

108



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
FACULTAD DE INGENIERIA *ZES*

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN
MANEJADOR DE MOTORES
DE PASOS

FALLA DE ORIGEN

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO EN COMPUTACION
P R E S E N T A:
FRANCISCO VAZQUEZ LOPEZ

TUTORES DE TESIS:
ING. RODOLFO PETERS L.
ING. ENRIQUE GOMEZ R.



MEXICO D. F.

AGOSTO DE 1995

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

108



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN
MANEJADOR DE MOTORES
DE PASOS**

FALLA DE ORIGEN

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO EN COMPUTACION

P R E S E N T A:

FRANCISCO VAZQUEZ LOPEZ

TUTORES DE TESIS:
ING. RODOLFO PETERS L.
ING. ENRIQUE GOMEZ R.



MEXICO D. F.

AGOSTO DE 1995

INDICE TEMATICO.

INTRODUCCION.	i
MOTORES ELECTRICOS.	
1.1 Estructura básica.	1
1.2 Fundamentos de la generación del par motriz.	3
1.3 Clasificación.	4
1.3.1 Motores de corriente directa.	5
1.3.2 Motores polifásicos de corriente alterna.	6
1.3.2.1 Motores síncronos.	7
1.3.2.2 Motores asíncronos.	8
1.4 Aplicaciones.	9
MOTORES DE PASOS.	
2.1 Introducción.	11
2.2 Clasificación.	13
2.3 Motores de pasos de solenoide (MPS).	13
2.4 Motores de pasos de reluctancia variable (MPRV).	14
2.4.1 Motores de múltiples secciones.	15

2.4.2 Motores de una sola sección.	17
2.5 Motores de pasos de tipo híbrido (MPH).	23
2.6 Motores de pasos de rotor de imán permanente (MPRIP).	26
2.7 Motores de pasos de estator de imán permanente (MPEIP).	27
2.8 Motores de pasos de tipo electromecánico (MPEM).	28
2.9 Motores de pasos de tipo electrohidráulico (MPEH).	30

CONSIDERACIONES OPERATIVAS.

3.1 Introducción.	31
3.2 Secuencia de encendido de los devanados de un MPH.	31
3.3 Modelado de los devanados de un MPH.	35
3.4 Métodos de limitación de corriente.	39
3.4.1 Limitación por resistencias externas.	40
3.4.2 Limitación por doble fuente de alimentación.	41
3.4.3 Limitación por conmutación.	43
3.5 Sensado de corriente en los devanados.	46
3.6 Alternativas de la etapa de potencia.	47
3.6.1 Un cuarto de puente.	49
3.6.2 Medio puente.	50
3.6.3 Puente completo.	50
3.7 Aceleración de los motores de pasos.	51

MANEJADOR DE MOTORES DE PASOS

4.1 Introducción.	53
4.2 Requerimientos técnicos.	55
4.3 Etapa lógica de control.	56
4.3.1 La interfaz.	57

4.3.2 <i>El microcontrolador.</i>	60
4.3.3 <i>El secuenciador.</i>	71
4.3.4 <i>El monitor de corriente.</i>	78
4.4 <i>Etapa de potencia.</i>	79
4.4.1 <i>Configuración puente H</i>	80
4.4.2 <i>Selección de los semiconductores.</i>	81
4.4.3 <i>Selección del impulsor.</i>	82
4.4.4 <i>Característica de la compuerta de un FET.</i>	83
4.4.5 <i>Impulsor de los FET's superiores.</i>	83
4.4.6 <i>Impulsor de los FET's inferiores.</i>	85
4.4.7 <i>Fuente de poder.</i>	88

CONCLUSIONES.

ANEXO A.

BIBLIOGRAFIA.

Agradezco a DIOS por sobretodas las cosas .

De forma muy especial a la forjadora de mi vida que con fé, esperanza y cariño ha estado a mi lado proporcionandome el haliento, sustento y valor para alcanzar esta graduación. Madre muchas gracias.

A mis hermanos, esposa e hija por el apoyo que he tenido:

A mis profesores, porque sin ellos no existieran senderos:

A mis mentores, que sin egoísmo compartieron su experiencia humana, profesional y académica guiando de forma responsable y amistosa el desarrollo del presente trabajo:

Ing. Rodolfo Peters L.

Ing. Enrique Gómez R.

A toda la familia FLAG, cuya única preocupación e interés es el de apoyar en la formación de mexicanos comprometidos consigo mismo:

A ustedes mi más sincero agradecimiento.

Francisco Vásquez López.

Introducción.

Los bordados que tradicionalmente se han realizado por las dedicadas manos del artesano para grabar con hilos multicolores un motivo gráfico en alto relieve sobre las prendas de vestir de tela o piel, se han popularizado tanto que los podemos encontrar aplicados ya sea como distintivos de la firma de manufactura, de agrupaciones empresariales o escolares o simplemente para exponer un diseño gráfico libre; prefiriéndose sobre los estampados de tintas o gomas en las prendas ya que, a diferencia de éstos, el bordado puede soportar tratos rudos como son: altas temperaturas en el lavado y planchado, fricciones, cloro, etc. Así encontramos con seguridad en más de una prenda de nuestro guardarropa algún motivo bordado.

La demanda de bordados ha crecido tanto que exigió a la industria de la manufactura del vestido desde hace ya algunos años proveerse de maquinaria capaz de realizar estos trabajos, obteniéndose de esta forma

autómatas de bordado cuya estructura básica es la siguiente:

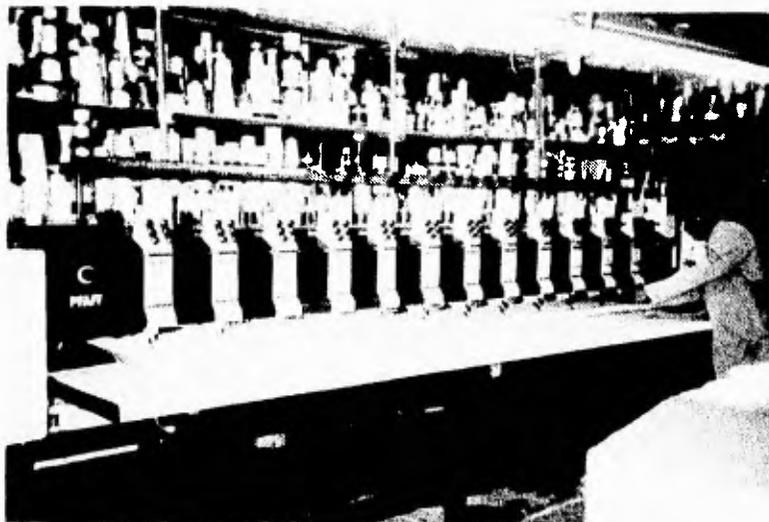
- 1.- *Una bordadora cuenta con un sistema de fijación del hilo al material (tela o piel) denominado cabeza de costura cuyo funcionamiento (y en algunos casos la apariencia) no difiere de las máquinas de costura recta. Las máquinas de bordado pueden tener una o más cabezas de costura, por otro lado cada cabeza puede contar con manejadores de uno o más hilos (fotografías 1 y 2).*

- 2.- *Se tiene también un sistema de posicionamiento en dos ejes (X e Y), el cual está constituido por un bastidor en el que se fija el material a bordar (fotografía 3) y dos subsistemas de tracción, uno por cada eje, acoplados al bastidor de tal forma que al realizar los desplazamientos relativos programados para ambos ejes, definen punto a punto, como una gráfica de líneas en un plano cartesiano, el diseño del bordado.*

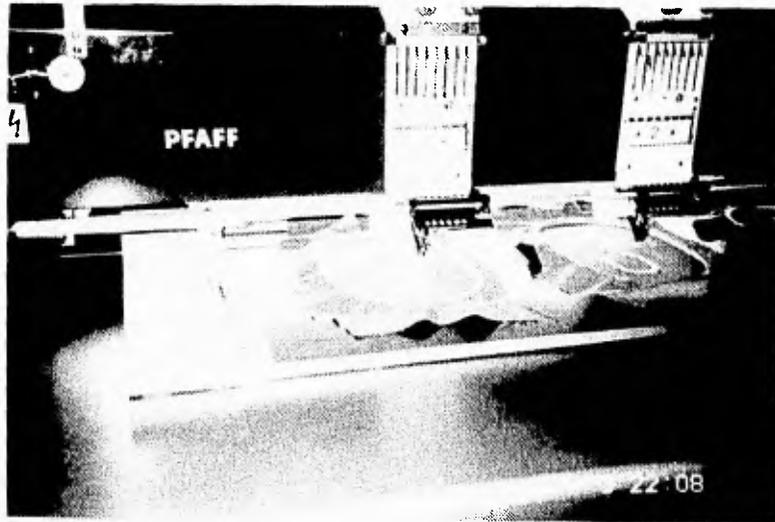
Los primeros autómatas de bordado contaban con sistemas mecánicos de posicionamiento formado por engranes y bielas quienes definían los desplazamientos en ambos ejes, caracterizándose estas máquinas por una velocidad de operación alrededor de las 300 puntadas por minuto y su baja resolución del diseño. Posteriormente aparecieron las máquinas de bordar cuyo sistema de posicionamiento era comandado por motores de pasos, aumentando significativamente su velocidad de operación (hoy en día se logran velocidades de hasta 800 puntadas por minuto) y una muy buena resolución del diseño.



Fotografía 1: Máquina de bordar multicabezas, con un solo manejador de hilo por cabeza y control electrónico de posicionamiento y monitoreo.



Fotografía 2: Bordadora multicabezas, con seis manejadores de hilo por cabeza, control electrónico de posicionamiento y monitoreo.



Fotografía 3: Detalle de bastidor, cabeza de bordado con manejador de ocho hilos y proceso de bordado.



Fotografía 4: Unidad electrónica de monitoreo y control con lector de cinta perforada de papel como fuente del programa de bordado.

- 3.- *Una central de control y monitoreo (fotografía 4) indica cuándo y en qué magnitud deben realizarse los desplazamientos, así como los estados de alerta, puntada (perforación del material a bordar), paro y error, entre otros. Como en el caso del punto dos, las primeras bordadoras contaban con un cerebro mecánico, y conforme ha evolucionado la electrónica de control se pueden apreciar máquinas con distintas implementaciones electrónicas.*

El programa que indica la magnitud y sentido de los desplazamientos en ambos ejes así como las funciones especiales de control que deba ejecutar la bordadora se introduce en las primeras máquinas por medio de una cinta de papel perforada, posteriormente en algunas máquinas con la ayuda de memorias del tipo EPROM y muy recientemente a través de discos de computadora, contando actualmente con varios códigos de programación entre los que se encuentran el PFAFF, TAJIMA, TOYOTA, AISIN, MELCO y ZANGS como los más conocidos.

En México existen muchos pequeños talleres que todavía operan con máquinas de bordar de la primera generación, aún cuando el interés de parte de los propietarios de las mismas esta encaminado a actualizarlas. El sustituirlas es verdaderamente costoso ya que, por ejemplo, una bordadora de las modernas, de diez cabezas con seis manejadores de color por cabeza tiene un costo sobre los \$135,000 USD.

Gracias al contacto que se ha tenido con esta industria, en la rama de mantenimiento correctivo y de diseño de periféricos electrónicos, hemos podido apreciar que es posible actualizar una máquina de bordar de control mecánico, utilizando las cabezas de costura y diseñando tanto la electrónica de control como el sistema de posicionamiento, logrando una funcionalidad equiparable a las máquinas modernas a un costo significativamente bajo (según nuestras estimaciones, alrededor de los \$14,000 USD).

Ha sido este el motivo por el cual nos hemos encaminado mis asesores: Ing. Rodolfo Peters L. e Ing. Enrique Gómez R. y un servidor, en el desarrollo de un manejador de motores de pasos que se pueda aplicar directamente a esas máquinas de bordar así como a cualquier máquina de control numérico que requiera de un sistema de posicionamiento.

MOTORES ELECTRICOS.

Ya que el objetivo del presente trabajo versa sobre un manejador (interfaz digital) para motores de pasos, como apertura de esta tesis se tratarán los fundamentos de operación de los motores eléctricos a fin de ubicar bajo un enfoque más práctico que teórico la naturaleza propia de los motores de pasos y la necesidad de sus manejadores.

1.1 Estructura básica.

Los motores se componen básicamente de una parte exterior que se encuentra fija o estacionaria denominada estator y una parte interior rotatoria llamada rotor. El rotor está centrado dentro del estator, de modo que su eje y el del estator son concéntricos. Al espacio entre el exterior del rotor y el interior del estator se le llama entrehierro el cual se procura que sea mínimo a fin de reducir al máximo las pérdidas magnéticas.

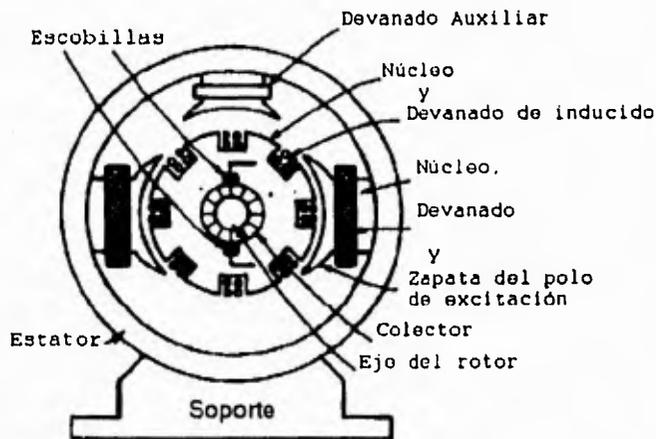


Fig 1: Sección transversal de un motor

El eje se extiende a través de uno o ambos baleros para proporcionar un medio de acoplamiento entre el motor y el sistema mecánico.

Al estar el rotor rígidamente unido al eje, sus velocidades de giro son las mismas, por lo que los términos "velocidad del rotor", "velocidad del eje" o "velocidad del motor", significan lo mismo y se usan indistintamente.

El rotor y el estator tienen cada uno dos partes básicas: el núcleo o armadura y los devanados. La finalidad del núcleo tanto del rotor como del estator es conducir el campo magnético, mientras que los devanados conducen la corriente eléctrica que a su vez produce el campo magnético.

Dependiendo del tipo de motor puede existir una tercera parte en importancia que es el colector. Esta permite la conexión hacia el exterior de los devanados del rotor no obstante que éste se encuentre en movimiento.

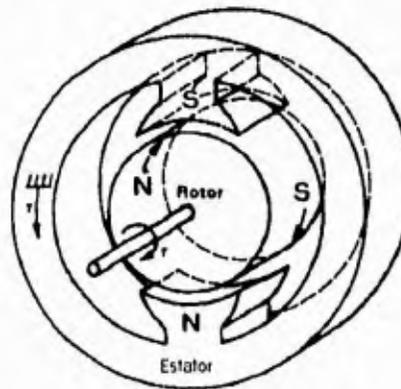
El rotor se encuentra montado en una barra rígida (generalmente de acero), que se denomina eje o árbol. El eje se sostiene sobre rodamientos en las fronteras del estator de modo que el rotor pueda girar libremente.

El eje se extiende a

1.2 Fundamentos en la generación del par motriz.

Para entender fácilmente el funcionamiento de la generación del par motriz en los motores eléctricos podemos ayudarnos de los estudios y observaciones hechos con imanes permanentes y electroimanes a fin de explicar los fenómenos electromagnéticos que ocurren sin necesidad de entrar en la formalidad matemática.

El par que producen las máquinas eléctricas es el resultado de la atracción y/o repulsión entre los polos magnéticos del rotor y del estator. Es bien conocido que los polos magnéticos de igual polaridad producen una



Los polos del rotor son repelidos por los polos semejantes y atraídos por los polos opuestos del estator, para producir un par sobre el rotor. Hay un par de reacción igual sobre el estator.

fig 2: Atracción-repulsión de los polos magnéticos en un motor.

fuerza mecánica de repulsión, mientras que los polos de distinta polaridad producen una fuerza de atracción.

En los motores eléctricos los devanados se diseñan de modo tal que al circular la corriente eléctrica por éstos produzcan polos magnéticos en la superficie interna del estator y en la superficie externa del rotor. La repulsión y la atracción entre los polos del rotor y del estator producen un par sobre el rotor y una reacción contra el estator. Para producir un par continuo y en

un solo sentido, el número de polos del rotor debe ser igual al número de polos del estator.

La polaridad de los polos va de acuerdo al sentido de la corriente mientras que la magnitud del par obtenido en la flecha del rotor es función del campo magnético y este a su vez es función de la corriente que circula por el devanado en forma directamente proporcional en ambos casos. Así pues, a una mayor corriente el par obtenido será mayor, sin embargo, es necesario recordar que los circuitos ferromagnéticos son saturables dando como resultado una alinealidad en la relación del par contra la corriente, es decir, existe un límite a partir del cual no hay incremento del par aún cuando se siga incrementando la corriente.

1.3 Clasificación.

La clasificación de los motores se puede hacer en función a la fuente de energía o a la forma en que se suministra energía al rotor.

A los motores en que se suministra energía eléctrica a los devanados del rotor por inducción se les denominará motores de inducción.

Por otra parte si son alimentados por una fuente de corriente directa se les llama motores de corriente directa mientras que si son alimentados por una fuente alterna polifásica se les llama polifásicos de corriente alterna.

Aunque existe una amplia variedad de motores, todos pueden caer dentro de esta clasificación de una o de otra forma, así, en una clasificación básica, distinguimos:

- I. *Motores de corriente directa*
- II. *Motores polifásicos de corriente alterna*
 - .Síncronos
 - .Asíncronos

1.3.1 Motores de corriente directa (C.D.).

El principio de operación de estos motores se explicará a partir de la observación de sus componentes elementales expuestos en la figura 3.

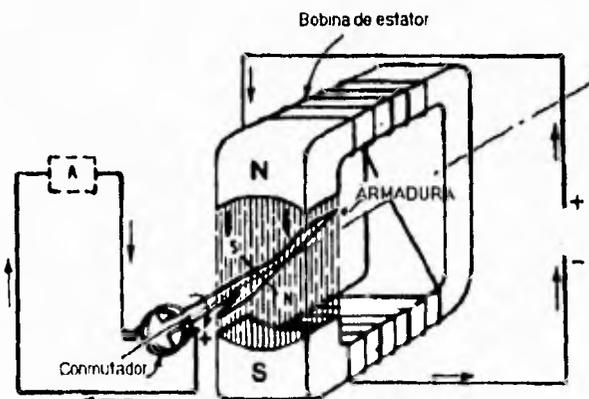


Fig 3: Principio de operación de un motor de D.C.

El estator, debido a la naturaleza de la corriente de polarización, produce un campo magnético estático (sin cambio de polaridad). Este campo, junto con el generado por la corriente que circula a través de la armadura, proporciona las atracciones y/o repulsiones magnéticas requeridas para la generación del par motriz.

El conmutador presente en la armadura proporciona los cambios del sentido de la corriente que permiten tener una continuidad en la generación del par, de esta manera cuando el polo norte del estator atrae al polo sur de la armadura, se produce un cambio del sentido de la corriente que circula a través de la armadura para invertir a su vez las polaridades magnéticas en ella. Conservándose estas condiciones en un proceso cíclico se obtiene el movimiento giratorio deseado.

1.3.2 Motores polifásicos de corriente alterna (c.a.).

Este tipo de motores aprovecha la naturaleza de la corriente alterna para sustituir los conmutadores vistos en el esquema anterior, permitiendo así las condiciones magnéticas para producir un par motriz sobre su rotor.

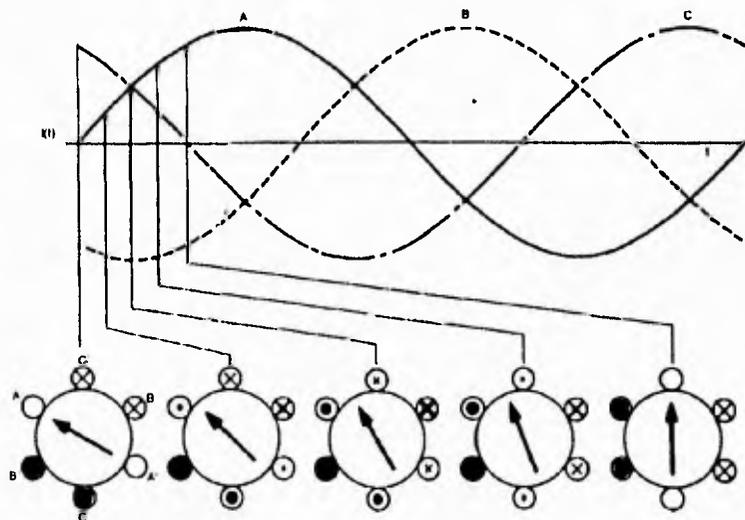


Fig 4: Resultante magnética por el efecto alterno de la corriente trifásica

1.3.2.1 Motores síncronos (c.a.).

Su principio de operación exige corrientes alternas polifásicas balanceadas que polaricen el estator del motor produciendo de esta manera un campo magnético giratorio que "engancha" los campos magnéticos del rotor producidos por una polarización independiente de c.d. atrayéndolo a manera de arrastre en el giro del campo magnético y obteniendo así el par motriz.

