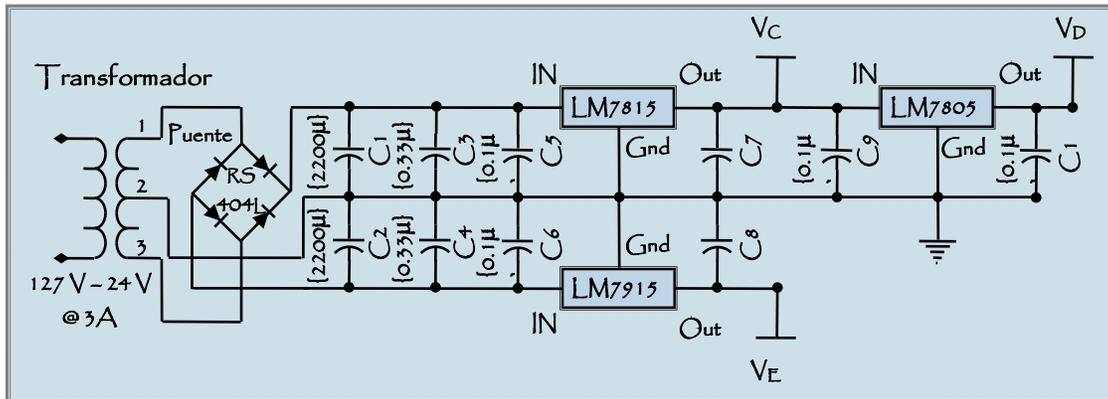


Fig. 4.15 Diagrama eléctrico de la fuente de poder

ETAPA DE INTEGRACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL APO

Para la construcción del APO, se diseñó y se elaboró la placa de circuito impreso (PCB) en la que se integraron las tres etapas vistas con anterioridad (Fig. 4.16). Se realizó el montaje de los componentes en dicha placa, se instaló dentro de un gabinete de plástico y se hicieron las conexiones externas requeridas en el chasis.



Fig. 4.16 Vista del circuito y conexiones internas del APO



El gabinete que se utilizó tiene de dimensiones 9.2cm de alto, 14cm de largo y 22.3cm de ancho. En la figura 4.17a se muestra como quedó la parte frontal del APO; se observan señalizadas las entradas 1 y 2 de excitación de los motores, la palanca de accionamiento DUAL/SIMPLE y las palancas de habilitación del circuito de sensado (referencia 1 y 2).

Por otro lado, en la figura 4.17b se muestra la parte posterior del APO, donde se aprecia su interruptor de encendido, fusible de protección del circuito y el conector del cable de alimentación.

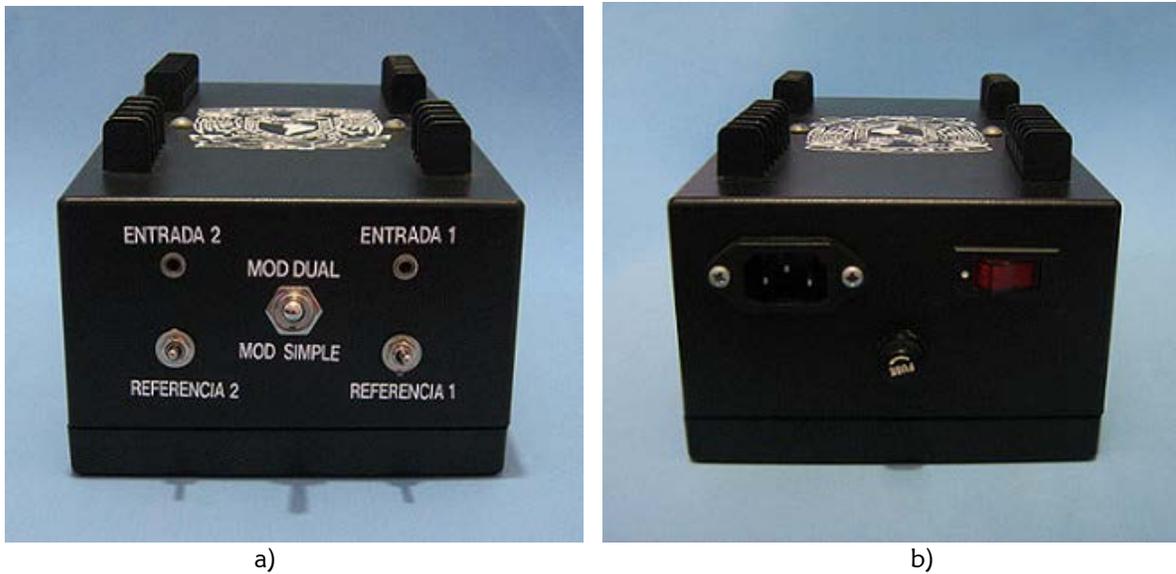


Fig. 4.17 a) Vista Frontal del APO b) Vista posterior del APO

Como elementos gráficos para la identificación del centro y departamento en el que se desarrolló este trabajo de investigación, se colocó el logotipo del Laboratorio de Micromecánica y Mecatrónica (LMM) en el costado izquierdo, el del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) en el costado derecho y el escudo de la Universidad Nacional Autónoma de México en la parte superior del APO (Fig. 4.18).

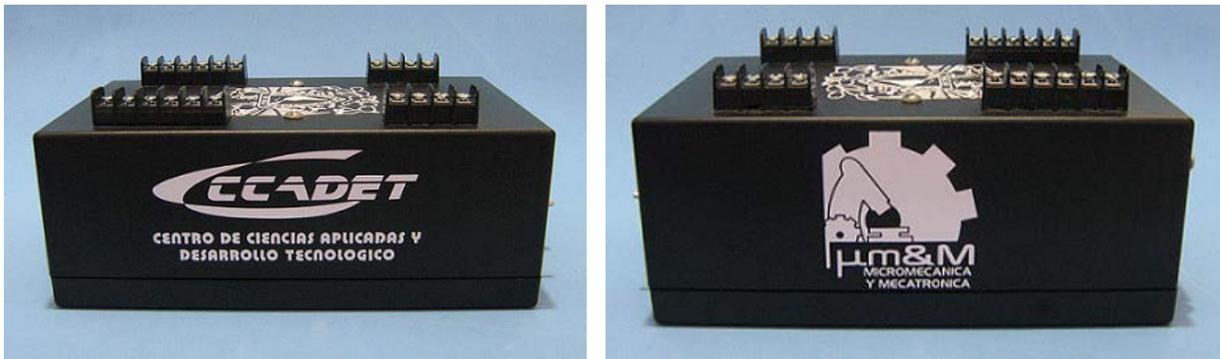


Fig. 4.18 Ubicación de logotipos y escudo de la UNAM en el APO

En la parte superior del APO también se ubicaron los conectores de salida de la etapa de potencia, donde las terminales de los MP se acoplan como se muestra en la figura 4.19a.



Adicionalmente, se dispusieron otros conectores para ensamblar a los sensores de posición de cada motor, en caso de ser requeridos. En la figura 4.19b se muestran los accesorios para manipular al APO, los cuales son: 1) Motor con terminales de latón tipo U 2) Cable de audio de 1.8m con dos conectores macho plug de 3.5mm estéreo (conexión ordenador–APO) 3) Desarmador Plano 4) Cable de alimentación y 5) Sensores con placa de montaje.

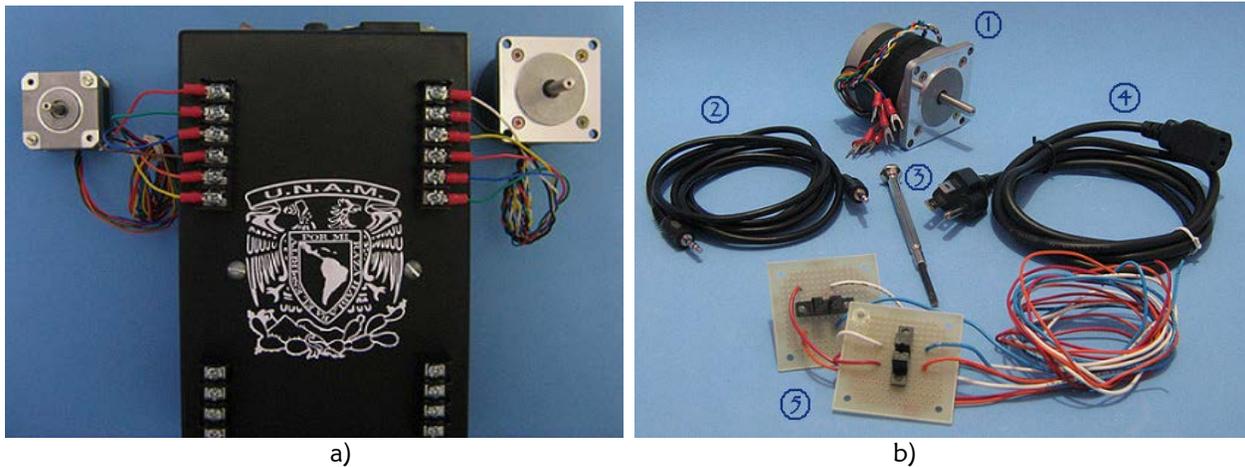


Fig. 4.19 a) Conexiones de los motores en el APO y b) Accesorios requeridos

Hasta aquí, únicamente se ha explicado cómo se desarrolló el sistema desde su concepción hasta su implementación final de software y hardware, sin embargo, en el siguiente capítulo se establecerá propiamente la operación del sistema, es decir, se enunciará completamente el método propuesto en esta tesis para realizar el registro de las amplitudes de vibración e índices de sobrepaso, para efectuar posteriormente el análisis de los datos obtenidos.



CAPÍTULO

5

PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se describe la operación del sistema (método), asimismo, se explica cómo se realizaron las pruebas de vibración y las de sobrepaso. Y se presentan los resultados obtenidos.

OPERACIÓN DEL SISTEMA (MÉTODO)

La operación del sistema se divide en dos aspectos principales; por un lado está el análisis relacionado a la cantidad de vibración del MP en diversos pasos por segundo, y por el otro, está el estudio del sobrepaso experimentado por el motor en las principales formas de onda (cuadrada, triangular y senoidal). Aunque la disposición e integración del equipo de pruebas para realizar los análisis es similar (pues sólo cambia el equipo de medición en cada caso) lo recomendable es realizar los procedimientos por separado. A continuación se describe el método utilizado para cada estudio.

Para el análisis de las **amplitudes de vibración**, el primer paso es programar y generar las señales de excitación con el *software* de análisis numérico (MatLab), considerando el tiempo de duración, las formas de onda y pasos por segundo que se desean estudiar. En la programación también se consideran algunos aspectos de *hardware*, por ejemplo, las características de la tarjeta de audio y del motor utilizado. Enseguida, las señales generadas forman un conjunto de archivos de audio (en formato .wav) los cuales son reproducidos posteriormente uno a uno por el *software* de audio predeterminado con el que cuenta el ordenador (generalmente es el *Windows Media Player*); de este modo las señales de control se emiten por la salida de la tarjeta de audio.

Como siguiente paso, dichas señales son enviadas al APO, seleccionando previamente las características requeridas de funcionamiento (Operación dual/simple y Sensado activo/inactivo) añadiendo los accesorios respectivos (cables, sensores, etc.). Luego, el MP se conecta a la salida del APO como se mostró en la figura 4.19a del capítulo anterior. Finalmente, utilizando el analizador especializado de vibraciones *Brüel & Kjær* modelo 2034 y tres acelerómetros (con sus respectivos acondicionadores de señal) colocados en sus tres ejes ortogonales (axial, radial y tangencial) se miden y registran las amplitudes de las vibraciones emitidas por el motor de pasos, más adelante se describirá como se realizó el análisis con los datos recabados. En el diagrama 5.1 se muestra el arreglo básico de elementos para el estudio de vibración.

Por otro lado, para el análisis del sobrepaso experimentado por el eje del motor, se siguen los mismos pasos del estudio anterior pero en lugar de utilizar el analizador de vibraciones se utiliza un medidor de posición angular *Automatic Systems Laboratories LTD* modelo 3291-6260-V-100-A con su correspondiente transductor capacitivo de precisión acoplado al eje del motor.

