

RESUMEN de la Tesis de Ernesto García Domínguez presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Febrero de 1993.

CONTROL DE POTENCIA DE MOTORES DE PASOS

Resumen aprobado por:



Dr. Enrique Mitrani Abenchuchan
Director de Tesis.

Se presenta el diseño y construcción de un manejador de potencia unipolar para los motores de pasos con que cuenta MESTRA, mesa trazante desarrollada en el CICESE para su aplicación en la perforación de circuitos impresos. Se trata de la optimización de su etapa de potencia para que permita alcanzar un incremento notable en la velocidad actual de operación.

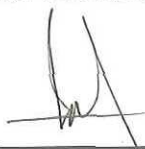
El diseño del manejador se basa en el principio de tensión conmutada, que es una técnica que permite al motor de pasos alcanzar rápidamente su valor de corriente nominal y mantener el par suficiente para manipular su carga, incluso en frecuencias por arriba de los 4000 pasos/seg.

El circuito desarrollado presenta gran flexibilidad, ya que permite el ajuste de su corriente de trabajo para manejar motores de diferentes capacidades. Incluye además las características más importantes de algunos manejadores de tipo comercial: disminución del nivel de corriente en estado de reposo, circuitos de optoaislamiento en la sección de entrada, etc.

Dado este esquema, que posibilita la variación de los niveles de corriente, en la parte final del trabajo se propone la inclusión de la técnica de micropasos como medio de supresión de vibraciones que se presentan en el sistema; el diseño se apoya en la utilización de arreglos lógicos genéricos (GAL), para la generación de los perfiles de corriente.

TESIS DEFENDIDA POR: ERNESTO GARCIA DOMINGUEZ

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE:



DR. ENRIQUE MITRANI ABENCHUCHAN.- Director del Comité



M.C. MOISES CASTRO DELGADO.- Miembro de Comité



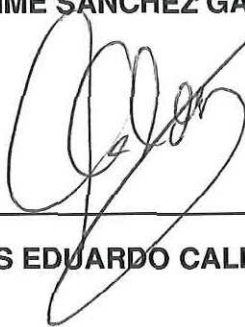
DR. ENRIQUE GOMEZ TREVIÑO.- Miembro del Comité



DR. JOAQUIN ALVAREZ GALLEGOS.- Miembro del Comité



M.C. JAIME SANCHEZ GARCIA.- Jefe Depto. Electrónica y Telecomunicaciones



DR. LUIS EDUARDO CALDERON AGUILERA.- Director de Estudios de Posgrado

12 DE FEBRERO DE 1993

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y
DE EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA**



**DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

CONTROL DE POTENCIA DE MOTORES DE PASOS

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para
obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS presenta:

ERNESTO GARCÍA DOMÍNGUEZ

Ensenada, Baja California, Febrero de 1993.

DEDICATORIA

A mis padres y abuelos por su comprensión y confianza.

A mis hermanos: Javier, Sonia, Octavio y Jesús.

A todos mis amigos.

AGRADECIMIENTOS

Al Sr. Enrique Mitrani por sus enseñanzas y apoyo brindados durante la realización de este trabajo.

A los miembros de mi comité de tesis por sus aportaciones y revisiones al documento.

A mis profesores y compañeros que con su ayuda me permitieron ir siempre adelante.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT).

C O N T E N I D O :

	<u>Página</u>
I. INTRODUCCIÓN	1
II. SISTEMAS DE UBICACIÓN	3
II.1 Características generales	4
II.2 Aplicaciones	5
II.3 Mesa trazante : Mestra	5
II.3.1 Elementos mecánicos.....	7
II.3.2 Computadora personal	8
II.3.3 Tarjeta de control	9
II.3.3.1 Coordinadores de movimiento y GPV	9
II.3.3.2 Secuenciadores de pulsos .	10
II.3.4 Tarjeta de interfaz	11
II.3.5 Manejador de potencia	11
II.4 Planteamiento del problema	11
II.5 Objetivos	14
III. MOTORES DE PASOS Y SUS FUNDAMENTOS	15
III.1 Definición	15
III.2 Clasificación estructural	16
III.2.1 Motor de reluctancia variable ...	16
III.2.2 Motor de imán permanente	18
III.2.3 Motor híbrido	19
III.3 Características básicas de los motores de pasos	21
III.3.1 Características estáticas	21
III.3.2 Características dinámicas	23

C O N T E N I D O (Continuación)

	<u>Página</u>
III.4 Fundamentos sobre manejadores.....	25
III.4.1 Modos de excitación	26
III.4.1.1 Una fase activa	26
III.4.1.2 Dos fases activas	27
III.4.1.3 Una-dos fases activas .	28
III.4.1.4 Micropasos	28
III.4.2 Técnicas de manejo	29
III.4.2.1 Tensión dual	29
III.4.2.2 Resistencia en serie ..	31
III.4.2.3 Tensión conmutada	32
IV. ANÁLISIS DE LOS ELEMENTOS QUE FORMAN EL MANEJADOR DE TENSIÓN CONMUTADA	34
IV.1 Análisis del motor	34
IV.1.1 Ecuaciones fundamentales	35
IV.1.1.1 Ecuación mecánica	35
IV.1.1.2 Ecuaciones eléctricas	37
IV.1.2 Ecuación de par normalizado	41
IV.2 Resonancias e inestabilidades	44
IV.2.1 Resonancia en bajas frecuencias ...	45
IV.2.2 Inestabilidades en frecuencias medias	46
IV.2.3 Resonancia en altas frecuencias ...	46
IV.3 Métodos de supresión	47
IV.4 Análisis de los elementos del manejador ..	47
IV.4.1 Etapa de conmutación	49

C O N T E N I D O (Continuación)

	<u>Página</u>
IV.4.2 Etapa de potencia	49
IV.4.3 Etapa de sensado	50
IV.4.4 Filtrado y amplificación	51
IV.4.5 Etapa de comparación	52
V. MANEJADOR DE POTENCIA DE TENSIÓN CONMUTADA	57
V.1 Especificaciones del sistema	57
V.2 Memoria de cálculo	59
V.2.1 Etapa de entrada	59
V.2.2 Etapa de conmutación	60
V.2.3 Etapa de potencia	62
V.2.4 Sensor de corriente	63
V.2.5 Filtro y amplificador de señal	65
V.2.6 Comparador de nivel de corriente	66
V.2.7 Circuito para supresión de corriente	69
V.2.8 Disminución del nivel de corriente .	72
VI. RESULTADOS	75
VI.1 Pruebas y mediciones.....	76
VI.2 Pruebas de vibración	85
VI.3 Limitaciones	96
VII. CONCLUSIONES	98
LITERATURA CITADA	100

C O N T E N I D O (Continuación)

Página

APÉNDICE A: CIRCUITOS ESQUEMÁTICOS DEL MANEJADOR DE POTENCIA DE TENSIÓN CONMUTADA	103
APÉNDICE C: MODIFICACIONES REALIZADAS	107
APÉNDICE D: TÉCNICA DE MICROPASOS	114

LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
1. Desplazamientos puntuales. (a) En el plano; (b) En el espacio.	3
2. Diagrama a cuadros de MESTRA.	6
3. Seguimiento de trayectorias curvas por medio de segmentos rectilíneos.	7
4. Perfil de velocidad trapezoidal .	10
5. Secuenciador de pulsos.	10
6. Forma de onda de corriente en el devanado del motor.	12
7. Efecto inductivo. a) En bajas frecuencias; b) En altas frecuencias.	13
8. Principio de operación del motor de RV.	17
9. Motor de imán permanente.	18
10. Motor híbrido.	20
11. Característica par-desplazamiento.	21
12. Curvas de par estático.	22
13. Efecto de la asimetría en las curvas de par sobre el ángulo de paso.	23
14. Característica par-velocidad en un motor de pasos.	24
15. Etapas del perfil de velocidad trapezoidal.	25
16. Excitación de una sola fase.	26
17. Excitación con 2 fases activas.	27
18. Excitación de 1-2 fases.	28
19. Método de tensión dual.	30

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
20. Método de resistencia en serie.	31
21. Formas de onda de corriente y tensión para la técnica de tensión conmutada.	32
22. Tensiones aplicadas a las fases del motor.	39
23. Circuito eléctrico del motor.	40
24. Componentes que forman la curva de par-velocidad.	43
25. Zonas críticas o de resonancia en la curva de par.	44
26. Respuesta del rotor, similar a un sistema de 2º orden.	45
27. Diagrama a cuadros del manejador de tensión conmutada.	48
28. Etapa para el sensado de corriente.	50
29. Filtro y amplificador de señal.	51
30. Etapa de comparación y ventana de histéresis.	52
31. Circuito comparador de ventana.	54
32. Circuito de optoaislamiento en la entrada del manejador de potencia.	60
33. Etapa de conmutación.	61
34. Circuito esquemático de la etapa de potencia.	62
35. Intervalo de variación de la tensión central en el comparador de ventana.	68
36. Circuito supresor de corriente con diodo zener.	69
37. Interacción de señales para la activación de T_{F4} .	71
38. Periodos de operación de los diodos zener en el circuito supresor.	72

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
39. Circuito promediador, para la disminución de corriente.	73
40. Montaje para la adquisición de señales con el sistema de análisis y despliegue DADiSP.	76
41. Secuencia de excitación para las fases del motor, paso completo.	78
42. Formas de onda en el devanado del motor: fase 4 y fase 3.	80
43. Formas de onda en el devanado del motor: fase 2 y fase 1.	81
44. Amplificación de la forma de onda en el devanado: 1) Tiempo de subida; 2) Periodo de conmutación; 3) Tiempo de caída.	82
45. Formas de onda para diferentes valores de V_{ctr} .	83
46. Formas de onda para diferentes valores de V_H .	84
47. Montaje para medición de vibración.	86
48. Señales de vibración: paso completo y espectro de frecuencia.	88
49. Señales de vibración: medio paso y espectro de frecuencia.	90
50. Perfiles de corriente para micropasos.	92
51. Señales de vibración: micropasos y espectro de frecuencia.	93
52. Reloj aplicado al circuito de micropasos.	94
53. Reloj aplicado al secuenciador de pulsos.	94
54. Señales de vibración y espectro de frecuencia (Eje Horiz. y vertical, $f=100$ micropasos/seg.)	95
55. Comparación de los tiempos de subida para diferentes valores de tensión.	97

LISTA DE FIGURAS (Continuación)

<u>Figura</u>	<u>Página</u>
56. Circuito esquemático parcial del manejador de tensión conmutada.	104
57. Etapa de control del manejador de tensión conmutada.	105
58. Etapa de potencia del manejador de tensión conmutada.	106
59. Diagrama de tiempos para el divisor de frecuencia por 4 y por 2.	111
60. Técnica de micropasos.	114
61. Respuesta del rotor en 2 modos de operación: paso completo y micropasos.	115
62. Diagrama a cuadros del circuito para micropasos.	117
63. Perfiles de corriente en las fases del motor, para 4 niveles de cuantización(micropasos).	118
64. Señales para control de la secuencia de conteo en el circuito de micropasos (giro del motor en sentido horario).	121
65. Señales para control de la secuencia de conteo en el circuito de micropasos (giro del motor en sentido antihorario).	122
66. Circuito para control de polaridad de salida.	124
67. Circuito esquemático de la etapa de micropasos.	126

LISTA DE TABLAS

<u>Tabla</u>	<u>Página</u>
I. Hoja de especificaciones	58
II. Características eléctricas de los motores de MESTRA.	58
III. Tabla de verdad para el circuito de conmutación.	61
IV. Tabla de verdad para el divisor de frecuencia por 2 y por 4.	111
V. Tabla de verdad para el controlador de polaridad.	124

CONTROL DE POTENCIA DE MOTORES DE PASOS

I. INTRODUCCIÓN.

Con el fin de agilizar el proceso de fabricación de circuitos impresos, en el año de 1982 se realizó en el C.I.C.E.S.E. una plataforma o mesa trazante (MESTRA) movida por motores de pasos, que permite la perforación de placas para circuito impreso de manera semiautomática.

El sistema estaba constituido originalmente por una combinación de partes eléctricas y neumáticas que con el transcurso del tiempo se fueron modificando.

Actualmente, Mestra permite la realización de movimientos coordinados en tres ejes, manteniendo un control en lazo abierto desde un computadora personal, donde se localiza el programa de control que despliega un menú con los mandos ejecutables, y mantiene el enlace con los circuitos de control de la mesa.

Para efectuar apropiadamente un desplazamiento, Mestra cuenta con husillos y motores de pasos de alta resolución controlados por manejadores que emplean la técnica de tensión dual. Sin embargo, este manejador de potencia limita su velocidad de funcionamiento a 2000 pulsos/seg., velocidad relativamente baja para su utilización como sistema de perforaciones, por lo que este trabajo se enfoca principalmente al

diseño y construcción de un manejador de potencia que permita alcanzar velocidades de operación de 4000-5000 pulsos/seg.

Así, en el capítulo II se trata de manera general las características de los sistemas de ubicación como Mestra, y se hace la descripción de cada una de sus partes. En el capítulo III se exponen conceptos básicos que tienen relación con los motores de pasos y sus esquemas de manejo.

Después de la selección de la técnica de tensión conmutada, en el capítulo IV se aborda el análisis de los componentes involucrados para conocer su repercusión individual en el diseño del manejador.

En los capítulos V y VI se realiza lo concerniente al cálculo de los elementos del manejador de tensión conmutada para cumplir con las especificaciones planteadas, así como el reporte con los resultados obtenidos, que incluye pruebas sobre vibración en el motor para diferentes modos de operación. Asimismo se plantean alternativas de solución para algunos problemas aún presentes, pero que por cuestiones de tiempo no se han realizado. En el capítulo VII se muestran las conclusiones después de la culminación del trabajo.

Finalmente en los apéndices se integran algunas partes del trabajo: diagramas, modificaciones realizadas en programación y circuitería, así como un breve estudio sobre la técnica de micropasos , que contempla una propuesta de diseño para su inclusión en el esquema actual de Mestra.

II.- SISTEMAS DE UBICACIÓN

El concepto de movimiento coordinado surge como resultado del desarrollo alcanzado en sistemas de control de desplazamiento, es decir, aquellos con los que se pretende realizar movimientos puntuales siguiendo trayectorias específicas (v.g. rectilíneas) en espacios n -dimensionales ($n \leq 3$), utilizando motores y sus circuitos de potencia asociados como actuadores electromecánicos.

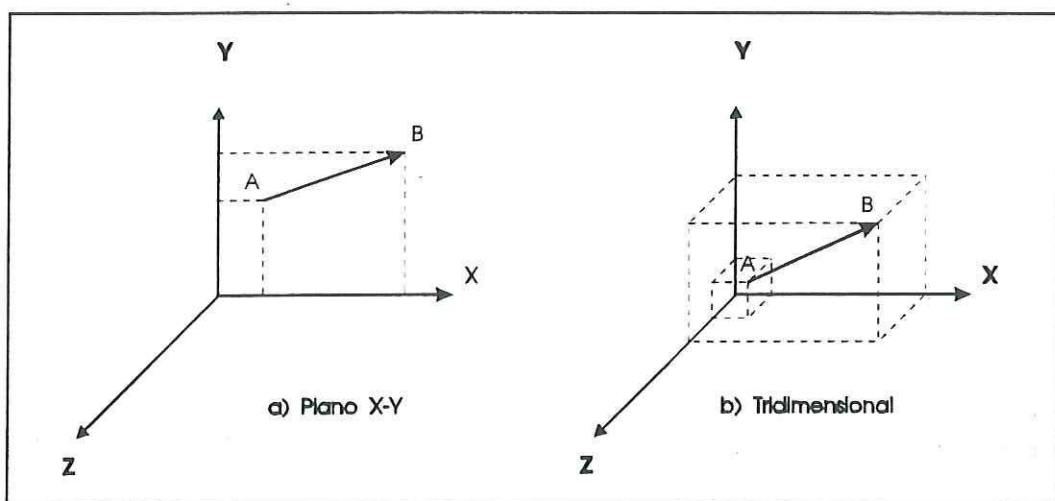


Figura 1. Desplazamientos puntuales. (a) En el plano; (b) En el espacio.

A partir de aplicaciones como ésta, surge un estrecho vínculo entre diferentes áreas: la teoría de control, el procesamiento de señales, la electrónica y los actuadores mecánicos, para constituir un sistema capaz de seguir trayectorias físicas con gran eficiencia.

Los sistemas de ubicación son un claro ejemplo de la aplicación de los conceptos de movimiento coordinado, por lo que a continuación se analizan sus características principales.

II.1.- Características generales

Debido a la índole de sus aplicaciones, estos sistemas de ubicación deben contemplar en su diseño un conjunto de características que maximicen su eficiencia [Oriental Motor, 1991]:

Exactitud en la ubicación. Este factor de mérito está vinculado con aspectos de tipo mecánico, tales como el montaje de las vías y actuadores que realizan el desplazamiento.

La exactitud se ve degradada por una serie de errores que pueden ocurrir, siendo los más importantes:

- _ Error por falta de ortogonalidad entre los ejes.
- _ Error de posición, en sistemas sin retroalimentación, por pérdida de pasos en los motores, histéresis u otras no linealidades de los actuadores y elementos mecánicos asociados.

Rapidez. Este es uno de los parámetros más importantes, ya que en la mayoría de las aplicaciones se desea que el tiempo requerido para efectuar un desplazamiento sea mínimo.

Para lograrlo, es necesario un diseño adecuado de las partes o circuitos que controlan la velocidad de operación de los actuadores, así como una buena selección de los mismos en base al cálculo de par necesario para mover su carga.

Suavidad en el movimiento. La aparición de vibración en este tipo de sistemas es generalmente indeseable; debido a eso debe contemplarse ya sea el uso de componentes que aminoren su efecto como amortiguadores de tipo mecánico o el empleo de técnicas electrónicas, que permitan la realización del movimiento en forma suave.

II.2.- Aplicaciones

El campo de aplicaciones de los sistemas de control de movimiento es muy amplio, dadas las ventajas inherentes a sus características de diseño. Han incursionado principalmente en áreas como la robótica para el control de brazos y mecanismos manipuladores.

También tienen aplicaciones en el diseño de periféricos para computadora: impresoras, graficadoras, manejadores de discos flexibles, etc., así como en procesos de control numérico: mesas de ubicación X-Y, fresadoras, etc.

II.3.- Mesa trazante : Mestra

Con base en estos conceptos surgió en el C.I.C.E.S.E. hace algunos años la idea de desarrollar un sistema de ubicación o mesa trazante (MESTRA) con la finalidad de darle una aplicación específica: perforación de placas para circuito impreso [Mitraní Abenchuchan H., 1982].

Para esto, se diseñó el sistema con base en un conjunto de partes electrónicas y mecánicas que interactuando entre sí pudieran realizar la tarea requerida, además de un conjunto de programas que permitieran su control de manera remota desde una computadora personal (PC), como se ilustra en el diagrama a cuadros de la Fig. 2.

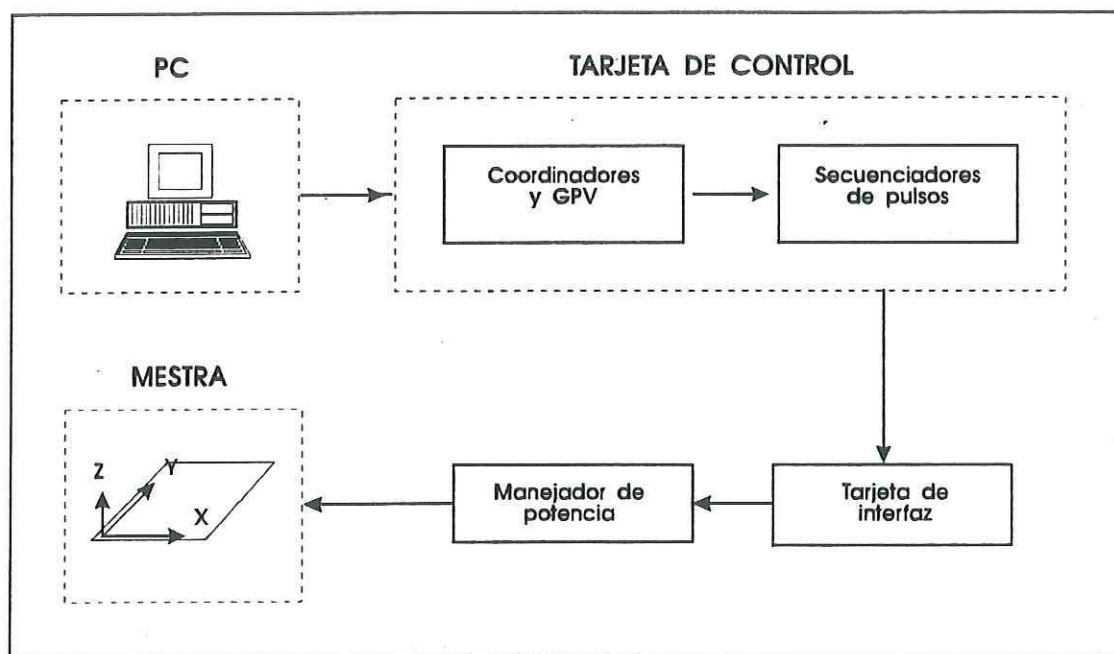


Figura 2. Diagrama a cuadros de MESTRA.