Los motores síncronos se denominan así porque su velocidad está directamente relacionada con la frecuencia de la línea. Una característica de este tipo de motores es la falta de par de arranque, siendo necesario acelerarlo por algún método auxiliar hasta llegar a la velocidad de sincronismo. En este momento se puede entonces conectar el devanado del rotor, enganchándose el campo del rotor al campo del estator.

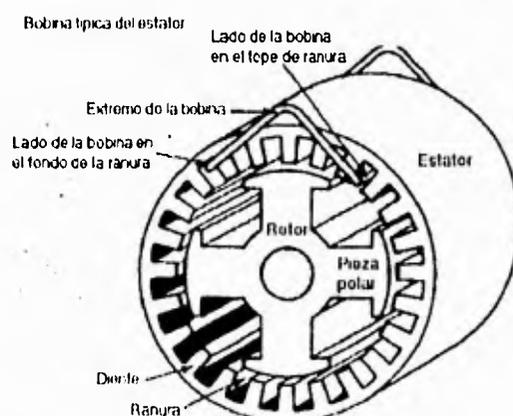


Fig 5: Esquema básico de un motor síncrono.

Cuando se tiene control sobre la frecuencia de la línea de alimentación, la aceleración del motor se puede realizar variando la frecuencia de esta paulatinamente, desde niveles de corriente directa hasta la frecuencia de interés. Cuando se carece del control sobre la frecuencia de la línea de alimentación, se utilizan motores externos de arranque o rotores mixtos que permiten llevar al rotor a una velocidad cercana a la de operación, para después energizar el rotor.

Algunos motores de pasos son parecidos a los motores síncronos con características especiales, las cuales se estudiarán más adelante en detalle.

1.3.2.2 Motores Asíncronos o de Inducción.

Los motores asíncronos o de inducción son llamados así debido a que su principio de operación se basa en la inducción de corrientes en el rotor por efecto del campo producido en el estator tal como sucede en los transformadores eléctricos.

Al contar con una polarización polifásica balanceada se genera un campo magnético giratorio en el estator induciendo corrientes en el rotor que generan a su vez un campo magnético. Los campos producen un fenómeno de repulsión continuo entre el rotor y el estator, consiguiendo finalmente de esta manera el par motriz sobre la flecha del motor.

El término asíncrono se le asigna a estos motores ya que existe una

pequeña diferencia entre la velocidad de giro del campo magnético del estator y la velocidad angular del rotor (esta última es menor).

Cuando ambas velocidades llegan a ser iguales deja de existir inducción del estator sobre el rotor desapareciendo el campo magnético de éste, por lo tanto el rotor tiende a detenerse, pero justo en ese momento se reinicia la inducción por parte del estator.

1.4 Aplicaciones.

Los motores eléctricos de corriente continua tienen un campo de aplicación muy amplio en el transporte por su fácil control de velocidad y alto par de arranque así como en ambientes donde la fuente de alimentación es de corriente directa, por ejemplo, en los automóviles se cuenta con motores de este tipo para el arranque del motor de combustión interna, los limpia parabrisas y algunos ventiladores. Por otro lado, a pesar de su costo relativamente alto y de sus exigencias de mantenimiento, suelen encontrarse motores de este tipo en máquinas excavadoras de gran potencia, en trenes de laminación, elevadores eléctricos, etc.

Es necesario indicar que actualmente los motores de directa están perdiendo posición debido a la aparición de los controladores de velocidad para motores de inducción.

Los motores síncronos se aplican en tareas donde es de suma

importancia conservar la velocidad de operación; también son usados en fábricas donde se tienen problemas de bajo factor de potencia, ya que al cambiar la corriente de excitación se puede cambiar el factor de potencia, incluso puede llegar a ser capacitivo. Por estas razones se pueden encontrar este tipo de motores en procesos de laminación, bandas de transporte, y un sin número de casos.

Estos motores son caros ya que requieren de dos fuentes, una de corriente alterna polifásica y una de corriente directa, además de necesitar de un rotor mixto o de un motor auxiliar.

Actualmente la mayor parte de los motores industriales utilizados en bombeo, agitación, ventilación, etc., son máquinas trifásicas de inducción, ya que dentro de sus ventajas se encuentran su bajo costo y bajo mantenimiento, además de ser robustos. Contraponiéndose a estas ventajas, se tiene el inconveniente de que su velocidad es función de la frecuencia de la línea de alimentación y de tener un bajo factor de potencia a cargas reducidas. Sin embargo, como ya se mencionó anteriormente, la aparición de controladores de este tipo de motores los ha hecho ganar posiciones antes reservadas a los motores de corriente directa o síncronos.

MOTORES DE PASOS.

2.1. Introducción.

Los motores de pasos pueden ubicarse, en esencia, en la clasificación de los motores síncronos. Su operación normal consiste en movimientos angulares discretos de magnitud uniforme, en lugar del movimiento continuo observado en los motores convencionales.

Se les considera como actuadores incrementales que convierten entradas digitales a salidas mecánicas digitales (movimientos discretos). Aumentando por esto, el interés de su aplicación donde las señales de control aparecen como palabras digitales o trenes de pulsos en lugar de corrientes o voltajes analógicos, de esta manera, un pulso digital ocasionará que el manejador del motor de pasos permita desplazar un ángulo preciso la flecha del motor; repitiéndose este efecto para cada uno de los pulsos.

Propiamente aplicado, un motor de pasos con su manejador, en un

sistema de posicionamiento, puede reemplazar a un conjunto de dispositivos analógicos que requieren del uso de convertidores de señales digitales a analógicas y de analógicas a digitales; como lo son los amplificadores del servomotor, tacogenerador, tren de engranajes, transductor de posición.

En síntesis, entre las razones por las que los motores de pasos han adquirido popularidad, se puede mencionar:

- *Los datos que comandan la operación del motor son manejados en forma digital. Si atendemos que los circuitos integrados digitales tienden a ser cada vez mas baratos y poderosos podremos apreciar que se puede contar con actuadores digitales, como lo son los motores de pasos, a precios accesibles.*
- *Muchos controles y procesos sencillos y complejos, comienzan a automatizarse en la industria debido a la disponibilidad de microprocesadores de bajo costo, abriendo un amplio campo de aplicaciones, ya que con estos se logran complejos sistemas de control.*
- *Existen en una gran variedad en lo que respecta a potencia, tamaño, número de pasos por revolución, fases y configuraciones disponibles.*

2.2 Clasificación.

La clasificación que observaremos de los motores de pasos obedece fundamentalmente a su principio de operación o a la naturaleza de los elementos que lo constituyen, así, los seis principales tipos de motores de pasos que identificamos son:

- De solenoide.
- De reluctancia variable.
- Híbridos.
- De rotor de imán permanente.
- De estator de imán permanente.
- Electromecánicos.
- Electrohidráulicos.

A continuación se enumeran las características más relevantes y el principio de operación de cada uno de los tipos de motores de pasos enlistados.

2.3 Motores de pasos de solenoide.

Hay dos tipos de motores de pasos de solenoide. Uno de ellos, conocido como de trinquete y

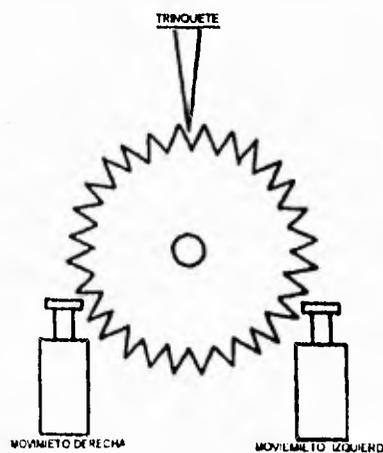
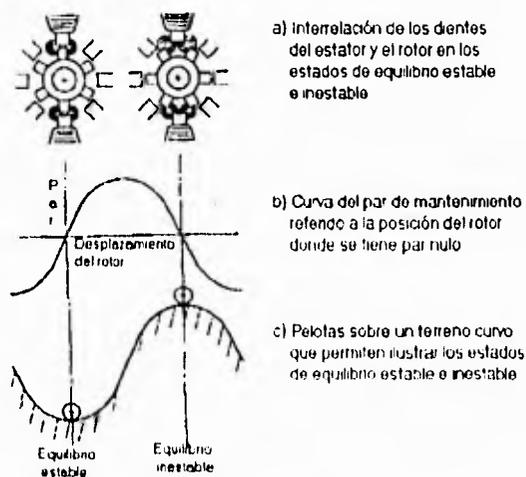


Fig 6: Esquema de un motor de pasos de solenoides

engrane, consistente de un solenoide cargado a resorte conectado a la flecha a través de un arreglo de engrane y trinquete, cada vez que el solenoide es energizado jala el engrane hacia abajo un diente y este mueve la flecha de salida. Cuando la bobina es energizada jala al engrane avanzando la flecha un paso, el trinquete previene la rotación de la flecha en la dirección opuesta, el solenoide puede ser corriente alterna o directa.

El otro tipo de motor de pasos de solenoide es un dispositivo mecánico de solenoide rotatorio, este dispositivo consiste de un solenoide que atrae una armadura. Existen ranuras inclinadas con balines entre el estator y la armadura, con el fin de separar estas dos piezas. Cuando el solenoide es energizado la armadura es jalada hacia el estator y las ranuras inclinadas causan que la armadura y la flecha de salida roten, un trinquete conecta la flecha de salida con la armadura, y otro trinquete mantiene la posición haciendo que no regrese cuando la armadura vuelve a su posición original.



2.4 Motores de pasos de reluctancia variable.

Hay dos tipos básicos de motores de pasos de reluctancia variable: los de múltiples secciones y los de una sola sección.

Ambos tipos están disponibles con entrehierros radiales o axiales, normalmente tienen tres, cuatro o cinco fases, y el movimiento de salida puede ser lineal o rotatorio. Los motores de pasos de reluctancia variable trabajan en una forma parecida a los motores de pasos por solenoide, ya que dependen de la atracción magnética entre uno o varios polos electromagnéticos y un miembro móvil de material ferromagnético, el rotor, el cual cuenta con dientes en su periferia. Los dientes son atraídos magnéticamente hacia los dientes del estator lo cual causa que el rotor gire hacia una posición de mínima reluctancia, que es la posición de mínima resistencia al flujo magnético. En este punto el rotor y el estator energizados tienden a alinear sus dientes.

Cuando los devanados son energizados y se aplica un par a la flecha del rotor éste se resiste a girar, esta resistencia llamada par de restauración se incrementa con la rotación del rotor hasta que se alcanza un par de mantenimiento máximo en una posición igual a medio ángulo de paso; a medida que el rotor se mueve fuera de la posición de reposo, el par de restauración decrece hasta llegar a cero, a este punto se le conoce como la posición de reposo inestable.

2.4.1 Motores de múltiples secciones

En este tipo de motores cada rotor y estator tienen el mismo número de dientes con el mismo paso, las secciones del estator se fijan mecánicamente a la carcasa pero son independientes eléctrica y

magnéticamente así mismo las secciones del rotor son magnéticamente independientes pero mecánicamente están unidas a una flecha común.

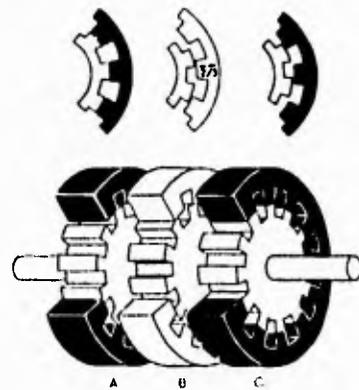


Fig 8: Motor de pasos de tres fases-tres secciones

En la misma figura se muestra el estator A energizado, causando que la flecha gire hasta que los dientes del rotor A se alineen con los dientes del estator A, posteriormente el estator B podría ser energizado si se deseara una rotación en el sentido horario. Si se desea una rotación en sentido antihorario el estator C debería ser energizado. Como las secciones son eléctrica y magnéticamente independientes, ellas están operando a un tercio de la frecuencia de operación del motor en el caso de un motor de tres fases, esto permite que los motores de múltiples secciones tengan capacidad de operarse en altas velocidades (mas de 16000 pasos por segundo, 26000 rpm para un ángulo de 10 grados por paso).

Al considerar un motor de múltiples secciones y cuatro fases, se

observa que tiene la capacidad de desarrollar un par mayor con dos fases energizadas que con una sola. Sin embargo es importante aclarar que el par en un motor de tres fases no se incrementa cuando se energizan dos fases.

2.4.2 Motores de una sola sección.

La construcción de motores de pasos de reluctancia variable de una sola sección es mucho más simple que la de motores de múltiples secciones. Estos motores se realizan con tres o cuatro fases y ángulos que cubren una gamam de 30 a 1.8 grados por paso. La fig. 9 muestra el diagrama de un motor de paso

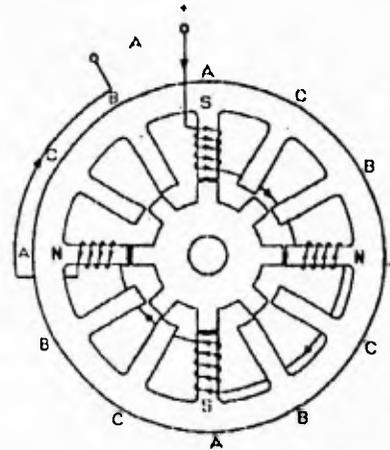


fig 9: Diagrama esquemático de un motor de pasos de reluctancia variable de tres fases una sola sección. Solo la fase A se muestra embobinada para mayor claridad.

de reluctancia variable de tres fases, su estator tiene doce polos o dientes, mientras que el rotor tiene ocho dientes. cuando la fase A es energizada, cuatro de los dientes del rotor se alinean con cuatro de los dientes del estator, dando un ángulo de paso de 15 grados. Este motor esta embobinado en una configuración de cuatro polos. Si la fase B se energiza y la fase A se apaga, el rotor gira en sentido horario 15 grados. El valor del giro angular (15 grados) se obtiene por la diferencia de la distancia angular entre los dientes del rotor menos la distancia angular entre los dientes del estator.

Un motor de pasos de tres fases desarrolla par sobre una distancia angular de 1.5 veces el ángulo de paso, un motor de pasos de reluctancia variable de tres fases con devanados normales en su configuración, puede operar con una o dos fases energizadas conservando el pico del par de mantenimiento aproximadamente igual en ambos casos. A continuación se muestra la curva del par de mantenimiento para un motor de tres fases con una y dos fases energizadas, nótese que el motor desarrolla par para 22.5 de rotación en el rotor (15 por 1.5).

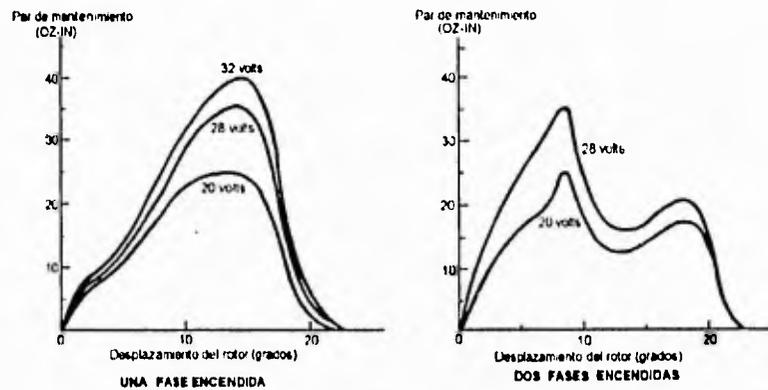


Fig 10: Curvas de par de mantenimiento para un motor de pasos de reluctancia variable de una sola sección con una y dos fases energizadas.

Si consideramos un motor de pasos de reluctancia variable de una sola sección y cuatro fases con 15 por paso, que tenga 8 dientes en el estator y seis dientes en el rotor con una configuración de dos polos por devanado, para la conexión normal

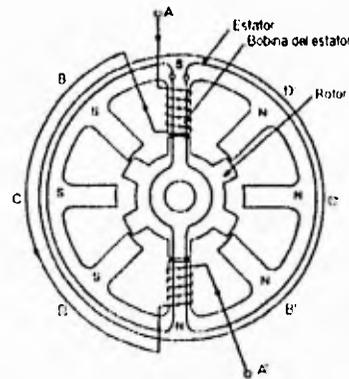


Fig 11: Diagrama esquemático de un MPRVIS de cuatro fases. Embobinado normal, se muestra solo una fase para mayor claridad.

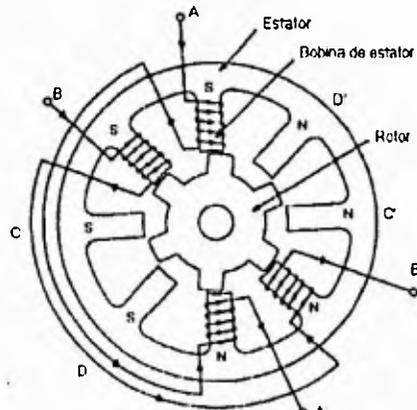


Fig 12: Esquemático que muestra la posición del rotor en un MPRVIS con embobinado normal, con dos fases energizadas.

de sus devanados como se muestra en la fig. 11 tendríamos como resultado un camino largo para el flujo magnético. Usando este tipo de conexión el motor se puede operar con una o dos fases energizadas, teniendo un par de mantenimiento mayor al energizar dos devanados simultáneamente

que con la energización de solo uno; la fig. 12, muestra la posición del rotor con dos fases encendidas, mientras que la fig. 13 muestra las curvas de par de mantenimiento. Una desventaja de esta configuración es que se tiene una pequeña diferencia en la respuesta cuando se conmuta la fase A y la B o la B y la A, esto se debe al cambio en la polaridad, que también puede causar un pequeño cambio en la velocidad y un incremento en el nivel de ruido especialmente con motores grandes.

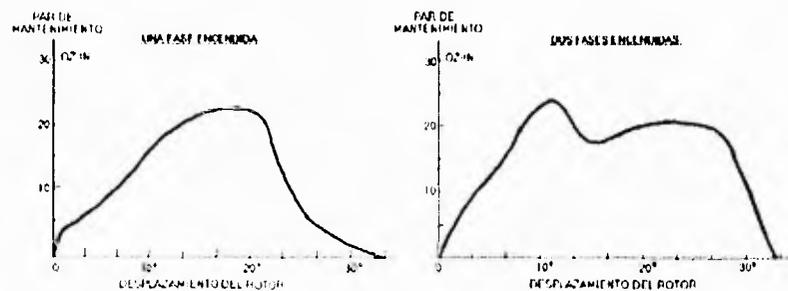


Fig 13: Curvas del par de mantenimiento para un motor de cuatro fases, con una y dos fases energizadas, en una configuración normal de sus embobinados.