Por último, para registrar y visualizar la cantidad de sobrepaso realizado, el medidor de posición angular se conecta a un osciloscopio digital, de donde finalmente son extraídos los datos buscados por medio del puerto USB de su panel frontal, más adelante se describirá como se realizó el análisis con los datos recabados. En el diagrama 5.1 también se muestra el arreglo de los elementos para este estudio.

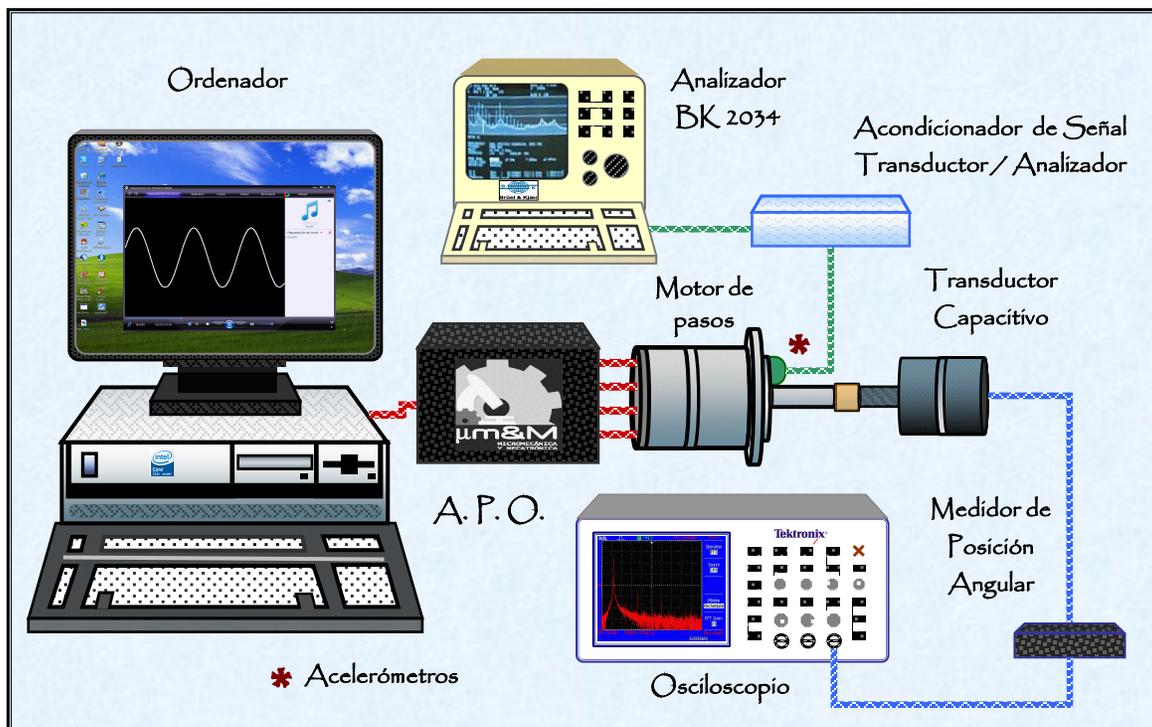


Fig. 5.1 Diagrama básico de conexión para el análisis de vibración y de sobrepaso

Las pruebas se realizaron en ambos motores con la finalidad de validar el funcionamiento del sistema y el método para motores de diferentes voltajes, obteniéndose resultados congruentes en ambos casos, por esta razón no se presentan los datos del motor de 9.6 V/1.8° y los resultados se enfocan sólo en el motor de 12V/1.8°.

Como se mencionó al inicio de este capítulo, el arreglo de los elementos para realizar el análisis de vibración y el de sobrepaso, varía únicamente en los equipos de medición y accesorios que se utilizan en cada caso. Sin embargo, por la ubicación de dichos equipos y los requerimientos del espacio de trabajo, lo más conveniente fue realizar las pruebas de forma independiente en los laboratorios del CCADET especializados para cada estudio. A continuación se describen las pruebas realizadas para cada análisis y los lugares elegidos para ello.

PRUEBAS DE VIBRACIÓN

Para la investigación en cuestiones de acústica y vibraciones se requiere de instalaciones y equipos especializados; por tal motivo fue necesario el apoyo del Grupo Académico de Acústica y Vibraciones del CCADET, porque cuenta con los medios necesarios para la realización de las pruebas requeridas. Pero además de la infraestructura, se contó con la valiosa asesoría y colaboración del M. en I. Antonio Pérez López; responsable técnico del Laboratorio de Acústica y Vibraciones (LAV); sin el cual, no hubiera sido posible realizar apropiadamente las mediciones y registros de las amplitudes de vibración.

Para llevar a cabo las mediciones, primero se definieron los ejes de estudio en los cuales se tenía el mayor interés en registrar los índices de vibración. Recordemos que el movimiento vibratorio de un cuerpo describe básicamente en sus tres principales ejes ortogonales, eje X, Y y Z. Por lo tanto, en el caso del motor analizado, la disposición de los ejes se estableció como se muestra en la figura 5.2.

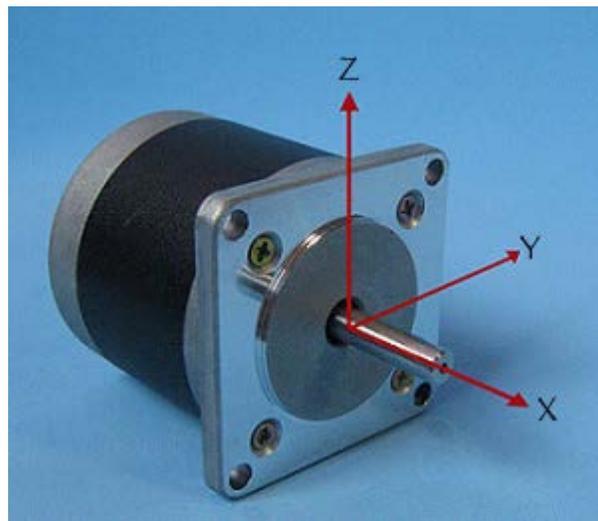


Fig. 5.2 Declaración de ejes de estudio en los que se registró la vibración

Después, el sistema para el análisis de vibración se instaló siguiendo el diagrama de conexión 5.1 Cabe señalar que el APO se puso en modo SIMPLE de operación, para evaluar un solo motor a la vez, y para que no añadiera alguna perturbación por su funcionamiento, se colocó sobre una base de espuma (Fig. 5.3); incluso el CPU del ordenador se acomodó en una mesa separada.



Fig. 5.3 APO conectado en una entrada, puesto en modo SIMPLE y sobre una base de espuma

Por otro lado, para mantener la orientación de los ejes ortogonales fue necesario montar a los motores en una base metálica semirrígida. Dicha base se fijó a la mesa de trabajo con tornillos en la parte central para tener mayor firmeza (Fig. 5.4). En seguida, se conectaron los cables de alimentación de los motores en las salidas respectivas del APO (como se estableció en la figura 4.19a del capítulo anterior).

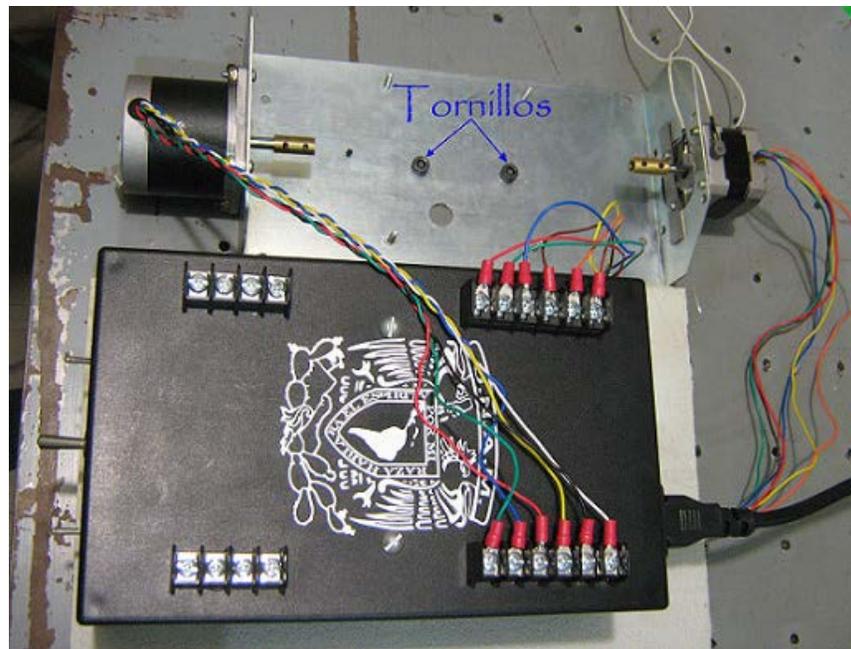


Fig. 5.4 Conexiones de los motores con el APO y montaje en la mesa de trabajo

Después, se instaló el equipo de medición de vibración, integrado por los tres acelerómetros (previamente calibrados y pegados a la estructura del motor (Fig. 5.5) con sus respectivos acondicionadores de carga a voltaje, el analizador *Brüel & Kjær* 2034 y un ordenador portátil para la extracción–almacenamiento en archivos de formato .mat de los datos recabados por dicho analizador de vibraciones.

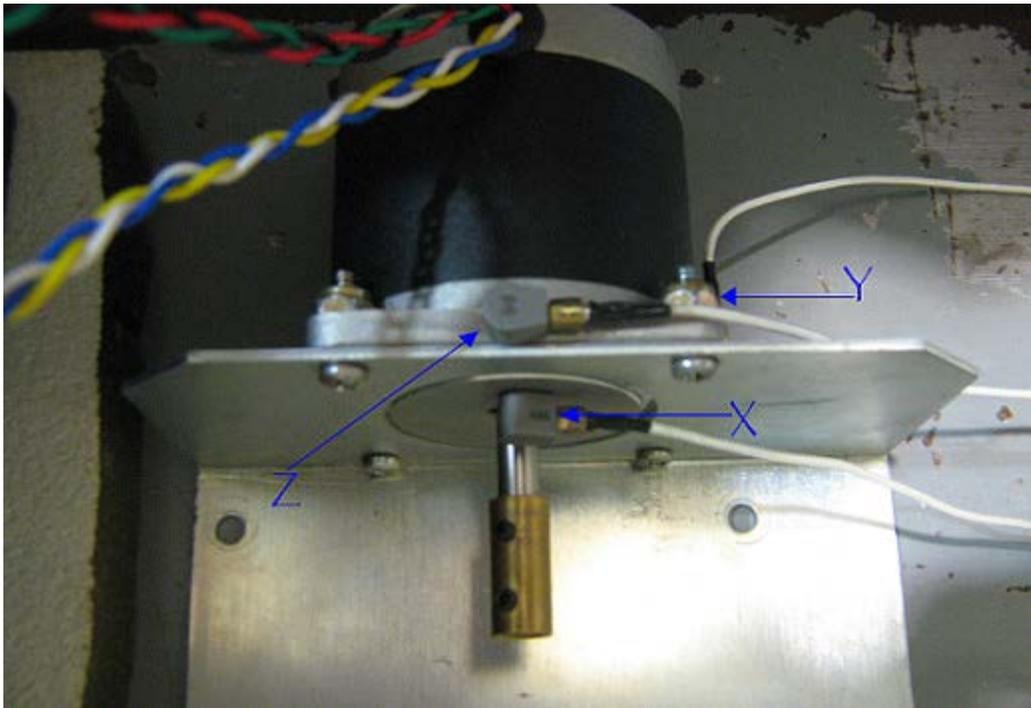


Fig. 5.5 Ubicación de los acelerómetros en los tres ejes previamente establecidos

El sistema para el análisis de vibración armado en su totalidad se muestra a continuación:



Fig. 5.6 Mesas de trabajo separadas para evitar vibraciones ajenas a los motores

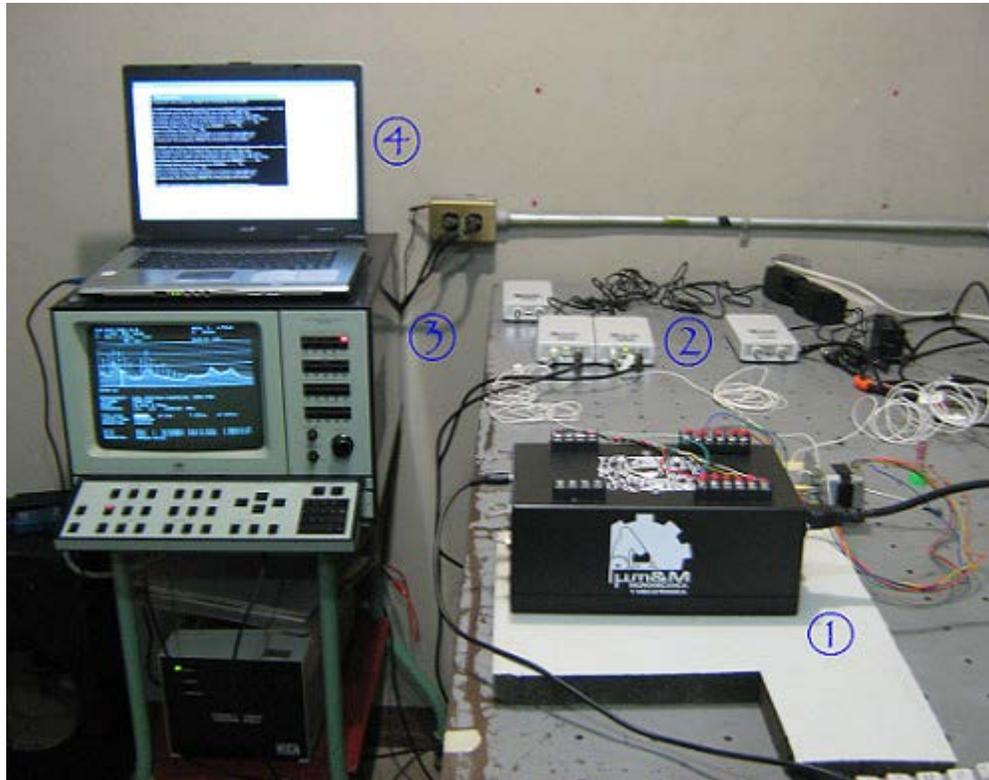


Fig. 5.7 Disposición del equipo: 1) APO sobre una base de espuma 2) Acondicionadores carga-voltaje 3) Analizador *Brüel & Kjær* 2034 4) Ordenador portátil

RESULTADOS DEL ANÁLISIS DE VIBRACIÓN

Para llevar a cabo el análisis, sólo se estudiaron las tres principales formas de onda de excitación (senoidal, triangular y cuadrada). Cada una abarcó el rango ubicado de los 10 a los 350 *Pasos Por Segundo* [PPS] tomando únicamente los múltiplos de 10 (Ej. Sin10.wav, Sin20.wav, Sin30.wav, etc.). Con todas éstas señales de excitación se hicieron las pruebas y se obtuvieron los datos de las gráficas de las amplitudes de vibración del motor de 12V/1.8° para cada uno de sus ejes ortogonales.

Una muestra representativa del conjunto de gráficas obtenidas del analizador de vibraciones se presenta a continuación, exhibiendo sólo para el eje X, los casos de 80 PPS (Fig. 5.8), 190 PPS (Fig. 5.9) y 340 PPS (Fig. 5.10) sin embargo, gráficas muy similares se obtuvieron para los ejes Y y Z. Obsérvese cómo es la amplitud de la vibración y su variación en relación a la forma de onda, así como los **armónicos** que surgen en cada caso.

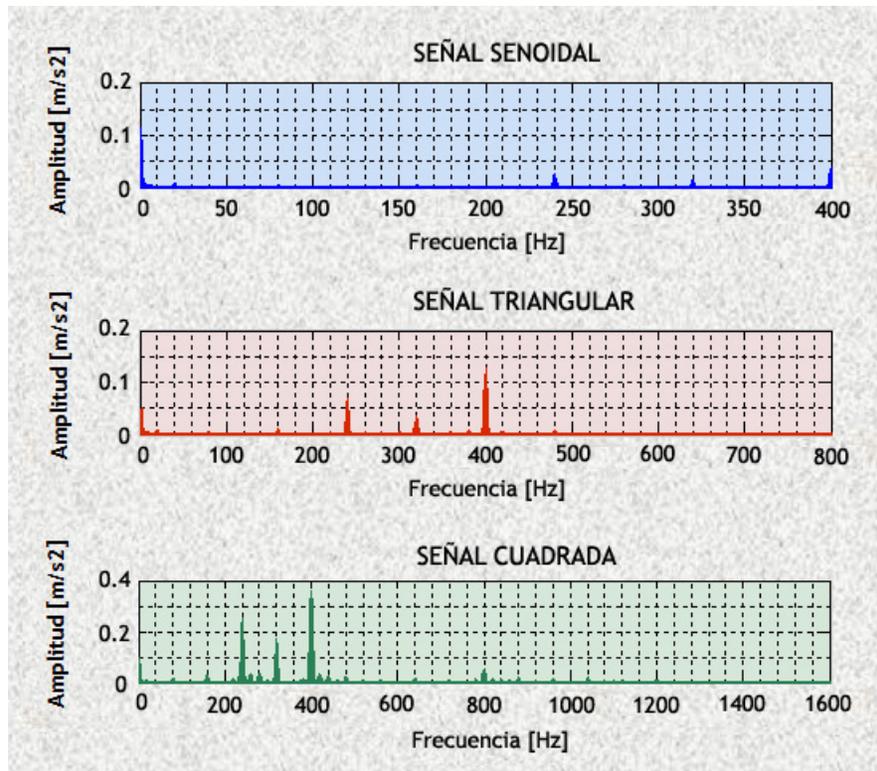


Fig. 5.8 Gráficas comparativas de amplitudes de vibración en el eje X para 80 PPS (MgdeX80)

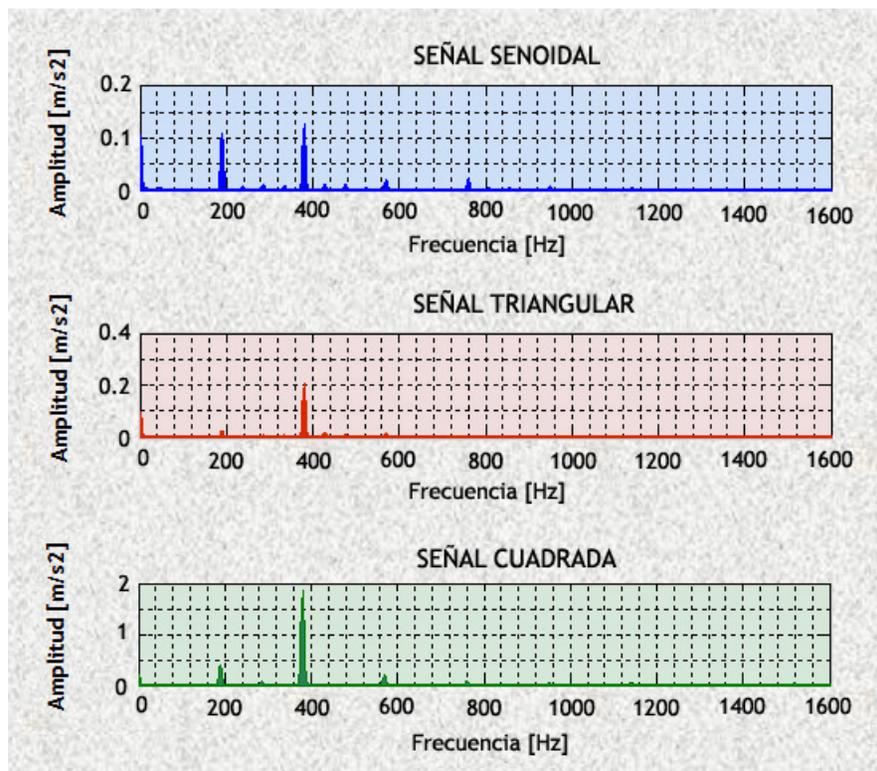


Fig. 5.9 Gráficas comparativas de amplitudes de vibración en el eje X para 190 PPS (MgdeX190)

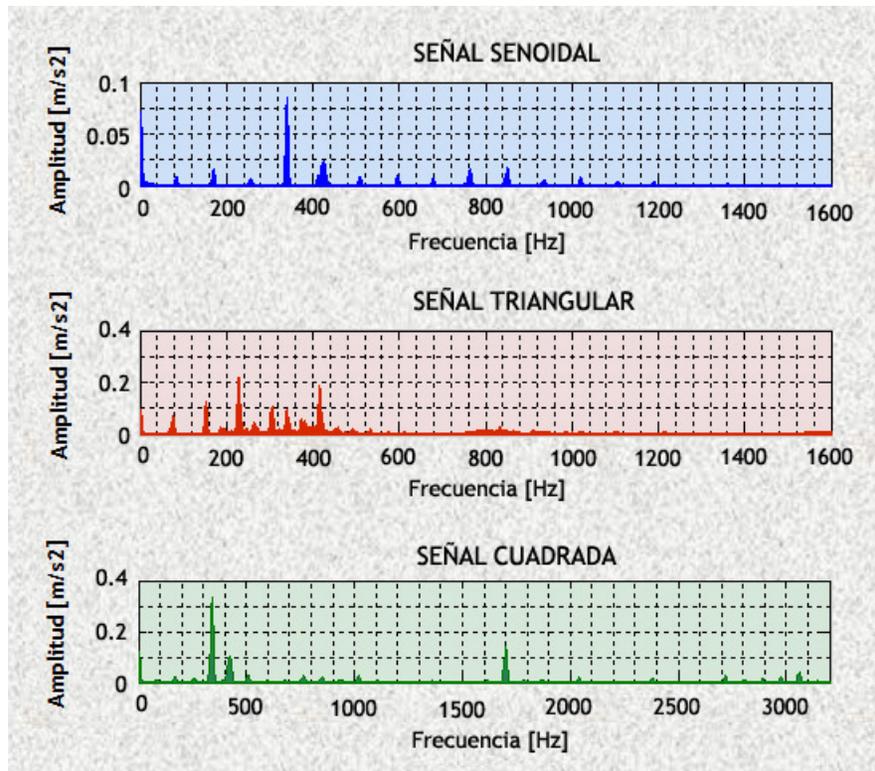


Fig. 5.10 Gráficas comparativas de amplitudes de vibración en el eje X para 340 PPS (MgdeX340)

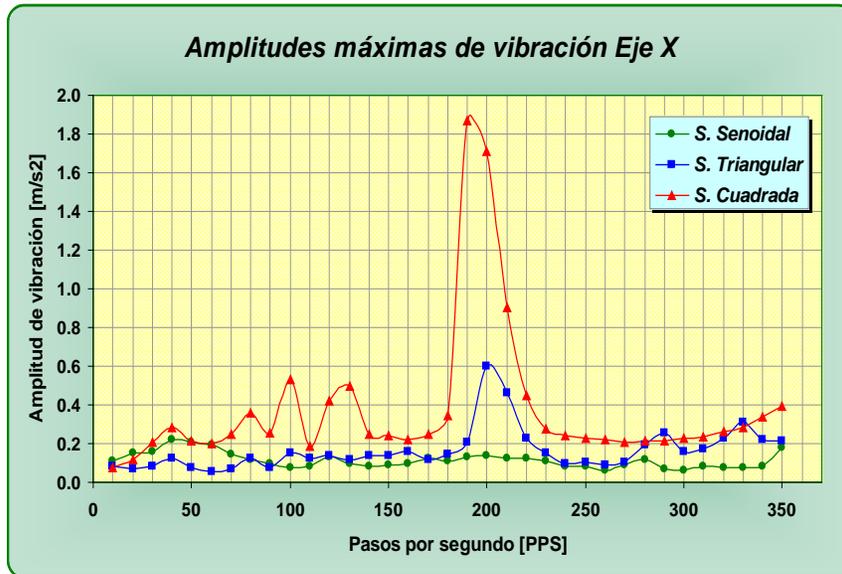
En cada una de las gráficas obtenidas del analizador *Brüel & Kjær*, se observa cómo es la distribución espectral de las componentes de frecuencia que se generaron para cada eje y forma de onda. En cada gráfica, se aprecia claramente la frecuencia en la que aparece la componente fundamental y el valor de su amplitud, así como el conjunto de armónicos que la acompañan.