Por su esquema actual, este sistema realiza sus movimientos con base en desplazamientos rectilíneos (efectuando interpolación lineal), sin embargo, puede describir trayectorias circulares por medio de la descomposición en pequeños segmentos rectos, como el caso del trazo de una circunferencia. Obviamente, la longitud de estos desplazamientos determina la

similitud con la trayectoria original, como se aprecia en la Fig.3.

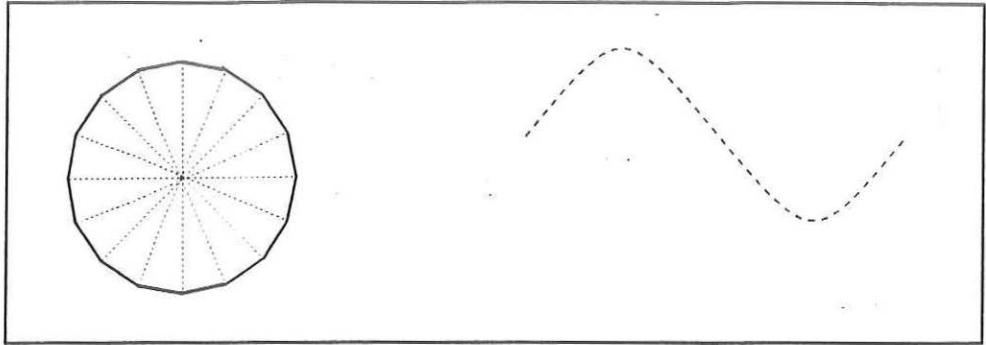


Figura 3. Seguimiento de trayectorias curvas por medio de segmentos rectilíneos.

A continuación se hace una descripción de las partes más importantes de MESTRA [Mejía Vázquez H., 1991].

II.3.1.- Elementos mecánicos

Plataforma deslizante. Es el elemento para el montaje de la pieza o placa de circuito impreso. Su movimiento se efectúa por medio de un mecanismo basado en motores de pasos y husillos, con las siguientes características electromecánicas:

Motores de pasos:

_ Resolución : 1.8° /paso

Husillos :

_ Graduación : 5 hilos/pulg.

_ Resolución: $1/1000''$ con precisión de $\pm 0.3\%$.

_ Velocidad : 1.5 a 1000 milésimas de pulg/seg.

_ Alcance de desplazamiento:

Ejes X-Y : 17"

Eje Z : 5"

Cabeza de perforación. Está montada sobre el eje Z, cuya velocidad de operación (perfil de velocidad) es diferente a la de los los ejes X-Y, con el propósito de tener movimientos más suaves al efectuar una perforación.

II.3.2.- Computadora personal

Esta permite una mayor interacción hombre-máquina al incorporar una serie de menús con los mandos que puede ejecutar el sistema de perforación, tales como movimientos relativos, energización de los motores, perforaciones en forma automática, etc.

A través de una comunicación serie con la tarjeta de control, se efectúa todo el intercambio de información, i.e. factores y parámetros que programarán los generadores de perfil de velocidad y los circuitos que generan la secuencia de pulsos para controlar el movimiento de los motores. Se mantiene una comunicación constante a través de reportes, indicando las condiciones del sistema.

II.3.3.- Tarjeta de control

Está basada en el microprocesador 8088 así como en un conjunto de circuitos y periféricos programables que le permiten interpretar y efectuar los mandos indicados por la computadora (cada rutina en la PC tiene aquí su correspondiente rutina en lenguaje ensamblador o primitiva).

Incluye etapas que realizan funciones específicas, v.g.:

II.3.3.1.- Coordinadores de movimiento y generador de perfil de velocidad

Su finalidad es lograr la sincronización entre los movimientos que realizan los 3 motores para lograr desplazamientos rectilíneos entre puntos.

Su diseño se apoya en divisores de tipo digital que son programados a través de los puertos de la tarjeta, con factores precalculados para obtener tasas de pulsos para cada uno de los motores, dependiendo de la razón que existe entre los pasos que efectuará cada uno de ellos.

Generan también un perfil de velocidad trapezoidal como el mostrado en la Fig. 4, que permite a los motores de pasos operar en los intervalos de velocidad adecuados, de acuerdo con los siguientes datos:

$f_0 = 550$ pulsos/seg ($f_0=f_1$ si $f_1 < 550$ pulsos/seg).

$f_1 \leq 2000$ pulsos/seg.

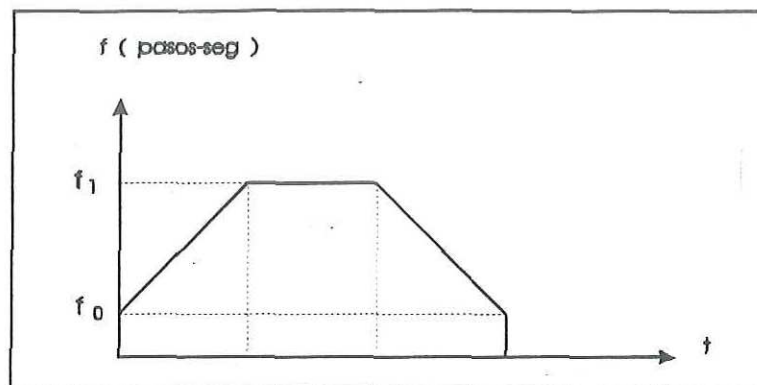


Figura 4. Perfil de velocidad trapezoidal .

II.3.3.2.- Secuenciadores de pulsos

Circuitos para generar pulsos con una secuencia específica para la excitación de las fases de los motores de pasos, de acuerdo con el modo de operación seleccionado: medio paso, paso completo (terminal MP).

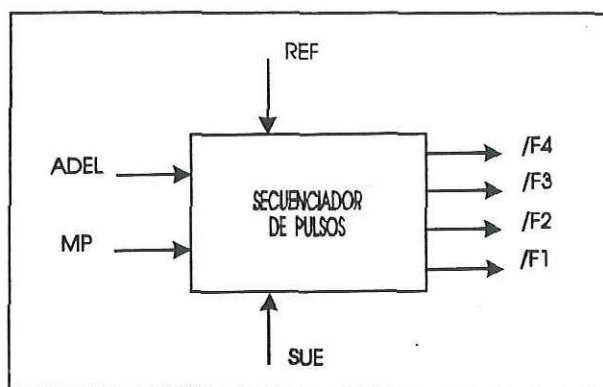


Figura 5. Secuenciador de pulsos.

En la Fig. 5 se muestran algunas señales que controlan la dirección de desplazamiento (ADEL), el anclaje del rotor que mantiene 2 fases activas (REF), así como la desenergización de sus devanados (SUE).

II.3.4.- Tarjeta de interfaz

Esta tarjeta refuerza las señales que entran y salen de la tarjeta de control:

- _ 12 líneas de los secuenciadores de pulsos (3 motores de 4 fases) utilizadas en los manejadores de potencia.
- _ 2 líneas para la detección de límites de desplazamiento.

II.3.5.- Manejador de potencia

Este bloque se encarga de proporcionar la potencia a cada uno de los devanados del motor, siguiendo el orden especificado por el secuenciador de pulsos.

II.4.- Planteamiento del problema

Una vez establecido el marco de referencia anterior sobre un sistema de ubicación como MESTRA, es evidente que una de las limitantes más importantes la impone el diseño actual del manejador de potencia por su efecto sobre la velocidad de operación de los motores, que es relativamente baja (punto

crítico, dada su aplicación como perforadora de impresos).

El tiempo relativamente grande requerido para efectuar cada desplazamiento afecta el tiempo total del proceso, que es de alguna forma un indicativo del desempeño que tiene Mestra.

Así, para que los motores de pasos de MESTRA puedan operar a altas velocidades, es necesario que el nivel de corriente en sus devanados se aproxime lo más rápidamente posible a los valores nominales, para lograr el par máximo para mover su carga.

El problema para lograrlo reside en el hecho de que el motor de pasos, al representar un circuito equivalente serie R-L, tiene un crecimiento exponencial de su corriente como se ilustra en la Fig.6, con la constante de tiempo dada por la ecuación (1):

$$\tau = \frac{L}{R} \quad , \quad (1)$$

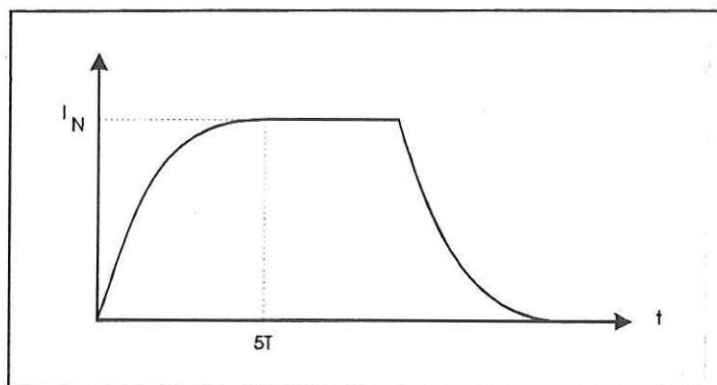


Figura 6. Forma de onda de corriente en el devanado del motor.

y debido al efecto inductivo, la corriente alcanza su valor nominal en aproximadamente 5 constantes de tiempo.

Cuando se desee operar el motor con una frecuencia relativamente elevada el nivel de corriente promedio será menor que el nominal, y el par que produzca el motor será también menor.

Este problema no ocurre para bajas frecuencias, debido a que la corriente siempre alcanza su valor deseado, antes de que se tenga un nuevo pulso de entrada. Ambos efectos pueden apreciarse en la Fig.7:

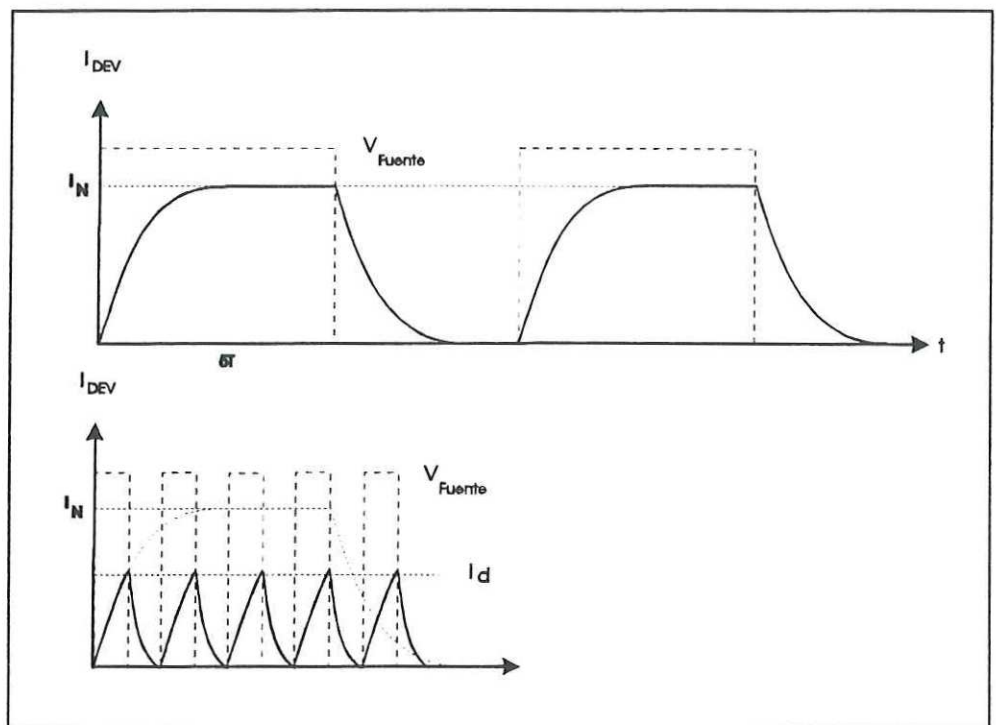


Figura 7. Efecto inductivo. (a) En bajas frecuencias; (b) En altas frecuencias.

Puede notarse además que el tiempo de subida de la corriente no es el único problema, ya que el efecto inductivo se presenta también durante la fase de caída de la corriente limitando así la velocidad de operación.

El presente trabajo de tesis está enfocado primordialmente al diseño de la etapa de potencia que permita resolver este problema.

Para ello se tendrá que trabajar en la búsqueda y planteamiento de configuraciones más eficientes de los manejadores de potencia que permitan explotar al máximo las capacidades de los motores, principalmente en cuanto a la relación par-velocidad.

II.5.- Objetivos:

En base a los puntos anteriores, se resume a continuación los objetivos principales del presente trabajo de tesis:

_ Diseño de un manejador de potencia que permita incrementar la velocidad de operación de MESTRA. (4000-5000 pulsos/seg).

_ Realización de modificaciones en el programa de control, tendientes a mejorar algunas funciones del sistema, como la comunicación y la perforación automática.

III. MOTORES DE PASOS Y SUS FUNDAMENTOS

En el presente capítulo se cubren los aspectos más importantes relacionados con los motores de pasos: clasificación, características y principio de operación.

Se exponen algunos conceptos básicos sobre sus modos de excitación, tipos de manejadores, así como sus principales ventajas y desventajas.

III.1.- Definición

Uno de los dispositivos más utilizados para el control de posición y velocidad, es sin duda el motor de pasos.

Un motor de pasos es un dispositivo electromagnético, cuyo giro angular se realiza en incrementos discretos (pasos) al aplicar pulsos con una secuencia de excitación específica en cada una de sus fases.

Presentan características que les dan cierta ventaja sobre los motores de C.D. convencionales [Vexta, 1991], tales como las siguientes:

- _ Ubicación precisa (aún en sistemas sin retroalimentación).
- _ El ángulo de rotación es proporcional a la cantidad de pulsos de entrada.
- _ Los rotores pueden bloquearse sin dañar el motor.

- _ Alto par en tamaño compacto.
- _ Resolución por paso:
 - Baja : $7.5^{\circ} - 90^{\circ}$
 - Alta : $1.8^{\circ} - 0.72^{\circ}$ (motores de 5 fases).

III.2.- Clasificación estructural

De acuerdo con su construcción y principio de operación los motores de pasos pueden clasificarse en 3 grupos principales:

Motores	{	- Reluctancia variable (RV).
de		- Imán permanente (IP).
pasos		- Híbrido (MH).

III.2.1.- Motor de reluctancia variable (RV).

Contiene en su estructura un rotor multipolo, así como un estator laminado, contruidos de materiales con alta permeabilidad. Su principio de operación puede explicarse con el auxilio de la Fig.8 :

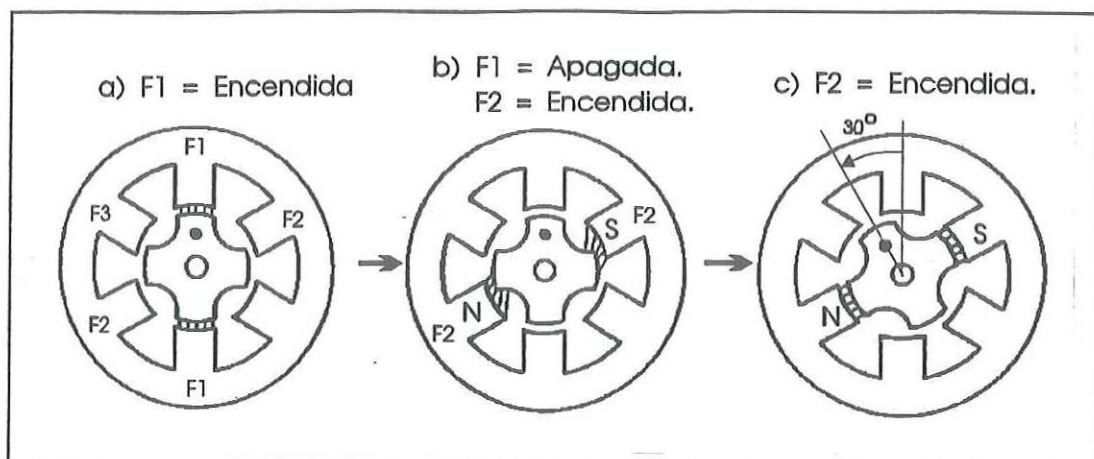


Figura 8. Principio de operación del motor de RV.

Al darse la excitación de la fase 1, habrá un alineamiento del diente marcado del rotor con el polo 1 (Fig.a), que forma una trayectoria para el flujo magnético (posición de equilibrio o de reposo).

Cuando se conmuta la energía hacia la fase 2 (Fig.b), el diente del rotor más cercano al polo 2 tratará de alinearse buscando la trayectoria de más baja reluctancia, que es precisamente la resistencia al flujo magnético.

El resultado final será un movimiento del rotor en sentido levógiro (Fig. c), con un ángulo de 30° dado por la Ec.:

$$\theta_s = \frac{360}{S} = \frac{360}{mN_r} \quad (2)$$

donde: θ_s = Ángulo de paso.

S = Núm. de pasos/rev.

m = Núm. de fases.

N_r = Cantidad de dientes en el rotor.

Muestra otras características importantes como:

- _ La inercia de su rotor es bastante baja, lo que permite respuestas más rápidas.
- _ El par remanente generado sin energización de sus devanados es nulo.
- _ Los ángulos de paso son relativamente pequeños.

III.2.2.- Motor de imán permanente (IP)

Este motor está construido con un rotor que tiene un imán permanente, lo que provoca la existencia de un par remanente aún cuando el motor se encuentre desenergizado.

En la Fig.9 se ilustra su estructura básica:

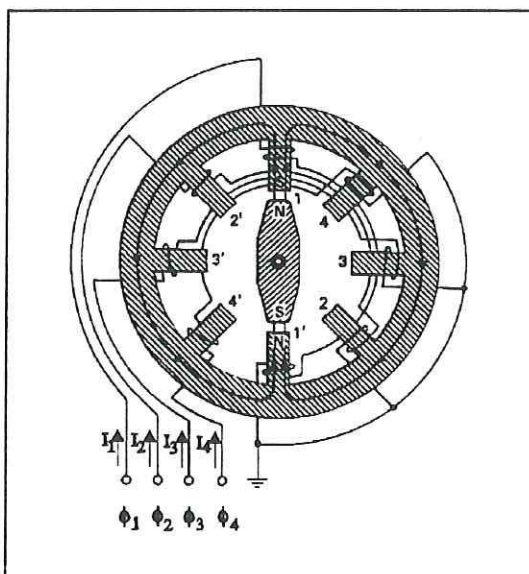


Figura 9. Motor de imán permanente.

En este caso el sentido de giro de su rotor dependerá de la polaridad magnética de los polos del estator, y por ende, de la dirección de la corriente en sus fases.

Otras características adicionales, se exponen a continuación:

- _ Para un tamaño dado, puede proporcionar mayor par que un motor de reluctancia variable.
- _ Tiene un ángulo de paso grande, dada la dificultad que representa la creación de pares de polos magnéticos en el rotor (problemas de magnetización).
- _ Tiene inercia relativamente alta.

III.2.3.- Motor híbrido (MH)

Se trata de una estructura que conjunta características de las tecnologías anteriores para lograr un modelo más eficiente.

Su diseño incluye el imán permanente de los motores de IP, sin embargo la estructura de su estator presenta algunas diferencias, en la forma multidentada de sus polos (Fig.10), lo que proporciona un incremento notable en la resolución del motor (típicamente de 1.8° , para motores de 4 fases).