El problema de diferencias en la respuesta cuando se conmuta entre fases se elimina mediante la configuración de los embobinados mostrada en la fig.14 conocida como configuración de polarización inversa. Esta configuración también da como resultado un camino de flujo magnético más corto cuando dos fases están energizadas. Nótese que la fase A tiene dos polos sur

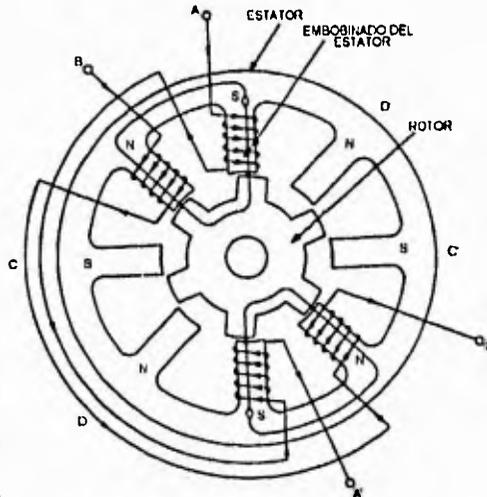


Fig 14: Diagrama de un MPRV de cuatro fases de una sola sección con una configuración de polaridad inversa en el embobinado del rotor.

mientras que la fase B tiene dos polos norte, si un motor con esa conexión se opera con una sola fase encendida, el par de mantenimiento es menor y la forma de la curva es diferente a la forma que tiene en la configuración normal. Las curvas de par de mantenimiento se muestran en la fig. 15,

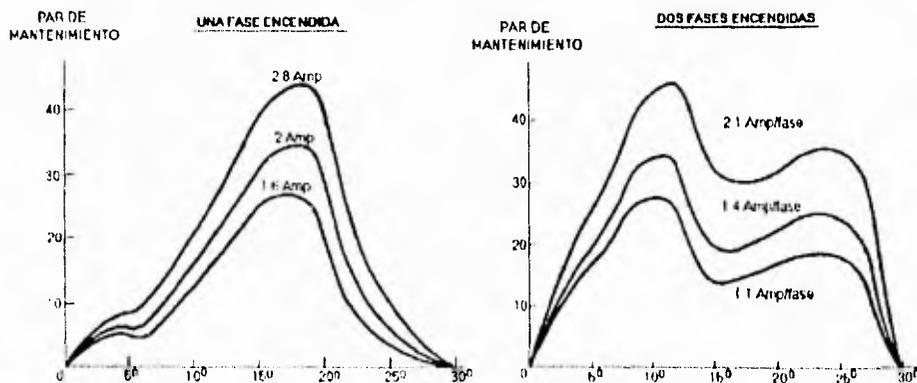


Fig 15: Curvas del par de mantenimiento para un MPRV de cuatro fases, una sección en configuración inversa de los embobinados del estator.

nótese que para un motor dado, usando esta configuración el gradiente de par cerca de los puntos de reposo tiene una mayor pendiente con dos fases energizadas que para la configuración normal, el sobre paso y la oscilación, con una sola fase energizada es menor para la configuración de polarización inversa que para la configuración normal.

Es posible diseñar los motores con un gradiente de par de mantenimiento extremadamente grande cerca del par de reposo con la excitación de una sola fase como se muestra en la fig. 16. Cuando las dos fases están excitadas este mismo motor tiene una pendiente muy plana cerca al par de reposo.

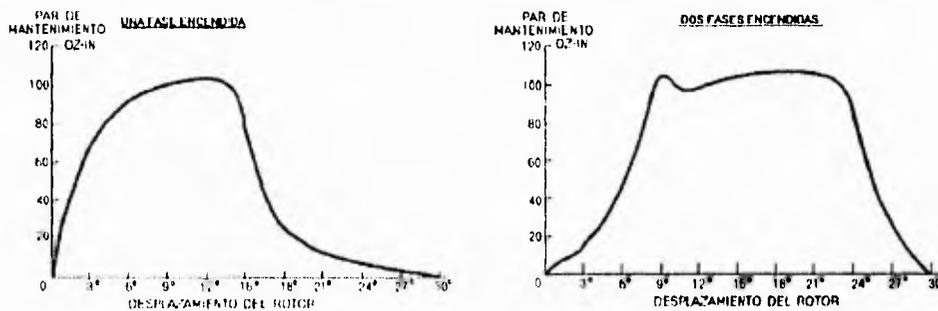


Fig 16: Curvas del par de mantenimiento para un MPRV de cuatro fases, una sección de diseño especial.

De este tipo, un motor de pasos de cuatro fases con un ángulo por paso de 15, desarrolla par de mantenimiento positivo para un giro del rotor de 30; porque los dientes del rotor están separados 60, si el rotor tiene 6 dientes y el estator tiene 8 dientes y su par de mantenimiento es positivo para dos pasos del motor, como puede verse, éste puede ir dos pasos atrás del estator antes de que se desarrolle en él un par en la dirección opuesta, el

rotor de un motor de paso de tres fases empezará a desarrollar par en la dirección opuesta cuando el rotor este a más de 1 o 1.5 pasos detrás del estator.

Aún cuando se pueden obtener ángulos por paso menores incrementando el número de dientes del rotor y los polos del estator, hay un límite práctico en el número de polos que se pueden embobinar dentro de una misma armadura. Afortunadamente, el número de dientes en cada polo se puede incrementar mientras que se mantiene el número de polos constante, incrementando de esta manera la resolución por paso del motor.

La fig. 17 muestra un diagrama de un motor de reluctancia variable con una sola sección, de cuatro fases y 200 pasos por revolución, donde el rotor tiene 50 dientes y el estator tiene 40 dientes. Cada uno de los ocho polos tiene cinco dientes y un diente se omite permitiendo el espacio requerido para el devanado, estos motores están embobinados en la

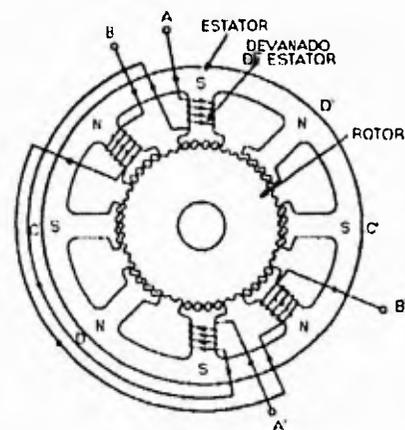


Fig 17: Diagrama esquemático de un MPRV de cuatro fases, una sola sección de 200 pasos por revolución.

configuración de polos alternados para aprovechar mejor el hierro y porque normalmente se operan con dos fases energizadas, lo que mantiene el camino del flujo magnético suficientemente corto.

Cuando la fase A se apaga el rotor gira medio paso (0.9°) en sentido

horario, cuando la fase C se energiza, el rotor se mueve 0.9° adicionales para un conseguir un desplazamiento angular total de 1.8° .

Si se desean incrementos de medio paso el motor deberá ser energizado de la siguiente manera: una fase encendida, dos fases encendidas, una fase encendida, y así sucesivamente. Nótese que no hay polaridades magnéticas inversas en los polos del estator y que el rotor se mueve más de doce pasos antes de que la polaridad de los dientes del rotor sea invertida, esto reduce en forma notable las corrientes de remolino y las pérdidas de histéresis, y hace que se puedan alcanzar velocidades altas, alrededor de 40,000 pasos por segundo (12000 rpm).

Los motores de pasos de reluctancia variable están disponibles en versiones de tres, cuatro y cinco fases, en una amplia gama de tamaños.

2.5 Motores de pasos de tipo híbrido.

Un motor de pasos de rotor síncrono, también llamado motor de pasos híbrido, utiliza el sistema de rotor y estator dentados tal como los motores de pasos de reluctancia variable. De

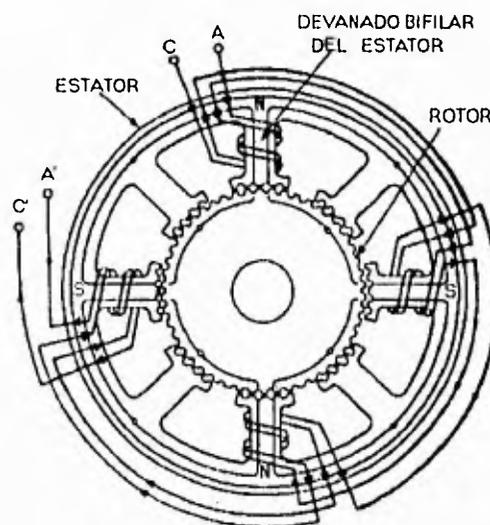


Fig 18: Sección transversal de un motor de pasos híbrido que muestra el embobinado bifilar en sus fases.

hecho todas las consideraciones mencionadas anteriormente para los motores de pasos de reluctancia variable tendrían que repetirse para conformar la información de este apartado, con la diferencia que en los motores de pasos híbridos el rotor es activo (es decir, genera campos magnéticos, ya sea por imanes permanentes o por electroimanes). Estos motores tienen altas tasas de cambio de velocidad que es una característica de los de reluctancia variable, y alta eficiencia debida al rotor activo. La mayor parte de estos motores son de doscientos pasos por revolución.

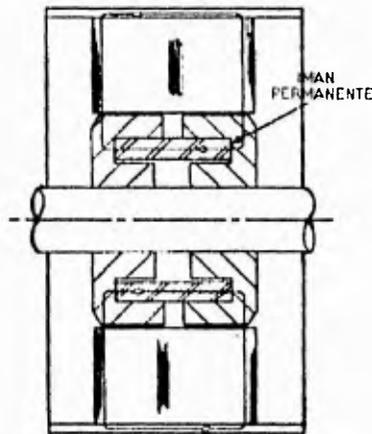


Fig 19: Sección transversal de un motor de pasos híbrido, de imán permanente.

El motor híbrido normalmente se embobina con un devanado bifilar para operar por medio de una fuente de poder monopolar. Cuando se usa un manejador bipolar el devanado bifilar se conecta en paralelo para tener un mayor par.

Este tipo de motores también se puede embobinar con una sola bobina por polo. El rotor tiene imanes concéntricos magnetizados axialmente y estos van rodeando la flecha, unas pequeñas tasas o laminaciones de material ferromagnético se montan en cada extremo del rotor y rodean a los imanes.

Los dientes del estator o los dientes del rotor en cada extremo del

imán deben tener un desplazamiento de medio paso de diente uno de otro, para prevenir que los dientes del rotor en ambos extremos del imán estén alineados con el mismo diente del estator. La fig. 18 muestra como se embobina este motor y la fig. 19 muestra un corte transversal del motor, donde se observa el flujo magnético del imán permanente.

La fig. 20 muestra un diagrama simplificado de un motor de pasos híbrido de 18° por paso, el rotor tiene cinco dientes mientras el estator tiene cuatro solamente.

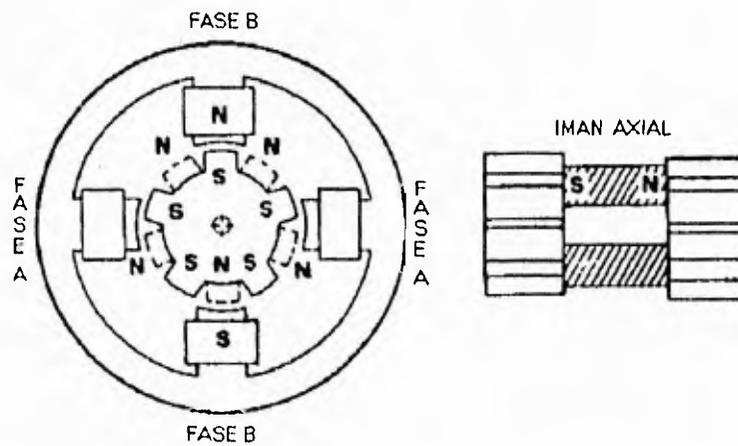


Fig 20: Diagrama de un motor de pasos híbrido, que permite incrementos de 18° por paso (20 pasos por revolución). Se muestra la posición del rotor cuando la fase B es energizada.

2.6 Motores de pasos de rotor de imán permanente.

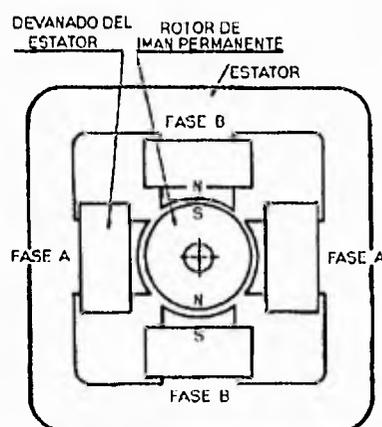


Fig 21: Diagrama de un motor de pasos de imán permanente.
 Se requieren cuatro fases si se devana bifilarmente (dos bobinas por cada polo) con el propósito de invertir su valor en cada polo. El rotor lo constituye un imán permanente cilíndrico magnetizado con dos polos.

Este tipo de motores cuenta con un rotor de imán permanente, magnetizado radialmente, el estator tiene una serie de polos que reaccionan con el flujo del rotor para desarrollar un par cuando está energizado, cuando los polos del rotor se alinean con los polos del estator no se desarrolla par, la fig. 21

muestra el diagrama de un motor de paso de imán permanente, el flujo del estator debe invertirse a medida que gira el rotor, esto se hace embobinando el estator con devanados bifilares o usando un control bipolar.

El motor de pasos de rotor de imán permanente desarrolla el mismo par de mantenimiento cuando esta apagado. Cuando el rotor está girando, el flujo que sale del imán causa que se genere una fuerza contraelectromotriz bastante apreciable, lo cual limita la velocidad del motor.

2.7 Motores de pasos de estator de imán permanente.

El motor de pasos de estator de imán permanente tiene dos imanes permanentes localizados en el estator; el flujo de estos imanes pasa a través del rotor de baja coercitividad magnética, construido de hierro suave, y los imanes permanentes proporcionan el flujo para mantener el rotor en posición haciendo

que no se necesite potencia externa. La fig. 22 muestra un diagrama de un motor de pasos de estator de imán permanente de 15° por paso.

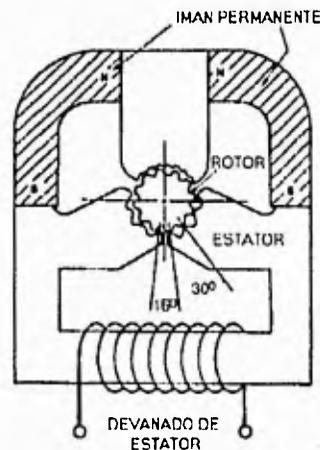


Fig 22: Diagrama de un motor de pasos de estator de imán permanente cuyos incrementos son de 15° por paso. Este es un motor unidireccional de dos fases.

Estos motores son unidireccionales y requieren pulsos de polaridad alterna por paso por lo que normalmente se proporcionan con un embobinado bifilar para eliminar la necesidad de una fuente bipolar simplificando la conmutación. Los dos imanes proporcionan el flujo de mantenimiento mientras que la bobina proporciona el campo magnético necesario para hacer que el rotor avance hacia una nueva posición.

2.8 Motores de pasos de tipo electromecánico.

Los motores de paso electromecánicos utilizan una construcción especial que consiste de un electroimán combinado con engranes de alta relación y alta eficiencia.

Esto aumenta en forma notable el par de salida y reduce el tamaño del

paso en incrementos extremadamente pequeños. Hay dos tipos de motores en esta categoría, el primer tipo se muestra en la fig. 23.

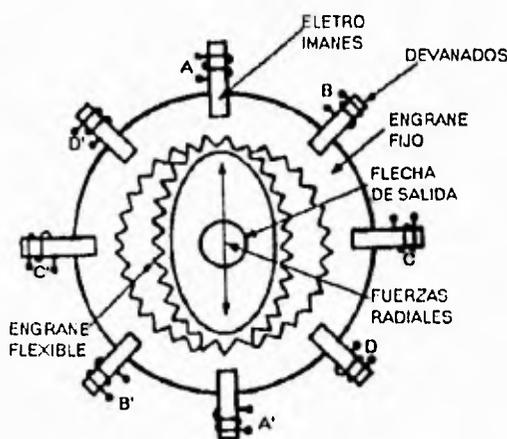


Fig 23: Diagrama básico de un motor de pasos del tipo electromecánico.

Este motor utiliza el reductor de engranes para buscar los dientes del estator. Las bobinas del estator se excitan en secuencia para formar un campo magnético rotatorio que funciona como un generador de señal en el reductor de engranes, los dientes externos montados en una pieza flexible embonan con los dientes internos que están en una pieza circular fija. Una revolución del campo produce una rotación en sentido contrario al reloj en la pieza flexible, esta distancia es igual a la diferencia de las circunferencias entre las piezas flexible y fija, pudiendo obtener una gran gama de resoluciones (de aproximadamente 480 a 2000 pasos por revolución).

El otro tipo de motores de pasos en la categoría electromecánica utiliza el principio de reducción de engranes con un disco móvil. Este tiene ocho bobinas orientadas axialmente energizadas en secuencia para producir un campo magnético giratorio con

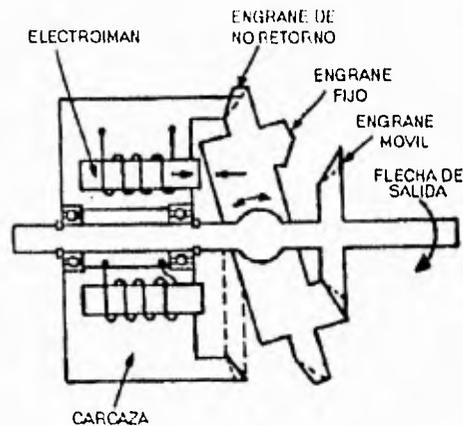


Fig 24: Diagrama de un motor de pasos electromecánico de electroimanes axiales.

un entrehierro axial. Este campo atrae al disco rotatorio al cual se encuentran fijos dos engranes, el engrane exterior embona con el engrane fijo evitando que el disco gire, el engrane interno embona con el engrane externo y la relación entre los engranes determina el ángulo por paso.

Para una relación de engranes de 100 a 1 la flecha de salida podría rotar $.45^\circ$ si el campo magnético rotara 45° , o $.225^\circ$ para un giro de 22.5° del campo magnético, esto daría una resolución de 800 ó 1600 pasos por revolución, respectivamente, en general existen motores con una resolución desde los 800 hasta los 2000 pasos por revolución.

La fig. 24 muestra una sección transversal de este motor en la cual se pueden apreciar sus componentes principales.

2.9 Motores de pasos de tipo electrohidráulicos.

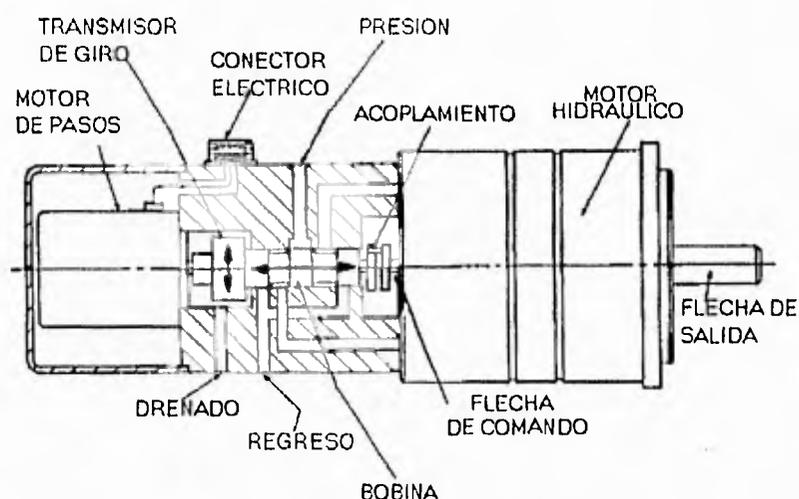


Fig 25: Dibujo esquemático de un motor de pasos del tipo electrohidráulico.

Estos motores amplifican la potencia de un motor de paso eléctrico pequeño. Es básicamente un motor de pasos con un amplificador hidráulico de malla cerrada. El motor de pasos pequeño y de alta velocidad rota una válvula piloto ya sea en forma directa o con el auxilio de un sistema de engranes. La válvula piloto controla la velocidad de flujo en un motor hidráulico siendo el desplazamiento fijo y la velocidad proporcional a la del flujo, la válvula piloto se abre y se cierra por las diferencias entre la posición de la flecha del motor de pasos y de la posición del motor hidráulico, cuando ambas están en la misma posición el paso del fluido se detiene.

CONSIDERACIONES OPERATIVAS

3.1 Introducción.

Las consideraciones operativas que se presentan a continuación resumen los aspectos teóricos de operación que se cubrieron en el desarrollo e implementación del controlador de los motores de pasos, complementando la exposición anteriormente realizada de los principios generales de operación de los motores de pasos.

3.2 Secuencias de encendido de los devanados de un motor de pasos.

Los motores de pasos tienen la capacidad de funcionar en dos modalidades: medio paso y paso completo, las cuales están determinadas por las condiciones resultantes de los campos magnéticos generados por las

bobinas en el estator.

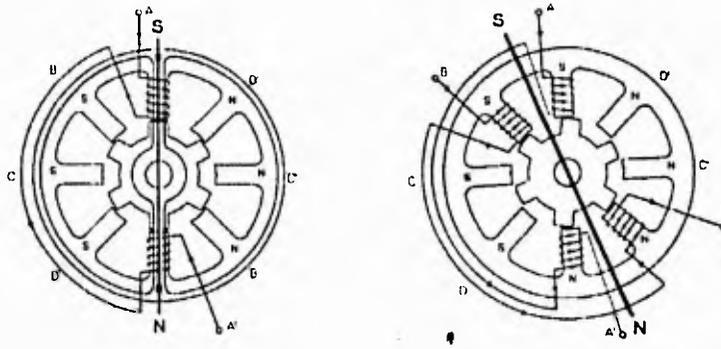


Fig 26: Ejemplificación en un motor de pasos híbrido de cuatro fases, de las resultantes magnéticas generadas por la energización de una y dos fases.