Es importante precisar que el valor de vibración total emitido por el motor corresponde al aporte energético de la componente fundamental y de cada uno de sus armónicos (valor RMS o promedio). Entonces, para establecer qué señal produce una mayor o menor energía total de vibración es necesario considerar a todo el espectro y no sólo a la componente de mayor amplitud. Sin embargo, por la naturaleza de este trabajo de tesis, resulta más útil conocer cómo es la distribución espectral de frecuencia (en especial, la ubicación y amplitud de la componente fundamental), que el hecho de saber el valor total de la energía de vibración, porque dependiendo de las aplicaciones, de lo que se trata es de localizar y evitar operar al motor en las frecuencias que presentan mayores amplitudes de vibración.

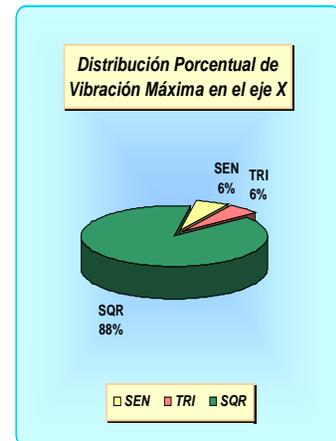
Por lo tanto, para distinguir claramente la variación de vibración (para cada PPS y eje) con respecto a la forma de onda de excitación del motor, se hizo un análisis estadístico con los datos recabados para identificar en qué rango de los PPS utilizados se encontraban las máximas amplitudes y a qué forma de onda correspondían tales valores. A continuación se describe cómo se hizo tal análisis.



Tomando los valores máximos, se graficó la variación de la amplitud de vibración para cada forma de onda (senoidal, triangular y cuadrada) en torno a cada eje (Fig. 5.11a, 5.12a y 5.13a). Y para obtener una distribución porcentual de vibración, también para cada eje, se graficaron los resultados obtenidos del conteo de índices máximos alcanzados para cada forma de onda (Fig. 5.11b, 5.12b y 5.13b). Las gráficas resultantes son las que se muestran a continuación.

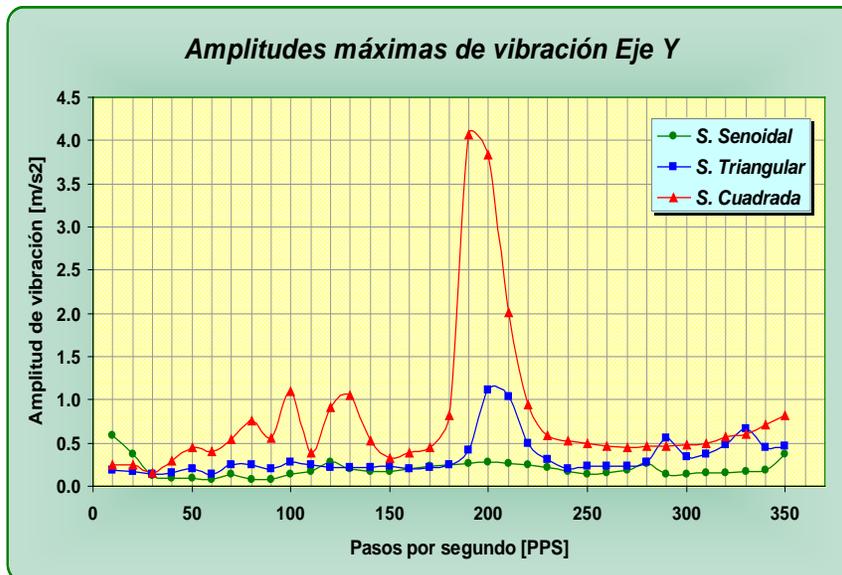


a)

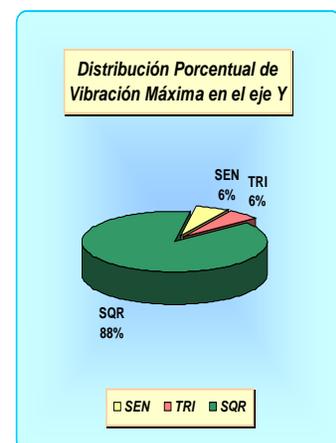


b)

Fig. 5.11 Variación de las amplitudes máximas de vibración para el eje X



a)



b)

Fig. 5.12 Variación de las amplitudes máximas de vibración para el eje Y

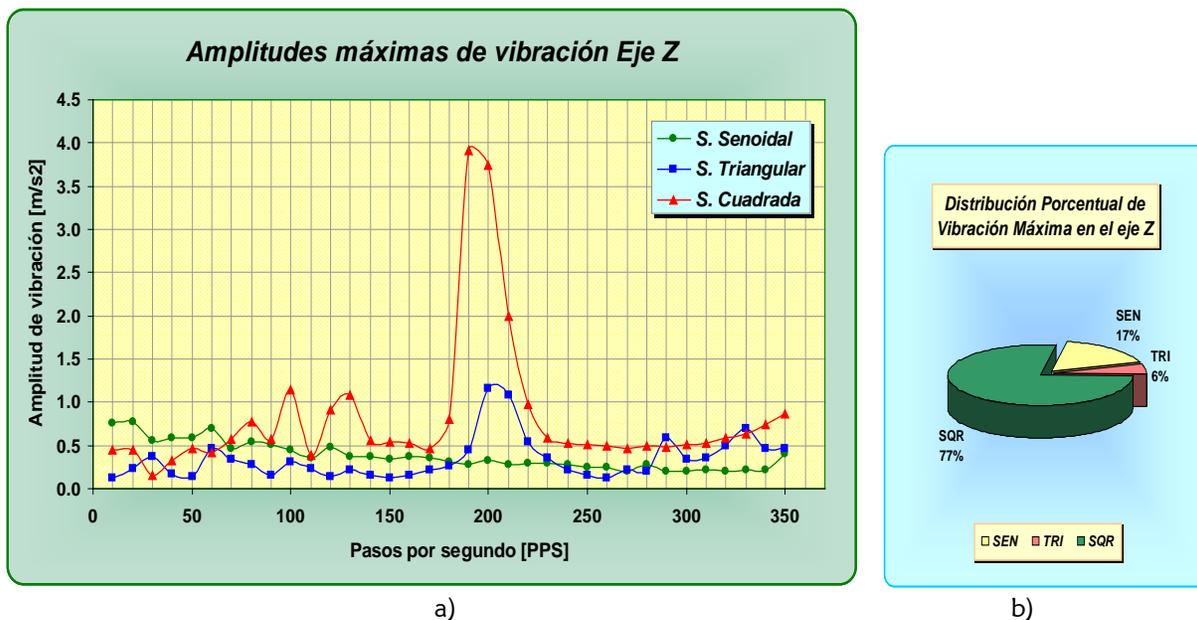


Fig. 5.13 Variación de las amplitudes máximas de vibración para el eje Z

Un análisis complementario consideró observar la variación de la cantidad de vibración para los tres ejes (X, Y y Z) ahora en relación a cada forma de onda. Tomando nuevamente las amplitudes máximas de vibración se obtuvieron las siguientes gráficas.

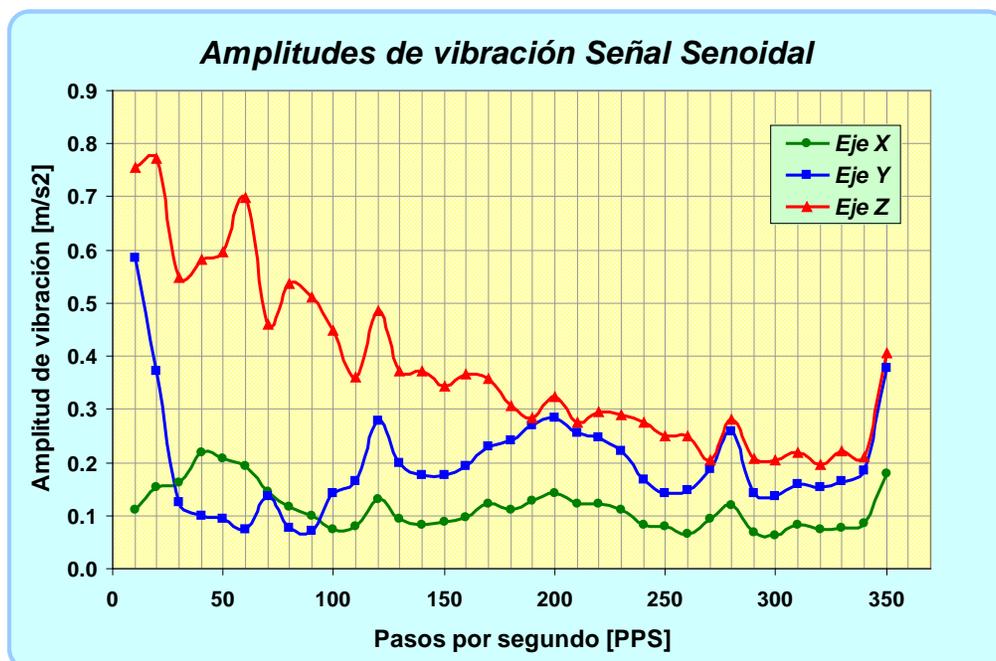


Fig. 5.14 Variación de las amplitudes máximas de vibración para la señal senoidal en los tres ejes

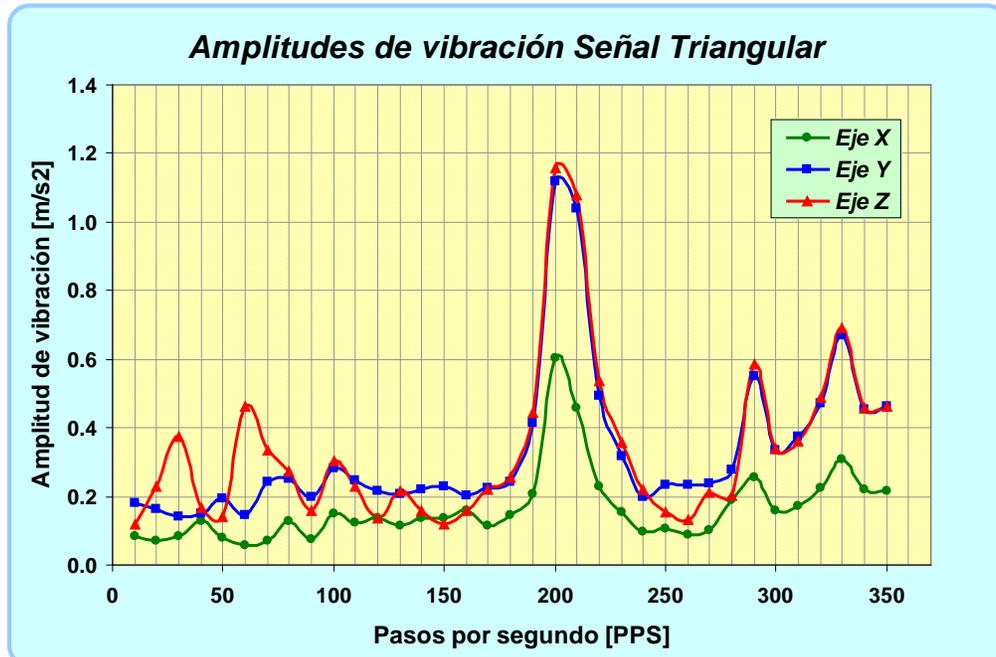


Fig. 5.15 Variación de las amplitudes máximas de vibración para la señal triangular en los tres ejes