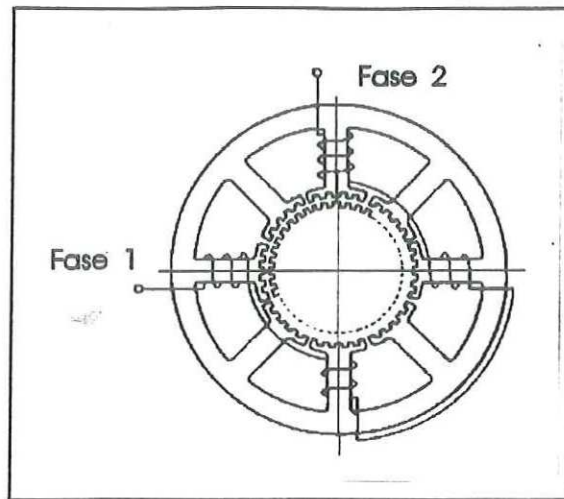


Figura 10. Motor híbrido.

Debido a su estructura , el par es generado por la interacción de 2 tipos de campos magnéticos: el producido por la energización de los devanados o bobinas del estator, y el que genera el imán permanente.

Entre sus características más importantes se pueden mencionar:

- _ Ángulo de paso relativamente pequeño (Rel-var).
- _ Mayor par (Imán permanente).
- _ Acoplamientos mutuos.
- _ Par remanente.

III.3.- Características básicas de los motores de pasos

III.3.1.- Características estáticas

o Características par-desplazamiento.

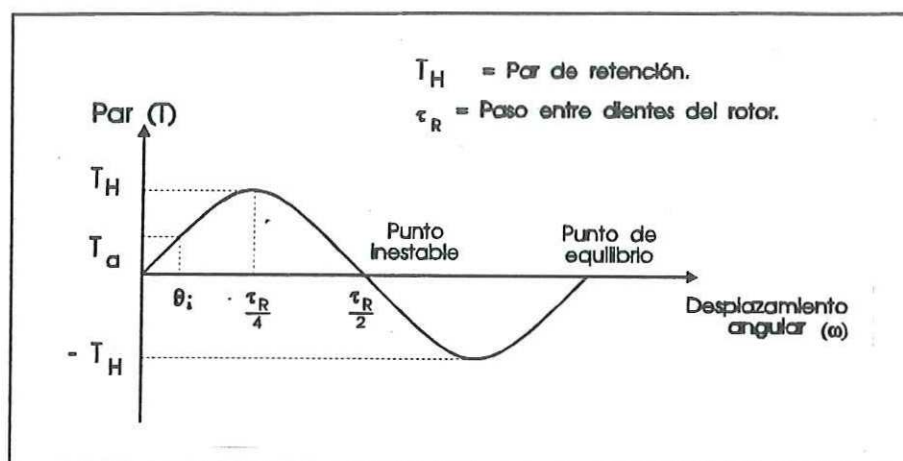


Figura 11. Característica par-desplazamiento.

La curva de la Fig. 11, muestra el par que produce la flecha del motor, como resultado de un desplazamiento angular que sufre el rotor al aplicar una fuerza externa, estando energizado el motor con su tensión nominal.

Para explicar la gráfica, suponemos que se aplica al rotor una fuerza que provoca un desplazamiento angular θ_i . Para balancear este desplazamiento el motor producirá un par T_a , opuesto a la fuerza externa.

Sin embargo, si esa fuerza se incrementa gradualmente desde un punto estable (posición de equilibrio), hasta exceder

el par de retención T_H , el motor generará ahora un par en la misma dirección de la fuerza externa, que hará desplazar el rotor hacia la siguiente posición de equilibrio.

Por lo tanto, entre mayor sea el par de carga, se tendrá también un desplazamiento angular mayor con respecto al punto de equilibrio.

Para este motor, que gira con incrementos angulares θ_i las curvas características de par estático se ilustran en la Fig.12, donde los valores de par en T_g representan el máximo de la región estable del par.

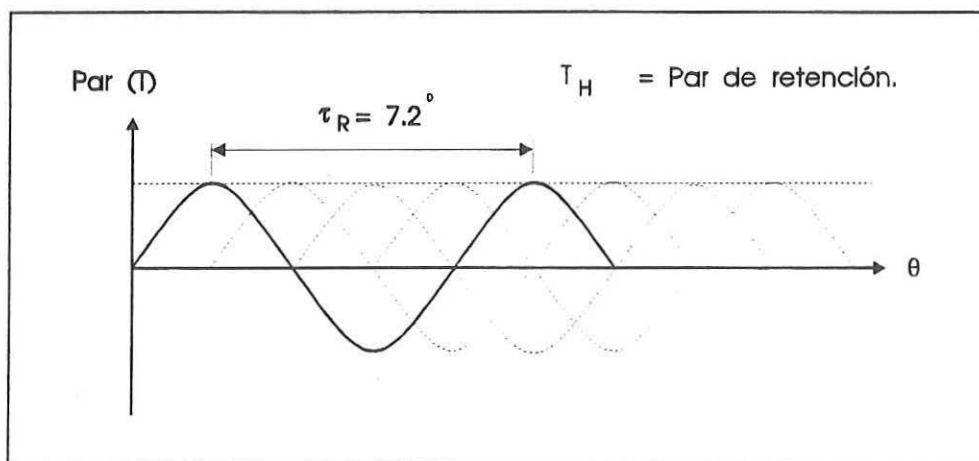


Figura 12. Curvas de par estático.

o Exactitud en el ángulo de paso.

Cuando las curvas de par para cada uno de los devanados del estator son iguales, no existirá error en el ángulo de paso.

Sin embargo, cuando existe asimetría en estas curvas y los

valores pico de par también difieren, habrán pasos mayores y menores que el normal (θ_s), tal como se aprecia en la Fig.13:

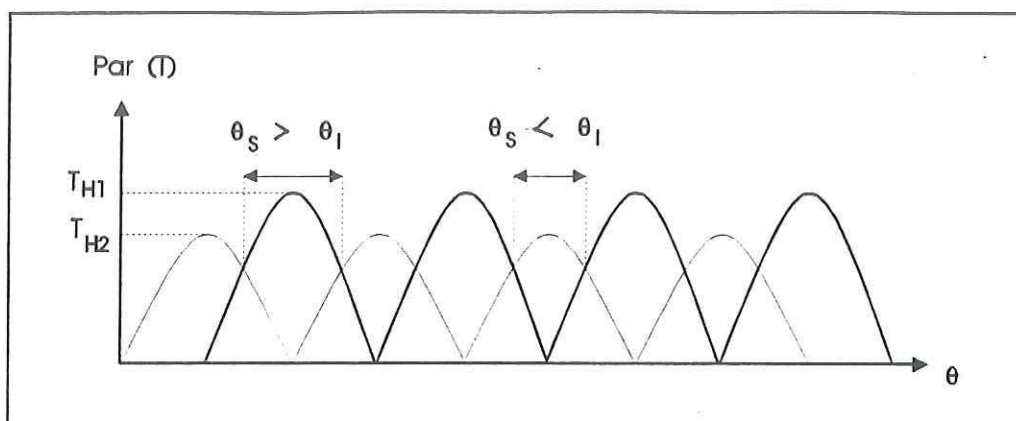


Figura 13. Efecto de la asimetría en las curvas de par sobre el ángulo de paso.

Las causas que provocan este error de paso se deben principalmente a:

- _ Imprecisión mecánica en la estructura dentada del rotor y estator.
- _ Imprecisión eléctrica durante el embobinado del estator.

III.3.2.- Características dinámicas

o Características par-velocidad

El par máximo que puede proporcionar la flecha del motor, está dado directamente por el par de retención T_H .

Sin embargo, este par existe sólo cuando el motor está en reposo, ya que en condiciones normales de operación el par

decrece con el incremento de la velocidad [Oriental Motor, 1991], como puede apreciarse en la curva de par-velocidad de la Fig.14:

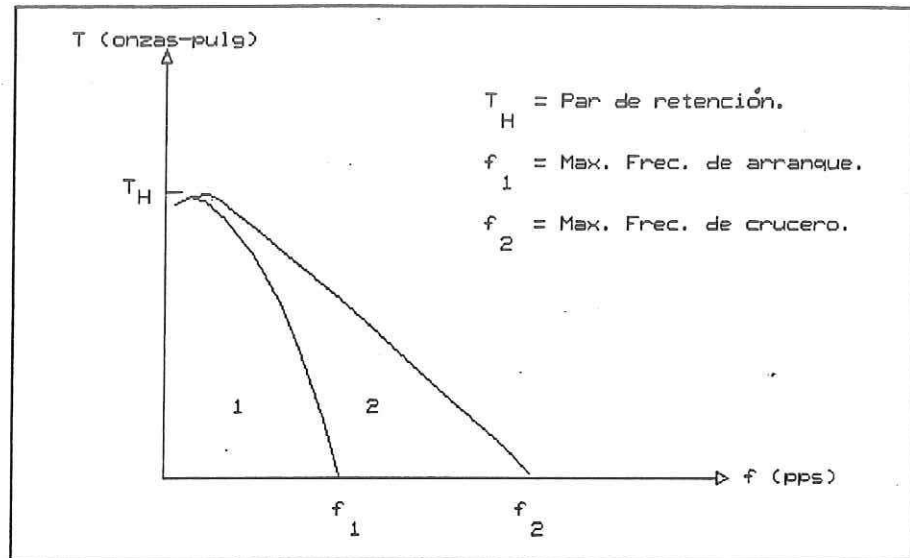


Figura 14. Característica par-velocidad en un motor de pasos.

En esta gráfica deben distinguirse 2 regiones:

1. Región de arranque-paro

Es la región en la cual el motor de pasos puede arrancar, parar, cambiar su sentido de rotación y mantener el sincronismo con los pulsos de entrada. Sin embargo, al incrementar la inercia de la carga esta zona se estrecha notablemente.

2. Región de velocidad de cruce.

Para lograr la operación del motor en esta región, se requiere de algún método de aceleración que lleve el motor

desde la región de arranque (vel. inicial) hasta alcanzar la velocidad de operación deseada (vel. de crucero), siguiendo por ejemplo un perfil de velocidad trapezoidal como el que se tiene en la Fig.15 :

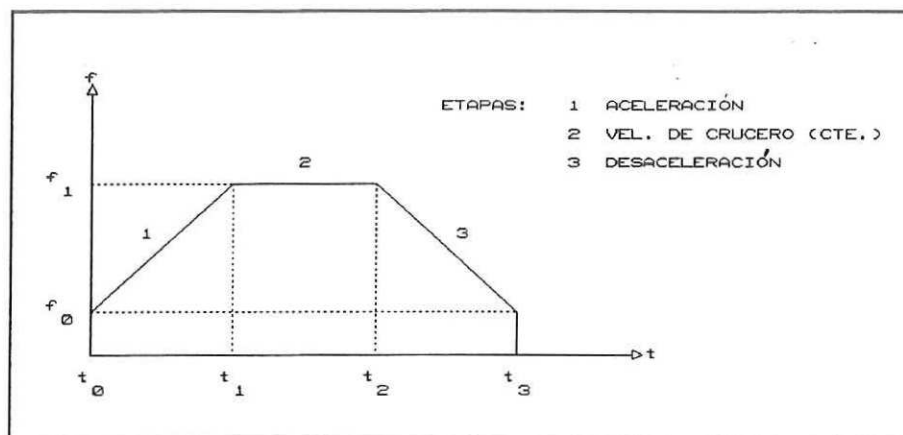


Figura 15. Etapas del perfil de velocidad trapezoidal.

En la parte final del movimiento será necesaria una etapa de desaceleración, para disminuir la velocidad hasta un valor comprendido en la región de arranque y paro, pues si se intenta frenar al motor abruptamente existirá pérdida de pasos (error en la ubicación).

III.4.- Fundamentos sobre manejadores

Se trata también algunos puntos que tienen relación con los manejadores de potencia, para ver el impacto que causa su diseño en la eficiencia del motor.

III.4.1.- Modos de excitación

De acuerdo con la forma en que el manejador proporciona la potencia a los motores, puede hablarse de varios tipos de excitación [Kenjo, 1984]. Por ejemplo, para motores de 4 pasos tenemos:

- A) 1 fase activa.
- B) 2 fases activas.
- C) 1-2 fases activas.
- D) Micropasos.

III.4.1.1.- Una fase activa

En este caso se proporciona la corriente a una fase del motor a la vez, dando por resultado un giro o paso del rotor. En la Fig.16 puede verse las formas de onda para este tipo de excitación:

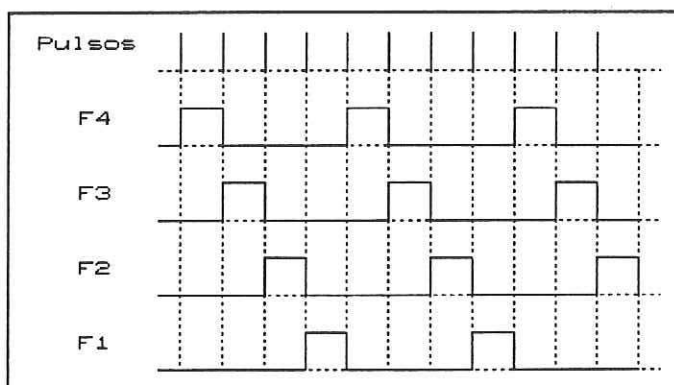


Figura 16. Excitación de una sola fase.

Este es un modo donde el consumo de potencia es mínimo y la exactitud del paso es buena; pero no es muy apropiado cuando se opera el motor a frecuencias relativamente altas pues aparecen oscilaciones y vibraciones, porque es una técnica que proporciona un pobre amortiguamiento.

III.4.1.2.- Dos fases activas

A diferencia del anterior, en este caso siempre se mantienen activas 2 fases del motor por cada pulso de entrada, lo cual produce un mayor amortiguamiento y por ende una notable disminución en las vibraciones.

De acuerdo con la Fig.17, la corriente proporcionada por este esquema de excitación deberá ser el doble de la necesaria en el modo de excitación simple.

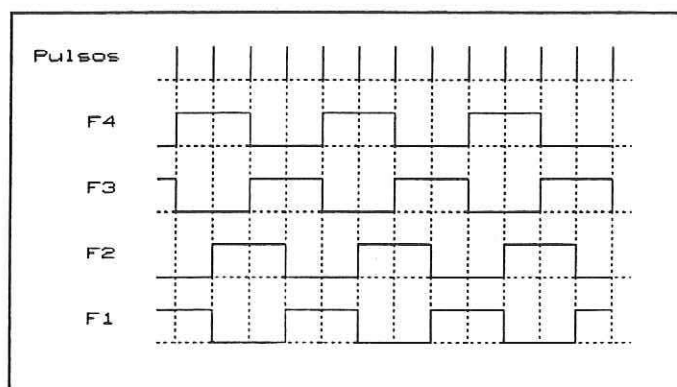


Figura 17. Excitación con 2 fases activas.

III.4.1.3.- Una-dos fases activas

Este tipo de excitación se da al energizar alternadamente una y dos fases por cada pulso de entrada como se ve en la Fig.18:

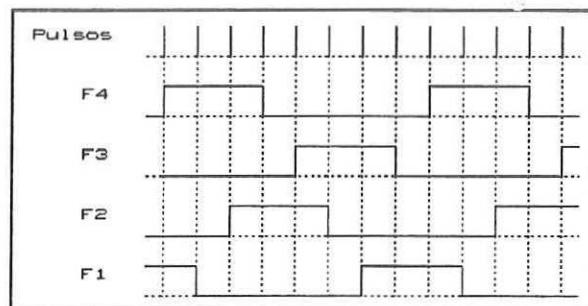


Figura 18. Excitación de 1-2 fases.

Debe notarse que aquí, la corriente promedio es 1.5 veces la requerida para la excitación de una sola fase. Además, el ángulo de giro del rotor es reducido a la mitad (medio paso), con lo cual la vibración se abate visiblemente. Por sus características, esta técnica es muy empleada cuando se pretende incrementar la resolución del paso sin que represente una excesiva complejidad en el sistema.

III.4.1.4.- Micropasos

Es un modo de excitación que se logra al controlar los porcentajes de corriente aplicados a cada fase del motor, lo que coloca el rotor en puntos intermedios entre las posiciones

de reposo. Con esto, la resolución del sistema aumenta y la reducción de las vibraciones es notable. Esta técnica se trata más a fondo en el apéndice D.

III.4.2.- Técnicas de manejo

Con el propósito de superar el efecto inductivo que se presenta en los motores de pasos, han surgido varias técnicas que tratan de inyectar la corriente en los devanados con mayor rapidez y eficiencia, mejorando las características del par en altas frecuencias. Estas técnicas son:

TÉCNICAS DE MANEJO	$\left\{ \begin{array}{l} \text{— Tensión dual.} \\ \text{— Resistencia en serie.} \\ \text{— Tensión conmutada.} \end{array} \right.$
--------------------	--

III.4.2.1.- Tensión dual

Esta técnica puede dividirse en 2 fases, de acuerdo con la Fig.19. En la primera de ellas, se aplica una tensión muy elevada al motor de tal forma que la corriente crezca rápidamente hasta un valor algo mayor al nominal. En este instante inicia la 2ª etapa, al conmutar a una fuente con una tensión menor que sólo permita mantener el nivel de corriente mientras exista el pulso de activación de la fase.

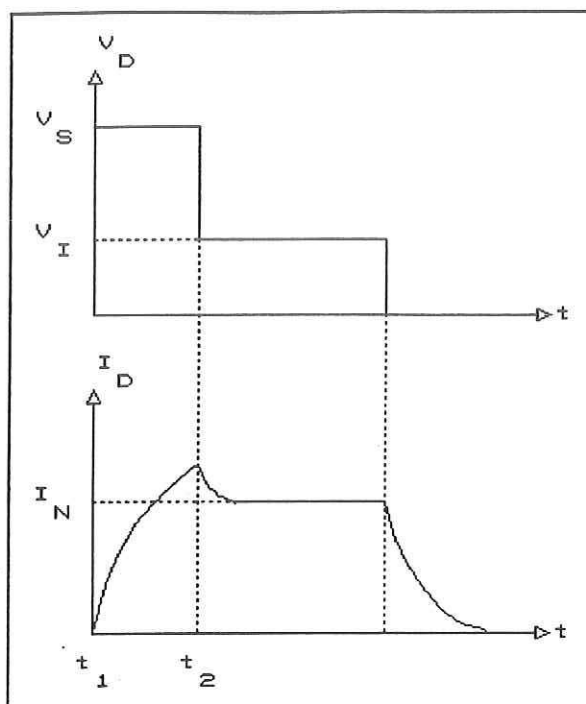


Figura 19. Método de tensión dual.

VENTAJAS:

- _ Consumo de potencia mínimo.
- _ Alto par en altas frecuencias.

DESVENTAJAS:

- _ Emplea 2 fuentes de alimentación.
- _ Tiempo de conmutación diferente para cada motor, teniendo que calcularse en base a sus parámetros eléctricos y a la tensión aplicada (poca flexibilidad en su diseño).
- _ A pesar de la mejora en la fase de subida, el tiempo de caída sigue siendo una limitante.

III.4.2.2.- Resistencia en serie

Se trata de un método bastante simple que muestra como al agregar una resistencia en serie con el devanado del motor se reduce su constante de tiempo (Fig. 20), mejorando así su respuesta en frecuencia.

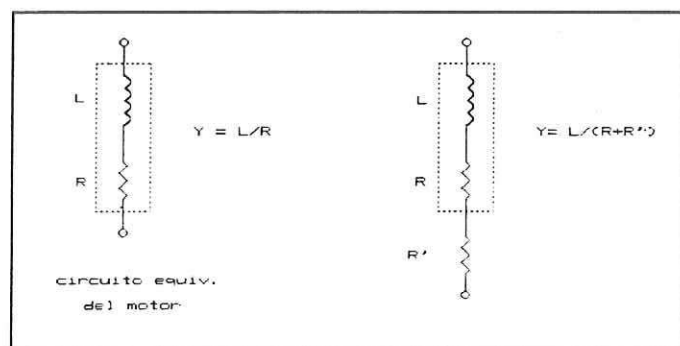


Figura 20. Método de resistencia en serie.

VENTAJAS:

- _ Bajo costo.
- _ Simplicidad.
- _ Disminución de los tiempos de subida y bajada para la corriente.

DESVENTAJAS:

- _ Existen gran pérdida de potencia por el calentamiento de las resistencias externas.