La modalidad de paso completo se puede efectuar en dos formas: la primera consiste en energizar dos fases a la vez mientras que en la segunda se energiza solo una fase a la vez. En el caso de energizar dos fases al mismo tiempo, la resultante magnética es la suma vectorial de los campos magnéticos generados por cada fase con lo que se alcanza un par de mantenimiento más alto que con respecto al caso de tener una sola fase energizada, sin embargo la definición y la estabilidad de los desplazamientos angulares es mayor en el caso de tener una sola fase energizada ya que si existen variaciones en la corriente entre fases al estar dos energizadas simultáneamente la resultante magnética variará, trayendo como consecuencia inestabilidad en la flecha.

Por otro lado la modalidad de medio paso se consigue al encender alternadamente una y dos fases, con lo cual el desplazamiento angular es la mitad que en la modalidad de paso completo, sin embargo la operación en

medio paso tiene la desventaja de no tener par constante en todos los estados, ya que cuando están encendidas dos fases el par es 1.41 veces mayor que cuando se tiene una sola fase encendida. Para evitar este fenómeno el controlador debe de tener la capacidad de disminuir la corriente por fase en el caso de tener dos encendidas uniformizando el par en cualquier estado.

En general se prefiere la secuencia de paso completo con dos fases energizadas al mismo tiempo por ser esta la que otorga un mayor par de mantenimiento y tiempos cortos de aceleración y frenado aunque se pierde resolución, por otro lado cuando se requiere de una posicionamiento muy exacto la secuencia de paso completo con una sola fase energizada es preferida asimismo la secuencia de medio paso es utilizada generalmente para lograr alta resolución.

A continuación se presentan las tablas (o secuencias) de encendido para un motor de pasos de cuatro fases (A, A', B Y B'), en operación de paso completo con una y dos fases energizadas así como la de medio paso. Téngase en consideración que a partir de cualquier estado se puede acceder al inmediatamente anterior o posterior determinando así el sentido de giro.

<i>Estado</i>	<i>Secuencia de paso completo para motores de 4 fases (dos fases energizadas)</i>			
	<i>A</i>	<i>A'</i>	<i>B</i>	<i>B'</i>
<i>E₀</i>	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>1</i>	<i>0</i>
<i>E₁</i>	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>0</i>
<i>E₂</i>	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>0</i>	<i>1</i>
<i>E₃</i>	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>1</i>

<i>Estado</i>	<i>Secuencia de paso completo para motores de 4 fases (una fase energizada)</i>			
	<i>A</i>	<i>A'</i>	<i>B</i>	<i>B'</i>
<i>E₀</i>	<i>0</i>	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>0</i>
<i>E₁</i>	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>0</i>	<i>0</i>
<i>E₂</i>	<i>0</i>	<i>0</i>	<i>0</i>	<i>1</i>
<i>E₃</i>	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>0</i>	<i>0</i>

Estado	Secuencia de medio paso para motores de 4 fases			
	A	A'	B	B'
E_0	0	1	1	0
E_1	0	0	1	0
E_2	1	0	1	0
E_3	1	0	0	0
E_4	1	0	0	1
E_5	0	0	0	1
E_6	0	1	0	1
E_7	0	1	0	0

3.3 Modelado de los devanados de un motor de pasos.

Una buena aproximación al modelo de un devanado puede ser dada por un circuito RL, con excitación de corriente directa como el de la figura 27. En la mayor parte de los casos el devanado de un motor tiene una resistencia relativamente pequeña (valores menores a la unidad de ohm para motores grandes) y su efecto es despreciable en comparación al causado por el de su inductancia.

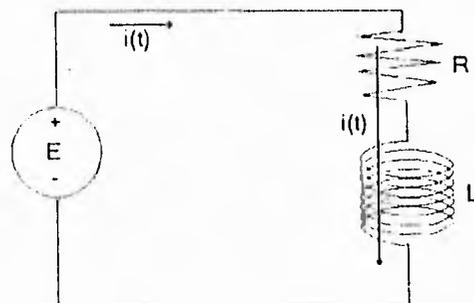


Fig 27: Circuito que modela esquemáticamente el comportamiento de los devanados de un motor de pasos híbrido.

Estado	Secuencia de medio paso para motores de 4 fases			
	A	A'	B	B'
E_0	0	1	1	0
E_1	0	0	1	0
E_2	1	0	1	0
E_3	1	0	0	0
E_4	1	0	0	1
E_5	0	0	0	1
E_6	0	1	0	1
E_7	0	1	0	0

3.3 Modelado de los devanados de un motor de pasos.

Una buena aproximación al modelo de un devanado puede ser dada por un circuito RL, con excitación de corriente directa como el de la figura 27. En la mayor parte de los casos el devanado de un motor tiene una resistencia relativamente pequeña (valores menores a la unidad de ohm para motores grandes) y su efecto es despreciable en comparación al causado por el de su inductancia.

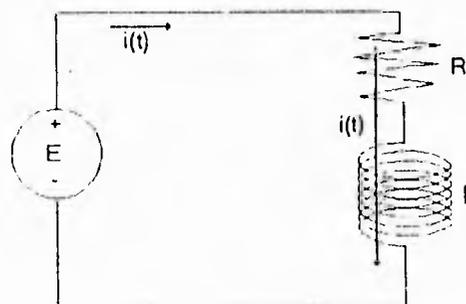


Fig 27: Circuito que modela esquemáticamente el comportamiento de los devanados de un motor de pasos híbrido.

La corriente en dicho circuito se calcula a partir de la siguiente ecuación:

$$i(t) = \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t})$$

En la ecuación anterior podemos observar tres puntos importantes:

1.- Al conectar el devanado a una fuente E , la corriente no alcanza el valor máximo de forma instantánea, sino que tarda un tiempo finito en llegar a dicho valor y este tiempo aumenta conforme crece el valor de la inductancia como se ve en la figura 28.

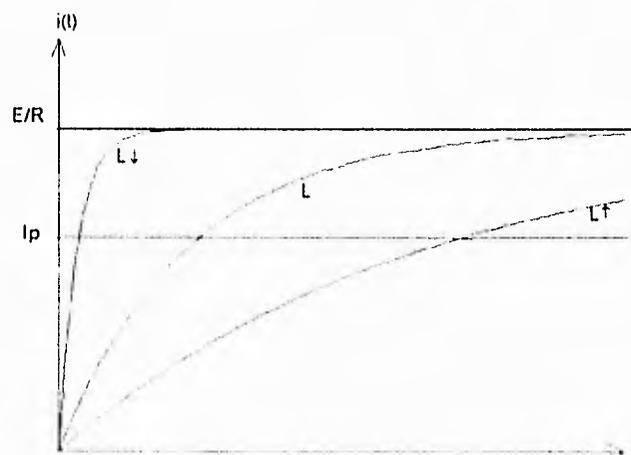


Fig 28: Respuesta de la corriente para diferentes valores de L en la ecuación de modelado. (I_p : Nivel de corriente necesario para vencer el par resistente)

Es muy importante tener este fenómeno en cuenta, pues el par que se genera en la flecha depende directamente de la corriente que fluye por el devanado y si ésta no alcanza el valor donde el par del motor vence al par resistente antes de dar un nuevo paso, no se moverá la flecha permaneciendo en la misma posición.

Por lo anterior si requerimos que un motor sea rápido, es decir, que pueda dar muchos pasos por unidad de tiempo, se requiere que la inductancia del devanado sea mínima, lográndose esto por diseño.

II.- Al observar la ecuación podemos intuir que al aumentar drásticamente el voltaje, la corriente alcanza el valor de par rápidamente, pero el límite de la corriente también alcanza valores muy altos ya que esta depende de la relación de E contra R . Si la corriente toma valores muy altos los interruptores y alambres de los devanados deben ser sobredimensionados, de lo contrario se pueden destruir, así mismo, la fuente de alimentación

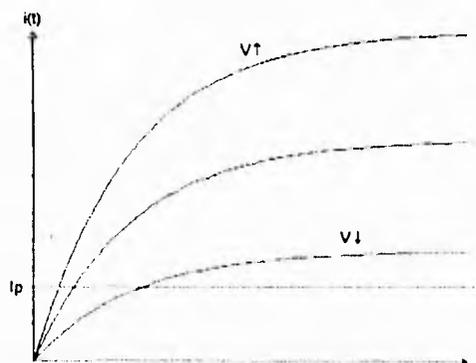


Fig 29: Comportamiento del modelo RL al variar el voltaje de polarización.

deberá ser muy robusta para poder soportar esta alta demanda de corriente, además con un exceso de corriente los núcleos ferromagnéticos se saturarán.

En el caso de aplicar valores altos de tensión para hacer rápida la operación de un motor es necesario tomar medidas que impidan que la corriente tome magnitudes excesivas.

III.- En el caso de aumentar el valor de la resistencia, podemos observar en la ecuación que el efecto causado por la inductancia disminuye al mismo tiempo que el valor máximo de corriente que se puede alcanzar, pudiéndose dar el caso de no llegar al valor necesario para generar el par deseado, obligando de esta manera a elevar el voltaje aplicado. De cualquier forma la resistencia exterior disipa una gran cantidad de potencia, dando como resultado una eficiencia muy baja.

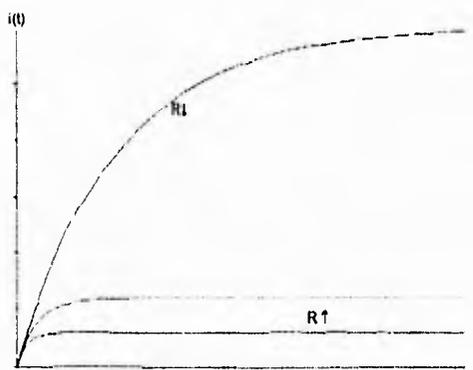


Fig 30: Comportamiento del modelo RL. al variar la magnitud de R.

Cabe aquí mencionar que los motores de pasos son de los pocos dispositivos que no se encuentra etiquetados de forma convencional. En

general estamos acostumbrados a que en un motor se nos indique cual debe de ser el voltaje de energización, pues bien, en los motores de pasos no se indica el voltaje sino más bien la corriente de polarización. Esto es congruente con lo que observamos en los párrafos anteriores, ya que el único aspecto que interesa es que la corriente alcance los valores adecuados para vencer al par resistente. Si se sobrepasan los límites impuestos por el fabricante hay sobrecalentamiento en los devanados, fallas en los aislamientos por temperatura y el circuito magnético se saturará, siendo bajo estas condiciones posible incluso una remagnetización o desmagnetización del rotor.

Ahora bien, no obstante el hecho de limitar la corriente a valores adecuados, no es posible aumentar la tensión de forma infinita pues de hacer esto se sobrepasarán los límites de los interruptores y aislamientos de los devanados, produciéndose fallas eléctricas.

Por ello se hace necesario contar con toda una estructura de manejo y limitación de corriente en los devanados, tanto para evitar fallas térmicas y magnéticas ocasionadas por sobrecorrientes, así como para conseguir altas velocidades de operación.

3.4 Métodos de limitación de corriente.

De acuerdo a las características y aplicaciones del motor de pasos se diseña y construye el limitador de corriente. Si el motor es pequeño es posible

no considerar los aspectos de eficiencia relacionados con el manejador, pero conforme este aumenta de tamaño es necesario mejorar la eficiencia del sistema en general.

3.4.1 Limitación por resistencias externas.

De lo anteriormente expuesto podemos observar que para aumentar la velocidad de operación de un motor de pasos, debemos incrementar el voltaje y utilizar algún método para limitar la corriente. El método más sencillo consiste en conectar resistencias externas en serie con los devanados, sin embargo este método tiene el gran inconveniente de bajar la eficiencia del sistema.

El método de cálculo del valor de dichas resistencias es muy sencillo pues al aplicar la ley de Ohm, al relacionar el voltaje aplicado contra el valor de la corriente recomendada por el fabricante del motor, obtenemos el valor de la resistencia.

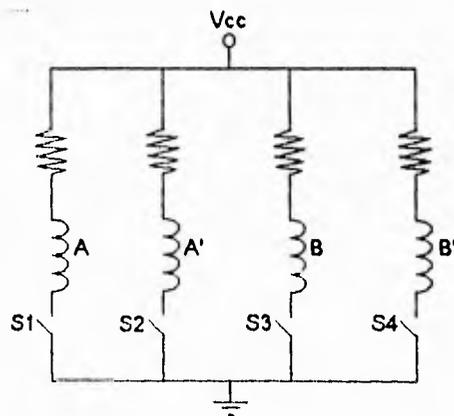


Fig 31: Esquema que muestra la implementación del método de limitación de corriente por resistencias externas.

Esta debe de poder operar en forma continua y es necesario que pueda disipar la potencia requerida que, de acuerdo a la ley de Joule, es función del valor de la resistencia por el cuadrado de la corriente.

Para poder tener una alta velocidad y una alta eficiencia es necesario utilizar algún otro método no disipativo para limitar la corriente conocido básicamente como de conmutación.

3.4.2 Limitación por doble fuente de alimentación.

El método de conmutación más sencillo utiliza dos fuentes de alimentación y conmutadores adicionales, aún cuando se basa en la conmutación se conoce como de doble fuente. El diagrama básico se muestra en la figura 32.

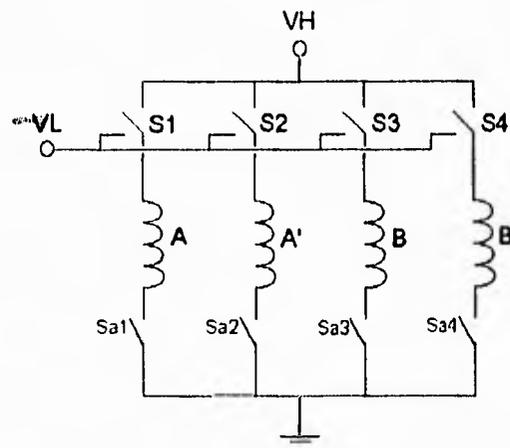


Fig 32: El método de limitación llamado 'de doble fuente' requiere de ocho interruptores, cuatro de ellos son de un polo dos tiros y los otros cuatro de un polo un tiro.

Los interruptores se conmutan de acuerdo al siguiente criterio:

Suponiendo que la corriente en el devanado es cero y se desea energizar se conectará el devanado a la fuente de alimentación de alto potencial por medio de interruptor *S1*, esto provoca que la corriente llegue rápidamente al valor de par, e inmediatamente alcanzado éste se conmuta *S1* y se conecta el devando por medio del interruptor *S1* a la fuente de alimentación de bajo potencial, que permite una corriente adecuada para un valor de par ligeramente superior al nominal.

Este método se puede lograr prácticamente, utilizando un arreglo de dos transistores y un diodo sustituyendo de esta manera los mencionados ocho interruptores.

Como podemos observar de la figura 33, cuando el transistor *Q1* y *Q2* se encuentran saturados se aplica el voltaje de alto potencial (*VH*) al devanado y el diodo *D* queda en polarizado en inversa por lo cual la contribución de corriente de la fuente de bajo potencial es nula, cuando se pone en corte el transistor *Q1* la fuente de bajo potencial (*VL*) polariza en directa al diodo y ahora es ella quien aporta toda la corriente al devanado, para desenergizar la fase basta con poner en corte a *Q2*.

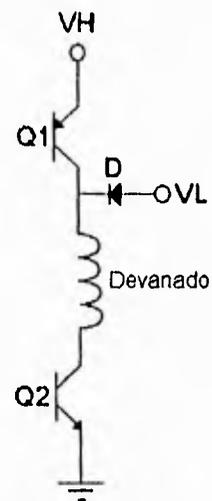


Fig 33: Implementación con semiconductores sobre un devanado del motor, del método de limitación de corriente utilizando dos fuentes de energización *VH* y *VL*.

En general el método es bueno, pero costoso pues requiere de elementos adicionales de conmutación así como de una fuente adicional además de contar con un solo nivel de corriente, que es función de la relación del voltaje de bajo potencial con respecto a la resistencia total del devanado del motor, ya que la fuente de alta tensión solamente se utiliza para alcanzar rápidamente la corriente de par.

Por otra parte, cuando el motor se encuentra en estado de espera no se produce ningún sonido en el motor pues el voltaje aplicado sobre este es constante.

3.4.3 Limitación por conmutación.

Este método requiere de una sola fuente de alimentación y se basa únicamente en conmutación. Requiere de cuatro conmutadores bidireccionales estando conectados de acuerdo a la figura 34.

La manera de operar es la siguiente: supóngase al circuito totalmente apagado, para excitar al devanado se enciende el interruptor S1 y S4 permitiendo que la corriente llegue al valor un poco mayor al requerido para alcanzar par.

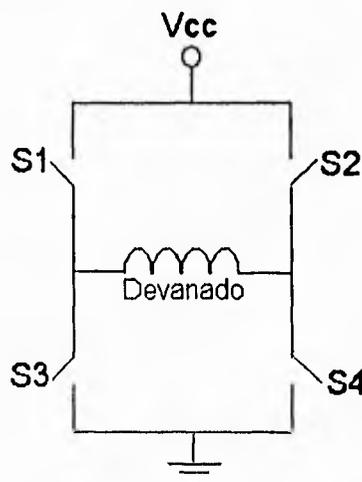


Fig 34: El método de limitación de corriente por conmutación, requiere como se indica cuatro interruptores bidireccionales.

Una vez que esto ocurre se apaga el interruptor S1 y se enciende el S3, ahora se aprovecha la característica del inductor con el objetivo de evitar los cambios bruscos de corriente, el voltaje sobre la inductancia del devanado cambia de polaridad y la corriente que fluía por el interruptor S1, el devanado y el interruptor S4 circula ahora por el devanado, el interruptor S4 y el interruptor S3 disipándose la energía en la resistencia parásita del circuito. Si se apaga el interruptor S4 y se enciende el S2 la energía sobrante en el devanado se regresa a la fuente y se pierde el par.

En un caso ideal, sin resistencia, la corriente a través del devanado permanecería constante todo el tiempo en que se encuentren encendidos los interruptores S3 y S4 , siendo solo necesario un pequeño pulso de corriente por parte de la fuente para que el devanado se energice. Al apagar el interruptor S4 y encender S2, si no se realizó trabajo, la totalidad de la energía se regresaría a la fuente con una eficiencia del 100%, obviamente esto no es posible con los materiales de hoy en día pues a todo conductor se le encuentra asociada una resistencia eléctrica.

Como se explica en los párrafos anteriores esta forma de operación es la que brinda una mayor eficiencia y la velocidad más alta posible, sin embargo es la más complicada de operar pues se requieren muchos más elementos de conmutación, aunque solamente se necesita de una fuente.

Una forma práctica de realizarla es como se muestra en la figura 35.

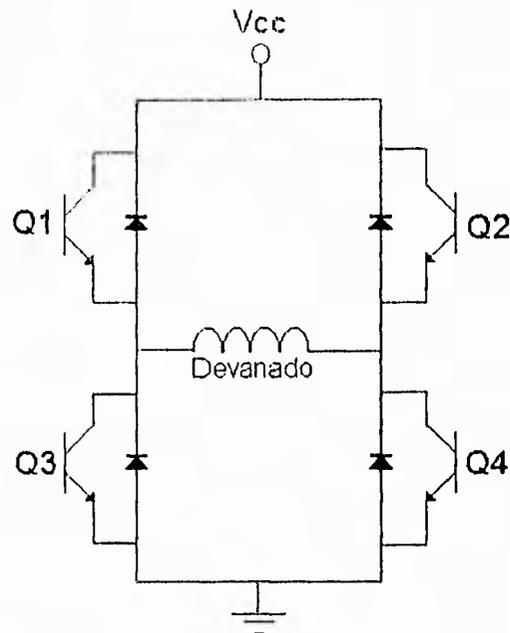


Fig 35: Elementos que intervienen en la limitación por conmutación.

En este caso se utilizan una combinación de diodos y transistores a fin de simplificar las operaciones de conmutación. Es importante hacer notar que cuando la inductancia del devanado cambia de polaridad obliga a que los diodos entren en conducción.

Los diseños totalmente conmutados permiten un nivel de corriente promedio variable, ya que basta con modificar la relación del tiempo de encendido contra el de apagado para cambiar los niveles de corriente promedio. Esto es importante sobre todo cuando el motor cambia del estado

de operación al estado de espera con frecuencia, asimismo permite que de acuerdo a la rampa de frenado, de aceleración o al tipo de secuencia los niveles de corriente puedan cambiar.

En este tipo de controles se produce un silbido indeseable debido a que el voltaje aplicado no es constante. Este silbido es función del voltaje aplicado, de los niveles de comparación y la relación de resistencia e inductancia del devanado del motor.