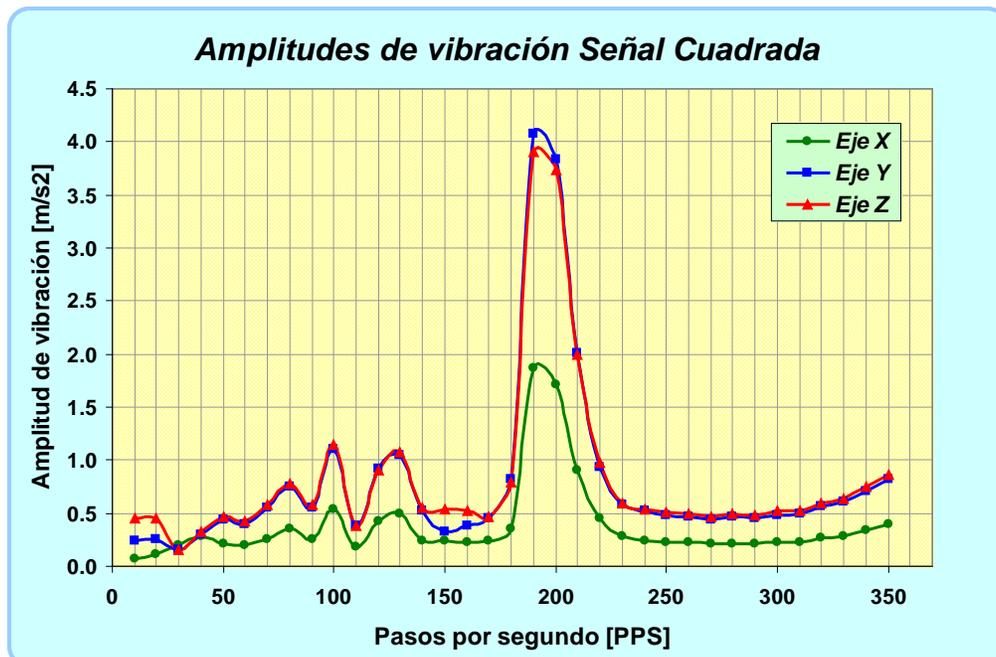


Fig. 5.16 Variación de las amplitudes máximas de vibración para la señal cuadrada en los tres ejes



Por último, se calculó el porcentaje de atenuación de vibración entre formas de onda, tomando como parámetro fundamental al valor de vibración más alto registrado para cada eje y su correspondiente forma de onda. A continuación se presentan los índices obtenidos para los tres ejes y los porcentajes de atenuación calculados para cada uno de ellos (Nótese que los valores más altos siempre se encontraron en la forma de onda cuadrada y para los 190 PPS).

EJE	PPS	VALORES DE VIBRACIÓN POR FORMA DE ONDA [m/s ²]			% DE ATENUACIÓN DE VIBRACIÓN	
		Senoidal	Triangular	Cuadrada	Triangular	Senoidal
X	190	0.1280	0.2080	1.8700 *	88.87 %	93.15 %
Y	190	0.2690	0.4160	4.0700 *	89.77 %	93.39 %
Z	190	0.2830	0.4440	3.9100 *	88.64 %	92.76 %

Tabla 5.1 Valores de vibración y % de atenuación de las formas de onda con respecto a la señal cuadrada
* Valores más altos de amplitud de vibración registrados

PRUEBAS DE SOBREPASO

Las pruebas de medición de sobrepaso se realizaron en el Laboratorio de micromecánica y mecatrónica (LMM) del CCADET, siguiendo tanto el método, como el diagrama de conexión 5.1 propuesto al inicio del capítulo. Cabe resaltar la valiosa asistencia del Dr. Alberto Caballero Ruiz en el LMM para la manufactura de la plataforma de pruebas y sus accesorios. A continuación se describe cómo se instaló el equipo y las mediciones que se hicieron.

Las conexiones realizadas desde el ordenador hasta la base metálica donde se montó el motor (12V/1.8°), fueron las mismas que se utilizaron para las pruebas de vibración; pero en este caso se utilizó el medidor de posición angular de Automatic Systems Laboratories LTD modelo 3291-6260-V-100-A con su correspondiente transductor capacitivo de precisión (Fig. 5.17).



Fig. 5.17 Medidor de posición angular Automatic Systems Laboratories LTD



Para conectar apropiadamente el transductor al eje del motor, se hicieron los coples a la medida junto con un par de soportes de acrílico para nivelarlo y fijarlo con tornillos en la base metálica (Fig. 5.18).

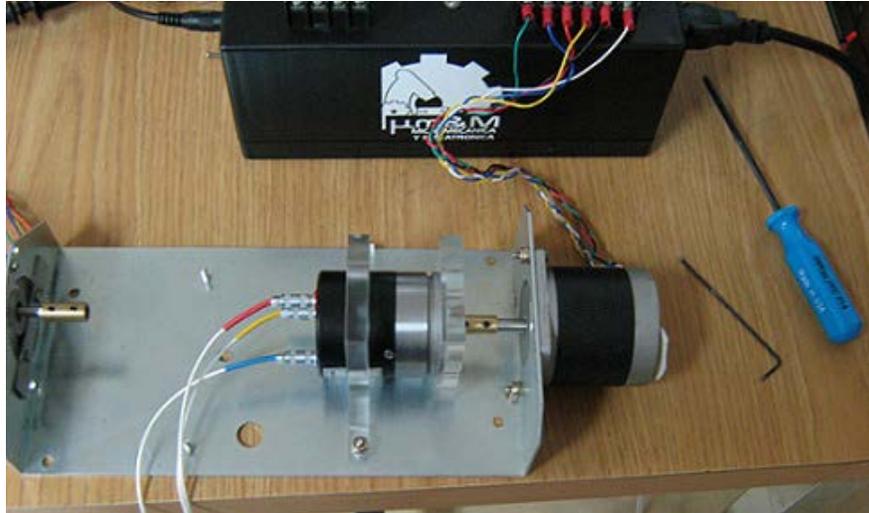


Fig. 5.18 Transductor capacitivo y soportes de nivelación para conectarlo con el motor

Para registrar y visualizar la cantidad de sobrepaso realizado, el medidor de posición angular se conectó a un osciloscopio digital, de donde fueron extraídos los datos buscados (e imágenes de las gráficas) por medio del puerto USB del panel frontal. El sistema para el análisis de sobrepaso completamente armado junto con todos los accesorios y medidores utilizados se muestra a continuación en la figura 5.19.

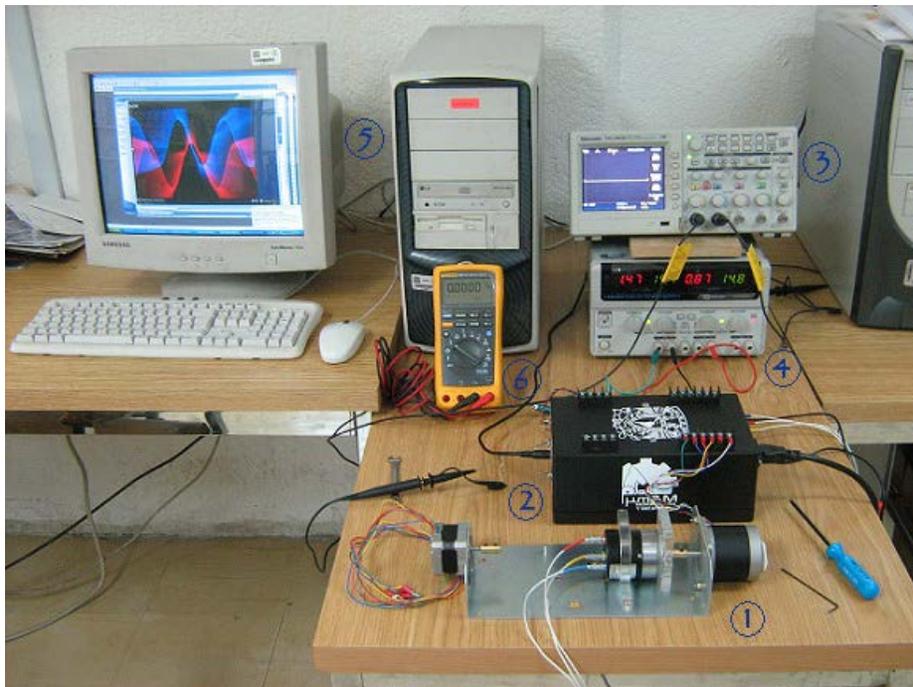


Fig. 5.19 Sistema para el análisis de sobrepaso completamente armado, junto con accesorios y herramientas
1) Medidor de posición angular y transductor 2) APO 3) Osciloscopio 4) Fuente 5) Ordenador 6) Multímetro



La medición de la cantidad de sobrepaso se hizo nuevamente para las tres formas de onda principales. Para esto, fue necesario recortar cada señal tomando sólo el primer cuarto de su ciclo y modificarla de tal manera que produjera un solo paso del motor (1.8°) y mantenerlo en esa posición; situación que, por sí sola, no se puede dar debido al defase de medio paso de las laminaciones del rotor (véase el capítulo 2).

Dicha modificación se pudo hacer desde la programación (MatLab), pero como ya se tenían las señales de audio del estudio anterior, se decidió utilizar un *software* de edición de audio para alterarlas. El editor utilizado fue el *Sound Forge 10* de *Sony Creative Software Inc.* [20] con el cual se hicieron ágilmente las modificaciones requeridas para cada señal estéreo. Con este procedimiento se comprobó la efectividad de este recurso para futuros requerimientos.

RESULTADOS DEL ANÁLISIS DE SOBREPASO

Es importante señalar que para la medición del sobrepaso, se consideró a la señal con forma de onda cuadrada como la referencia principal para determinar el grado de atenuación que ofrecían las señales de forma senoidal y triangular. Se hizo esta consideración porque la onda cuadrada es la más utilizada para excitar a los MP. En la figura 5.20 se muestran la gráfica en la que se hace el comparativo del sobrepaso efectuado para cada forma de onda. En color rojo está la respuesta para la forma de onda cuadrada, en verde la de la forma triangular y en azul la senoidal.

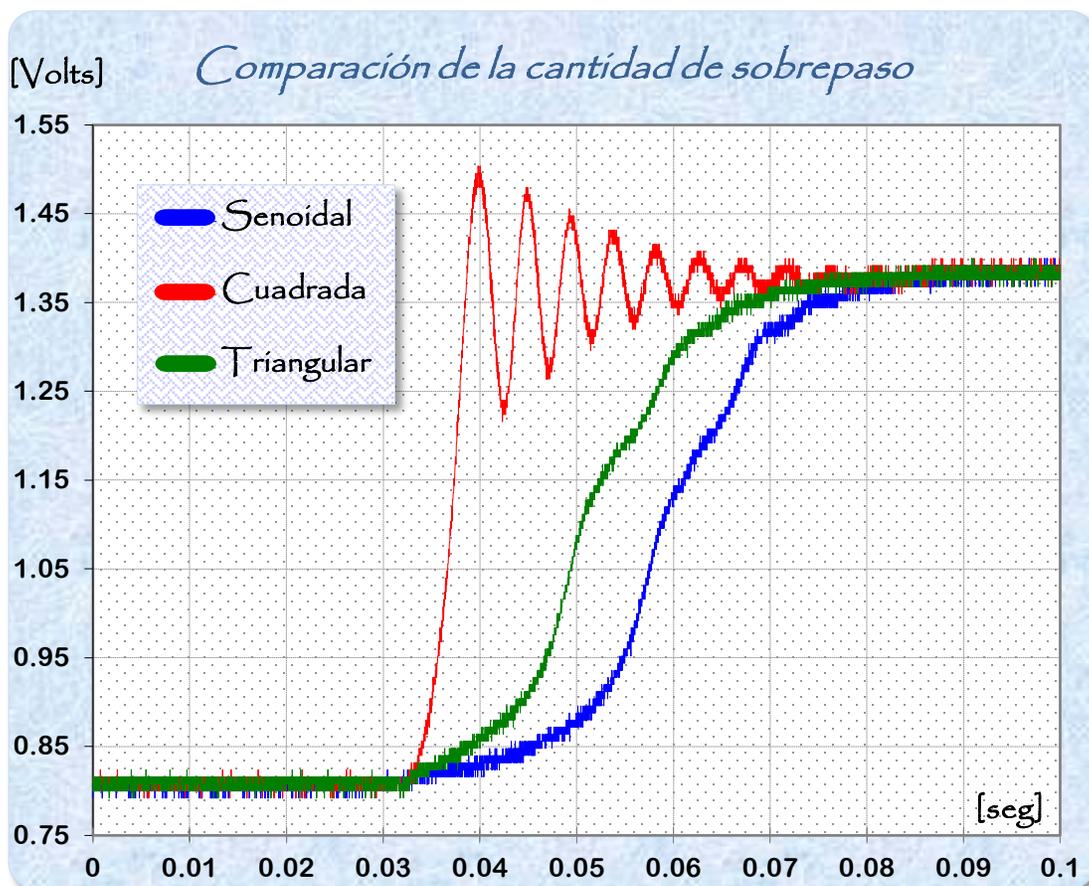


Fig. 5.20 Gráfica comparativa de sobrepaso



Obsérvese que para la forma de onda cuadrada el MP responde naturalmente como un sistema de segundo orden (sistema subamortiguado), sin embargo, para las respuestas de las señales en forma triangular y senoidal el motor responde como si se tratara de un sistema sobreamortiguado de primer orden. Por último, se especificaron en una tabla las características principales de las respuestas transitoria y permanente obtenidas para cada forma de onda^[Anexo 3].