III.4.2.3.- Tensión conmutada

Uno de los métodos más efectivos para vencer los efectos inductivos en altas frecuencias, es sin duda el que emplea el principio de tensión conmutada o modulación de ancho de pulso (PWM), representado en la Fig.21:

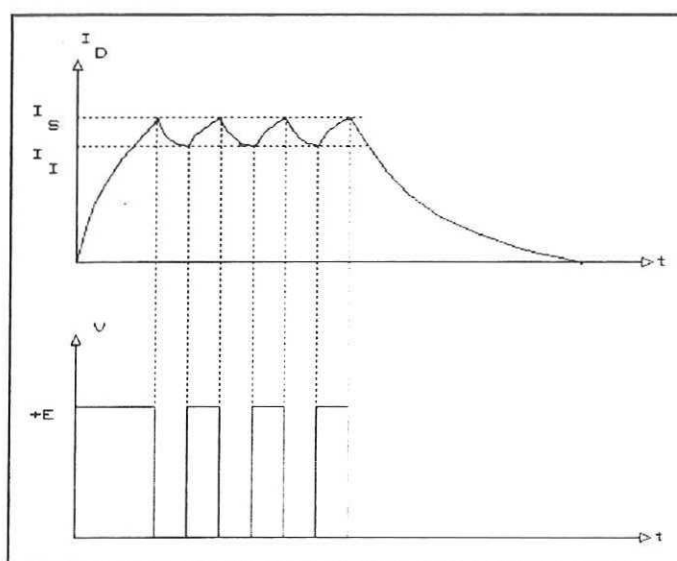


Figura 21. Formas de onda de corriente y tensión para la técnica de tensión conmutada.

Su principio de funcionamiento consiste en la aplicación de una tensión muy elevada al motor hasta que la corriente alcance su valor nominal. Después de esto, se da una etapa de conmutaciones (encendido-apagado) que hace que la corriente se mantenga en un nivel promedio, hasta que ocurra la desactivación de la fase correspondiente.

El problema de tiempo de bajada está presente en esta configuración, por lo que debe agregarse un circuito que permita la rápida supresión de corriente.

VENTAJAS:

- _ Emplea una sola fuente de alimentación.
- _ Permite la variación del nivel de corriente.
- _ Tiene gran eficiencia por sus bajas pérdidas.

DESVENTAJAS:

- _ El diseño es más complejo.
- _ Tiene ruidos eléctrico y acústico.

IV. ANÁLISIS DE LOS ELEMENTOS QUE FORMAN EL MANEJADOR DE TENSIÓN CONMUTADA

Una vez que se tiene una perspectiva más amplia de las técnicas de manejo para los motores de pasos, y siendo evidentes las ventajas que presenta la técnica de tensión conmutada, el presente trabajo de tesis se enfocará a desarrollar un diseño basado en este esquema, para sustituir la etapa del manejador de potencia con que cuenta actualmente MESTRA.

Precisamente, se tratan algunos puntos referentes al motor, con el fin de estimar mejor sus limitantes y adecuar así el diseño del manejador.

IV.1.- Análisis del motor

Como se expuso anteriormente, el problema en el manejo de un motor de pasos reside principalmente en la caída del par en altas frecuencias, por lo que esta sección se enfocará a la realización de un análisis más formal del mismo, con el fin de determinar los factores y parámetros que afectan este comportamiento.

A partir del planteamiento de las ecuaciones dinámicas y eléctricas que caracterizan el motor de pasos, se podrán conocer mejor estos aspectos, y podremos dar soluciones para el diseño del manejador, tendientes a mejorar su eficiencia.

IV.1.1.- Ecuaciones fundamentales

IV.1.1.1.- Ecuación mecánica

La ecuación de movimiento para el rotor está dada por la expresión [Kenjo, 1984]:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} + N_r K_p I_0 \delta\theta = 0 \quad (3)$$

Ya que $\delta\theta$ representa la diferencia entre la posición actual del rotor y la posición deseada:

$$\delta\theta = \theta_0 - \theta_i \quad (4)$$

la ecuación (3) puede escribirse:

$$J \frac{d^2\theta_0}{dt^2} + D \frac{d\theta_0}{dt} + N_r K_p I_0 \theta_0(t) = N_r K_p I_0 \theta_i(t) \quad (5)$$

donde :

J = Inercia del sistema.

D = Coeficiente de fricción viscosa.

N_r = Número de dientes del rotor.

K_p = Constante de par del motor.

I_0 = Corriente en el devanado.

Al aplicar la transformada de Laplace ($d/dt=s$) para y considerar las condiciones iniciales: $\theta_0=0$, $d\theta_0/dt=0$ en $t=0$, se

tiene:

$$(JS^2 + DS + N_I K_P I_0) \theta_0(s) = N_I K_P I_0 \theta_i(s) \quad (6)$$

A partir de aquí se obtiene la función de transferencia $G(s)$:

$$G(s) = \frac{\theta_0(s)}{\theta_i(s)} = \frac{N_I K_P I_0}{JS^2 + DS + N_I K_P I_0} \quad (7)$$

$$G(s) = \frac{N_I K_P I_0/J}{s^2 + D/J s + N_I K_P I_0/J} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + D/J s + \omega_n^2} \quad (8)$$

Donde el término ω_n representa la frecuencia natural del sistema, es decir:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{N_I K_P I_0}{J}} \quad (9)$$

Como conclusión de este análisis, se tiene que el motor de pasos oscilará al final de un movimiento de manera similar a un sistema subamortiguado de 2º orden, donde la frecuencia de oscilación dependerá de la magnitud de su par de retención ($T_H = N_r I_0$) y de la inercia del rotor (J_r) y de la carga (J_c):

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{T_H N_r}{J_r + J_c}} \quad (10)$$

IV.1.1.2.- Ecuaciones eléctricas

La expresión de par para el motor está dada por la ecuación [Bodson y Chiasson, 1989]:

$$\tau = -NB[i_A \text{Sen}(N_r\theta) - i_B \text{Cos}(N_r\theta)] \quad (11)$$

Si se desprecia la inductancia mutua entre los devanados, con el fin de simplificar el análisis, las expresiones que relacionan las tensiones y corrientes en cada fase son:

$$V_A = r i_A + L \frac{di_A}{dt} - \omega NB \text{Sen } N_r\theta \quad (12)$$

$$V_B = r i_B + L \frac{di_B}{dt} + \omega NB \text{Cos } N_r\theta \quad (13)$$

donde :

τ = Par proporcionado por el motor.

N_r = Número de dientes del rotor.

NB = Constante de par del motor.

r = Resistencia del devanado.

L = Inductancia en cada fase (se considera independiente de la posición del rotor).

i_A, i_B = Corrientes en las fases A y B.

v_A, v_B = Tensiones aplicadas.

Al conjuntar las ecuaciones anteriores se puede obtener

una expresión para el par en función de w .

En primera instancia consideramos el caso en el cual el motor se encuentre energizado pero fijo en una referencia.

Así, la contribución de la fem (fuerza electromotriz)

$$V_{fem} = \omega NB \quad (14)$$

en las ecuaciones (12) y (13) es nula, por lo que se reducen a:

$$V_A = r i_A + L \frac{di_A}{dt} \quad (15)$$

$$V_B = r i_B + L \frac{di_B}{dt} \quad (16)$$

y se obtienen las corrientes:

$$i_A = \frac{V_A}{\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}} \quad (17)$$

$$i_B = \frac{V_B}{\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}} \quad (18)$$

Generalmente, las tensiones proporcionadas a cada fase son formas de onda cuadradas, sin embargo, para simplificar el análisis pueden aproximarse por ondas de tipo senoidal con amplitud de $4/\pi$ V, correspondiente a la primer armónica de la señal cuadrada expresada por medio de series de Fourier, como se muestra en la Fig. 22:

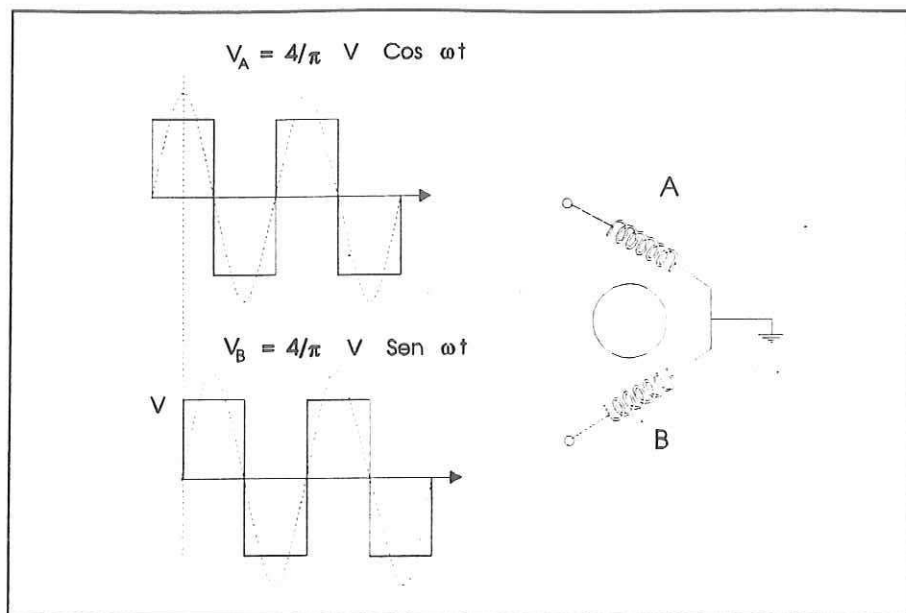


Figura 22. Tensiones aplicadas a las fases del motor.

Sustituyendo las corrientes y tensiones en la Ec.(11):

$$\tau_1 = -NB \left[\frac{\frac{4}{\pi} \cos \omega t}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \text{Sen}(N_r \theta) - \frac{\frac{4}{\pi} \text{Sen} \omega t}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \text{Cos}(N_r \theta) \right] \quad (19)$$

$$\tau_1 = -\frac{4}{\pi} V NB \left[\frac{\text{Sen}(N_r \theta) \cos \omega t - \text{Cos}(N_r \theta) \text{Sen} \omega t}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \right] \quad (20)$$

Se tiene finalmente un primer término para la expresión del par:

$$\tau_1 = \frac{4}{\pi} V NB \left[\frac{\text{Sen}(\omega t - N_r \theta)}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \right] \quad (21)$$

Se analiza ahora el caso en que el motor gira con cierta

velocidad y produce una fem, que junto con la resistencia e inductancia del devanado representan el circuito eléctrico del motor, como se ilustra en la Fig.23:

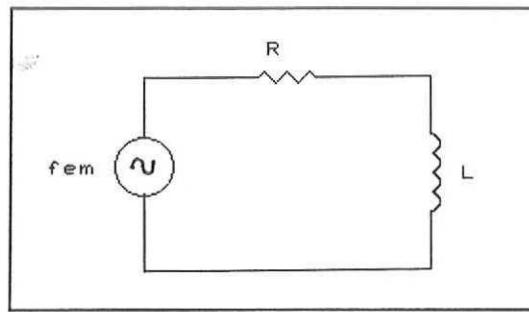


Figura 23. Circuito eléctrico del motor.

El valor eficaz de esta fem es igual a:

$$V_{fem} = \frac{\omega NB}{\sqrt{2}} \quad (22)$$

La impedancia del circuito es:

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (23)$$

Por lo tanto, la corriente eficaz será:

$$i_{ef} = \frac{\omega NB}{\sqrt{2} (R^2 + \omega^2 L^2)} \quad (24)$$

De aquí, la potencia disipada en la resistencia de cada fase es igual a:

$$P = i_{ef}^2 R = \frac{(\omega NB)^2}{2 (R^2 + \omega^2 L^2)} R \quad (25)$$

La potencia es el producto de la velocidad y el par, por lo tanto, para determinar la contribución negativa de la segunda componente del par (T_2), se divide la potencia por la velocidad, y se multiplica por 2 correspondiente al número de fases:

$$\tau_2 = \frac{2 P}{\omega} = \omega (NB)^2 \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (26)$$

De las Ecs. (21) y (26) se tiene la expresión del par:

$$\tau = \frac{4 (NB)}{\pi \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} V \text{Sen}(\omega t - N_r \theta) - \frac{\omega (NB)^2 R}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (27)$$

IV.1.2.- Ecuación de par normalizado

El par máximo τ_p se obtiene cuando:

$$|\omega t - N_r \theta| = \frac{\pi}{2} \quad (28)$$

Así:

$$\tau_p = \frac{4 (NB)}{\pi \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} V - \frac{\omega (NB)^2 R}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (29)$$

También se puede obtener el par estático pico (con $w=0$):

$$\tau_M = \frac{4 (NB)}{\pi} \frac{V}{r} \quad (30)$$

Y tener finalmente una expresión normalizada para el par:

$$\frac{\tau_P}{\tau_M} = \frac{\frac{4 (NB)}{\pi} \frac{V}{r} - \frac{\omega (NB)^2 r}{r^2 + \omega^2 L^2}}{\frac{4 (NB)}{\pi} \frac{V}{r}} \quad (31)$$

$$\frac{\tau_P}{\tau_M} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \left(\frac{L}{r}\right)^2}} - K \frac{\omega \left(\frac{L}{r}\right)}{1 + \omega^2 \left(\frac{L}{r}\right)^2} \quad (32)$$

donde:

$$K = \frac{\pi}{4} \frac{NB}{V \left(\frac{L}{r}\right)} = \frac{\pi}{4} \frac{NB}{LI} \quad (33)$$

Al analizar las expresiones anteriores, se tiene que el comportamiento del par proporcionado por el motor en una frecuencia w dada depende de 2 factores [Kenjo, 1984]:

1. La constante de tiempo del motor (L/r) y
2. K , que es la relación entre las líneas de flujo del imán y las producidas por el devanado (LI).

La contribución de cada término en la ecuación puede verse en la Fig. 24, para $K=0.5$ y $L/r=1$ mseg:

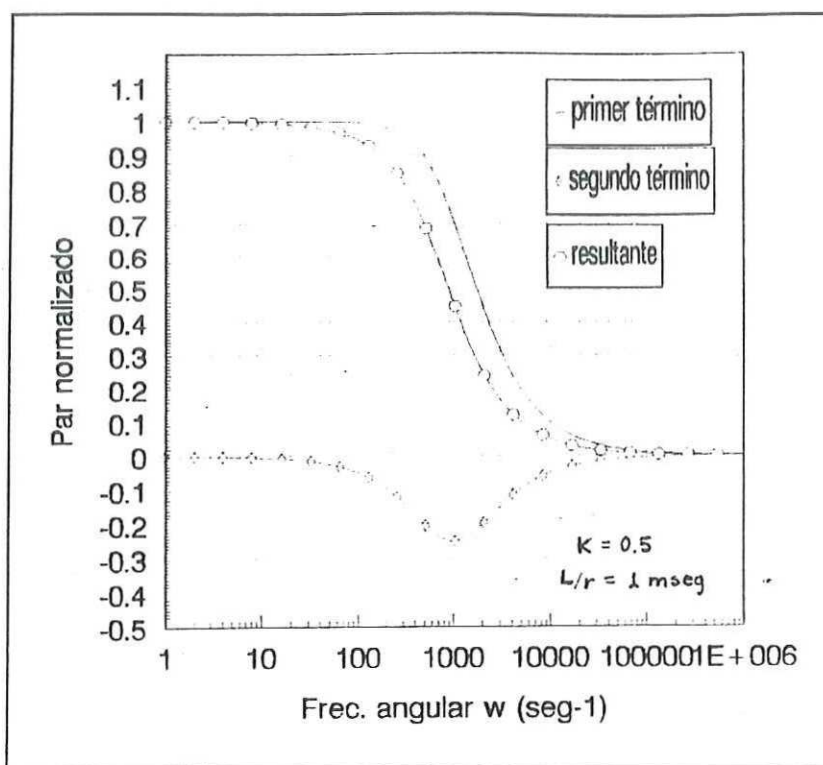


Figura 24. Componentes que forman la curva de par-velocidad.

Una forma de aminorar el efecto inductivo puede lograrse al tratar directamente con la constante de tiempo, es decir, con la variación de los parámetros del circuito (específicamente r , como se mencionó en el método de resistencia en serie).

Sin embargo, la aplicación de una tensión elevada, que es precisamente lo que hace la técnica de tensión conmutada, permite disminuir el tiempo de establecimiento de la corriente, logrando así un resultado equivalente sin necesidad de variaciones paramétricas.

La repercusión que tiene el tiempo de bajada es igualmente importante, por lo que en el diseño se deberá contemplar su solución.

IV.2.- Resonancias e inestabilidades

En el análisis anterior se consideraron condiciones ideales, al no contemplar la aparición de resonancias e inestabilidades en ciertas velocidades de operación.

Sin embargo, en condiciones normales es frecuente la aparición de fenómenos oscilatorios que se manifiestan en forma de vibración y caída repentina en el par proporcionado, lo que conduce a la pérdida de sincronismo entre los pasos del motor y los pulsos de entrada.

Existen por lo tanto algunas zonas críticas dentro de la curva de par-velocidad que afectan la operación normal del motor (Fig. 25):

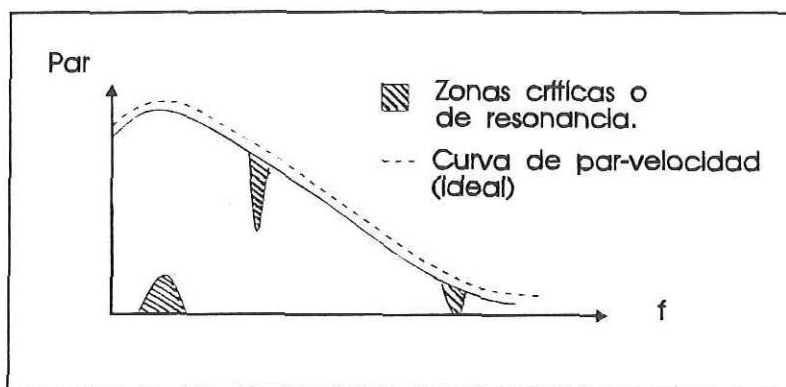


Figura 25. Zonas críticas o de resonancia en la curva de par.

Este tipo de resonancias se clasifican por su naturaleza en 3 tipos:

- _ Resonancia en bajas frecuencias.
- _ Inestabilidades en frecuencias medias.
- _ Resonancia en altas frecuencias.

IV.2.1.- Resonancia en bajas frecuencias

Se presenta generalmente en el intervalo de frecuencia de 100-200 Hz. El problema de resonancia ocurre cuando la frecuencia de los pulsos de entrada se asemeja a la frecuencia natural del sistema rotatorio, representado por un sistema de 2º orden subamortiguado como el de la Fig. 26:

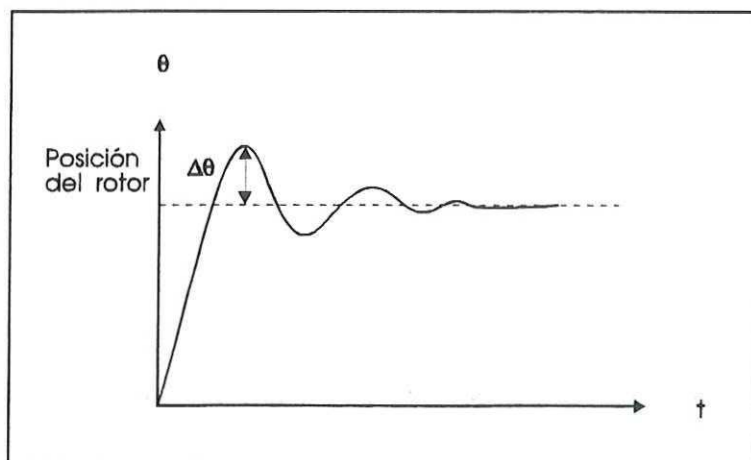


Figura 26. Respuesta del rotor, similar a un sistema de 2º orden.

En aplicaciones donde se requieren altas velocidades de operación, no resulta crítico este comportamiento ya que puede arrancarse el motor con frecuencias que estén por encima de las zonas de resonancia.

Por el contrario, cuando se trabaja en bajas velocidades se tendrá que idear algunas técnicas que permitan disminuir las oscilaciones.

IV.2.2.-Inestabilidades en frecuencias medias

Su aparición en el intervalo de 500-1500 Hz. representa uno de los problemas más importantes en un sistema en base a motores de pasos, ya que está ligada con parámetros mecánicos y eléctricos del sistema.