3.5 Sensado de corriente en los devanados de un motor de pasos.

Tanto el método de doble fuente como el de conmutación requieren conocer la corriente que circula a través de los devanados para determinar el estado del circuito. La forma común de medir la corriente en este tipo de circuitos es por medio de la caída de tensión en una resistencia, generalmente de valor muy bajo (mohms).

No es recomendable el uso de transformadores de corriente, pues las formas de onda de la corriente a través de los devanados del motor pueden estar en un intervalo de frecuencias que abarca desde valores de DC hasta 50 kHz, y un transformador no cubre este ancho de banda.

Una alternativa reciente es el uso de sensores de efecto Hall, Estos permiten la medición de corriente en un ancho de banda amplio que incluye desde DC y sobrepasa el límite de 50 kHz. Sin embargo estos aún no son

muy comerciales por lo cual se prefiere el método de la resistencia.

En el caso de usar resistencias para sensar la corriente que circula por el devanado se requiere de un amplificador diferencial pues la caída en la resistencia es pequeña, menor a un volt en general, y de algún filtro para eliminar ruidos indeseados. Una vez amplificada y filtrada la señal se compara contra un nivel, que puede ser variable dependiendo del estado de operación del motor como ya se mencionó. En el momento que se sobrepasa este nivel se configura al circuito de potencia en forma tal que la corriente se mantiene, en el caso del uso de doble fuente, o bien disminuye, en el caso del uso de arreglos totalmente conmutados, en este último caso se espera que la corriente disminuya hasta un valor predeterminado y nuevamente se vuelve a reconfigurar el circuito como en un principio a fin de que la corriente promedio se mantenga en el valor deseado.

3.6 Alternativas de la etapa de potencia.

Existen tres configuraciones básicas de la etapa de potencia:

- Un cuarto de puente.*
- Medio puente.*
- Puente completo.*

En todos los casos las diferencias se encuentran en la forma en que la corriente llega al devanado desde la fuente de alimentación. Cada una de

estas configuraciones tiene ventajas y desventajas.

Como se ha mencionado anteriormente, los motores de pasos cuentan con varias fases (tres como mínimo). Estas, internamente pueden estar arregladas de distinta manera, ofreciendo al usuario una disponibilidad condicionada. La figura 36 muestra los arreglos que puede ofrecer un motor de cuatro fases.

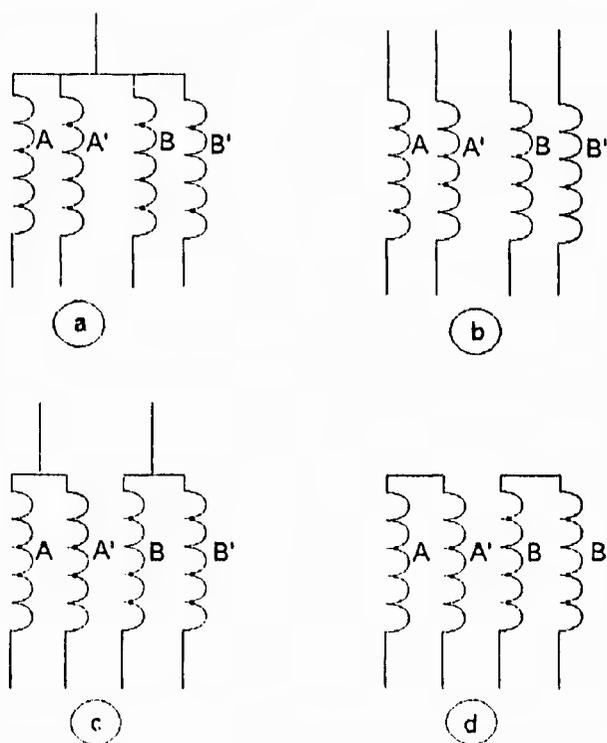


Fig 36: Posibles configuraciones de los devanados de un motor de pasos de cuatro fases: (a) Cinco hilos. (b) Ocho hilos. (c) Seis hilos. (d) Cuatro hilos.

En lo sucesivo se hará referencia a un motor de pasos de cuatro fases, ya que son los más comerciales; además, el controlador que en el presente trabajo se desarrolla, está orientado a manejar este tipo de motores con un arreglo de cuatro, seis y ocho hilos a la salida.

3.6.1 Un cuarto de puente.

La configuración de un cuarto de puente es la más sencilla de todas pues solo requiere cuatro interruptores como se muestra en la figura 37; la eficiencia en esta configuración es relativamente baja, pues básicamente la única forma de limitar la corriente en el motor es a través de resistencias exteriores, con lo cual la eficiencia cae drásticamente. Es posible utilizar un arreglo de dos fuentes o limitar la corriente por conmutación pero esto aumenta el grado de complejidad, tanto, que es preferible utilizar otra configuración.

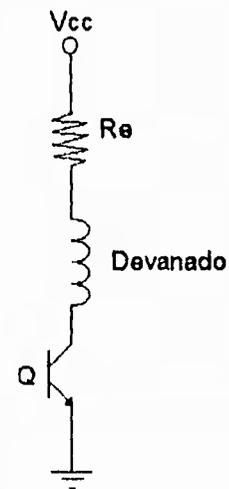


Fig 37: Energización de una fase a través del concepto llamado 'un cuarto de puente'

En este caso, la corriente siempre fluye en el devanado en un mismo sentido. Es aplicable en motores de pasos de ocho, cinco y seis hilos, siendo óptima para el motor de seis hilos. Es importante hacer notar que no es posible de usar en los motores de 4 hilos.

3.6.2 Medio puente.

La configuración de medio puente utiliza cuatro interruptores, al igual que la configuración anterior; exige, además, una fuente de alimentación bipolar. Es relativamente fácil de implementar, sin embargo nuevamente la forma más adecuada de limitar la corriente es mediante el uso de resistencias externas, ya que el uso de la técnica de conmutación o el uso de doble fuente bipolar es prácticamente tan complejo como el uso de una configuración de puente completo.

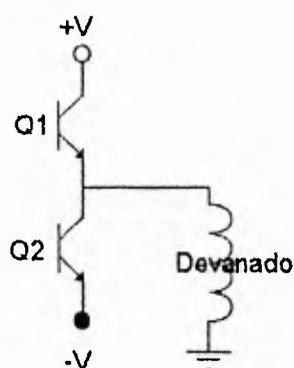


Fig 38: Implementación de medio puente para energizar los devanados de un motor de pasos.

Para esta configuración la corriente puede fluir en ambos sentidos o en uno solo, de acuerdo a la conexión de las fases A, A' y B, B'. Esta configuración es óptima para los motores de cinco hilos, no obstante se puede usar para motores de ocho, y seis hilos y es imposible de usar en los motores de 4 hilos.

3.6.3 Puente completo.

La configuración de puente completo se realiza con ocho interruptores como mínimo, es la más eficiente pues permite utilizar la conmutación para limitar la corriente, esto sube su grado de complejidad y en general solo queda reservada para motores grandes, siendo posible usar el método de la

limitación de corriente con resistencias, o bien usando una doble fuente de alimentación.

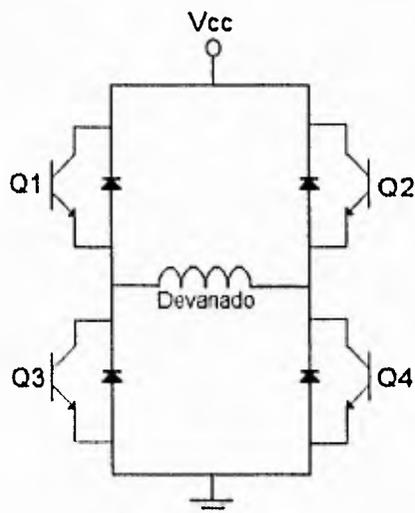


Fig 38: Energización de las fases A A' o B B' a través de la configuración de puente completo.

Esta configuración permite el flujo de corriente en ambos sentidos del devanado lo que otorga ventajas adicionales, y es óptima para los motores de 4 hilos, sino también es útil para los motores de seis u ocho hilos y no es aplicable en los de cinco hilos.

3.7 Aceleración de los motores de pasos.

De manera repetida se ha observado que la naturaleza giratoria del campo magnético del estator enlazado a los campos magnéticos fijos en el

rotor, son los que permiten realizar los movimientos angulares a la flecha del motor. Sin embargo, debido a las características inherentes de los devanados, y a la forma en que se energizan (por medio de una señal cuadrada), el campo magnético del estator no es continuo, sino intermitente pero no instantáneo, además de intervenir los fenómenos de inercia magnética tratados como par de mantenimiento conjuntamente con la carga conectada a la flecha de salida (inercia mecánica), se tiene como resultado una muy considerable fuerza a vencer para lograr los movimientos angulares deseados.

Dadas estas condiciones, se hace necesario implementar un procedimiento que permita variar la frecuencia de la señal de energización, para poder llevar la operación del motor desde un estado de reposo hasta alguna frecuencia alta deseada, y desde esta hasta el estado de reposo nuevamente.

Esto es posible de lograr con electrónica digital plenamente o bien con una combinación de electrónica analógica y digital.

MANEJADOR DE MOTORES DE PASOS

4.1. Introducción.

El manejador de los motores de pasos consta básicamente de dos etapas: la etapa de potencia y la etapa lógica.

La etapa de potencia la conforman una serie de interruptores cuya función es la de permitir el paso de la corriente que energizará los devanados del motor de acuerdo a una secuencia de polarización marcada por la etapa lógica; para de esta manera obtener las condiciones electromagnéticas que permitan un desplazamiento angular (un paso) en la flecha del motor.

La etapa lógica es análogo-digital, comienza a través de una interfaz que permite comunicarse con una computadora personal o algún otro

dispositivo de control numérico del que se reciben palabras digitales que informan el requerimiento del número de pasos y sentido de giro; posteriormente se procede a generar un tren de 'n' pulsos (donde 'n' es igual al número de pasos requeridos), incluyendo aquí un procedimiento que permite gradualmente modificar la velocidad a la que se emiten estos pulsos para de esta manera manipular correctamente los problemas de inercia presentados al iniciar y finalizar el movimiento en el motor; garantizando así que el número de pasos ejecutados por éste son los deseados. A la par del proceso de generación del tren de pulsos, para cada uno de ellos se emite hacia la etapa de potencia el estado de polarización de los devanados de acuerdo al sentido de giro solicitado. Por otro lado, de manera permanente, esta etapa monitorea y limita la corriente que circula a través de los devanados con el objetivo de evitar niveles que sobrepasen las condiciones de operación de nuestro sistema.

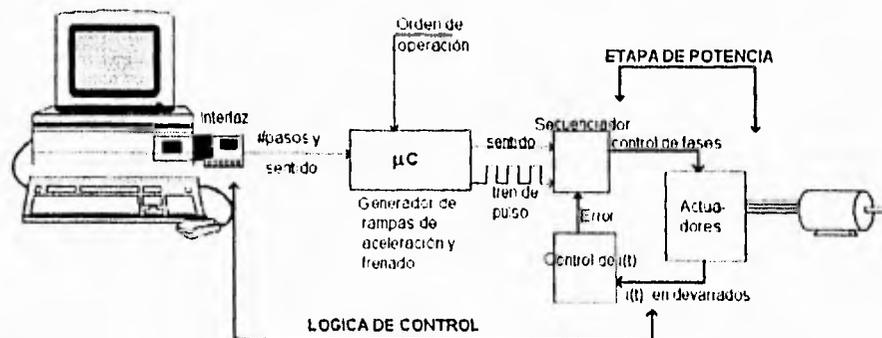


Fig 39: Contexto esquemático del controlador de motores de pasos

4.2 Requerimientos técnicos.

Este apartado resume las características técnicas así como los alcances que se plantearon en torno al controlador de los motores de pasos, para posteriormente desarrollar su integración.

+ Características del motor de pasos:

- . Tipo de motor: Híbrido 200 ppr.*
- . Número de fases: 4.*
- . Potencia: 1/3 HP.*
- . Corriente de operación: 3 Amp.*
- . Configuración de los devanados: 4, 6 u 8 hilos.*

+ Características básicas del controlador del motor de pasos.

- . Configuración: Doble puente completo.*
- . Capacidad de corriente: 8 Amps.*
- . Factor de sobrecarga: 1.2*

- . *Método de limitación de corriente: Conmutación monopolar.*
- . *Voltaje de polarización: 85 VCC no regulados.*
- . *Tipo de conmutadores: Transistores de efecto de campo..*
- . *Niveles TTL de excitación.*
- . *Velocidad de operación (30 kHz).*

Los criterios de selección de los parámetros anteriores están enmarcados por las características más comerciales en motores de pasos utilizados en máquinas herramienta como lo son las bordadoras, donde se implementará el resultado final de este trabajo como se asentó en la introducción.

4.3 Etapa lógica de control.

Como se mostró anteriormente en la fig 39, la lógica de control consta de cuatro unidades operativas: la interfaz, el microcontrolador, el secuenciador y finalmente el monitor de corriente. A continuación se explicarán para cada una de ellas los criterios de diseño que las conformaron así como sus esquemas de implementación.

4.3.1 La interfaz.

La primera de las cuatro unidades la constituye una interfaz que se aloja en una computadora personal, integrándose al hardware de la PC para manejar de forma inherente algunos puertos de comunicación a través de los cuales se solitará el número de pasos por ejecutar así como el sentido de giro que deben seguir.

Se hizo necesaria esta unidad para permitir a la computadora encargarse del monitoreo y control de los múltiples sistemas que conforman nuestra máquina herramienta, haciendo la PC las veces de un director de orquesta, y en nuestro caso el controlador de los motores de pasos un periférico que sabe realizar su trabajo de forma pronta y confiable.

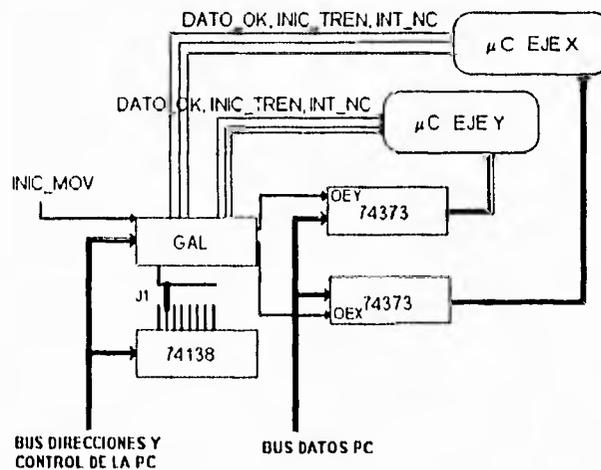


Fig 40: Esquema de la arquitectura de la interfaz PC-Controlador

A partir del esquema de la arquitectura que se implementó, y que se muestra en la figura 40, se analizará el funcionamiento de la interfaz.

El primer punto a considerar en la arquitectura de la interfaz consiste en integrarla como un periférico de la PC de tal forma que pueda reaccionar al direccionamiento inherente de los mismos a través del bus de direcciones. Por lo que al realizar la decodificación del bus de direcciones de la PC utilizando un decodificador 74138 le damos a la interfaz la capacidad de seleccionar por medio de la configuración del conector J1 una de las ocho posibles direcciones base (200H, 220H, 240H, 260H, 280H, 2A0H, 2C0H y 2E0). El complemento de la decodificación de las direcciones y el control de los puertos requeridos se hace con la implementación de un GAL, para finalmente conseguir seis puertos independientes.

Como se puede apreciar en la figura 40, el GAL es el elemento más importante de la arquitectura de la interfaz, ya que además de realizar la decodificación final de los puertos, resume y maneja toda la lógica combinacional requerida para el control del bus de datos que indica el número de pasos y el sentido de giro requeridos, las interrupciones hacia los diferentes ejes, así como la señal de arranque que indica el momento preciso en el que debe iniciarse la generación del tren de pulsos.

La activación de los puertos ocurre cuando el programa de operación de la máquina herramienta alojado en la PC realiza una llamada a la función del periférico pertinente, como lo indica la tabla 1:

A partir del esquema de la arquitectura que se implementó, y que se muestra en la figura 40, se analizará el funcionamiento de la interfaz.

El primer punto a considerar en la arquitectura de la interfaz consiste en integrarla como un periférico de la PC de tal forma que pueda reaccionar al direccionamiento inherente de los mismos a través del bus de direcciones. Por lo que al realizar la decodificación del bus de direcciones de la PC utilizando un decodificador 74138 le damos a la interfaz la capacidad de seleccionar por medio de la configuración del conector J1 una de las ocho posibles direcciones base (200H, 220H, 240H, 260H, 280H, 2A0H, 2C0H y 2E0). El complemento de la decodificación de las direcciones y el control de los puertos requeridos se hace con la implementación de un GAL, para finalmente conseguir seis puertos independientes.

Como se puede apreciar en la figura 40, el GAL es el elemento más importante de la arquitectura de la interfaz, ya que además de realizar la decodificación final de los puertos, resume y maneja toda la lógica combinatorial requerida para el control del bus de datos que indica el número de pasos y el sentido de giro requeridos, las interrupciones hacia los diferentes ejes, así como la señal de arranque que indica el momento preciso en el que debe iniciarse la generación del tren de pulsos.

La activación de los puertos ocurre cuando el programa de operación de la máquina herramienta alojado en la PC realiza una llamada a la función del periférico pertinente, como lo indica la tabla 1:

<i>Dirección base +</i>	<i>Periférico</i>
<i>0</i>	<i>Núm. pasos y sentido eje X</i>
<i>1</i>	<i>Núm. pasos y sentido eje Y</i>
<i>2</i>	<i>Interrupción 1 eje X</i>
<i>3</i>	<i>Interrupción 2 eje X</i>
<i>4</i>	<i>Interrupción 1 eje Y</i>
<i>5</i>	<i>Interrupción 2 eje Y</i>

Tabla 1: Dirección y uso de los puertos de la Interfaz PC-Controlador.

La activación de los puertos cero y uno permiten transferir y mantener en los latch 74373 el bus de datos de la PC a la vez que se genera una interrupción en la siguiente unidad operativa de cada controlador, informando de esta manera a esa unidad que existe un dato listo para ser leído, el cual contiene el número de pasos y el sentido solicitado por la PC.

La activación de los puertos dos y cuatro genera una señal que entra a la siguiente unidad operativa el momento en el que se deberá iniciar la generación del tren de pulsos que comandará el movimiento de los motores de pasos. Existen dos formas de activar estos puertos, una como se ha leído anteriormente direccionándose desde la PC, esta forma permitirá realizar el movimiento en los dos ejes cuando la máquina herramienta se encuentra en un estado de preparación de trabajo, permitiendo de esta manera al usuario seleccionar y controlar la posición de inicio para cada trabajo desde la PC.

<i>Dirección base +</i>	<i>Periférico</i>
<i>0</i>	<i>Núm. pasos y sentido eje X</i>
<i>1</i>	<i>Núm. pasos y sentido eje Y</i>
<i>2</i>	<i>Interrupción 1 eje X</i>
<i>3</i>	<i>Interrupción 2 eje X</i>
<i>4</i>	<i>Interrupción 1 eje Y</i>
<i>5</i>	<i>Interrupción 2 eje Y</i>

Tabla 1: Dirección y uso de los puertos de la Interfaz PC-Controlador.

La activación de los puertos cero y uno permiten transferir y mantener en los latch 74373 el bus de datos de la PC a la vez que se genera una interrupción en la siguiente unidad operativa de cada controlador, informando de esta manera a esa unidad que existe un dato listo para ser leído, el cual contiene el número de pasos y el sentido solicitado por la PC.

La activación de los puertos dos y cuatro genera una señal que entera a la siguiente unidad operativa el momento en el que se deberá iniciar la generación del tren de pulsos que comandará el movimiento de los motores de pasos. Existen dos formas de activar estos puertos, una como se ha leído anteriormente direccionándose desde la PC, esta forma permitirá realizar el movimiento en los dos ejes cuando la máquina herramienta se encuentra en un estado de preparación de trabajo, permitiendo de esta manera al usuario seleccionar y controlar la posición de inicio para cada trabajo desde la PC.

La segunda manera de activar los puertos dos y cuatro es a través de la señal de arranque que proviene del sistema sincronizador de la máquina herramienta. Es de esta manera como se activan cuando la máquina herramienta está desarrollando un trabajo de forma automática ya que en operación, como se ha leído anteriormente, se cuenta con un marco temporal para realizar el movimiento de los ejes.

Los puertos tres y cinco han quedado reservados para casos donde el sistema requiera de alguna otra señal de control o manejar una palabra de 16 bits.