	Características	F. Cuadrada	F. Triangular	F. senoidal
1	Tiempo de retardo (td)	36.92 ms	50.28 ms	58.36 ms
2	Tiempo de levantamiento (tr)	38.66 ms	74.92 ms	82.44 ms
3	Tiempo pico (tp)	39.88 ms	90.84 ms	95.88 ms
4	Sobrepaso Máximo (Mp)	8.6 %	1 %	1 %
5	Tiempo de asentamiento (ts)	85.08 ms	89.40 ms	93.44 ms

Tabla 5.2 Valores encontrados de las características de la respuesta transitoria



CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO

Aquí se analizan los resultados obtenidos y se proponen los siguientes pasos para la continuación de este trabajo.

CONCLUSIONES

Con base en los resultados obtenidos en este trabajo, es notable la existencia de una relación entre la cantidad de amplitud vibración (causada por el sobrepaso y el tiempo de asentamiento) y la forma de onda de la señal de excitación de los motores de pasos. Dicha relación se pudo apreciar en las gráficas obtenidas del analizador de vibraciones Brüel & Kjær, ya que mostraron la distribución espectral de las componentes en frecuencia que se generaron para cada eje y para cada forma de onda (en el rango preestablecido de PPS).

Considerando la posición y el valor de la componente fundamental se hizo un análisis estadístico para las tres principales formas de onda observándose que para los tres ejes de estudio, la señal con forma de onda cuadrada presentaba regularmente las mayores amplitudes de vibración. Asimismo, la comparación de los tres ejes indicó que el eje “X” exhibió menores valores de amplitud y por el contrario, el eje “Y” fue el de mayores valores.

Las señales senoidal y triangular muestran comportamientos relativamente similares en cuanto a sus amplitudes. Sin embargo, alrededor de los 190 PPS existe una región de inestabilidad en la que se disparan los valores de amplitud, excepto para la señal senoidal (lo cual es un hallazgo muy interesante y útil en aplicaciones posteriores); pero es importante señalar que esta forma de onda presenta valores ligeramente altos (cerca de 0.8 m/s^2) en valores inferiores a 130 PPS.

Haciendo el cálculo del porcentaje de atenuación de vibración, considerando a la señal cuadrada como parámetro fundamental, se encontró que se puede atenuar el valor de dicha amplitud en un 89% si se utiliza una forma triangular y hasta un 93% si se utiliza una señal senoidal.

Por otro lado, en cuanto al análisis de sobrepaso se hizo el comparativo para las tres formas de onda, observándose que el MP responde para la forma de onda cuadrada como un sistema de segundo orden (subamortiguado), y para las señales en forma triangular y senoidal el motor responde como uno de primer orden (sobreamortiguado). La mayor cantidad de sobrepaso se presenta en la señal cuadrada con un 8.6%, las otras formas de onda apenas registraron el 1%.



Sin embargo, el efecto de reducir la cantidad de sobrepaso repercute en el aumento del tiempo de retardo. Siendo la señal cuadrada la que tiene un menor tiempo de retardo (36.92 ms), seguida de la señal triangular (50.28 ms) y la señal senoidal es la que ostenta el mayor tiempo (58.36 ms).

Finalmente, en esta tesis se sentaron las bases de cómo hacer un estudio detallado para la minimización y/o eliminación de vibración en el control de MP a partir de las señales con que son excitadas cada una de sus fases, a efecto de reducir significativamente sus fenómenos oscilatorios. Dichas bases abarcan desde el proceso de diseño, generación y manipulación de las señales de excitación hasta el proceso de pruebas y análisis de los resultados obtenidos.

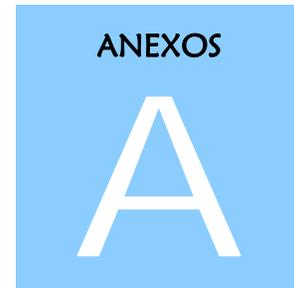
Además, el método propuesto y el análisis realizado aportan una alternativa de optimización en el modo de operación en motores de pasos para requerimientos de alta precisión sin vibración o con el mínimo de ella, sustentado en un procedimiento con sólida base matemática y herramientas actuales con buena perspectiva de crecimiento, como lo son las tarjetas y editores de audio digital.

TRABAJO A FUTURO

Por las bases establecidas del análisis de vibración y sobrepaso, la línea natural de seguimiento de este proyecto incita a estudiar el comportamiento de los MP más allá de las tres formas de onda principales (senoidal, triangular y cuadrada). Lo que se propone es definir claramente los criterios de modificación de las formas de onda y establecer sus parámetros. Con dichos parámetros lo recomendable sería hacer un *software* que genere la señal con las características previamente establecidas a través de una interfaz gráfica, de esta manera sólo se genera la señal que se desea estudiar con los parámetros precisos.

Para continuar con el uso de archivos de audio (en formato .wav) como señales de excitación de los MP, lo que se sugiere es utilizar más ampliamente algunos *software* de edición de audio para modificar y manipular las formas de onda, incluso para generar todo un perfil de movimiento con transiciones de formas de onda diversas. Las ventajas de manipulación que ofrece un editor de audio sobre señales digitales son particularmente prometedoras para generar un gran número de formas de excitación para los MP.

La situación actual del sistema de análisis de vibración y sobrepaso es propiamente con fines de investigación, por tal motivo contempla la generación de formas de onda de excitación con *software* de análisis matemático, en un régimen de lazo abierto y utilizando MP comerciales; sin embargo, para sistemas como los que se manejan en el LMM, lo que se propone es utilizar un sintetizador de audio y controlarlo desde la computadora por medio de mensajes MIDI (formato .MID). Además, se propone operar al sistema en un régimen de lazo cerrado (en frecuencia y forma de onda) que establezca al MP en las menores amplitudes de vibración. Y por último, se propone rediseñar al APO para que controle micro-motores de pasos como los que se utilizan en micromecánica.



Se coloca información relacionada con el trabajo, que no es el motivo del mismo, sin embargo fue necesario para su realización.

ANEXOS

ANEXO 1

Modelo matemático de los motores de pasos

ANEXO 2

Parámetros de los motores de pasos

ANEXO 3

Especificaciones de la respuesta transitoria



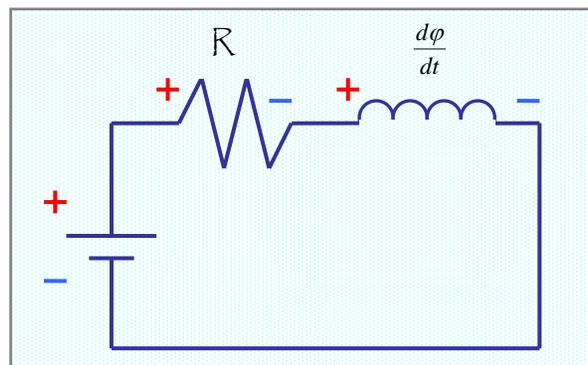
ANEXO 1

Modelo matemático de los motores de pasos

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 cómo se deriva el modelo matemático^{[1][2]}. 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 la 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]}.

La siguiente figura muestra el esquema eléctrico de una fase del motor de pasos híbrido, donde R es el valor de la resistencia más la resistencia del circuito de potencia y el valor de la variación del flujo magnético con respecto al tiempo corresponde a $\frac{d\phi}{dt}$



Modelo eléctrico de una fase de un motor de pasos híbrido

Dado que la variación del flujo magnético 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:

$$v_a = v_R + \frac{d\phi_a}{dt} \quad \text{Ec. 1}$$

donde:

$$v_R = Ri_a \quad \text{Ec. 2}$$



y

$$\frac{d\varphi_a}{dt} = f(i_a, \theta) = \frac{d\varphi_a}{di_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_a}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad \text{Ec. 3}$$

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:

$$\frac{d\varphi_a}{di_a} = L \quad \text{Ec. 4}$$

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 otro lado, podemos considerar que el flujo magnético varía de manera cosenoidal con respecto a la posición^{[1][2]}. Dado que las condiciones del motor 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 delante de la referencia cero, entonces el flujo magnético varía de manera senoidal con respecto a este marco de referencia, esto es:

$$\frac{d\varphi_a}{d\theta} = p\varphi_m \cos(p\theta) \quad \text{Ec. 5}$$

donde φ_m es el valor máximo de flujo magnético por fase y p es el número de dientes del rotor. Sustituyendo las ecuaciones 2, 3, 4 y 5 en la Ec. 1 se obtiene:

$$v_a = i_a R + L \frac{di_a}{dt} + p\varphi_m \cos(p\theta) \frac{d\theta}{dt} \quad \text{Ec. 6}$$

Donde $L \frac{di_a}{dt}$ representa la fuerza electromotriz auto-inducida y $p\varphi_m \cos(p\theta) \frac{d\theta}{dt}$ representa la contra-fuerza electromotriz.

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:



$$v_b = i_b R + L \frac{di_b}{dt} + p \phi_m \cos(p\theta - \frac{\pi}{2}) \frac{d\theta}{dt} \quad \text{Ec. 7}$$

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

$$P_M = e_a i_a + e_b i_b \quad \text{Ec. 8}$$

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, por lo tanto, el par que genera el motor de pasos es equivalente a:

$$\tau_M = \frac{P_M}{d\theta/dt} \quad \text{Ec. 9}$$

De las expresiones 6 a la 9 se puede obtener:

$$\tau_M = p \phi_m i_a \cos(p\theta) + p \phi_m i_b \cos(p\theta - \frac{\pi}{2}) \quad \text{Ec. 10}$$

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

$$\tau_M - \tau_L = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad \text{Ec. 11}$$

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]}:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} [v_a - Ri_a - p \phi_m \omega \cos(p\theta)] \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L} [v_b - Ri_b - p \phi_m \omega \cos(p\theta - \frac{\pi}{2})] \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} [p \phi_m i_a \cos(p\theta - \frac{\pi}{2}) + p \phi_m i_b \cos(p\theta - \frac{\pi}{2}) - B\omega - \tau_L] \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \end{aligned} \quad \text{Ec. 12}$$



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 en 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].