Las características más importantes de la resonancia en frecuencias medias son [Ward y Lawrenson, 1977]:

- _ Las oscilaciones tienen una o varias componentes de frecuencia en el intervalo de 5-200 Hz.
- _ Las características de inestabilidad dependen del tipo de manejador así como del modo de operación del motor.
- _ El tamaño de las zonas de resonancia es influido por el grado de amortiguamiento mecánico. Un amortiguamiento suficiente puede eliminar algunas de esas zonas.
- _ La inercia es un parámetro importante ya que grandes inercias amplifican el problema.

IV.2.3.- Resonancia en altas frecuencias

Esta región de inestabilidad ocurre en el intervalo de 2500-4000 Hz. sin embargo no existe suficiente información que

describa su naturaleza.

IV.3.- Métodos de supresión

El fenómeno de resonancia en un motor de pasos está vinculado estrechamente con su estructura, por lo que resulta difícil eliminarlo por completo. Sin embargo, a continuación se resumen algunas medidas tendientes a disminuir sus efectos:

- o Adecuada selección del perfil de velocidad.
- o Ajuste de la carga manipulada.
- o Modos de excitación idóneos: medio paso y micropasos.
- o Amortiguamiento : mecánico y eléctrico.

IV.4.- Análisis de los elementos del manejador

Como una etapa previa al diseño del circuito de tensión conmutada, se realiza el análisis de los bloques principales que tendrá que incluir una configuración de este tipo, con el fin de estimar su comportamiento dentro del conjunto. A continuación se propone el diagrama a cuadros del manejador de tensión conmutada (Fig. 27):

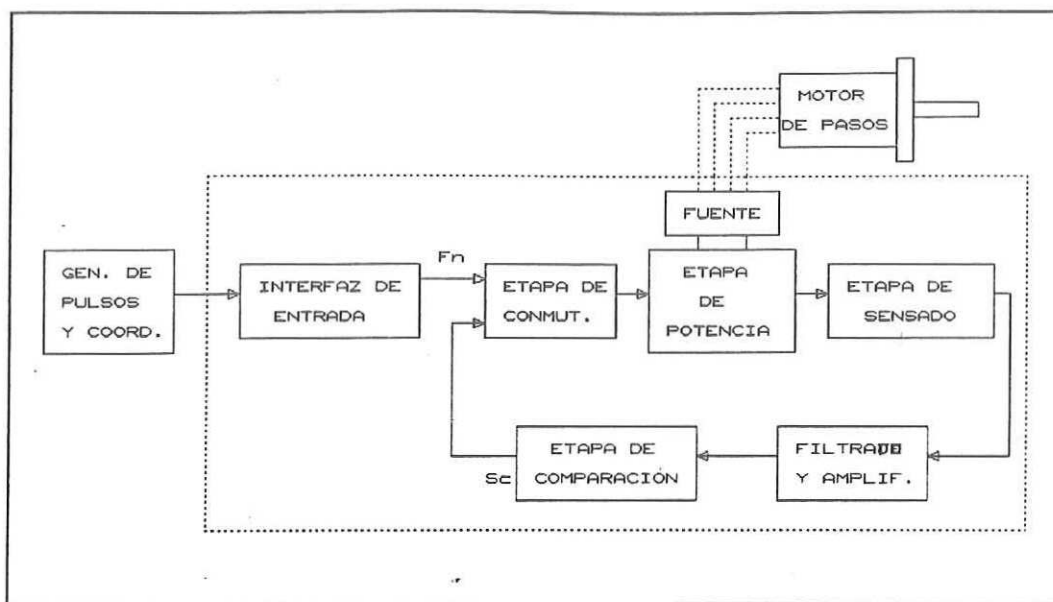


Figura 27. Diagrama a cuadros del manejador de tensión conmutada.

En este esquema tan sencillo puede explicarse de manera general el principio de funcionamiento del manejador de tensión conmutada como sigue:

La aplicación de un pulso de entrada en la fase f_n , hace que el devanado del motor sea energizado por medio de la etapa de potencia con una tensión $+E$.

El nivel de corriente en el devanado comienza a crecer rápidamente, siendo medido a través de un elemento sensor conectado en serie con el devanado del motor.

En base a esto, el comparador detecta cuando la corriente excede el límite máximo y ordena a la etapa de conmutación la desactivación de la energía. Así, la corriente empieza a disminuir hasta llegar a un nivel inferior especificado, por lo

que el comparador ocasiona una nueva energización de la fase.

Este proceso de conmutación continúa mientras dura el pulso de activación de la fase f_n , obteniendo finalmente un valor de corriente promedio I_p .

Cabe mencionar que la etapa de filtrado se incluye para eliminar ruido presente en la etapa de sensado de corriente.

IV.4.1.- Etapa de conmutación

La función principal de esta etapa es la de decidir la activación de las fases del motor, en base al estado de 2 líneas de entrada:

- _ Pulso de activación de fase (f_n).
- _ Salida del comparador que reporta el nivel de corriente (S_c).

Es decir, se energizará la fase sólo cuando exista un pulso de entrada f_n , así como una señal del comparador, que indique que la corriente está por debajo del nivel requerido.

IV.4.2.- Etapa de potencia

Este bloque puede ser modelado como un elemento todo-nada que efectúa la activación de las fases del motor, en base a la decisión tomada por la etapa de conmutación.

Puede emplearse algunos dispositivos como transistores que operen en la zona de saturación, para disminuir las pérdidas en

la conmutación.

Pero cuando alguna de las fases del motor es desactivada, aparece una tensión muy elevada ($v=L di/dt$) que puede dañar la etapa de potencia. Por tal razón, se emplea un circuito supresor de picos que sea capaz de absorber esta fuerza c.e.m., lo más rápidamente posible a través de su conversión en calor.

IV.4.3.- Etapa de sensado

Una etapa importante del diseño es la que realiza la función de monitoreo de la corriente presente en el motor.

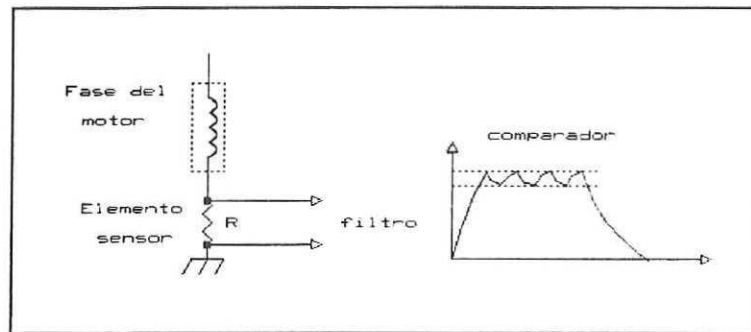


Figura 28. Etapa para el sensado de corriente.

Como se ve en la Fig. 28, esta tarea puede efectuarse por medio de una resistencia colocada en serie con el devanado, para transformar esta señal en una tensión proporcional dada por la Ec.(34) y que será comparada con una referencia.

$$V = IR_s \quad (34)$$

IV.4.4.- Filtrado y amplificación

Debido a que la magnitud de la señal sensada es generalmente muy pequeña (del orden de mV), se debe incluir una etapa previa de amplificación y filtrado, con el fin de tener niveles más fácilmente manipulables y libres de ruido, para su utilización en la etapa posterior de comparación.

Para este efecto, se propone a continuación el circuito de la Fig. 29 que realiza esta función:

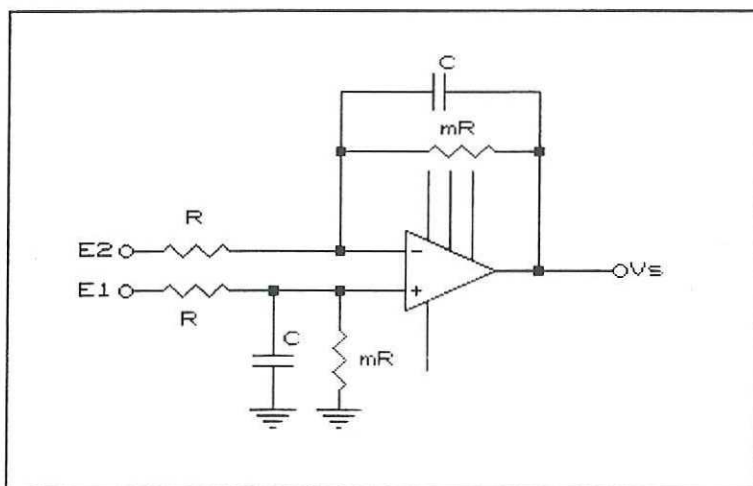


Figura 29. Filtro y amplificador de señal.

La Ec. que relaciona sus tensiones de entrada y salida está dada por :

$$V_o = -\frac{mE_2}{1+mRCS} + \frac{mE_1}{1+mRCS} = \frac{m(E_1 - E_2)}{1+mRCS} \quad (35)$$

En esta configuración se integra un filtro para la supresión de señales de muy alta frecuencia, así como un amplificador diferencial básico que permite la amplificación de señales inmersas en ruido, dada su propiedad de rechazo en modo común.

IV.4.5.- Etapa de comparación

Es una de las partes críticas, ya que su función consiste en controlar la etapa de conmutación del sistema para mantener el nivel de corriente en un valor promedio, a través del manejo de una ventana, en la que se definen los límites superior e inferior (histéresis).

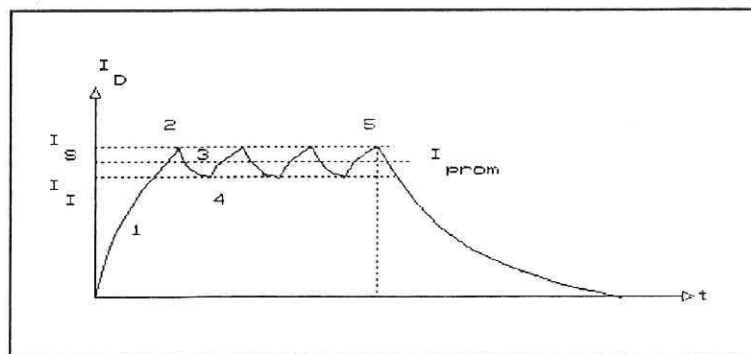


Figura 30. Etapa de comparación y ventana de histéresis.

Con el auxilio de la Fig.30, es sencillo explicar como se

lleva a cabo esta función:

1. En esta etapa de crecimiento de corriente, la salida del comparador deberá ser activada ($S_c=1$) para mantener energizada la fase respectiva.
2. Cuando se alcance el nivel superior de la ventana, el comparador deberá conmutar su salida ($S_c=0$), indicando que la fuente debe ser desactivada, para evitar que la corriente sobrepase el valor prefijado.
3. En este punto la corriente empezará a caer, como resultado de la desactivación de la fase.
4. Después de un cierto tiempo, dado por la constante de descarga del devanado, la corriente disminuirá hasta un valor de umbral inferior I_f , donde el comparador deberá solicitar la aplicación de la energía para que la corriente ascienda nuevamente.

Este proceso de conmutación continuará hasta que ocurra la desactivación de la fase correspondiente (punto 5), y finalmente la corriente descenderá lentamente¹ a un valor nulo.

Para realizar la función se requerirá de un comparador de ventana, como el que se muestra en la Fig.31:

¹ El problema de tiempo de bajada se trata en la sección de supresión de corriente.

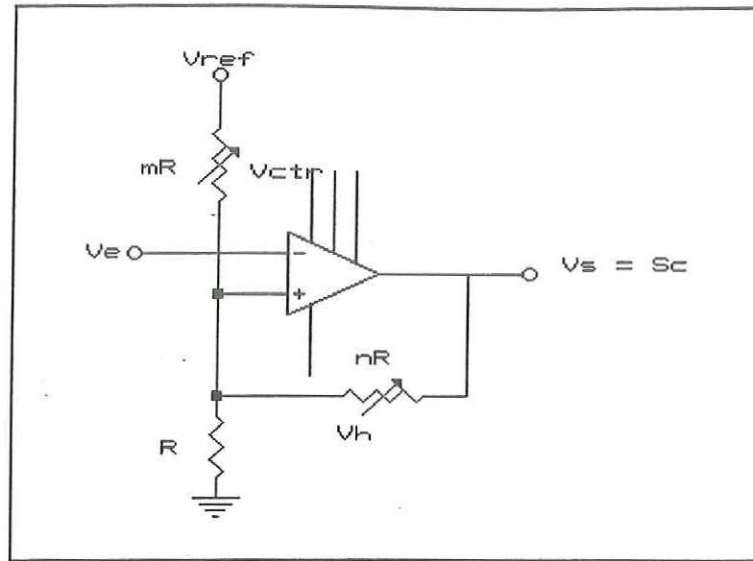


Figura 31. Circuito comparador de ventana.

Las ecuaciones que se derivan de este circuito son [Coughlin y Driscoll, 1987]:

$$V_{US} = \frac{V_{ref}}{m} \quad (36)$$

$$V_{UI} = \frac{V_{ref}}{m} - \frac{V_{sat}}{n} \quad (37)$$

$$V_h = \frac{V_{sat}}{n} \quad (38)$$

$$V_{ctr} = \frac{V_{US} + V_{UI}}{2} = \frac{V_{ref}}{m} - \frac{V_{sat}}{2n} \quad (39)$$

donde : V_h = Tensión de histéresis.

V_{US} = Tensión de umbral superior.

V_{UI} = Tensión de umbral inferior.

V_{ctr} = Tensión central.

Del análisis anterior, puede verse que existen 2 parámetros muy importantes en el comparador, que pueden ser ajustados de manera independiente:

— La tensión de histéresis, que determina la amplitud de la ventana de conmutación. Por lo tanto, deberá tenerse especial cuidado en el diseño para mantener en un nivel aceptable el rizo de corriente. De lo contrario pueden existir condiciones indeseables como las siguientes:

1. Calentamiento en los devanados por la aplicación de picos muy elevados.
2. Ruido acústico, en el caso de bajas frecuencias de conmutación.

— La tensión central, que es proporcional a la corriente promedio que circula por la fase del motor.

Con este parámetro se tiene una mayor flexibilidad en el diseño², ya que el nivel de corriente promedio puede ajustarse para manejar motores de diferentes capacidades de corriente, con sólo variar la tensión de referencia (V_{ref}).

² Puede permitir la inclusión de la técnica de micropasos que se expone en el apéndice D.

Después de la realización de este análisis y de conocer los principales problemas que pueden surgir, se puede abordar la etapa de diseño, con los elementos necesarios para realizar un manejador de potencia de tensión conmutada eficiente y que cumpla con las especificaciones que exige el sistema MESTRA.

V. MANEJADOR DE POTENCIA DE TENSIÓN CONMUTADA

En este capítulo se plantean las especificaciones y características que deberá cumplir el manejador para que al integrarse al sistema completo tenga la eficiencia requerida.

V.1.- Especificaciones del sistema

De acuerdo con lo anterior, es necesario establecer un conjunto de requerimientos o especificaciones con el fin de tener un sistema robusto y confiable, que integre incluso las características más importantes de algunos sistemas comerciales [General Controls, Inc., 1992].

En la tabla I, se resumen las especificaciones del nuevo manejador de potencia.

Tabla I. HOJA DE ESPECIFICACIONES

MANEJADOR:

_Tipo : Tensión conmutada (unipolar).
 _Modo de operación: Paso completo y medio paso.
 _Resolución: 200-400 pulsos/rev.
 _Protección:
 _Corriente de salida: 3-6 Amp/fase (ajustable).
 _Tensión de la fuente: 30-60 volts.
 _Reducción de corriente
 en Edo. de reposo: 50 % del valor nominal.
 _Frec. de conmutación: 15 KHz.
 _Máx. Vel. de operación: 4000-5000 pulsos/seg

INTERFAZ: (Entradas optoaisladas).

_Pulso de entrada: Bajo activo.
 _Dirección: Rotación SMR, CSMR.
 _Terminal de hab/deshabilitación: SUE.

Tabla II. Características eléctricas de los motores de MESTRA, [Superior electric, 1989].

TIPO	No.de conex.	V_{NOM} (V)	I_{NOM} (A)	R_{DEV} Ohms	L_{FASE} (mH)	Par T_H 2 f	Par 1 f
M093- FD11	6	2.64	5.5	0.48	3.19	450 onz- pulg	270 onz- pulg
M091- FD09	6	1.7	4.7	0.36	1.5	150	90

V.2.- Memoria de cálculo

El cálculo de los elementos que componen cada una de las etapas del manejador será la tarea primordial en esta parte del trabajo.

V.2.1.- Etapa de entrada

Esta etapa del circuito recibe las señales generadas por el secuenciador, para la activación de las fases del motor. Dependiendo del orden de la secuencia, será el sentido de giro del rotor, como se indicó en el capítulo sobre motores.

Al ser una etapa de interfaz entre la tarjeta de control y de potencia, es lógico pensar en la inclusión de circuitos optoaisladores que protejan los circuitos de control, como el 4N28, cuyas características más importantes se dan a continuación [General Instruments, 1980] :

DIODO DE ENTRADA:

I_F	= 80 mA.
P_{DMAX}	= 150 mW.
V_F	= 1.5 v.

TRANSISTOR DE SALIDA:

BV_{CEO}	= 30 v.
h_{FE}	= 250
t_{ON}	= 5 μ seg.

$$t_{OFF} = 25 \mu\text{seg.}$$

$$V_{CEsat} = 0.4 \text{ v.}$$

Con estos parámetros podremos dimensionar los elementos del circuito mostrado en la Fig. 32:

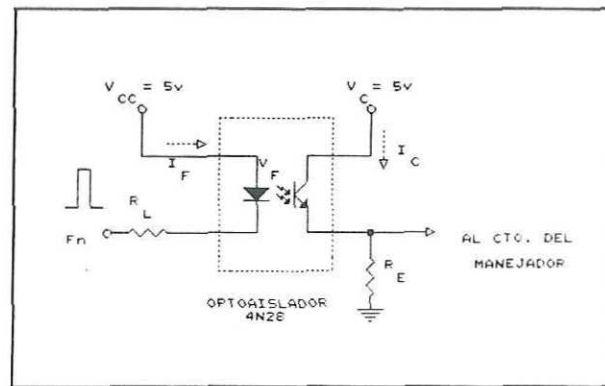


Figura 32. Circuito de optoaislamiento en la entrada del manejador de potencia.

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} = \frac{5 - 1.5}{35 \times 10^{-3}} = 100 \Omega \quad (40)$$

$$R_E = \frac{V_C - V_{CEsat}}{I_C} = \frac{5 - 0.5}{5 \times 10^{-3}} = 900 \Omega \approx 1 \text{ K}\Omega \quad (41)$$

V.2.2- Etapa de conmutación

La función que cumple esta etapa dentro del circuito puede ser resumida en la tabla III:

Tabla III. Tabla de verdad para el circuito de conmutación.

caso	F_n	S_c	$S_a = F_n * S_c$
1	0	0	0
2	0	1	0
3	1	0	0
4	1	1	1

donde: F_n = Señal de activación de fase.
 S_c = Señal proveniente del comparador.
 S_a = Salida que activa la etapa de potencia.

La realización práctica resulta sencilla, ya que su función puede ser efectuada fielmente por una compuerta "Y" con las entradas indicadas en la Fig. 33:

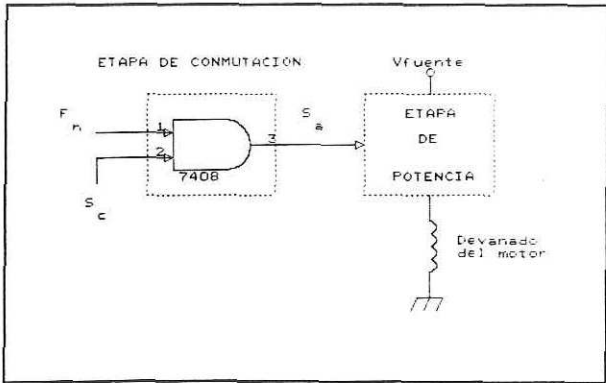


Figura 33. Etapa de conmutación.

La salida S_a activará la etapa de potencia solamente cuando esté en un nivel alto.

V.2.3.- Etapa de potencia

Para controlar la potencia proporcionada al motor, se utilizan arreglos de transistores bipolares con alta ganancia, como interruptores que conmutan la tensión en cada una de las fases (Fig. 34), de acuerdo con la señal S_a proveniente de la etapa anterior, es decir:

$S_a = 1$ -----> Activación de la fase.