4.3.2 El microcontrolador.

La segunda unidad tiene como base un microcontrolador, que es el responsable de varios procesos los cuales se enuncian a continuación.

i.- Recibe la solicitud del número y sentido de los pasos por ejecutar a través de una palabra digital de ocho bits para nuestro caso. Donde los siete bits menos significativos conforman el número de pasos, por lo que se pueden generar cuando más 127 pasos. El bit más significativo de la palabra digital enuncia el sentido de giro, se toma una convención, donde, si éste es un 1 lógico el giro se realizará en sentido horario y si es un 0 lógico el giro se hará en sentido antihorario. Cabe mencionar que para aplicaciones donde el sistema requiera por cada orden avanzar un número mayor a 127 pasos es posible modificar el protocolo de comunicación entre la PC y el

microcontrolador de forma tal que en lugar de utilizar palabras digitales de ocho bits se utilicen palabras digitales de 16 bits o más.

ii.- *Procesa para cada caso las rampas de aceleración y frenado que se aplicarán al tren de pulsos a fin de obtener un movimiento sincronizado en el desplazamiento de los ejes involucrados, seleccionando la separación entre pulso y pulso, la cual si no es posible de calcular en tiempo real, se puede tener previamente calculada y almacenada en la memoria como es el caso.*

iii.- *Espera la orden de arranque por parte del sistema de sincronización de la máquina herramienta, ya que la generación del tren de pulsos está enmarcada de forma específica en el diagrama de tiempos de la máquina herramienta y no puede ni debe darse fuera de este marco.*

Finalmente, genera una señal cuadrada (el tren de pulsos) de acuerdo a las rampas de aceleración y frenado.

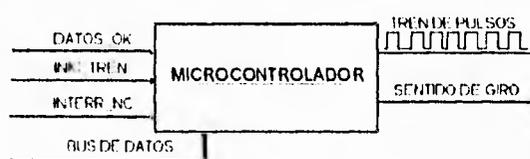


Fig 41: Señales de control y salida en la unidad del mC.

Un diagrama esquemático así como las señales que intervienen en esta unidad se presentan en la figura 41, en ella la señal `DATOS_OK` que se verifica en alto, indica que el sistema de control principal de la máquina

microcontrolador de forma tal que en lugar de utilizar palabras digitales de ocho bits se utilicen palabras digitales de 16 bits o más.

ii.- *Procesa para cada caso las rampas de aceleración y frenado que se aplicarán al tren de pulsos a fin de obtener un movimiento sincronizado en el desplazamiento de los ejes involucrados, seleccionando la separación entre pulso y pulso, la cual si no es posible de calcular en tiempo real, se puede tener previamente calculada y almacenada en la memoria como es el caso.*

iii.- *Espera la orden de arranque por parte del sistema de sincronización de la máquina herramienta, ya que la generación del tren de pulsos está enmarcada de forma específica en el diagrama de tiempos de la máquina herramienta y no puede ni debe darse fuera de este marco.*

Finalmente, genera una señal cuadrada (el tren de pulsos) de acuerdo a las rampas de aceleración y frenado.

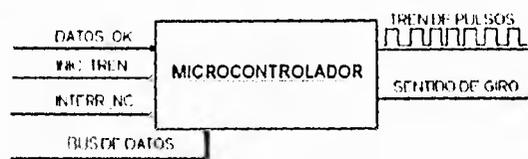


Fig 41: Señales de control y salida en la unidad del mC.

Un diagrama esquemático así como las señales que intervienen en esta unidad se presentan en la figura 41, en ella la señal *DATOS_OK* que se verifica en alto, indica que el sistema de control principal de la máquina

herramienta (la PC) informa el número de pasos y el sentido requeridos, así como que esa información está disponible en el latch de la interfaz anteriormente descrita.

La señal INIC_TREN presenta la interrupción (verificada en alto) que indica el momento en el que se deba iniciar la generación del tren de pulsos.

La implementación de esta unidad se realizó sobre una arquitectura alrededor de un microcontrolador MC68HC11A0, el cual permite una velocidad de procesamiento de 2Mhz, cuenta con cuatro manejadores programables de base de tiempo (timers) que permiten generar retardos de tiempo desde 10 microsegundos hasta horas, una capacidad de memoria EPROM de 4kx8 bytes para almacenamiento del programa y RAM de 256 bytes para procesamiento de datos, un manejo multiplexado del bus de datos de 8 bits con la parte baja del bus de direcciones de 16 bits.

Consideramos totalmente justificado el uso de un microcontrolador ya que en la actualidad es muy bajo su costo si consideramos las capacidades de procesamiento de datos, y el hecho de que en especial este tipo de microcontroladores facilitan el manejo de bases de tiempo programables requeridas en nuestra aplicación para generar de manera dinámica las rampas de aceleración y frenado que se aplicarán a las secuencias de energización de los devanados del motor de pasos.

La forma de operar de esta arquitectura está determinada por un programa de control, la cual puede ajustarse fácilmente a los requerimientos

de tiempo y protocolo de comunicación que maneje el controlador principal de la máquina herramienta, para nuestra aplicación, el diagrama de flujo que programamos es el siguiente:

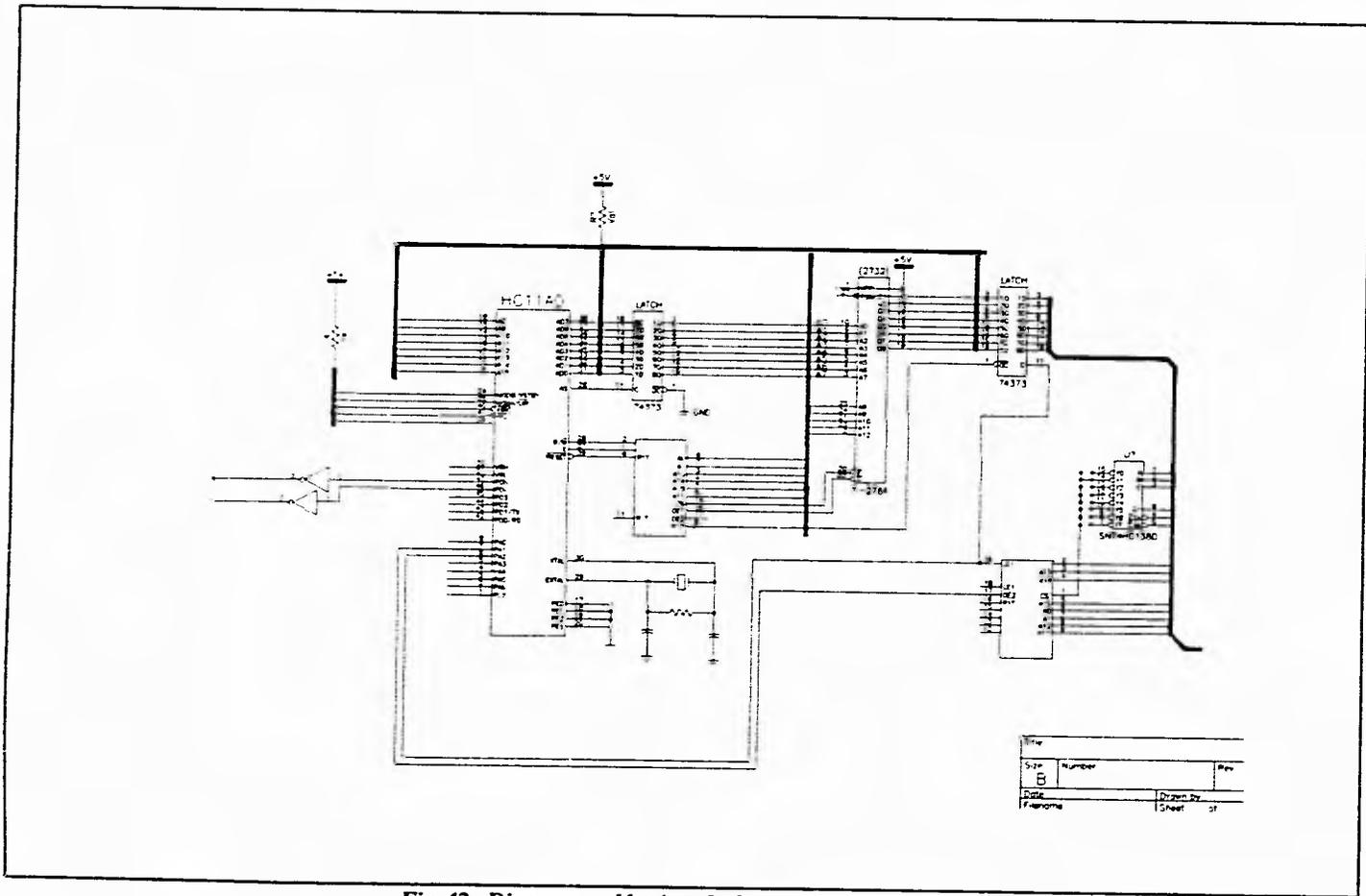


Fig 42: Diagrama eléctrico de la arquitectura entomo al microcontrolador 68HC11A0.

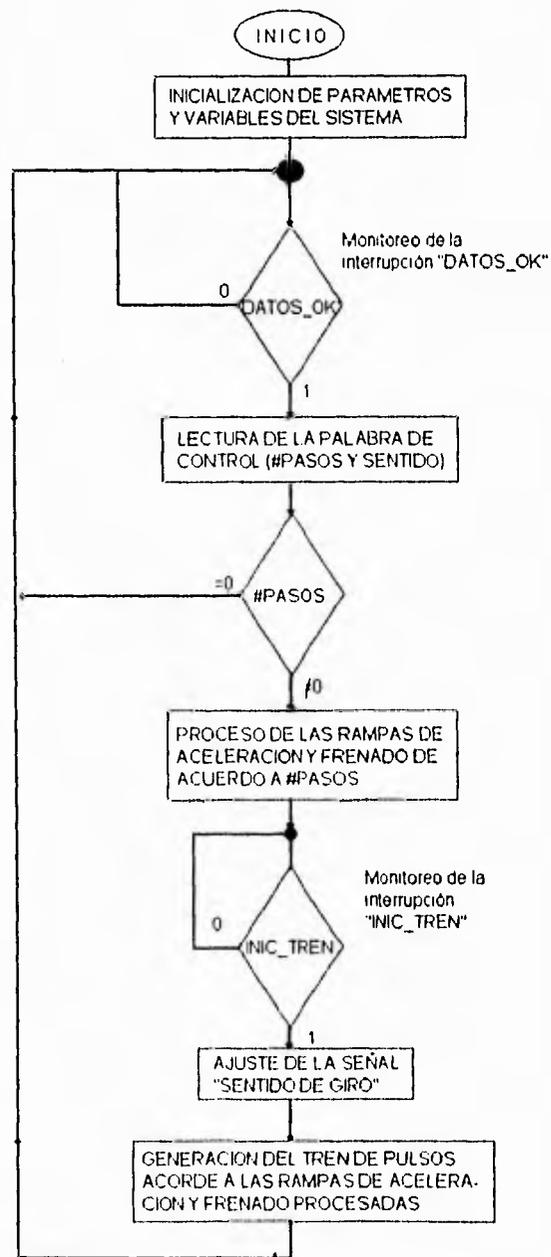


Fig 43: Diagrama general del flujo del programa de control

El listado del programa de control (en lenguaje ensamblador) se puede apreciar en el anexo A.

La implementación de la rutina de proceso de las rampas de aceleración y frenado dependerá mucho de la aplicación propia que se le dé al controlador de los motores de pasos. En nuestro caso, para procesar dichas rampas fué necesario tomar las siguientes consideraciones de la máquina herramienta (la bordadora).

a).- En condiciones reales de operación la bordadora debe realizar 800 puntadas por minuto como máximo, este límite de velocidad lo fijan en su conjunto los parámetros de respuesta en frecuencia del sistema mecánico así como la resistencia mecánica del hilo que comercialmente se maneja.

b).- Para cada uno de los ciclos de puntada, el sistema de sincronización de la bordadora requiere que el movimiento en ambos ejes se realice en un marco del 40% del período.

c).- La longitud máxima de la componente en cada eje de la puntada que puede operar la bordadora está condicionada por dos parámetros principalmente, el primero es la velocidad máxima de puntadas que la máquina puede alcanzar; el segundo es la velocidad de operación óptima del controlador de los motores de pasos. De esta manera, y apoyados en la experiencia adquirida en el enlace que se tiene con la industria del bordado, se seleccionó una longitud máxima de puntada de 6mm (en la industria se utilizan longitudes de puntadas del orden de 4mm hasta 8mm).

d).- Por lo que si consideramos que el sistema mecánico de tracción acoplado a los motores de pasos efectúa un desplazamiento de 0.1 mm por paso, tendremos que para cada puntada habra como máximo 60 pasos.

e).- Las rampas de aceleración y frenado del tren de pulsos que comandan a los motores de pasos, como ya se ha mencionado anteriormente, se logran al variar el espaciamiento entre cada uno de los pulsos, por lo que el ciclo de trabajo no es significativo, por ello el principal objetivo será conseguir espaciamientos que permitan de forma uniforme acelerar el movimiento de los motores.

f).- Las componentes de cada puntada en los ejes X e Y varían de forma aleatoria para conformar el programa del dibujo a bordar, por lo que se requiere de algún método que además de acelerar y frenar los motores de pasos realice el desplazamiento de la puntada en cada uno de los ejes en un tiempo constante para conseguir tensiones uniformes del hilo del bordado. Esta última consideración ha sido tomada de la experiencia de trabajo en máquinas de bordar.

Así, para cada uno de los incisos, al sintetizar las anteriores consideraciones tenemos:

a).- Frecuencia de puntadas (F_p) y período de puntadas (T_p)

$$F_p = \frac{800 \text{ ppm}}{60 \text{ s}} = 13.333 \text{ pps.}$$

$$T_p = \frac{1}{13.333 \text{ s}} = 75 \text{ ms.}$$

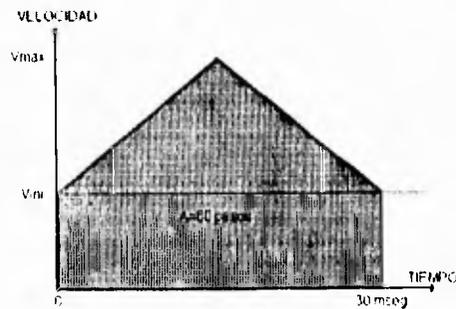
b).- Tiempo efectivo para el desplazamiento en los ejes (T_d).

$$T_d = T_p * 40\% = 30 \text{ ms.}$$

c) y d).- Desplazamiento máximo en los ejes (D_m).

$$D_m = 60 \text{ pasos.}$$

e).- Curva de velocidad.



a).- Frecuencia de puntadas (F_p) y período de puntadas (T_p)

$$F_p = \frac{800 \text{ ppm}}{60 \text{ s}} = 13.333 \text{ pps.}$$

$$T_p = \frac{1}{13.333 \text{ s}} = 75 \text{ ms.}$$

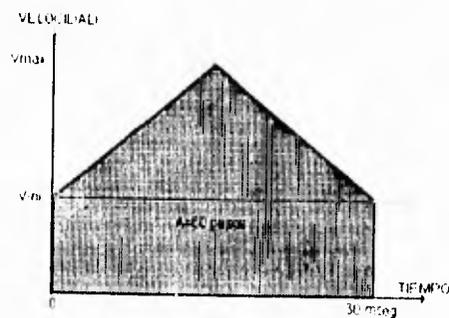
b).- Tiempo efectivo para el desplazamiento en los ejes (T_d).

$$T_d = T_p \cdot 40\% = 30 \text{ ms.}$$

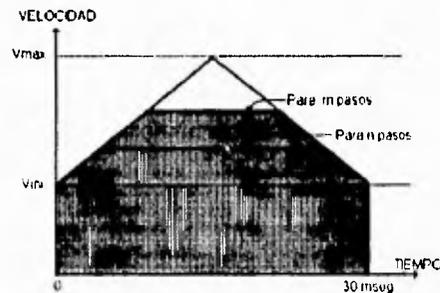
c) y d).- Desplazamiento máximo en los ejes (D_m).

$$D_m = 60 \text{ pasos.}$$

e).- Curva de velocidad.



f).-Curvas de velocidad para diferente número de pasos (m y n).



Después de varias pruebas en el laboratorio con el controlador de los motores de pasos, se seleccionó la velocidad de arranque (V_{ini}) a 350 pasos por segundo para posteriormente determinar la velocidad pico ($V_{m\acute{a}x}$) como lo indica la ecuación (1).

$$V_{m\acute{a}x} = \frac{P_{tot} \cdot T_d \cdot V_{ini}}{\frac{T_d}{2}} \quad (1)$$

Si damos los valores reales a la ecuación 1 tenemos que la velocidad máxima es de 3300pps.

El término P_{tot} de la ecuación (1), así como los demás términos que se relacionen con el área bajo la curva del esquema de velocidad en las subsecuentes ecuaciones, por hacer referencia a la integración de la velocidad en el sistema, están dimensionados en número de pasos ya que los desplazamientos en general en el presente trabajo están enfocados a los

motores de pasos.

Así, de acuerdo a las ecuaciones del movimiento uniformemente acelerado tenemos que la aceleración está regida como lo indica la ecuación(2).

$$a = \frac{2(P - V_{ini}t)}{t^2} \quad (2)$$

Considerando la simetría de la curva de aceleración mostrada en el inciso e), para la mitad horizontal, podremos relacionar como lo indica la ecuación (3) las diferentes variables anteriormente vistas.

$$P - V_{ini}t + \frac{at^2}{2} \quad (3)$$

Si acomodamos la ecuación (3) en función del tiempo y la igualamos a cero obtenemos la ecuación 4.

$$f(t) = \frac{1}{2}at^2 + V_{ini}t - P = 0 \quad (4)$$

De la cual, para obtener sus raíces concluimos como lo indica la relación (5).

$$t = \frac{-V_{ini} \pm \sqrt{V_{ini}^2 - 4(a/2)(-P)}}{2(a/2)} \quad (5)$$

Sustituyendo (2) en (5) y resolviendo para cada uno de los valores de A , conseguimos finalmente la separación entre cada uno de los pulsos con un patrón de aceleración uniforme de acuerdo a la relación (6).

$$t = \frac{V_{ini} - \sqrt{V_{ini}^2 - 2aP}}{a} \text{ para } P=1,2,3,\dots,30 \quad (6)$$

Al tabular la ecuación (6) complementando los valores para la curva de velocidad obtuvimos los espaciamientos para cada uno de los pulsos en el tren de excitación, visualizando finalmente una forma de onda como la que se muestra en la figura 44.



Fig 44: Tren de pulsos con sus respectivas rampas de aceleración y frenado.

4.3.3 El secuenciador.

El secuenciador constituye la tercera unidad, recibe el sentido de giro correspondiente, el tren de pulsos generado en la anterior unidad y la señal de error de la cuarta unidad. Sus ocho salidas energizan los interruptores de la etapa de potencia.

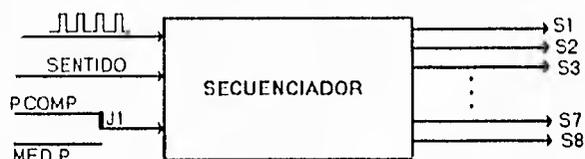


Fig 45: Esquema del secuenciador, señales de entrada y salida.

Esta unidad puede ser configurada a través del interruptor J1 para emitir la secuencia de medio paso o la de paso completo.

Su función consiste básicamente en emitir de manera inmediata el estado correspondiente a cada uno de los pulsos del tren conforme lo indique la señal del sentido de giro. Un uno lógico en la línea del sentido de giro indica un sentido horario y un cero lógico un sentido antihorario.

El número de pasos esta contenido dentro de un tren de pulsos, que contiene por cada paso que se requiera dar, un pulso, y la separación entre estos permiten la aceleración y el frenado adecuado del motor.

Dado que esta etapa es la que controla el encendido y apagado de los transistores de la etapa de potencia, es posible a través de ella controlar la corriente en los devanados del motor, esto se realiza de la siguiente manera:

La señal de error que se recibe de la unidad de monitoreo de corriente tiene un valor alto cuando se excede el umbral máximo de corriente en los devanados del motor, activando en ese momento la modulación del estado de energización de los transistores superiores de los puentes 'H' de la etapa de potencia con una señal cuadrada de alta frecuencia, realizándose lo anterior con un arreglo lógico como lo indica la figura 46.

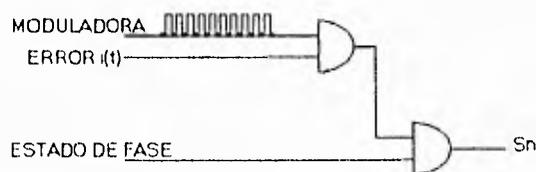


Fig 46: Circuito lógico de modulación del estado de energización de las transistores superiores del puente 'H' de la etapa de potencia.