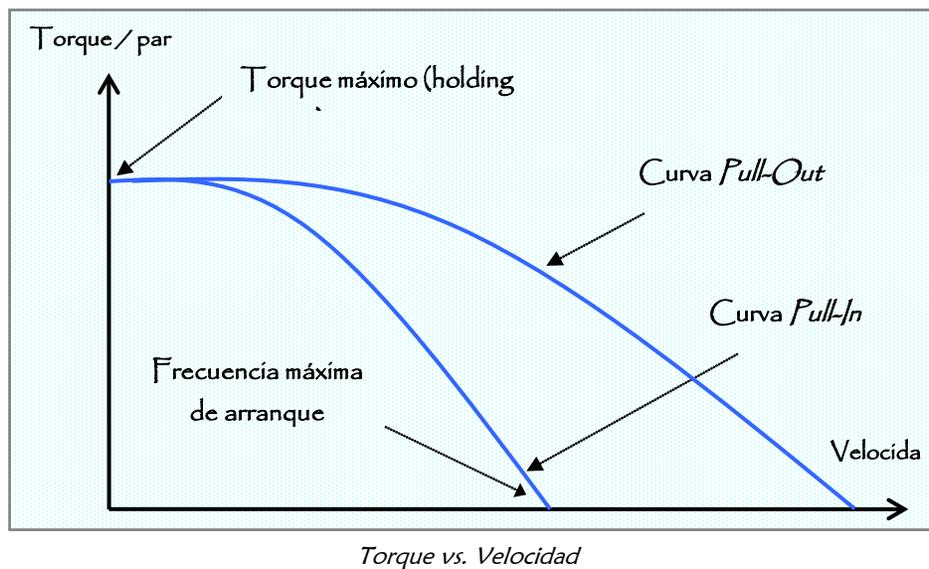
Este modelo no considera las inductancias mutuas de los embobinados, ni el par de detención producido por la interacción del imán permanente del rotor con el material magnético de los polos del estator, ni los efectos producidos por la no linealidad magnética y por las corrientes de Eddy. Sin embargo,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



ANEXO 2

Parámetros de los motores de pasos

Desde el punto de vista mecánico y eléctrico, es conveniente conocer el significado de algunas de las principales características y parámetros que se definen para un motor de pasos. Dichas características dinámicas precisan partes del movimiento de los motores; o bien, justo en el momento de su arranque. A continuación se definen cada una de ellas.



- Ángulo de paso (**Step angle**) Se define como el avance angular que se produce en el motor por cada impulso de excitación. Se miden en grados [°]. Los pasos estándar más comunes y su relación con el número de pasos por vuelta son: 15°/24, 7.5°/48, 3.75°/96, 1.8°/200 y 0.72°/500.
- Par dinámico de trabajo (**Working Torque**) es el par máximo que el motor es capaz de desarrollar sin perder paso, es decir, sin dejar de responder algún impulso de excitación del estator y dependiendo, evidentemente, de su carga. Está expresado en [mN·m]
- Par estático (**Holding Torque**) Es el par requerido para desviar, en régimen de excitación, un paso al rotor cuando la posición anterior es estable. Es mayor que el par dinámico y actúa como freno para mantener el rotor en una posición estable. También está expresado en [mN·m]. Es el máximo torque estable que puede ser aplicado en el eje de un motor energizado sin causar rotación continua.
- Par de detención (**Detention Torque**) Es un par de freno que siendo propio de los motores de imán permanente, es debido a la acción del rotor cuando los devanados del estator están desactivados. Expresado en [mN·m]. Es el máximo par que puede ser aplicado al eje de un motor no activado sin causar rotación continua.



- Rango de arrancar/parar. Es el rango donde un motor de pasos puede arrancar, parar y revertir la dirección de rotación sin perder el paso.
- Curva **Pull-In**: Se define así a la región de la curva arranque y parado del motor; es la máxima frecuencia a la cual el motor puede arrancar/parar instantáneamente, con una carga aplicada, sin perder la sincronía de operación.
- Curva **Pull-Out**: Se define como la frecuencia máxima a la que el motor puede operar sin perder sincronía; debido a que esta curva se encuentra fuera del área de la curva pull-in, es necesario acelerar y desacelerar para entrar a esta región.
- Frecuencia máxima de arranque: se define como la frecuencia de control máxima en la que un motor sin carga puede arrancar y parar sin perder pasos.



ANEXO 3

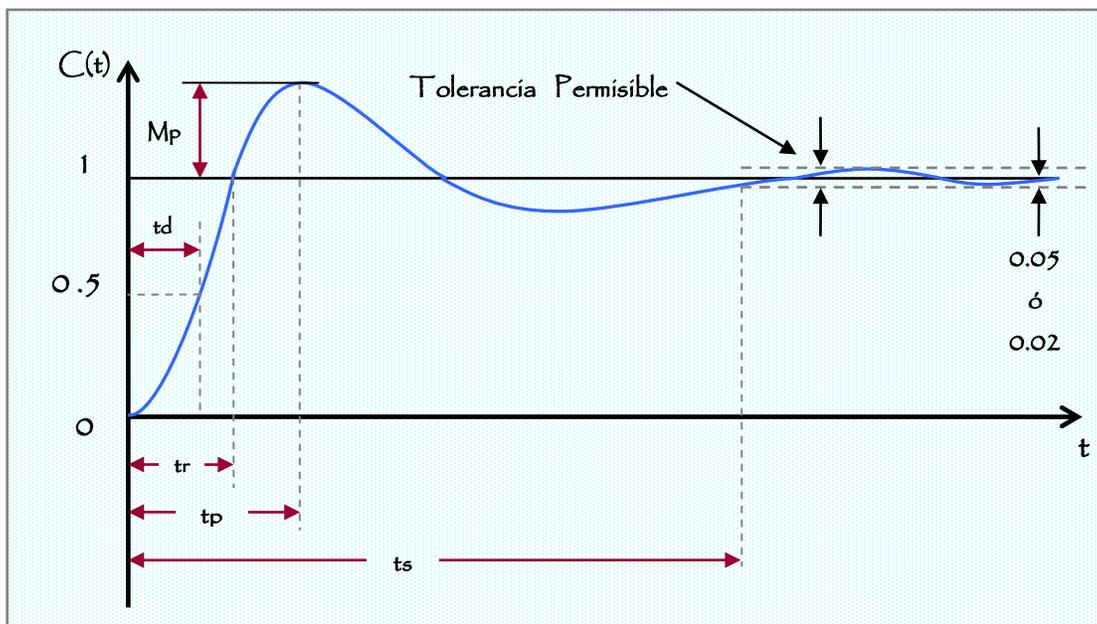
Especificaciones de la respuesta transitoria

Con frecuencia, las características de desempeño de un sistema de control se especifican en términos de la respuesta transitoria para una entrada escalón unitario, dado que ésta es fácil de generar y es suficientemente drástica. (Si se conoce la respuesta a una entrada escalón, es matemáticamente posible calcular la respuesta para cualquier entrada).

La respuesta transitoria de un sistema para una entrada escalón unitario depende de las condiciones iniciales. Por conveniencia al comparar respuestas transitorias de varios sistemas, es una práctica común usar la condición inicial estándar de que el sistema está en reposo al inicio, por lo cual la salida y todas las derivadas con respecto al tiempo son cero. De este modo, las características de respuesta se comparan con facilidad.

La respuesta transitoria de un sistema de control práctico exhibe con frecuencia oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar el estado estable. Al especificar las características de la respuesta transitoria de un sistema de control para una entrada escalón unitario, es común especificar lo siguiente:

1. Tiempo de retardo, t_d
2. Tiempo de levantamiento, t_r
3. Tiempo pico, t_p
4. Sobrepasso máximo, M_p
5. Tiempo de asentamiento, t_s





1.- **Tiempo de retardo, t_d :** el tiempo de retardo es el tiempo requerido para que la respuesta alcance la primera vez la mitad del valor final.

2. **Tiempo de levantamiento, t_r :** el tiempo de levantamiento es el tiempo requerido para que la respuesta pase del 10 al 90%, del 5 al 95% o del 0 al 100% de su valor final. Para sistemas subamortiguados de segundo orden, por lo común se usa el tiempo de levantamiento de 0 a 100%. Para sistemas sobreamortiguados, suele usarse el tiempo de levantamiento de 10 a 90%.

3. **Tiempo pico, t_p :** el tiempo pico es el tiempo requerido para que la respuesta alcance el primer pico del sobrepaso.

4. **Sobrepaso máximo (porcentaje) M_p ,** el sobrepaso máximo es el valor pico máximo de la curva de respuesta, medido a partir de la unidad. Si el valor final en estado estable de la respuesta es diferente de la unidad, es común usar el porcentaje de sobrepaso máximo. Se define mediante:

$$\text{Porcentaje de sobrepaso máximo} = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \cdot 100\%$$

La cantidad de sobrepaso máximo (en porcentaje) indica de manera directa la estabilidad relativa del sistema.

5. **Tiempo de asentamiento, t_s :** el tiempo de asentamiento es el tiempo que se requiere para que la curva de respuesta alcance un rango alrededor del valor final del tamaño especificado por el porcentaje absoluto del valor final (por lo general, de 2 a 5%) y permanezca dentro de él. El tiempo de asentamiento se relaciona con la mayor constante de tiempo del sistema de control. Los objetivos del diseño del sistema en cuestión determinan cuál criterio de error en porcentaje a usar.



Actuador – Es un dispositivo que convierte una magnitud eléctrica (tensión o corriente) en una salida mecánica.

Amplitud de vibración – Es el desplazamiento máximo que experimenta un sistema desde su posición de equilibrio estable.

Archivo de audio – Un formato de archivo de audio es un contenedor multimedia que guarda una grabación de audio (música, voces, etc.). Lo que hace a un archivo distinto de otro son sus propiedades; cómo se almacenan los datos, sus capacidades de reproducción, y cómo puede utilizarse el archivo en un sistema de administración de archivos (etiquetado).

Armónicos – Componente sinusoidal de una onda periódica cuya frecuencia es múltiplo de la componente de onda denominada fundamental.

Axialmente – La simetría axial (también llamada rotacional, radial o cilíndrica) es la simetría alrededor de un eje, de modo que un sistema tiene simetría axial o axisimetría cuando todos los semiplanos tomados a partir de cierto eje y conteniéndolo presentan idénticas características.

Backlash – Este término se refiere a la separación entre los componentes de acoplamiento, a veces descrita como la cantidad de pérdida de movimiento debido a la separación o estancamiento cuando el

movimiento se invierte y el contacto es restablecido. Por ejemplo, en un par de engranajes, la holgura es la cantidad de espacio entre los dientes del engranaje acoplado.

C.I. circuito integrado - también conocido como *chip* o *microchip*, es una pastilla pequeña de material semiconductor, de algunos milímetros cuadrados de área, sobre la que se fabrican circuitos electrónicos generalmente mediante fotolitografía y que está protegida dentro de un encapsulado de plástico o cerámica.

Codificador Óptico – Los codificadores ópticos o encoders incrementales constan, en su forma más simple, de un disco transparente con una serie de marcas opacas colocadas radialmente y equidistantes entre sí; de un sistema de iluminación en el que la luz es colimada de forma correcta, y de un elemento foto-receptor. El eje cuya posición se quiere medir va acoplado al disco. Con esta disposición a medida que el eje gire se irá generando pulsos en el receptor cada vez que la luz atraviese cada marca, y llevando una cuenta de estos pulsos es posible conocer la posición del eje.

CPLD – Los CPLD extienden el concepto de un PLD (del acrónimo inglés *Programmable Logic Device*) a un mayor nivel de integración ya que permite implementar sistemas más eficaces, ya que utilizan menor espacio, mejoran la fiabilidad del diseño, y reducen costos. Un CPLD se forma con



múltiples bloques lógicos, cada uno similar a un PLD. Los bloques lógicos se comunican entre sí utilizando una matriz programable de interconexiones, lo cual hace más eficiente el uso del silicio, conduciendo a una mejor eficiencia a menor costo.

DAC (Digital to Analogue Converter) – Es un dispositivo para convertir datos digitales en señales de corriente o de tensión analógica. Se utilizan profusamente en los reproductores de discos compactos, de sonido y de cintas de vídeo digitales, y en los equipos de procesamiento de señales digitales de sonido y vídeo.