$S_a = 0$ -----> Desactivación de fase.

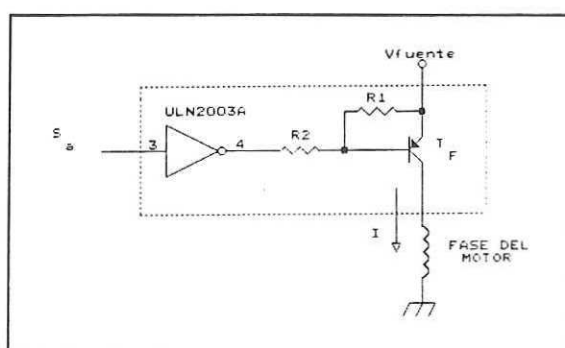


Figura 34. Circuito esquemático de la etapa de potencia.

Las especificaciones más importantes en la selección del transistor T_F , con el fin de cumplir los requisitos de diseño son:

_ La tensión de ruptura entre colector y emisor (BV_{CE}), ya que tiene relación con la máxima tensión aplicable a las fases del motor. La tensión que tendrá que soportar el transistor está dado por la siguiente desigualdad [Kenjo, 1984]:

$$BV_{CE} \geq (V_{FUENTE} + V_{ZENER}) \quad (42)$$

De acuerdo con las especificaciones, el V_{FUENTE} puede ser de 30-50 volts. Además, el diodo zener empleado como supresor y cuyo análisis se hace posteriormente, tiene un valor de:

$$V_{ZENER} = 50v.$$

Considerando la máxima tensión que puede ser aplicada a la fuente y el V_{ZENER} , se tiene:

$$BV_{CE} \geq 50 + 50 = 100v. \quad (43)$$

Con este resultado se concluye que la tensión de ruptura del transistor T_f debe ser mayor de 100 v., como es el caso del transistor seleccionado : MJ11011 (PNP-Darlington)

_ Capacidad de potencia por la corriente elevada que tendrá que manejar (3-6 Amp) con los motores de MESTRA.

_ Ancho de banda suficiente, para que pueda responder a las frecuencias de conmutación.

El transistor T_f funciona en la zona de saturación para disminuir sus pérdidas en la conmutación, y es activado mediante el transistor super beta ULN2003A.

V.2.4.- Sensor de corriente

El nivel de corriente en los devanados es sensado por medio de una resistencia cuyo valor deberá ser mucho más

pequeño que el de la propia resistencia del devanado, para evitar que existan pérdidas considerables a causa del efecto Joule.

Ya que los valores de resistencia de los devanados de los motores son:

$$(M093-FD09) R_1 = 0.36 \text{ ohms.}$$

$$(M091-FD11) R_2 = 0.48 \text{ ohms.}$$

Y con el fin de cumplir el requisito anterior, se escoge un sensor cuya magnitud permita al motor consumir el mayor porcentaje de potencia, teniendo en mente que con un valor extremadamente pequeño, el sensado de la señal puede ser problemático por la existencia de ruido eléctrico. De tal forma, se establece un compromiso y se selecciona:

$$R_s = 0.05 \text{ ohms.}$$

Además como se pretende tener un diseño flexible que permita manejar motores de diferentes capacidades de corriente (De 3-6 Amp., de acuerdo con las especificaciones) y que incluya los motores de MESTRA, la potencia máxima requerida para la resistencia sensora es:

$$P_{Dmax} = I_{max}^2 R_s = (6)^2 (0.05) = 1.8 W. \quad (44)$$

Finalmente, puede colocarse una resistencia que cumpla con ambos requisitos:

$$R_s = 0.05 \text{ Ohms, } P_{Dmax} > 2 \text{ W.}$$

Con este sensor, los niveles de tensión que se tienen disponibles a la salida de la etapa son:

$$V_1 = I_A R_S = (3) (0.05) = 0.15 \text{ v.} \quad (45)$$

$$V_2 = I_B R_S = (6) (0.05) = 0.3 \text{ v.} \quad (46)$$

V.2.5.- Filtro y amplificador de señal

Para dimensionar los elementos de este circuito es necesario fijar los siguientes parámetros:

_ Ya que los niveles de tensión proporcionados por el elemento sensor están comprendidos en el intervalo de $0.15\text{v} \leq V_S \leq 0.3\text{v}$, se dimensiona el amplificador con una ganancia $g=10$ que permita tener niveles más fácilmente manipulables en la etapa de comparación.

Los valores de los elementos resistivos serán:

Suponiendo $R = 10 \text{ K}\Omega \implies gR = 100 \text{ K}\Omega$.

Ya que los valores de tensión están afectados por un factor de 10, serán ahora :

$$V_A = 10 V_1 = 1.5 \text{ v.} \quad (47)$$

$$V_B = 10 V_2 = 3 \text{ v.} \quad (48)$$

_ Frecuencia de corte del filtro : $50 \times 10^3 \text{ rad/seg.}$

Como la constante de tiempo del filtro está dada por :

$$\tau = RC = \frac{1}{\omega} \quad (49)$$

El valor del capacitor para lograr la frecuencia de corte es:

$$C = \frac{1}{\omega R} = \frac{1}{(50 \times 10^3)(100 \times 10^3)} = 200 \text{ pF} \quad (50)$$

V.2.6.- Comparador de nivel de corriente

De acuerdo con los requerimientos de los motores de pasos con que cuenta MESTRA, a continuación se realiza el cálculo de los elementos del comparador.

NOTA: Los valores de algunos parámetros son seleccionados a criterio, tratando de tener un diseño eficiente y sencillo.

El ancho de la ventana de conmutación puede ser variable, sin embargo para propósitos prácticos deberá fijarse en un valor pequeño para evitar demasiado rizo en la forma de onda de corriente.

Como la resistencia que se emplea como elemento sensor tiene un valor de:

$$R_s = 0.05 \, \Omega$$

y además la etapa de amplificación aumenta la señal sensada por un factor de 10, se tiene que las tensiones que definen los

límites de la ventana son:

$$V_S = 10 I_S R_S \quad (51)$$

$$V_I = 10 I_I R_S \quad (52)$$

Donde la tensión de histéresis está determinado por la Ec. siguiente:

$$V_H = V_S - V_I = 10 R_S (I_S - I_I) \quad (53)$$

En base a lo anterior, se fija el rizo permisible:

$$(I_S - I_I) = 0.2 \text{ Amp.}$$

Y se calcula la tensión de histéresis:

$$V_H = 10 (0.05 \Omega) (0.2 \text{ Amp.}) = 100 \text{ mV} \quad (54)$$

De la Ec. sig. y con $V_{SAT} = 5\text{v}$. obtenemos el parámetro n:

$$n = \frac{V_{SAT}}{V_H} = \frac{5\text{v}}{0.1\text{v}} = 50$$

De aquí, $nR = 500 \text{ Kohms}$, sin embargo, con el fin de permitir la variación de la tensión de histéresis se coloca en el circuito un potenciómetro de 1 Mohm .

En cuanto al valor de la tensión central V_{CTR} , deberá permitir cierto intervalo de variación dado por las tensiones

V_A y V_B , es decir:

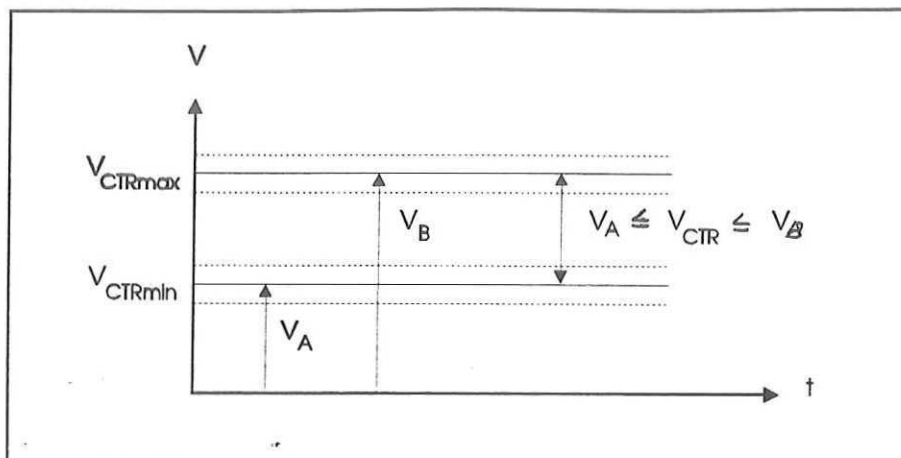


Figura 35. Intervalo de variación de la tensión central en el comparador de ventana.

De aquí, se calcula el intervalo de variación del parámetro m , que controla la tensión central de la ventana:

$$V_{CTRmin} = \frac{V_{REF}}{m_A} \quad ; \text{ Con } V_{REF}=5\text{v.} \quad \Rightarrow \quad m_A = 3.33 \quad (56)$$

De igual manera:

$$V_{CTRmax} = \frac{V_{REF}}{m_B} \quad \Rightarrow \quad m_B = 1.67 \quad (57)$$

Con esto, se tiene : $16.7 \text{ Kohms} \leq mR \leq 33.3 \text{ Kohms}$.

En el circuito se coloca un potenciómetro de 100 Kohms.

V.2.7.- Circuito para supresión de corriente

Cada vez que se desactiva una fase deberá existir una trayectoria de descarga para que la corriente descienda rápidamente a un valor nulo. La adecuada selección de los elementos que componen esta trayectoria, determina la velocidad de caída de la corriente.

Después de un estudio y de diversas pruebas, se llegó a la conclusión de que podría utilizarse un par de diodos colocados en paralelo con el devanado del motor, como se muestra en la Fig. 36:

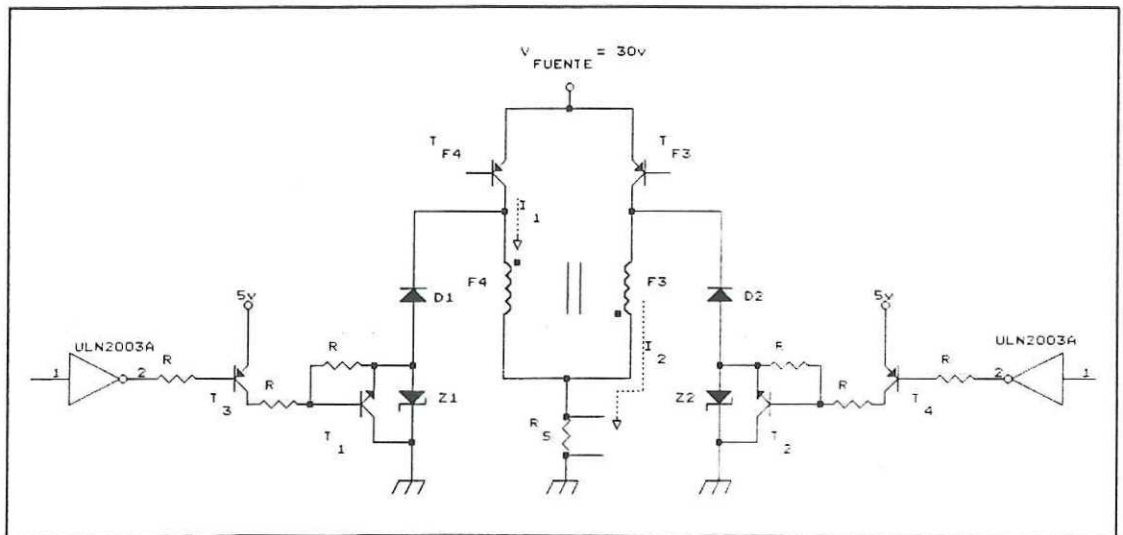


Figura 36. Circuito supresor de corriente con diodo zener.

Cuando se energiza la fase mediante la activación de T_{F4} , no fluye corriente por la rama de diodos ya que D_1 se encuentra polarizado inversamente (circuito abierto), pero sí a través

del devanado donde se establecerá después de cierto tiempo.

Por el acoplamiento magnético que existe entre los devanados y de acuerdo con la convención del punto [Hayt y Kemmerly, 1979], la corriente I_1 que entra por la terminal marcada de la fase 4, induce una tensión positiva en la terminal con punto del devanado socio a causa de la inducción mutua, así como una corriente I_2 que intentará seguir la trayectoria marcada con línea punteada. Sin embargo, el diodo zener Z_2 impedirá su establecimiento, eliminando de esta forma el problema de inducción mutua.

Al mismo tiempo, cuando la corriente I_1 alcance el nivel máximo de la ventana, empezará el proceso de conmutación, controlado por el transistor T_{f4} ; pero durante sus periodos de desactivación (ver Fig. 37), la corriente I_1 tratará de mantenerse y buscará la trayectoria de más baja impedancia.

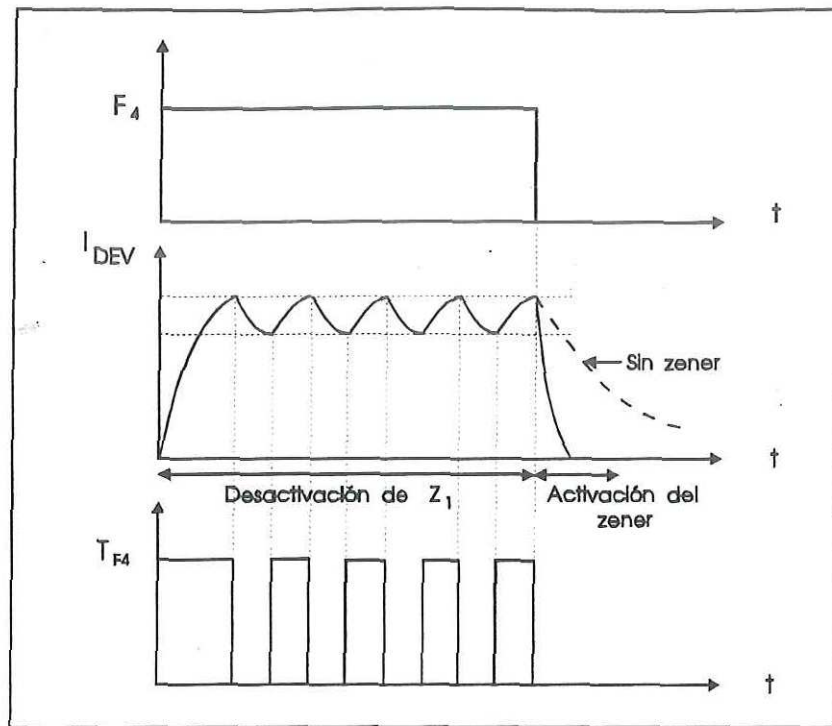


Figura 37. Interacción de señales para la activación de T_{F4} .

Con este fin , se coloca el transistor T_1 en paralelo con Z_1 , que permita puentear el zener y genere así la trayectoria de baja impedancia ($T_1 - D_1$) durante la etapa de conmutación. De esta forma, el control de la base del transistor T_1 será realizada por la señal de fase correspondiente (F_4), con el auxilio del transistor T_3 que le permita su manejo.

Por otra parte, cuando finaliza la etapa de conmutación se desea que la corriente disminuya rápidamente a cero, por lo cual será necesaria la activación del zener Z_1 , (transistor T_1 apagado) que actúe como supresor. Por su doble función, el diodo zener es sin duda uno de los elementos más importantes dentro del circuito, y se ha seleccionado con un valor $V_Z = 50\text{v}$.

que permite una caída abrupta de corriente (teniendo en mente la tensión que puede soportar el transistor T_{F4}) y por ende una mayor velocidad de operación para el motor.

Los periodos de activación/desactivación de cada zener, son mostrados en la Fig. 38, de acuerdo con la secuencia de sus fases.

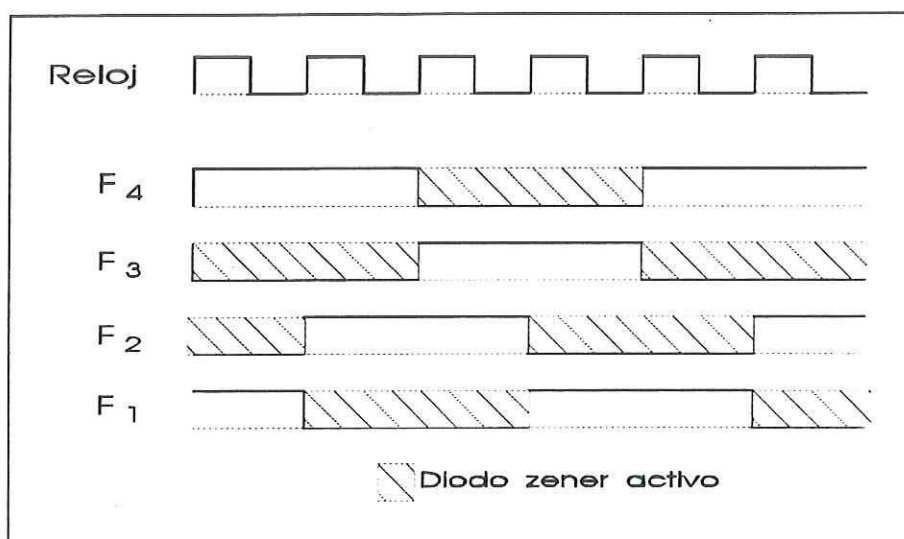


Figura 38. Periodos de operación de los diodos zener en el circuito supresor.

V.2.8.- Disminución del nivel de corriente

Cuando se opera el motor de pasos a velocidades relativamente altas, se desea que la corriente alcance rápidamente su valor nominal, para que sea capaz de mover su carga. Sin embargo, cuando se encuentra en estado de reposo (manteniendo activas 2 fases opuestas), esta misma corriente se mantendrá circulando por sus devanados, ocasionando un calentamiento

innecesario [Johantgen, 1989]. Por tal razón, se incluye un mecanismo que permite la disminución de la corriente cuando el motor está en reposo, evitando pérdidas por calentamiento.

El porcentaje de disminución de corriente dependerá de la forma en que se esté manipulando la carga (con poleas, en un plano, etc.). Para el caso de MESTRA puede dejarse en un 50-60% del valor nominal I_n ya que en reposo, sus motores no emplean gran fuerza para mantener fija la carga (bancada X-Y).

Como la etapa del comparador de ventana, controla precisamente el valor promedio de corriente, dado por la expresión:

$$V_{ctr} = \frac{V_{ref}}{m+1} \quad (58)$$

se concluye que el porcentaje de disminución de corriente podrá ser controlado directamente al disminuir o aumentar el V_{REF} .

Para realizarlo, existe una señal de entrada a los manejadores de pulsos (DA = deshabilita amo) que puede usarse para este propósito [Mejía Vázquez H., 1991].

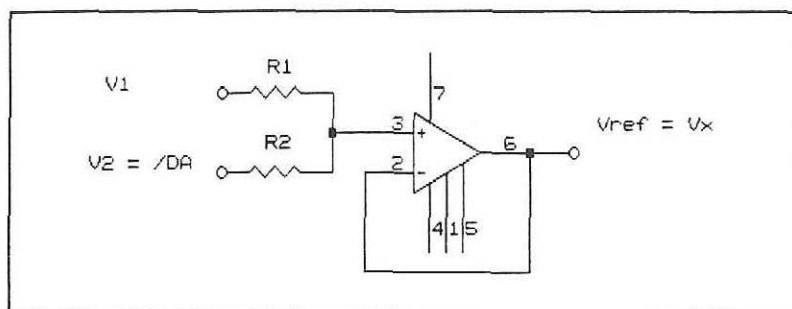


Figura 39. Circuito promediador, para la disminución de corriente.

$$\text{donde DA} = \begin{cases} 0 & \text{motor en movimiento.} \\ 1 & \text{motor en reposo.} \end{cases}$$

La Fig. 39 muestra un circuito promediador con el cual puede conmutarse el valor de V_{REF} de 5 a 2.5v. para disminuir un 50 % la corriente del motor en estado de reposo.

La ecuación para este circuito esta dada por :

$$V_x = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_2 \quad (59)$$

En Edo. de reposo deseamos que $V_s = V_{REF} = 2.5v$

Con $V_1 = 5v$.

$V_{DA} = 0.7v$. (0 lógico)

Seleccionando $R_2 = 10 K$ y resolviendo la Ec. para R_1 , se obtiene:

$$R_1 = 13.9 K \approx 15 K.$$

El diagrama esquemático completo del manejador se presenta en el apéndice A .