A través de la modulación del estado de energización de los transistores superiores del puente 'H' se logra mantener un nivel promedio de corriente en los devanados del motor ya que en los instantes en que dichos transistores se encuentran en corte, la corriente en los devanados cae por los efectos de la resistencia del circuito eléctrico, y para los instantes donde los transistores entran en saturación se eleva la corriente; consiguiéndose idealmente formas de onda como la presentada en la figura 47.

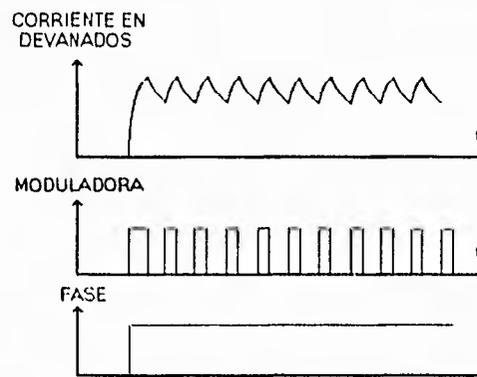


Fig 47: Diagramas de tiempo de los estados de fase, modulación y la corriente en los devanados del motor.

La realización del secuenciador se implementó con un contador arriba-abajo de tres bits y por un arreglo de lógica combinacional que da como resultado la secuencia de encendido de los devanados, pudiendo ser de paso completo o de medio paso de acuerdo a las necesidades del usuario.

Para que la realización del circuito fuera compacta y económica se decidió utilizar lógica programable, así pues con la tabla 2 se procedió a generar las ecuaciones correspondientes para el contador y la lógica combinacional.

Con las ecuaciones se valuó la magnitud del problema y se seleccionó un GAL del tipo 16V8 que tiene una arquitectura variable con 16 entradas y ocho salidas, además tiene las ventajas de ser reutilizable y tener protección

contra lectura a diferencia de los PALs. Asimismo se procedió a implementar los mapas del gal y realizar pruebas.

Estado N°	A	B	C	Sec	M	11	12	Q 1	Q 2	Q 3	Q 4	Q 5	Q 6	Q 7	Q 8
0	0	0	0	1	X	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0
1	0	0	1	1	X	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
2	0	1	0	1	X	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
3	0	1	1	1	X	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0
4	1	0	0	1	X	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0
5	1	0	1	1	X	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
6	1	1	0	1	X	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1
7	1	1	1	1	X	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1
8	0	0	0	0	X	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1
9	0	0	1	0	X	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
10	0	1	0	0	X	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0
11	0	1	1	0	X	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1
12	1	0	0	0	X	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1
13	1	0	1	0	X	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
14	1	1	0	0	X	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0
15	1	1	1	0	X	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0
16	X	X	X	X	1	1	X	1	X	X	X	1	X	X	X
17	X	X	X	X	0	1	X	1	X	X	X	0	X	X	X
18	X	X	X	X	1	1	X	X	1	X	X	X	1	X	X
19	X	X	X	X	0	1	X	X	1	X	X	X	0	X	X
20	X	X	X	X	1	X	1	X	X	1	X	X	X	1	X
21	X	X	X	X	0	X	1	X	X	1	X	X	X	0	X
22	X	X	X	X	1	X	1	X	X	X	1	X	X	X	1
23	X	X	X	X	0	X	1	X	X	X	1	X	X	X	0

Tabla 2: Tabla de programación del GAL 16V8 implementado en el secuenciador.

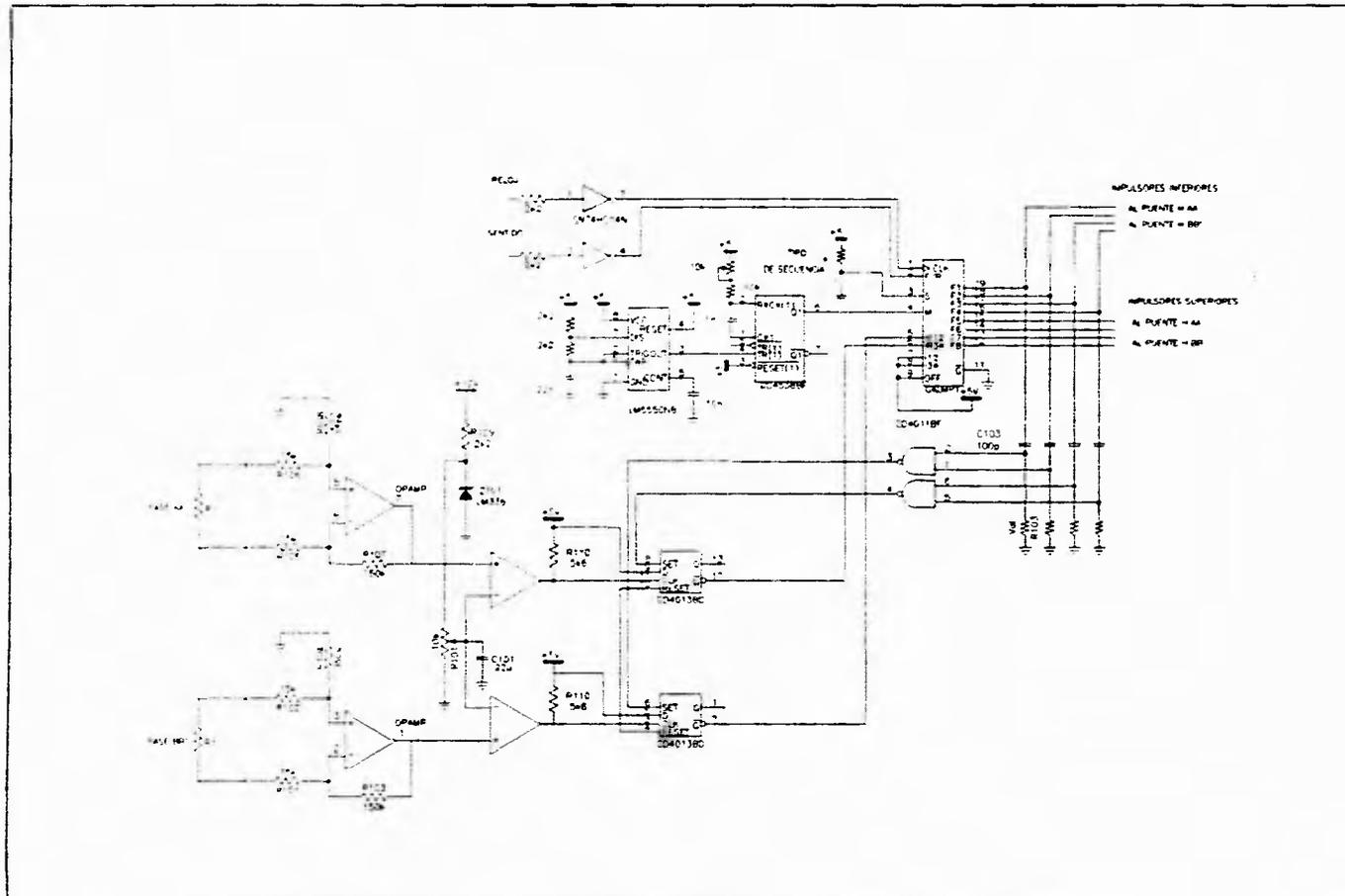


Fig 48: Diagrama eléctrico de la realización de la unidad denominada 'Secuenciador' y la unidad de 'Monitoreo de corriente'.

4.3.4 El monitor de corriente.

La cuarta y última unidad tiene como objetivo fundamental monitorear los niveles de corriente en los devanados del motor generando señales de error cuando se alcancen valores predeterminados de corriente. Como se mencionó anteriormente estas señales son inyectadas a la tercera unidad para controlar y mantener la corriente en niveles óptimos de operación.

Como se ha explicado anteriormente el devanado de un motor de pasos se comporta muy similar a la respuesta de un circuito del tipo R/L donde el valor dominante es la inductancia, por esta razón la corriente parte desde cero cada vez que se energiza el devanado y tarda un cierto tiempo en llegar a su valor nominal, pero una vez que se ha llegado a este, es necesario hacer que esta permanezca en dicho valor sin que aumente o disminuya considerablemente en el tiempo, de lo contrario la flecha del motor vibrará.

Para sensar la corriente se intercala una resistencia por cada rama del puente entre ésta y tierra. En cada puente la corriente fluye únicamente por una resistencia a la vez, cuando dos transistores se encuentran encendidos en un estado de la secuencia de energización.

La corriente que fluye por las resistencias proporciona una diferencia de potencial en los extremos de las mismas que es proporcional a esa corriente, siendo aplicado este voltaje a un amplificador diferencial y comparado contra un nivel preestablecido, se dispara un Flip-flop D (uno

por cada puente) cuando se sobrepasa dicho nivel. La salida del Flip-flop se inyecta a la lógica combinacional del secuenciador, dando como resultado que ahora se aplique al transistor superior una señal pulsante, al apagarse el transistor la corriente disminuye de forma exponencial y lentamente por efecto de la inductancia, antes que se llegue a un valor en el cual el par sea inestable se enciende nuevamente el transistor elevando el par y la corriente.

Cada vez que se da un nuevo paso los flip-flops se restablecen y se dispararán cuando la corriente llegue al valor deseado.

Un aspecto importante durante la operación del motor con dos devanados encendidos radica en el hecho que la señal pulsante aplicada a cualquier transistor debe de ser la misma.

4.4 Etapa de potencia.

La etapa de potencia esta constituida por un arreglo de dos puentes completos y dos fuentes de voltaje, una para la energización de los devanados del motor de pasos y otra para energizar la etapa de control.

La configuración de puente completo, si bien es cierto que es la más compleja, tiene la ventaja de utilizar una sola fuente y debido a que todos sus elementos operan en corte y saturación, únicamente, da los mejores resultados en cuanto a consumo de energía y velocidad.

4.4.1 Configuración puente H.

La parte más importante de la etapa de potencia radica en el arreglo de ocho interruptores conectados en una configuración tal que se forman dos puentes completos como el de la figura 49

Esta configuración permite que sea invertido el sentido de la corriente no obstante que la fuente de alimentación tenga una sola polaridad. Cuando se enciende $Q1$ y $Q4$ circula una corriente de izquierda a derecha sobre la impedancia; ahora si se apagan ambos transistores y se enciende $Q2$ y $Q3$ la corriente circula de derecha a izquierda con lo cual el voltaje visto desde la impedancia ha cambiado de polaridad.

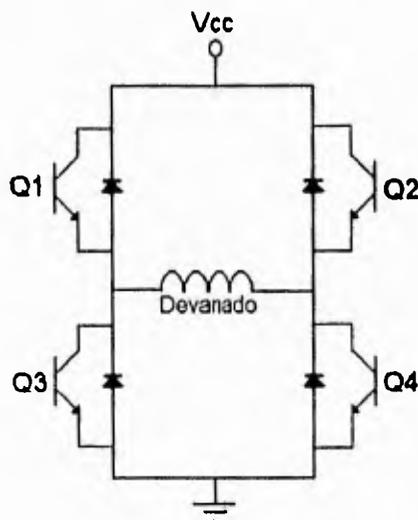


Fig 49: Configuración de puente completo también llamado 'Puente H'.

En el caso de tener una impedancia inductiva, es importante tener en cuenta lo que ocurre durante el proceso de apagado pues la inductancia tratará de mantener fija la corriente reaccionando con un cambio del voltaje entre sus terminales que puede llegar a valores negativos infinitos idealmente. Para evitar esto es necesario proporcionar alguna trayectoria para la descarga.

Con este fin se conecta en paralelo a los interruptores un diodo que normalmente estará polarizado en inversa por la fuente externa. Cuando se apagan todos los interruptores el inductor polarizará en directa a los diodos, regresando por estos toda la energía almacenada en él a la fuente, cuando esto ocurre en un motor de pasos este se libera, pierde el par de mantenimiento. Para evitar esto solamente se apaga un solo transistor lo que provoca que el diodo opuesto al transistor que se apaga se encienda y circule la corriente por el diodo, el transistor y el devanado. Al existir corriente sobre el devanado del motor el par de mantenimiento permanece. Es importante hacer notar que idealmente si no existiera resistencia la corriente permanecería circulando infinitamente. Debido a que este es un circuito real es necesario que se encienda nuevamente el interruptor para contrarrestar las pérdidas y que el par de mantenimiento permanezca constante en el tiempo.

4.4.2 Selección de los semiconductores.

Para realizar este circuito se requieren de ocho interruptores que son en la práctica transistores operados en corte o saturación y de ocho diodos. En el caso de los transistores se tienen dos tecnologías posibles de usar, una esta representadas por los transistores bipolares de juntura y la otra esta representada por los transistores de efecto de campo.

Los primeros tiene la característica de operar por corriente y aunque su costo unitario es bajo no lo es su manejador, por otra parte en lo que

Con este fin se conecta en paralelo a los interruptores un diodo que normalmente estará polarizado en inversa por la fuente externa. Cuando se apagan todos los interruptores el inductor polarizará en directa a los diodos, regresando por estos toda la energía almacenada en él a la fuente, cuando esto ocurre en un motor de pasos este se libera, pierde el par de mantenimiento. Para evitar esto solamente se apaga un solo transistor lo que provoca que el diodo opuesto al transistor que se apaga se encienda y circule la corriente por el diodo, el transistor y el devanado. Al existir corriente sobre el devanado del motor el par de mantenimiento permanece. Es importante hacer notar que idealmente si no existiera resistencia la corriente permanecería circulando infinitamente. Debido a que este es un circuito real es necesario que se encienda nuevamente el interruptor para contrarrestar las pérdidas y que el par de mantenimiento permanezca constante en el tiempo.

4.4.2 Selección de los semiconductores.

Para realizar este circuito se requieren de ocho interruptores que son en la práctica transistores operados en corte o saturación y de ocho diodos. En el caso de los transistores se tienen dos tecnologías posibles de usar, una esta representada por los transistores bipolares de juntura y la otra esta representada por los transistores de efecto de campo.

Los primeros tiene la característica de operar por corriente y aunque su costo unitario es bajo no lo es su manejador, por otra parte en lo que

toca a los transistores de efecto de campo estos son caros pero tienen la ventaja de que su manejador es barato y además por construcción estos cuentan con un diodo entre las terminales principales tal como es requerido en el diseño, por lo cual no se requiere de diodos adicionales.

Así pues se decidió utilizar tecnología de efecto de campo, ahora bien, al igual que en los transistores bipolares existen los transistores NPN y PNP, en el caso de los transistores de efecto de campo existen los canal N y canal P. Los transistores de efecto de campo comunes, de bajo costo, alta corriente y alto voltaje son de canal N. Por las razones anteriormente expuestas se utilizaron transistores de efecto de campo N del tipo MTP10N40 que son transistores de canal N 10 A. a 400 V. los cuales tiene un bajo costo (alrededor de \$1.00 USD) y son fáciles de obtener.

4.4.3 Selección del impulsor.

Los transistores canal N son los más indicados para la parte baja de un puente pero no así para la parte alta. Así pues se utilizan dos tipos de impulsores, uno es para los transistores en la parte baja y otro es para los transistores de la parte alta, el cual es el más complicado. A continuación se explica las características con las que debe de cumplir el impulsor y se indica como funcionan ambos.

4.4.4 Características de la compuerta de un FET

Los fets son dispositivos relativamente fáciles de operar pues no requieren de corriente para encenderse, estos operan con voltaje.

Sin embargo es necesario recordar que entre las terminales de gate y source se presenta una capacitancia parásita que puede estar sobre los 1000 pF. y que dependiendo de las características de impedancia del manejador puede causar retrasos en el voltaje sobre la compuerta del transistor, lo cual puede meter a este durante tiempos relativamente largos en amplificación con las consabidas consecuencias.

Para evitar lo anterior se requiere que el impulsor tenga como regla básica una impedancia de salida relativamente baja, es decir, debe de ser capaz de entregar una cantidad de corriente alta solamente durante el proceso de encendido pero una vez hecho esto no fluye corriente a través del manejador.

4.4.5 Impulsor de los FET's superiores.

En el caso de los transistores en la parte superior del puente el voltaje de source cambia drásticamente entre cero y el voltaje de polarización del puente al pasar de corte a saturación, lo cual además de dificultar el control del FET, puede dañar al circuito debido a que el voltaje de gate a source puede exceder a los 20 V si el voltaje aplicado al puente es mayor a este, por

lo tanto es necesario implementar un sistema en el cual el encendido de los transistores sea flotado.

Al respecto existen dos técnicas posibles, la primera consiste en el uso de fotoacopladores mientras que la segunda se base en el uso de transformadores.

Los fotoacopladores son sencillos de manejar pero tienen la desventaja, en la mayor parte de los casos, de ser lentos, es decir cuando los tiempos de encendido cortos no responden en forma adecuada, razón por la cual se es preferible el uso de transformadores, estos son más difíciles de usar pues es necesario diseñarlos para el caso particular pero tienen la ventaja de ser rápidos y ayudar por sus características particulares a una rápida conmutación, una ventaja adicional consiste en que los transformadores tienen un comportamiento de filtro paso banda, lo cual implica que no es posible que estos puedan mantener encendidos los transistores en forma indefinida, dando como resultado una protección extra al circuito.

El circuito utilizado se basa en un arreglo de un transformador, un transistor, un diodo zener, un diodo rectificador y algunas resistencias. Como se puede ver en la figura 50.

Cuando el transistor Q_a se enciende circula una corriente a través del devanado primario que induce una tensión sobre el secundario, esto provoca que la capacitancia parásita sea cargada rápidamente ya que la corriente es limitada únicamente por una resistencia cuyo valor es del orden de las

unidades de ohm, cuando el transistor Q_a se apaga se colapsa el campo magnético en el transformador y se produce un voltaje negativo en el secundario del transformador, lo cual ayuda a drenar las cargas almacenadas en la capacitancia parásita D_S .

Es necesario introducir una serie de protecciones para evitar que el voltaje negativo dañe al transistor ya que este puede llegar a las centenas de volt mientras que solamente puede ser aplicado un voltaje de $-18V$. Para esta función se conectó en paralelo un arreglo de un diodo rectificador junto con un diodo Zener de $12V$ que permite sujetar el voltaje en inversa a uno igual al del zener evitando que se dañe el transistor.

4.4.6 Impulsor de los FET's inferiores.

En el caso de los transistores inferiores el acoplamiento puede ser directo y el circuito consta de dos transistores bipolares uno PNP y otro NPN una resistencia y un diodo, como se indica en la figura 50.

Cuando se aplica un voltaje alto a las bases de los transistores el transistor NPN se satura y se carga de manera rápida la capacitancia parásita ya que la corriente solamente queda limitada por la resistencia R_g que es de bajo valor (47 a 10 ohms).

Al aplicar un nivel alto a la base de los transistores el transistor NPN se apaga y se satura el PNP dando una trayectoria de descarga por medio del

diodo D a la energía almacenada en el capacitor parásito, en este caso la corriente queda limitada solamente por la impedancia propia del circuito que es menor a las unidades de ohm.

Así pues es necesario utilizar dos manejadores donde el de acoplamiento directo puede encender al transistor de forma indefinida, mientras que el acoplado con transformador solamente lo puede encender durante períodos cortos de tiempo, lo cual da la pauta para que a este último sea al que se le aplique un tren pulsos, con el cual se modula la corriente en los devanados del motor, mientras que los acoplados directamente son encendidos durante todo el tiempo que la secuencia permanezca constante.

diodo D a la energía almacenada en el capacitor parásito, en este caso la corriente queda limitada solamente por la impedancia propia del circuito que es menor a las unidades de ohm.

Así pues es necesario utilizar dos manejadores donde el de acoplamiento directo puede encender al transistor de forma indefinida, mientras que el acoplado con transformador solamente lo puede encender durante períodos cortos de tiempo, lo cual da la pauta para que a este último sea al que se le aplique un tren pulsos, con el cual se modula la corriente en los devanados del motor, mientras que los acoplados directamente son encendidos durante todo el tiempo que la secuencia permanezca constante.