DC – Se refiere a la corriente directa (CD) o corriente continua (CC) es aquella cuyas cargas eléctricas o electrones fluyen siempre en el mismo sentido en un circuito eléctrico cerrado, moviéndose del polo negativo hacia el polo positivo de una fuente de fuerza electromotriz (FEM), tal como ocurre en las baterías, las dinamos o en cualquier otra fuente generadora de ese tipo de corriente eléctrica.

Devanados – Es el conjunto de espiras destinado a producir el flujo magnético, al ser recorrido por la corriente eléctrica.

Dispositivo Lógico Programable – Un PLD es un componente electrónico empleado para la fabricación de circuitos digitales reconfigurables. A diferencia de las puertas lógicas, que tienen una función fija, un PLD tiene una función indefinida al momento de fabricarse. Antes de que un PLD pueda ser usado en un circuito, este puede ser programado o reconfigurado.

Embobinados – Véase devanados

Escobillas – Es el caso de los motores o generadores eléctricos, frecuentemente es necesario establecer una conexión eléctrica entre la parte fija de la máquina y las

bobinas del rotor. Para realizar esta conexión se fijan en el eje de giro dos anillos, generalmente de cobre, aislados eléctricamente de dicho eje y conectados a los terminales de la bobina rotatoria. Enfrente de dichos anillos se disponen unos bloques de carbón que, mediante unos resortes, hacen presión sobre ellos estableciendo el contacto eléctrico necesario. Estos bloques de carbón se denominan escobillas.

Frecuencia de Muestreo – La tasa o frecuencia de muestreo es el número de muestras por unidad de tiempo que se toman de una señal continua para producir una señal discreta, durante el proceso necesario para convertirla de analógica en digital. Generalmente se expresa en hercios (Hz, ciclos por segundo) o múltiplos suyos, como el kilohercio (kHz), aunque pueden utilizarse otras magnitudes.

Fricción Viscosa – La fricción viscosa aparece cuando un objeto se desplaza a través de un fluido y se opone siempre al movimiento, debido a esto hay pérdidas de energía. Depende de las características del objeto (tamaño, forma) y desde luego, del fluido en el que está inmerso.

Flip-flops – Un biestable (*flip-flop* en inglés), es un multivibrador capaz de permanecer en uno de dos estados posibles durante un tiempo indefinido en ausencia de perturbaciones. Esta característica es ampliamente utilizada en electrónica digital para memorizar información. El paso de un estado a otro se realiza variando sus entradas.

MatLab – (abreviatura de *MATrix LABoratory*, "laboratorio de matrices") es un software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio (lenguaje M). Entre sus prestaciones básicas se hallan: la manipulación de matrices, la



representación de datos y funciones, la implementación de algoritmos, la creación de interfaces de usuario (GUI) y la comunicación con programas en otros lenguajes y con otros dispositivos hardware.

MEMS – Sistemas Microelectromecánicos (Microelectromechanical Systems) se refieren a la tecnología electromecánica, micrométrica y sus productos, y a escalas relativamente más pequeñas (escala nanométrica) se fusionan en sistemas nanoelectromecánicos.

Microprocesador – El microprocesador es el circuito integrado central y más complejo de un sistema informático; a modo de ilustración, se le suele asociar por analogía como el "cerebro" de un sistema informático. El procesador puede definirse, como un circuito integrado constituido por millones de componentes electrónicos agrupados en un paquete. Constituye la unidad central de procesamiento (*CPU*) de un PC catalogado como microcomputador.

MIDI – Interfaz Digital de Instrumentos Musicales. Se trata de un protocolo de comunicación serial estándar que permite a los computadores, sintetizadores, secuenciadores, controladores y otros dispositivos musicales electrónicos comunicarse y compartir información para la generación de sonidos.

MIMO – Es el acrónimo en inglés de *Multiple-input Multiple-output* (en español, *Múltiple entrada múltiple salida*).

MP – Es el acrónimo utilizado para abreviar el término Motores de pasos, aunque en ocasiones también se puede encontrar como PaP.

Par – El par motor es el momento de fuerza que ejerce un motor sobre el eje de transmisión de potencia. La potencia

desarrollada por el par motor es proporcional a la velocidad angular del eje de transmisión.

PIC – Son una familia de microcontroladores tipo RISC fabricados por Microchip Technology Inc. El nombre actual no es un acrónimo. En realidad, el nombre completo es PICmicro, aunque generalmente se utiliza como *Peripheral Interface Controller* (controlador de interfaz periférico).

PLC Controladores Lógicos Programables – (*Programmable Logic Controller*) son dispositivos electrónicos muy usados en automatización industrial. Sirven para programar y controlar procesos secuenciales en tiempo real. Es necesario programarlo con cierta información acerca de los procesos que se quiere secuenciar.

PWM – La modulación por ancho de pulsos (también conocida como PWM, siglas en inglés de *pulse-width modulation*) de una señal o fuente de energía es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica (una senoidal o una cuadrada, por ejemplo), ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga.

Reluctancia – La reluctancia magnética de un material es la resistencia que este posee al verse influenciado por un campo magnético. Se define como la relación entre la fuerza magnetomotriz (*f.m.m.*) (la unidad del SI es el amperio, aunque a menudo se la llama *amperio vuelta*) y el flujo magnético (SI: Weber)

Resonancia – Es el término usado para definir el efecto que ocurre cuando los motores por pasos son rotados en pasos a su frecuencia de oscilación natural. El salto a esta frecuencia natural puede resultar en una pérdida de sincronismo o aún que el motor se detenga.



Revolución – Movimiento de un cuerpo alrededor de un eje o punto fijo. Es decir, una revolución es una vuelta de una rueda, un eje, un disco o cualquier cosa que gire sobre su propio eje.

RPM – Revoluciones por minuto (rpm, RPM o r/min) es una unidad de frecuencia, usada frecuentemente para medir la velocidad angular. La unidad de frecuencia del SI (Sistema Internacional de Unidades) es el hercio (Hz).

Secuenciador Lógico Programable – Son dispositivos programables basados en la configuración PAL, que añaden un biestable en cada una de las salidas; de esta forma, se proporciona a la estructura PAL capacidad de memoria y, por tanto, de realización de circuitos secuenciales.

Señal Estereofónica / Estéreo – Una señal estéreo se transmite mediante 2 señales independientes por un cable con dos conductores positivos más un conductor que cierre el circuito eléctrico. Les llamaremos canal izquierdo (LEFT) y canal derecho (RIGHT).

Sensor – Es un dispositivo capaz de detectar magnitudes físicas o químicas, llamadas variables de instrumentación, para después transformarlas en variables eléctricas. Variables como: temperatura, intensidad lumínica, distancia, aceleración, inclinación, desplazamiento, presión, fuerza, torsión, humedad, pH, etc.

Servomotor – (También llamado servo) es un dispositivo similar a un motor de corriente continua que tiene la capacidad de ubicarse en cualquier posición dentro de su rango de operación, y mantenerse estable en dicha posición.

Sobretiro – También llamado sobrepaso máximo, es el valor pico máximo de la curva de respuesta, medido a partir de la unidad. Si

el valor final en estado estable de la respuesta es diferente de la unidad, es común usar el porcentaje de sobrepaso máximo.

Tarjeta de Adquisición de Datos – (DAQ) Es un elemento que hace la adquisición de datos o señales; consiste tomar muestras del mundo real (sistema analógico) para generar datos que puedan ser manipulados por un ordenador u otras electrónicas (sistema digital). Se requiere una etapa de acondicionamiento, que adecua la señal a niveles compatibles con el elemento que hace la transformación a señal digital.

Tarjeta de Audio – Una tarjeta o placa de sonido es una tarjeta de expansión para computadoras que permite la salida de audio bajo el control de un programa informático llamado controlador (en inglés *driver*). El típico uso de las tarjetas de sonido consiste en proveer mediante un programa que actúa de mezclador, que las aplicaciones multimedia del componente de audio suenen y puedan ser gestionadas.

Transductor – Es un dispositivo capaz de transformar o convertir un determinado tipo de energía de entrada, en otra de diferente a la salida.

Transistores – El transistor es un dispositivo electrónico semiconductor que cumple funciones de amplificador, oscilador, conmutador o rectificador.

Vibración – Se denomina vibración a la propagación de ondas elásticas produciendo deformaciones y tensiones sobre un medio continuo (o posición de equilibrio).

.Wav – Formato de audio creado por Microsoft con el objetivo de que se convirtiera en el estándar utilizado por todas las aplicaciones multimedia de Windows. Admite diferentes frecuencias de muestreo y puede ser mono o estéreo.



REFERENCIAS

Se presentan los artículos, libros y sitios web utilizados en el desarrollo de este trabajo.

- [1].- P. P.Acarney, *“Stepping motors: A guide to modern theory and practice”*, Peter Peregrinus Ltd., 2da edición, Reino Unido 1984.
- [2].- T. Kenjo and A. Sugawara, *“Stepping Motors and their Microprocessor Controls”*, 2da edición. Oxford, U.K.: Oxford Science Publications, 1994.
- [3].- <http://filnet.tripod.com/altzesp/altze.htm>
- [4].- W. Martínez P. *“Aplicación de la Lógica Borrosa a Motores de Pasos para Sistemas que Requieren Posicionamiento Fino y/o Movimientos Repetitivos con Alta Velocidad”*, Tesis de Maestría, Facultad de Ingeniería, 1997.
- [5].- Kuo, G. Singh, R. Yackel, *“Modeling and simulation of a stepping motor”*, IEEE Transactions on Automatic Control, pp. 745-749, Diciembre 1969.
- [6].- Zribi, J. Chiasson, *“Position Control of a PM Stepper Motor by exact linearization”*, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 36, num. 5, pp. 620-625, Mayo 1991.
- [7].- D.I. Jones and J.W. Finch, *“Optimal Control of a voltage Driven Stepping Motor”*, IEE Proceedings, Vol. 130, pt. D, num 4, pp. 175-182, Julio 1983.
- [8].- S. A. Paredes Z., *“Diseño de Controladores Lógicos Borrosos Para Reducir los Tiempos de Aceleración y Desaceleración de los Motores de Pasos Híbridos”*, Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería, 1997.
- [9].- *“Step Motor & Servo Motor Systems and Controls”*, Compumotor & Digiplan 1996-1997 Catalog, Parker Motion and Control. USA.
- [10].- <http://www.epanorama.net/links/motorcontrol>



- [11].- Shinano Kenshi Corporation. Catalogue 2011, Stepping Motor Operation & Theory, pp. 51 – 57. http://www.shinano.com/motors/docs/SKC_Full-line_Catalog.pdf
- [12].-Click Automation, 2-Phase Stepping Motor & NMB Technologies Corporation, Motor Engineering, pp. 79 – 89
[http://www.clickautomation.com/PDF/categories/Step%20Motor%20Engineer%20\(2002%20Catalog\).pdf](http://www.clickautomation.com/PDF/categories/Step%20Motor%20Engineer%20(2002%20Catalog).pdf)
- [13].- TodoRobot.com.ar, *Tutorial Animado sobre motores de pasos (Stepper Motors)*
<http://www.todorobot.com.ar/informacion/tutorial%20stepper/stepper-tutorial.htm>
- [14].- Oriental Motor General Catalogue 2008, Technical Reference Section F, Stepping motors, http://www.orientalmotor.com/products/pdfs/F_TecRef/TecSt.pdf
- [15].- Silvia Salgado Mónica, “*Los motores eléctricos en especial los motores de pasos y los servosistemas, una mejor opción para la industria del control numérico gracias a los avances de la electrónica*”, Tesis de Licenciatura, Escuela de Ingeniería, Universidad La Salle, 1990.
- [16].- S. Berti, J. Roitman, C. Verrastro, “*Controlador de motores paso a paso mediante técnica de micropasos por modulación de ancho de pulso*”, X Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, Grupo de Inteligencia Artificial, UTN - FRBA, Argentina, Octubre de 2003. <http://www.secyt.frba.utn.edu.ar/gia/SDC16.pdf>
- [17].- MATLAB, Reference Guide, The MathWorks Inc. E.U. 2011
- [18].- www.windowsmediaplayer.com/
- [19].- www.realtek.com.tw
- [20].- <http://www.sonycreativesoftware.com/soundforge?lang=ESP>