VI. RESULTADOS

En este capítulo se exponen los resultados más importantes en cada una de las etapas o fases del trabajo.

a) Después del estudio y análisis sobre las diferentes técnicas empleadas por los manejadores de potencia se seleccionó el principio de tensión conmutada, porque permite a Mestra un incremento notable en su velocidad.

b) En base a este principio se desarrolló un prototipo en circuito impreso del manejador de tensión conmutada que cumpliera con las especificaciones planteadas en el capítulo V, para sustituir el anterior.

Sin embargo, para lograr su total integración al sistema fue necesario realizar una serie de modificaciones, tendientes a elevar la eficiencia de Mestra, tanto en programación como en circuitería (Ver apéndice C: Modificaciones realizadas).

c) Se analizó y propuso la técnica de micropasos en el manejador de tensión conmutada (Apéndice D: Micropasos) con el fin de aprovechar su propiedad como supresor de vibración, más que la de resolución, lo cual permitiría trabajar con menor resonancia en bajas frecuencias.

d) Finalmente, se realizaron algunas pruebas de vibración operando el motor en los 3 modos principales : Paso completo, medio paso y micropasos, para establecer una comparación.

Con la idea de tener una visión más clara, sobre el trabajo, en las secciones siguientes se presentan las gráficas de las mediciones y pruebas realizadas, así como las formas de onda en los puntos más importantes del manejador de tensión conmutada.

VI.1.- Pruebas y mediciones

Las señales son adquiridas con la ayuda de un programa de análisis y despliegue [DADiSP, 1991] y un osciloscopio digital conectado a través del ducto GPIB a la computadora, como se muestra en la Fig.40:

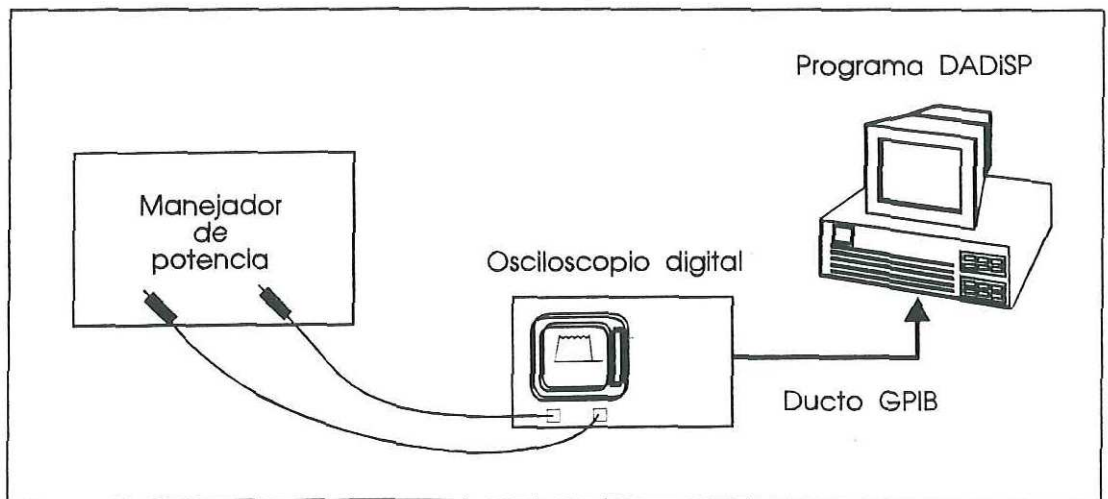


Figura 40 . Montaje para la adquisición de señales con el sistema de análisis y despliegue DADiSP.

Señales provenientes del secuenciador

En las gráficas de la Fig. 41 se muestran las señales provenientes del secuenciador con los pulsos de excitación para cada una de las fases del motor, operando en paso completo.

Es un modo de excitación en el que se mantienen siempre activas 2 fases no adyacentes (F_4 y F_2 o F_3 y F_1).

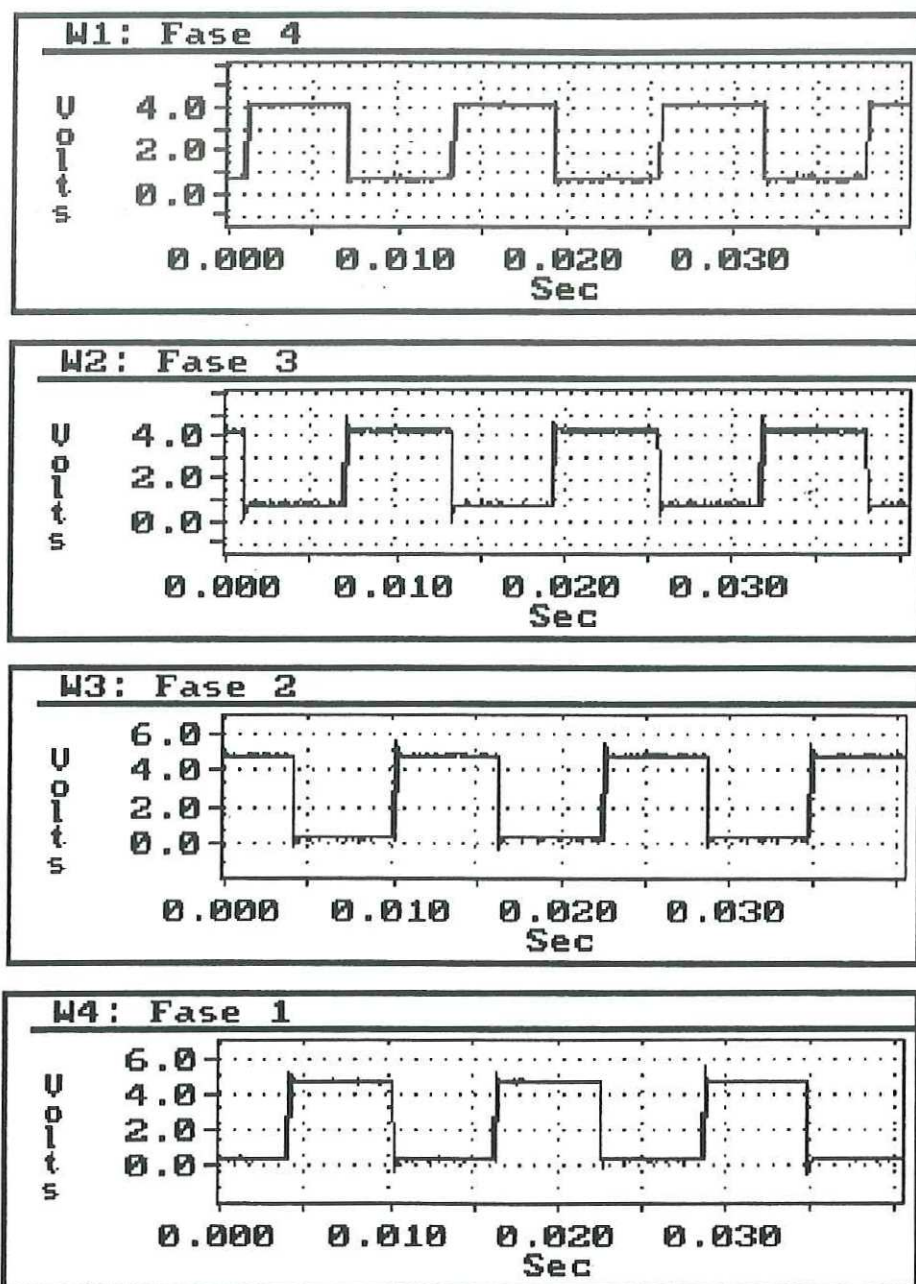


Figura 41. Secuencia de excitación para las fases del motor, paso completo.

Formas de onda en el manejador

En las Fig. 42 y 43 se añaden las señales sensadas en cada par de fases del motor. Asimismo, se incluye en la Fig. 44 una gráfica amplificada de la señal proveniente del devanado del motor, donde pueden apreciarse varios puntos importantes:

- 1) El tiempo de subida relativamente corto.
- 2) El proceso de conmutación que se mantiene dentro de los límites fijados (100 mV. aproximadamente).
- 3) La caída abrupta en la parte final de cada onda, provocado por la acción del diodo zener dentro del circuito de supresión.

La virtual eliminación del tiempo de caída de la corriente con el nuevo manejador es quizá una de las ventajas más importantes con respecto al manejador anterior, donde se lograba tener un corto tiempo de subida, sin embargo, el tiempo de caída seguía siendo la gran limitante.

Ahora se puede hablar por lo tanto, de frecuencias de operación de 4000-5000 pulsos/seg.

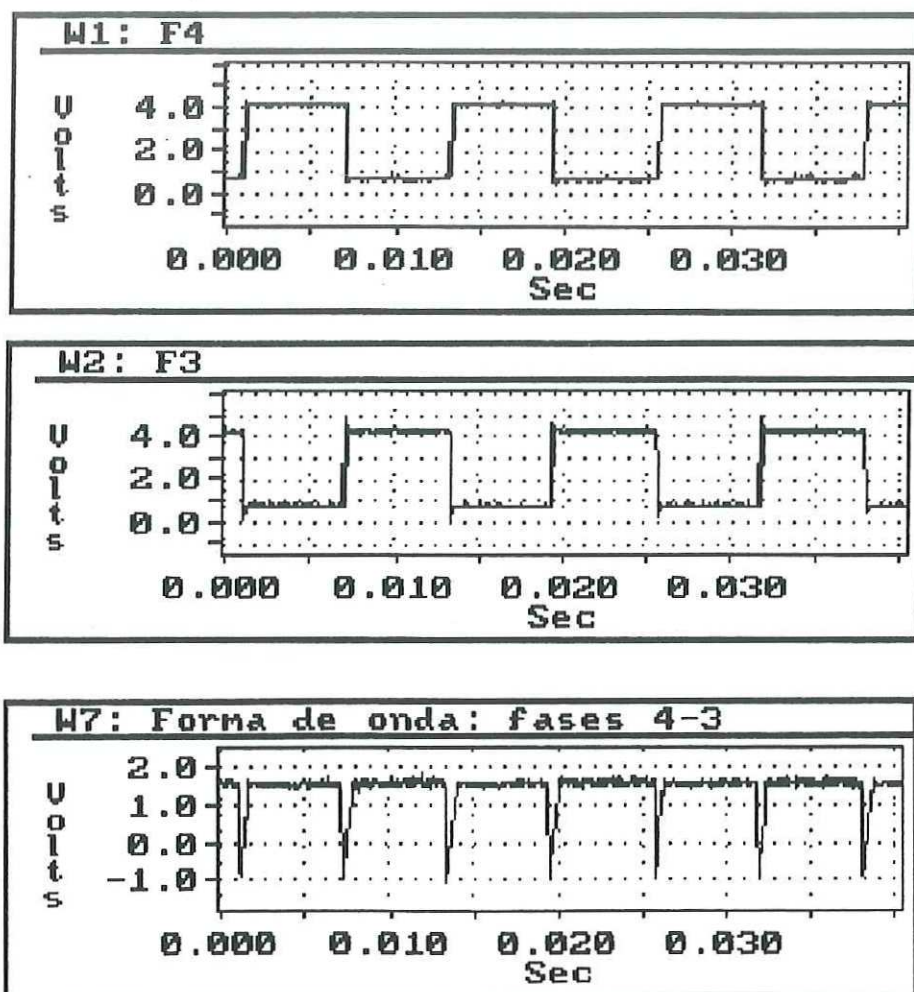


Figura 42. Formas de onda en el devanado del motor: fase 4 y fase 3.

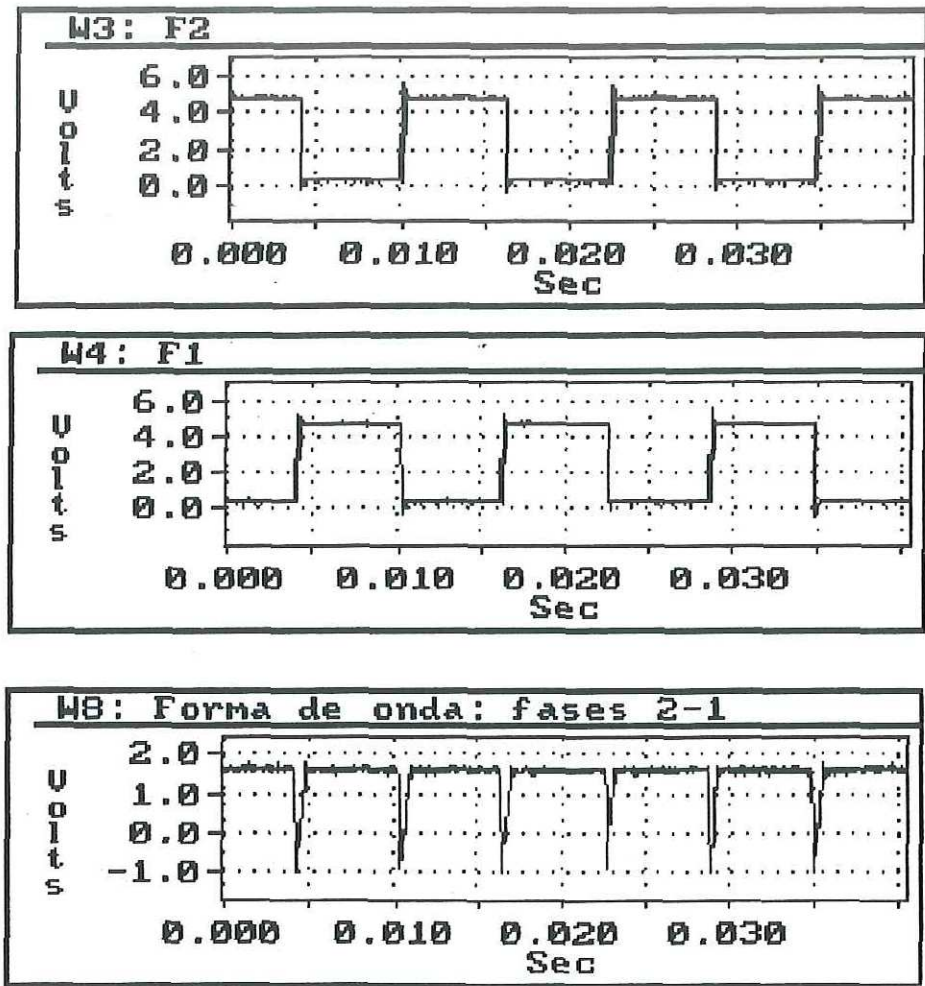


Figura 43. Formas de onda en el devanado del motor: fase 2 y fase 1.

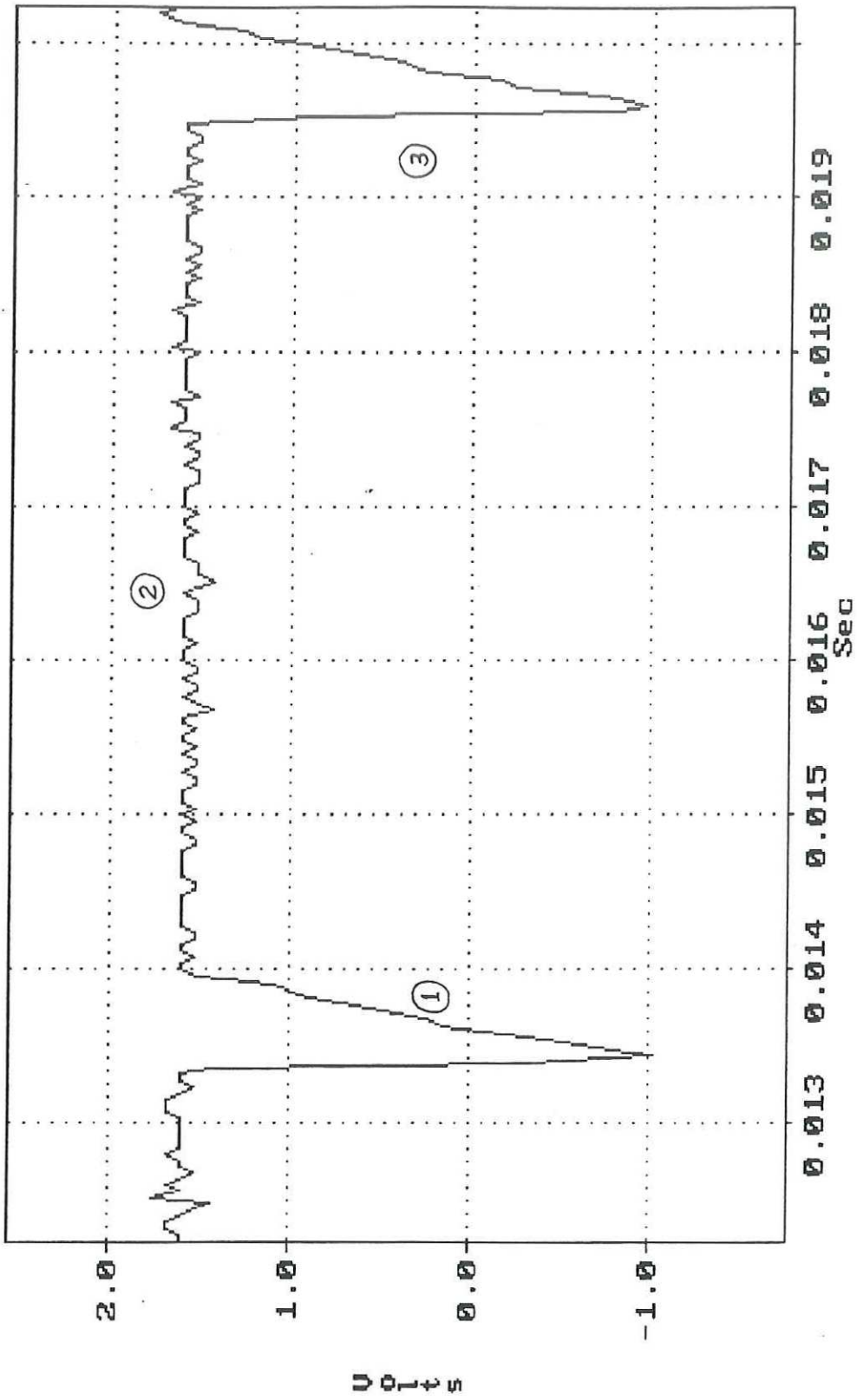


Figura 44. Amplificación de la forma de onda en el devanado:

- 1) Tiempo de subida;
- 2) Periodo de conmutación;
- 3) Tiempo de caída.

Variación de la tensión central

Como se mencionó en la sección IV.4.5, una de las características que le dan flexibilidad al diseño es la posibilidad de variar la tensión central, proporcional a la corriente de trabajo (I_{CTR}).

En la gráfica siguiente se muestran las formas de onda en los devanados del motor, para diferentes valores de V_{CTR} . Así, cuando $V_{CTR}=1.5\text{v.}$ y $R_S=0.05\text{ ohms}$:

$$V_{CTR} = 10 I_{CTR} R_S \Rightarrow I_{CTR} = \frac{V_{CTR}}{10 R_S} = 3\text{Amp.}$$

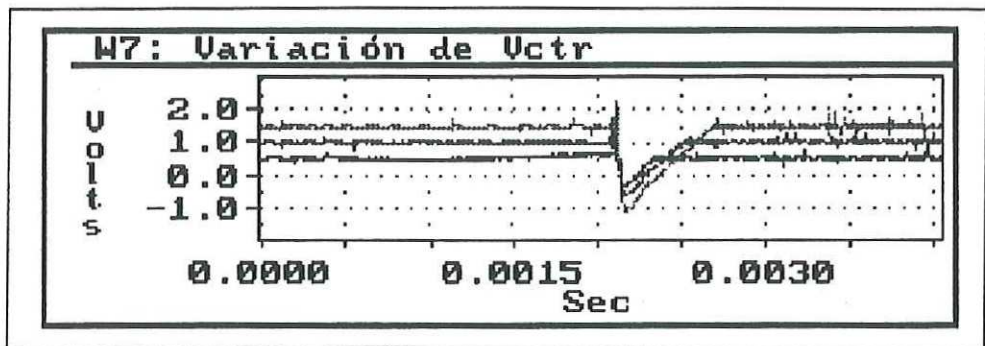


Figura 45. Formas de ondas para diferentes valores de V_{ctr} .

También puede verse que entre mayor sea la I_{CTR} fijada por el usuario (de acuerdo con los requerimientos del motor), el tiempo necesario para alcanzar este valor será también mayor, con la misma tensión aplicada.