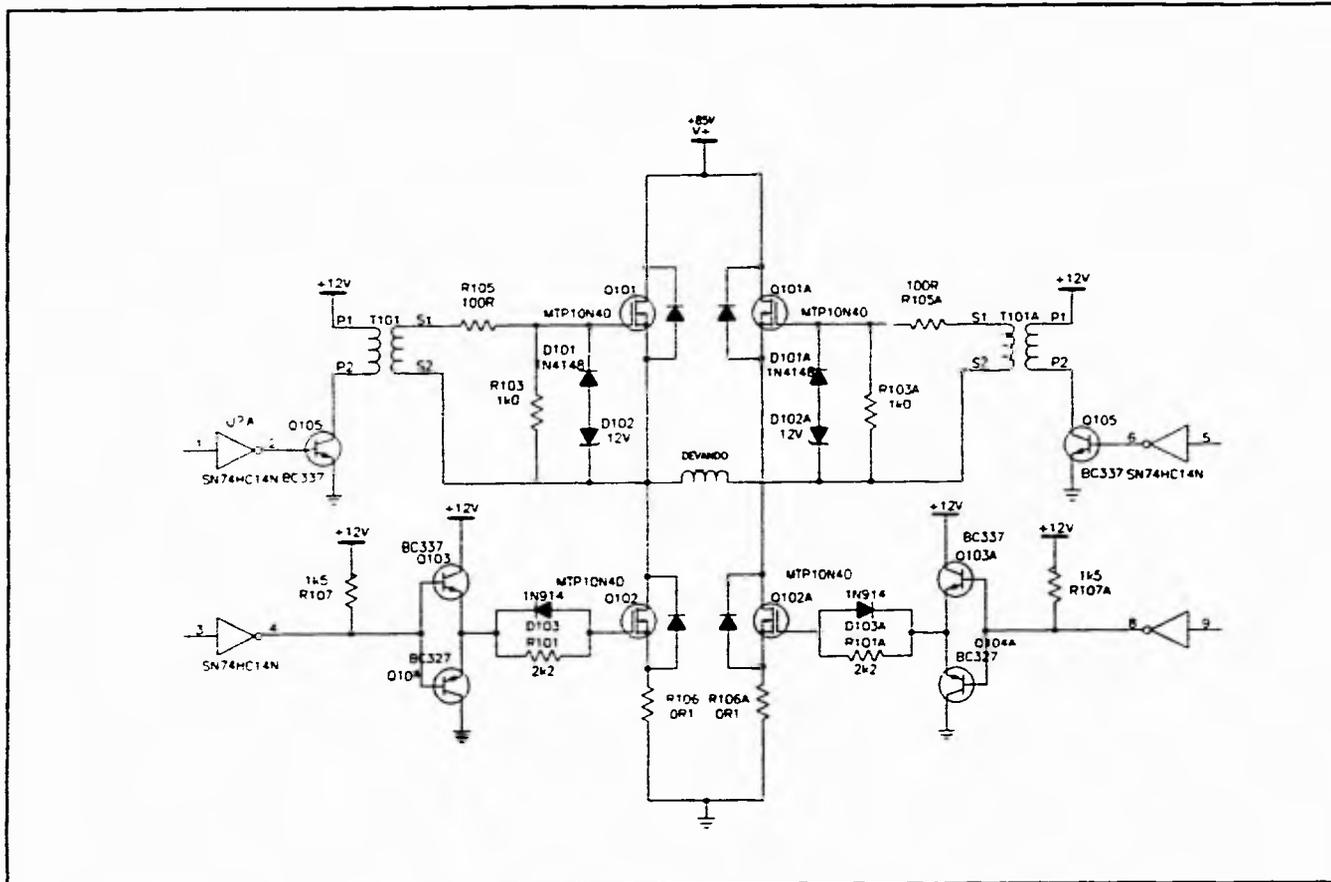


Fig 50: Diagrama eléctrico de la implementación de los impulsores que energizan los devados del motor de pasos. Se requieren dos unidades de estas por cada motor.

4.4.7 Fuente de poder.

El transformador de poder esta constituido por un primario de 110/220 VAC, un devando secundario de alta tensión de 60VAC a 5 A. y un devando auxiliar de 30VAC a 0.75 A con tap central para la circuitería de control.

Con la salida de 60VAC a 5A, que una vez rectificadada y filtrada, se obtiene un tensión no regulada de +85 VDC. En el caso del otro devando tiene una salida de 15 VAC con una corriente de 0.75 A que alimenta a una fuente regulada con una salida de ± 12 VDC y a partir de esta se polariza otra fuente regulada de +5VDC, que sirve para operar los circuitos de lógica combinacional y secuencial.

En el siguiente diagrama se muestra la fuente de poder.

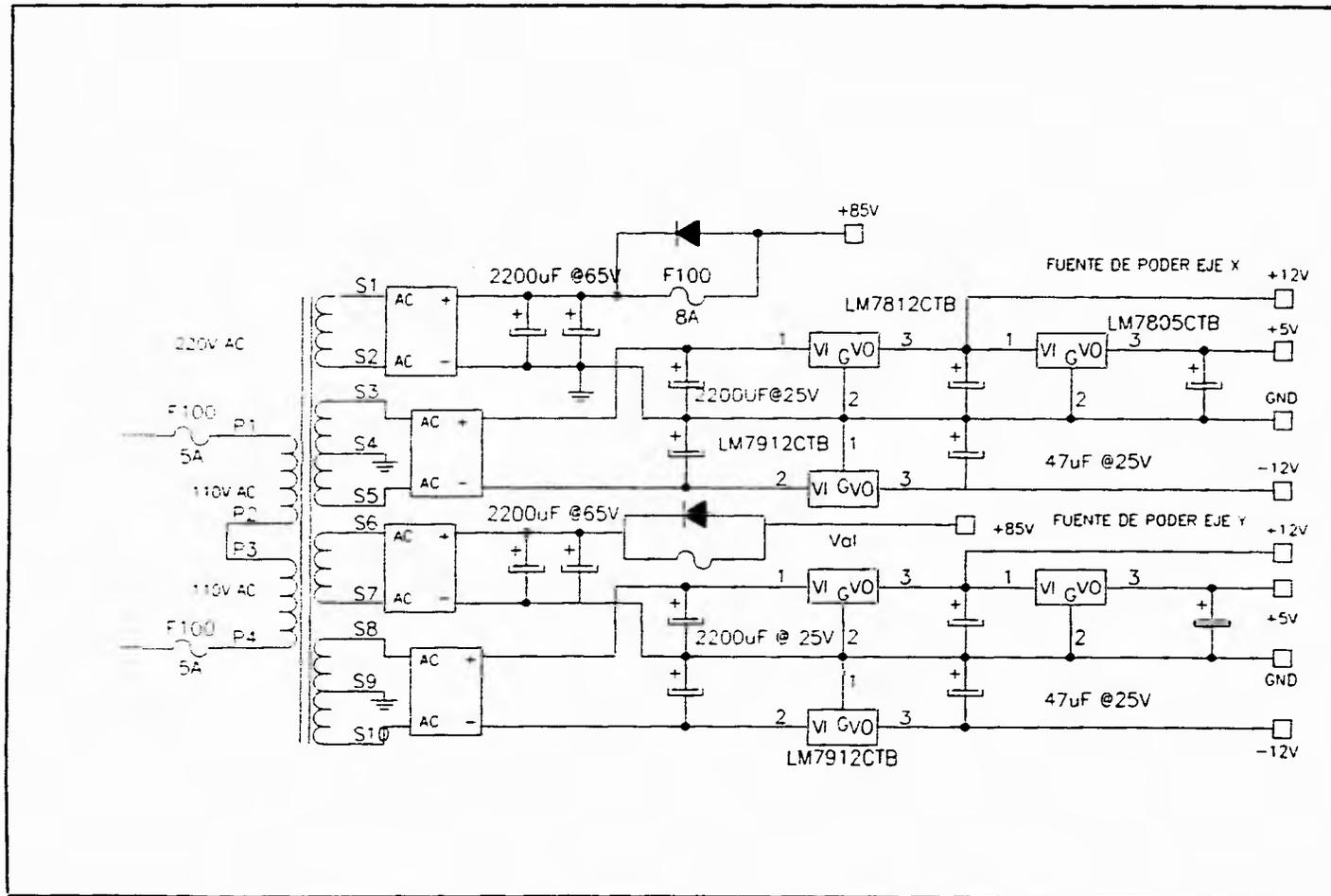


Fig 51: Diagrama eléctrico de la implementación de la fuente de poder.

Resultados.

Hablar de los resultados del presente trabajo de forma separada al texto plasmado con anterioridad es imposible, ya que fué desarrollado al margen de la versión final del prototipo conteniendo los diagramas electrónicos de las partes que lo conforman, así como su metodología de diseño y operación que resumen la investigación y experiencia involucrados en su integración.

Por ello, al expresar la satisfacción de contar actualmente con un dispositivo de cuyo desarrollo se ha participado es gratamente confortante, en la inteligencia de haber obtenido un dispositivo con una gran potencialidad de aplicaciones ya que basta con variar algunos parámetros para que pueda ser utilizado en cualquier sistema que requiera posicionamientos discretos de alta precisión.

El dispositivo final tiene la capacidad de manejar de forma independiente dos motores de pasos del tipo híbrido de 250 watts con devanados configurados para salidas de cuatro, seis u ocho hilos. Siendo posible operarlos en las modalidades de paso completo o medio paso a frecuencias de hasta treinta mil pasos por segundo, con desplazamientos radiales máximos de 127 pasos por solicitud programada.

Por otro lado, refiriéndonos a la gran versatilidad que tiene el dispositivo, ha de mencionarse la posibilidad de manejar motores de pasos de menor capacidad, siendo necesario para ello realizar cambios de algunos parámetros (de entre los que la corriente es el de mayor importancia). De esta manera se abarca sin duda un extenso número de aplicaciones del dispositivo.

También está capacitado para lograr un mayor número de pasos por orden de ejecución, no teniendo límites teóricos en el número, dependiendo de la longitud en bites de la palabra digital que se maneje. Con ello y de acuerdo al sistema de tracción acoplado a los motores se puede tener en los desplazamientos lineales la definición que se desee.

Anexo A.

* *PROGRAMA DE CONTROL DEL MANEJADOR DE MOTORES DE PASOS* *
*
* *CPU destino: Microcontrolador 68HC11A0.* *
*
* *Autor: Francisco Vásquez López* *

**Este programa comparte los primeros 256 bytes*

**entre el bloque de registros y la memoria RAM*

**Nemónicos de los registros de control*

<i>PTOA</i>	<i>EQU</i>	<i>\$00</i>	<i>'Puerto A del Micro</i>
<i>CFORC</i>	<i>EQU</i>	<i>\$0B</i>	<i>'Reg.Control para forzar</i>
<i>TNC</i>	<i>EQU</i>	<i>\$0E</i>	<i>'Contador de ciclos E</i>
<i>TOC2</i>	<i>EQU</i>	<i>\$18</i>	<i>'Reg.Control de OC2</i>
<i>TCTL1</i>	<i>EQU</i>	<i>\$20</i>	<i>'Registro de control de acción sobre OCx</i>
<i>TCTL2</i>	<i>EQU</i>	<i>\$21</i>	<i>'Registro de control de acción sobre ICx</i>

TMSK1	EQU	\$22	'Reg.Control de Interrupciones de OCx e ICx
TFLG1	EQU	\$23	'Reg.Control de Banderas de OCx e ICx
<i>*Variables en RAM</i>			
DATO	EQU	\$40	'No. de pasos por avanzar y signo en el MSB
DATOS	EQU	\$41	
PACEL	EQU	\$42	'No. de pasos para acelerar
CONTI	EQU	\$43	'Contador I
<i>*Vectores generales de lectura</i>			
PTOPC	EQU	\$E000	'Latch de comunicación con la PC
PIBA	EQU	\$FF32	'Pivote de direccionamiento para las constantes
PIBVPA	EQU	\$FFA2	'de aceleración (PIBA) y desaceleración (PIBD)
<i>*Constantes</i>			
CXINST	EQU	\$0035	'Número de ciclos en la rutina de generación de pulsos
<i>*Inicio de programa</i>			
INICIO	LDAA	#\$00	'Aquí se está redireccionando el bloque de
	STAA	\$103D	'registros de control para optimizar sus llamadas
	LDS	#\$00FF	'Tope de stack
	LDAA	#\$14	'Configurando el flanco de interrupción de IC1 e IC2
	STAA	TCTL2	'EDGxB:EDGxA=0:1 por flanco de subida
ESPTD	LDAB	#\$00	'Configurando el modo en que afecta la interrupción
	STAB	TCTL1	'OC2 al pin del ptoA, \$00:sin cambio de nivel
	STAB	PTOA	
	LDAB	#\$04	'Ciclo de lectura del No. de pasos por avanzar
	STAB	TFLG1	'Borra cualquier interrupción anterior de IC1
	BRCLR	TFLG1 \$04 *	'En espera de la interrupción para leer el
			'número de pasos por avanzar.

<i>INTICI</i>	<i>LDAA</i>	<i>PTOPC</i>	<i>'Lectura del puerto Micro-PC</i>
	<i>BEQ</i>	<i>ESPTD</i>	<i>'Si el No. de pasos por avanzar son cero</i>
	<i>CMPA</i>	<i>#\$80</i>	<i>'regrese a esperar una nueva interrupción</i>
	<i>BEQ</i>	<i>ESPTD</i>	<i>'de lectura</i>
	<i>STAA</i>	<i>DATO</i>	<i>'Se guarda el número de pasos por avanzar y</i>
	<i>BCLR</i>	<i>PTOA \$20</i>	<i>'se procede a fijar la dirección (0)</i>
	<i>BRCLR</i>	<i>DATO \$80 GENP</i>	
	<i>BSET</i>	<i>PTOA \$20</i>	<i>'Fija la dirección (1)</i>
	<i>BCLR</i>	<i>DATO \$80</i>	<i>'Elimina la dirección del dato</i>
<i>GENP</i>	<i>EQU</i>	*	<i>'Se establecen las condiciones para la</i>
*			<i>'generación de pulsos</i>
	<i>LDAA</i>	<i>DATO</i>	
	<i>ASLA</i>		<i>'Cálculo del número de pasos en función</i>
	<i>ASLA</i>		<i>'del factor de paso del husillo para nuestro</i>
	<i>ADDA</i>	<i>DATO</i>	<i>'caso el dato se multiplica por cinco</i>
	<i>STAA</i>	<i>DATOS</i>	
	<i>LDD</i>	<i>#PIBVPA-1</i>	
	<i>ADDB</i>	<i>DATO</i>	<i>'Posicionamiento en la dirección correspondiente</i>
	<i>XGDX</i>		<i>'al número de pasos, para leer cuantos pasos</i>
	<i>LDAA</i>	<i>\$00,X</i>	<i>'habrá que dar al acelerar o desacelerar.</i>
	<i>STAA</i>	<i>CONTI</i>	
	<i>DECA</i>		
	<i>STAA</i>	<i>PACEL</i>	<i>'Se actualiza el número de pasos por acelerar</i>
	<i>LDX</i>	<i>#PIBA</i>	<i>'Direccionamiento al primer factor de retardo</i>
	<i>*Espera por la orden de inicio de generación del tren de pulsos</i>		
<i>ESPRUN</i>	<i>LDAB</i>	<i>#\$02</i>	<i>'Ciclo de ejecución del tren de pulsos</i>
	<i>STAB</i>	<i>TFLG1</i>	<i>'Borra cualquier interrupción anterior de IC1</i>
	<i>BRCLR</i>	<i>TFLG1 \$02 *</i>	<i>'En espera de la interrupción para la ejecución</i>
	<i>LDAA</i>	<i>#\$40</i>	<i>'Configurando afectación de la interrupción OC2</i>

STAA TCTL1 'OC2(pin) = 1 cuando se interrumpa

**Genera rampa de aceleración*

ACEL DEC CONTI
BEQ VCTTE
LDD \$0,X 'Lectura del factor d(t) para la aceleración
ADDD TNC 'Sumando la cuenta actual del TIMMER
STD TOC2 'Solicitud de tiempo de retardo y puso
LDAA #\$40
STAA TFLG1 'Borra cualquier interrupcion anterior de OC2
STAA CFORC
BRCLR TFLG1 \$40 * 'En espera de la interrupción de OC2
INX
INX
DEC DATOS
BRA ACEL

**Genera el tren de pulsos a vel. cte.*

VCTTE LDD \$0,X 'Lectura del factor d(t) para la aceleración
ADDD TNC 'Sumando la cuenta actual del TIMMER
STD TOC2 'Solicitud de tiempo de retardo y puso
LDAA #\$40
STAA TFLG1 'Borra cualquier interrupción anterior de OC2
STAA CFORC
BRCLR TFLG1 \$40 * 'En espera de la interrupción de OC2
LDAB DATOS
DECB
STAB DATOS
BEQ REGI
CMPB PACEL
BEQ DACEL

BRA VCTTE

*Genera la rampa de frenado

DACEL DEX

DEX

LDD \$0,X 'Lectura del factor d(t) para la aceleración

ADDD TNC 'Sumando la cuenta actual del TIMMER

STD TOC2 'Solicitud de tiempo de retardo y puso

LDAA #\$40

STAA TFLGI 'Borra cualquier interrupción anterior de OC2

STAA CFORC

BRCLR TFLGI \$40 * 'En espera de la interrupción de OC2

LDAB DATOS

DECB

STAB DATOS

BEQ REGI

BRA DACEL

REGI JMP ESPTD

* Bases de tiempo generatrices de las rampas de aceleración y frenado

ORG \$f32

FDB \$9A7-#CXINST 'Ciclos de retardo para hasta 25 pasos

FDB \$400-#CXINST 'Ciclos de retardo para hasta 46 pasos

FDB \$311-#CXINST 'Ciclos de retardo para hasta 65 pasos

FDB \$296-#CXINST 'Ciclos de retardo para hasta 78 pasos

FDB \$247-#CXINST 'Ciclos de retardo para hasta 89 pasos

FDB \$20F-#CXINST 'Ciclos de retardo para hasta 98 pasos

FDB \$1E5-#CXINST 'Ciclos de retardo para hasta 107 pasos

FDB \$1C3-#CXINST 'Ciclos de retardo para hasta 114 pasos

FDB \$1A8-#CXINST 'Ciclos de retardo para hasta 121 pasos

FDB	\$191-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 128 pasos
FDB	\$17D-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 133 pasos
FDB	\$16C-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 139 pasos
FDB	\$15E-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 144 pasos
FDB	\$150-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 149 pasos
FDB	\$145-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 154 pasos
FDB	\$13A-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 158 pasos
FDB	\$130-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 162 pasos
FDB	\$127-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 166 pasos
FDB	\$11F-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 170 pasos
FDB	\$118-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 174 pasos
FDB	\$111-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 177 pasos
FDB	\$10A-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 180 pasos
FDB	\$104-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 184 pasos
FDB	\$FF-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 187 pasos
FDB	\$FA-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 190 pasos
FDB	\$F5-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 193 pasos
FDB	\$F0-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 196 pasos
FDB	\$EC-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 198 pasos
FDB	\$E7-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 201 pasos
FDB	\$E3-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 203 pasos
FDB	\$E0-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 206 pasos
FDB	\$DC-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 208 pasos
FDB	\$D9-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 211 pasos
FDB	\$D5-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 213 pasos
FDB	\$D2-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 215 pasos
FDB	\$CF-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 217 pasos
FDB	\$CD-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 219 pasos
FDB	\$CA-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 221 pasos
FDB	\$C7-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 223 pasos
FDB	\$C5-#CXINST	'Ciclos de retardo para hasta 225 pasos

<i>FDB</i>	<i>\$C2-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 227 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$C0-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 229 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$BE-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 231 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$BB-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 232 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$B9-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 234 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$B7-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 236 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$B5-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 237 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$B3-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 239 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$B1-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 240 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$B0-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 242 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$AE-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 243 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$AC-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 245 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$AB-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 246 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$A9-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 247 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$A7-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 249 pasos</i>
<i>FDB</i>	<i>\$A6-#CXINST</i>	<i>'Ciclos de retardo para hasta 250 pasos</i>

<i>ORG</i>	<i>\$fa2</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0101 '10</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0101 '20</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0102 '30</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0202 '40</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0203 '50</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0303 '60</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0304 '70</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0405 '80</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0505 '90</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0606 '100</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0707 '110</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0809 '120</i>
<i>FDB</i>	<i>\$0A0A '130</i>

FDB \$0B0C '140
FDB \$0D0E '150
FDB \$0F10 '160
FDB \$1213 '170
FDB \$1416 '180
FDB \$1719 '190
FDB \$1B1D '200
FDB \$1F21 '210
FDB \$2325 '220
FDB \$282A '230
FDB \$2D31 '240
FDB \$3438 '250

ORG \$0FFE
FDB #F000

'Vector de BOOT

BIBLIOGRAFIA.

WARNER ELECTRIC'S.

Guide to selecting and controlling step motors.

ALVAREZ-ICAZA LONGORIA LUIS A.

Control de motores de pasos.

Series del instituto de ingeniería. No. 537.

TAKASHI KENJO

Power electronics for the microprocessor Age.

Oxford science publications.

M68HC11 Reference manual.

Motorola 1991.

Programmable logic data book.

National 1993.

PAUL L. COCHRAN.

Poliphase induction motors

Dekker.

KEITH BILLINGS

Switchmode power supply handbook.

McGraw Hill.