Variación de la tensión de histéresis

Otro parámetro ajustable en este diseño es el ancho de la ventana de conmutación o tensión de histéresis. Para ver la importancia de su selección, se recurre a 2 casos típicos: en el primero se presenta una tensión de histéresis de 0.1v., que es un valor relativamente pequeño comparado con el segundo caso, donde el valor se fija en Aprox. 0.5v (Fig. 46).

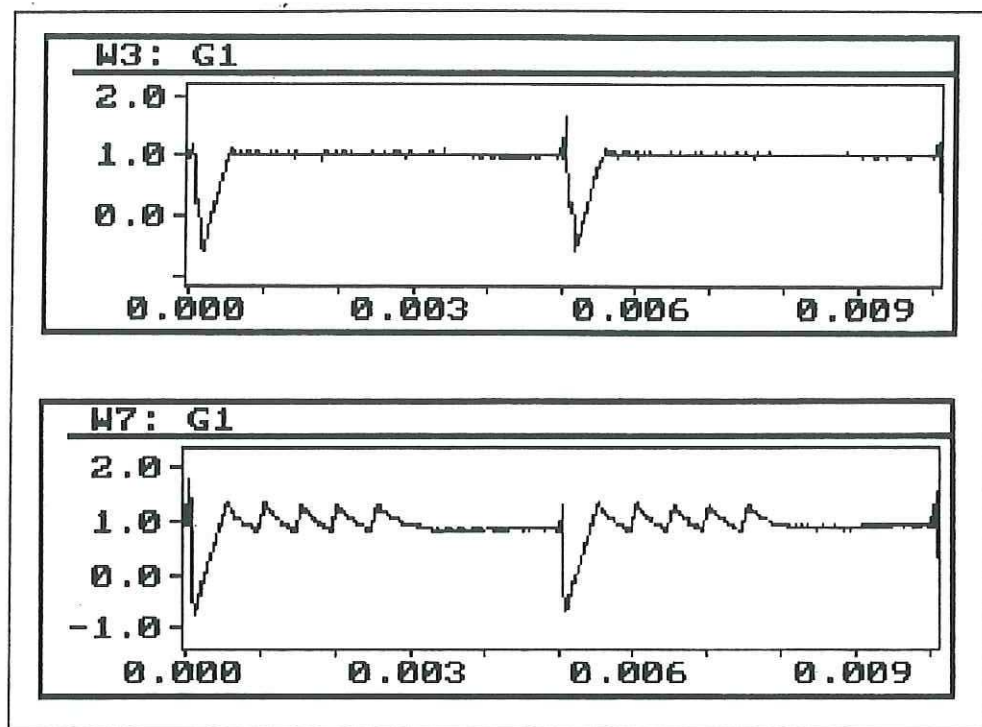


Figura 46. Formas de onda para diferentes valores de V_H .

En ambos casos hay que hacer notar algunos puntos importantes:

Cuando se tiene una tensión de histéresis pequeña como en el caso 1, la frecuencia de conmutación requerida para el transistor de esta etapa será mucho mayor que en el otro caso.

Por otra parte, si se aumenta el valor de esta ventana, se tiene algunas desventajas como el aumento de ruido audible ocasionado por la baja frecuencia de conmutación, así como un incremento en la temperatura del motor, debido a la aplicación de picos más grandes de corriente en sus devanados.

VI.2.- PRUEBAS DE VIBRACIÓN

Mestra, como sistema de perforación, debe ser capaz de efectuar movimientos rápidos y precisos a través de la aplicación de un perfil cuya velocidad de crucero sea máxima.

Sin embargo, en ocasiones los desplazamientos son cortos y las velocidades para cierto eje o motor de la mesa no alcanzan la velocidad de crucero (perfil de tipo triangular), es decir, trabajan a velocidades relativamente bajas y cerca de las zonas críticas, apareciendo eventuales vibraciones en el sistema.

Con el fin de realizar pruebas de vibración en el motor, y ver el efecto que en ésta tiene el modo de operación, se realizó el montaje de la Fig. 47, donde se utilizan 2 sensores de vibración colocados en ambos ejes del motor.

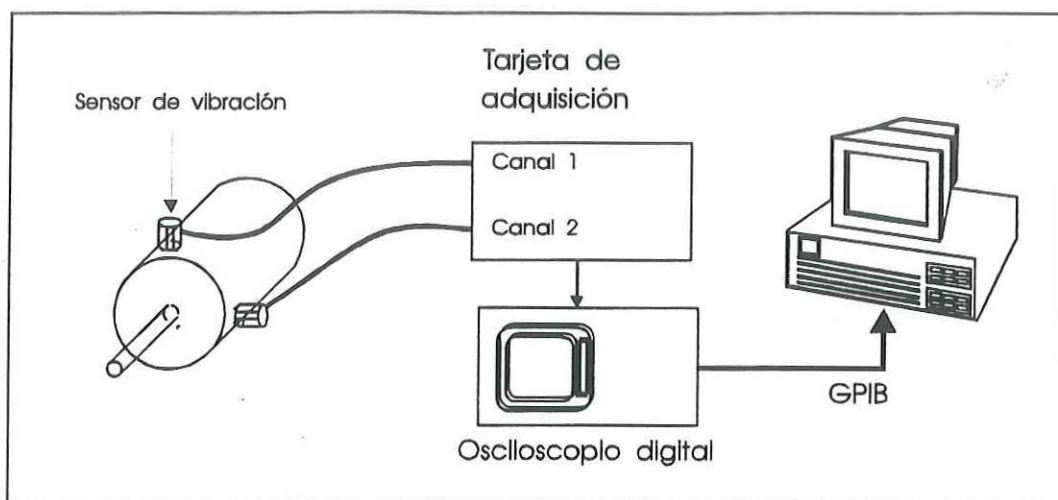


Figura 47. Montaje para medición de vibración.

A continuación se muestran los resultados obtenidos para cada uno de los modos de excitación.

1) PASO COMPLETO.

Este modo de operación es sensible a la aparición de vibraciones y resonancias, al coincidir la frecuencia de los pulsos aplicados con la frecuencia de resonancia de la estructura física del motor. Esta frecuencia se puede determinar teóricamente por medio de la ecuación (10) vista en el capítulo IV, para los siguientes parámetros del motor de prueba:

N_r =(Dientes del rotor)= 50.

T_H (Par de retención)= 90 onz-pulg.

J (Inercia del rotor)= 9.58×10^3 onz-pulg-seg².

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{N_r T_H}{J}} = 109.07 \text{ hz.}$$

Al accionar el motor en este modo de operación e incrementar gradualmente la frecuencia de los pulsos de entrada al secuenciador, se detectó una zona de resonancia en bajas frecuencias cerca de 100 Hz.

Después de esto, se realizaron algunas pruebas para medir los niveles de vibración presentes en el motor, con diferentes frecuencias de operación.

Las gráficas de la Fig. 48 muestran los resultados obtenidos para señales de entrada al secuenciador de 20, 50, 100 y 500 pulsos/seg.

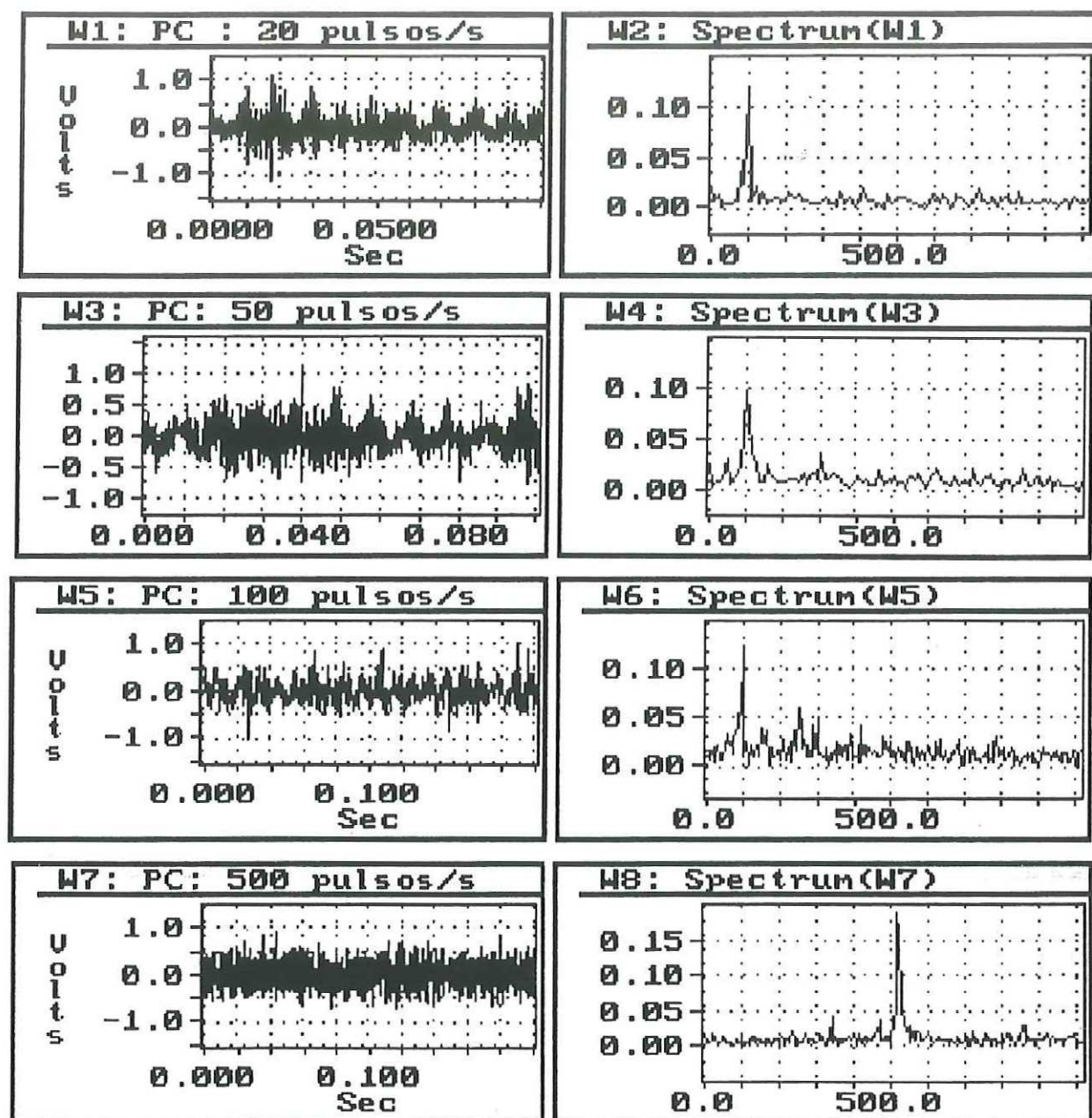


Figura 48. Señales de vibración: paso completo y espectro de frecuencia.

En las 3 primeras gráficas del espectro puede notarse la frecuencia de resonancia, cuya amplitud máxima (0.13) la alcanza precisamente en el caso correspondiente a 100 pasos/s.

En cuanto a la vibración detectada en el eje vertical, contiene básicamente las mismas componentes, con diferencia solamente en su amplitud.

Así, se pudo corroborar que efectivamente la frecuencia de resonancia en el motor, de acuerdo con las pruebas de laboratorio, se acerca al valor predicho por el análisis teórico.

2) MEDIO PASO.

Este modo de operación se logra directamente al colocar la terminal MP=1 del secuenciador de pulsos. Con respecto al modo anterior, la secuencia de excitación se modifica, teniendo ahora una excitación alternada de 1 y 2 fases, como se explicó en la sección III.4.1.3, produciendo pasos o incrementos angulares con la mitad del normal.

Con este modo y al operar a la frecuencia de resonancia de 100 Hz. la vibración del motor disminuye (Fig.49) a un valor de 0.6 a la frecuencia de 100 pulsos/seg., lo cual representa una reducción de 50% de la vibración en paso completo.

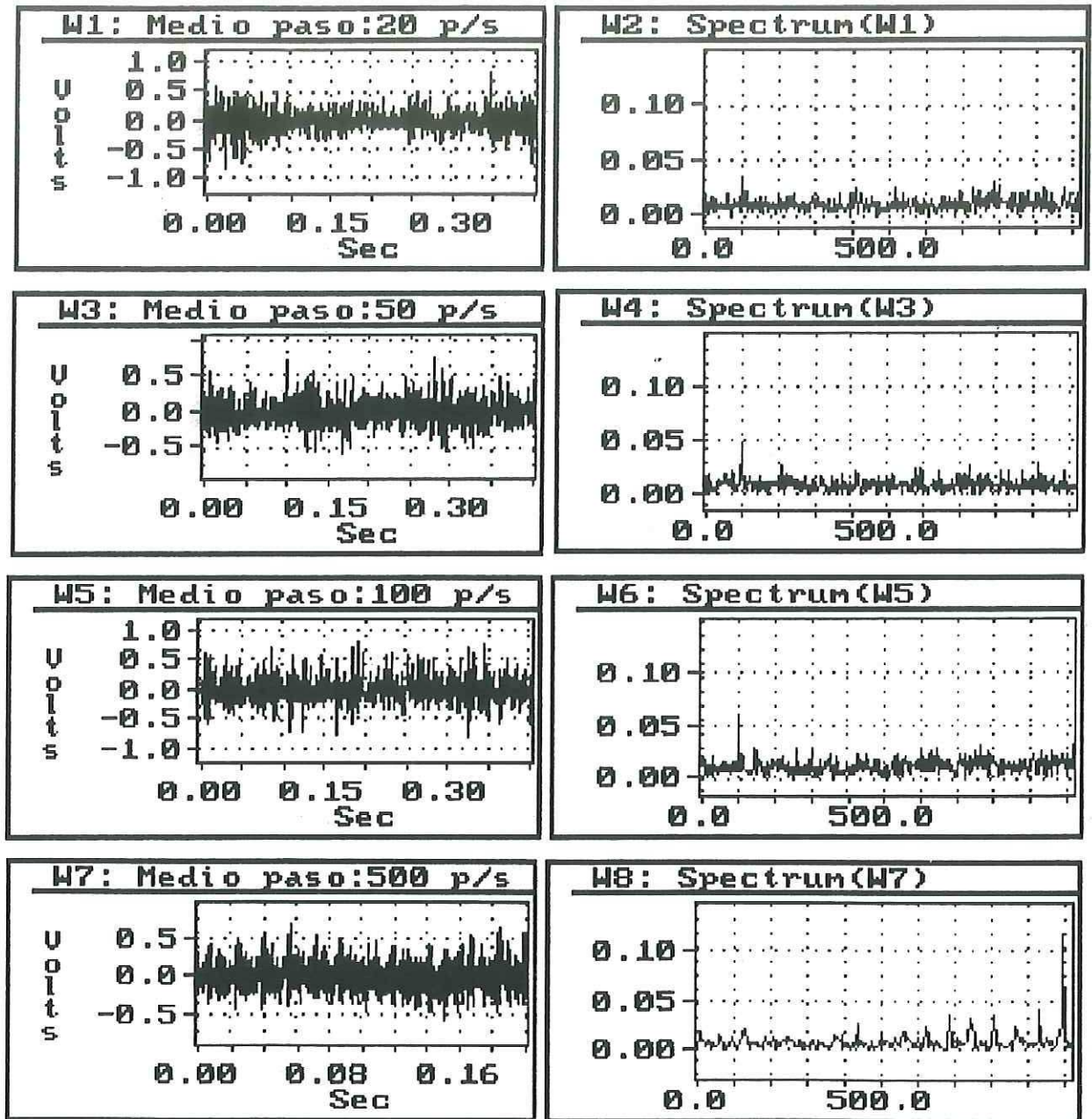


Figura 49. Señales de vibración: medio paso y espectro de frecuencia.

C) MICROPASOS.

Finalmente, se realizó la etapa de micropasos (a nivel de alambrado) y se adaptó al manejador con el fin de realizar las pruebas de vibración bajo las mismas condiciones que los casos anteriores.

La operación del motor con este modo de excitación arrojó los mejores resultados, producto de la división del paso fundamental en 16 micropasos, de acuerdo con la Fig.50 donde se muestran los perfiles de corriente necesarios en cada una de las fases.

Aquí, el perfil aplicado a las fases 4-3, es complementario al de las fases 2-1, siendo la suma de ambas componentes el 100%.

Al operar con micropasos, la vibración se abate visiblemente, como puede apreciarse al comparar las gráficas espectrales (ver Fig.51) de este modo con los anteriores, con lo cual se hacen evidentes las ventajas que la técnica de micropasos da al manejador de potencia de tensión conmutada.

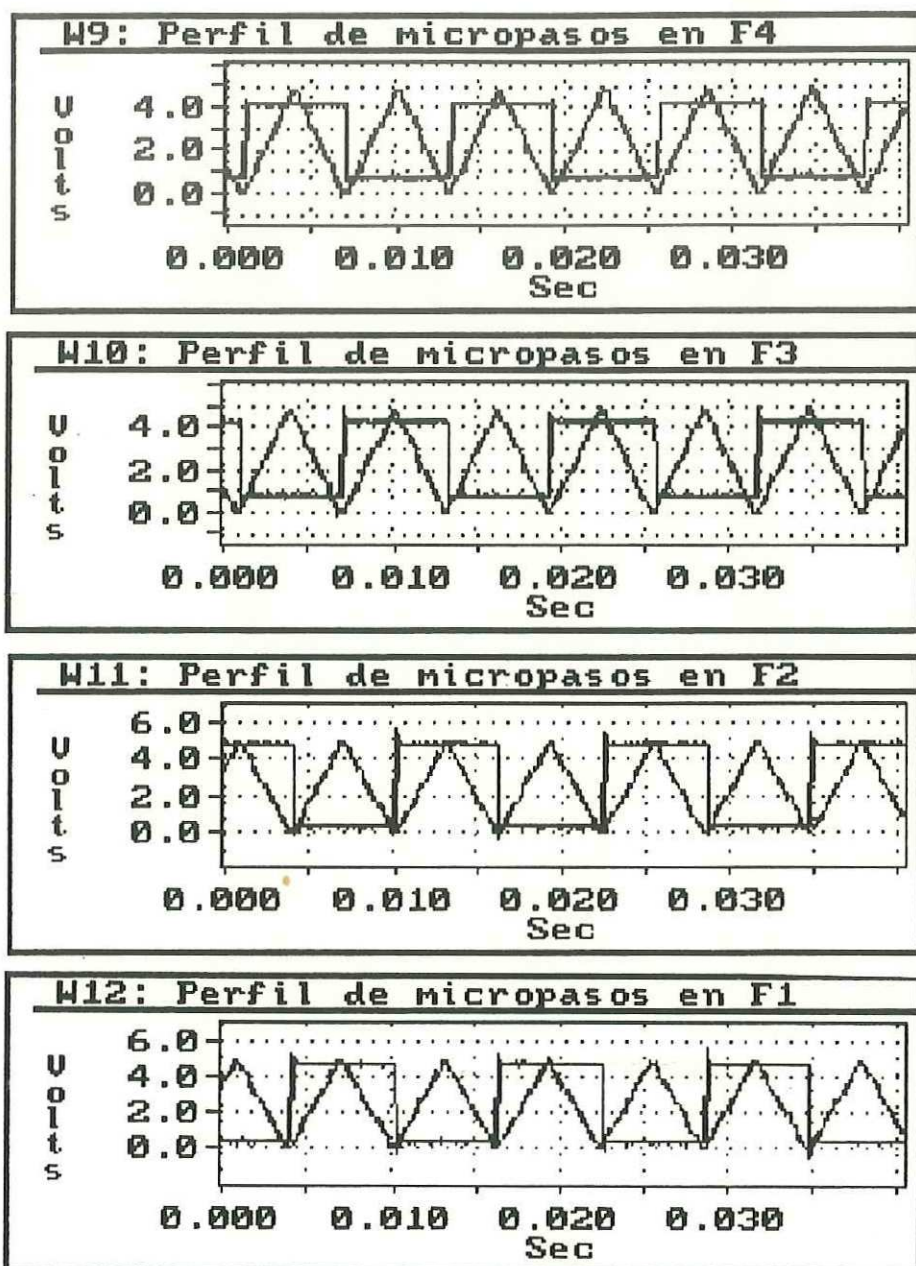


Figura 50. Perfiles de corriente para micropasos.

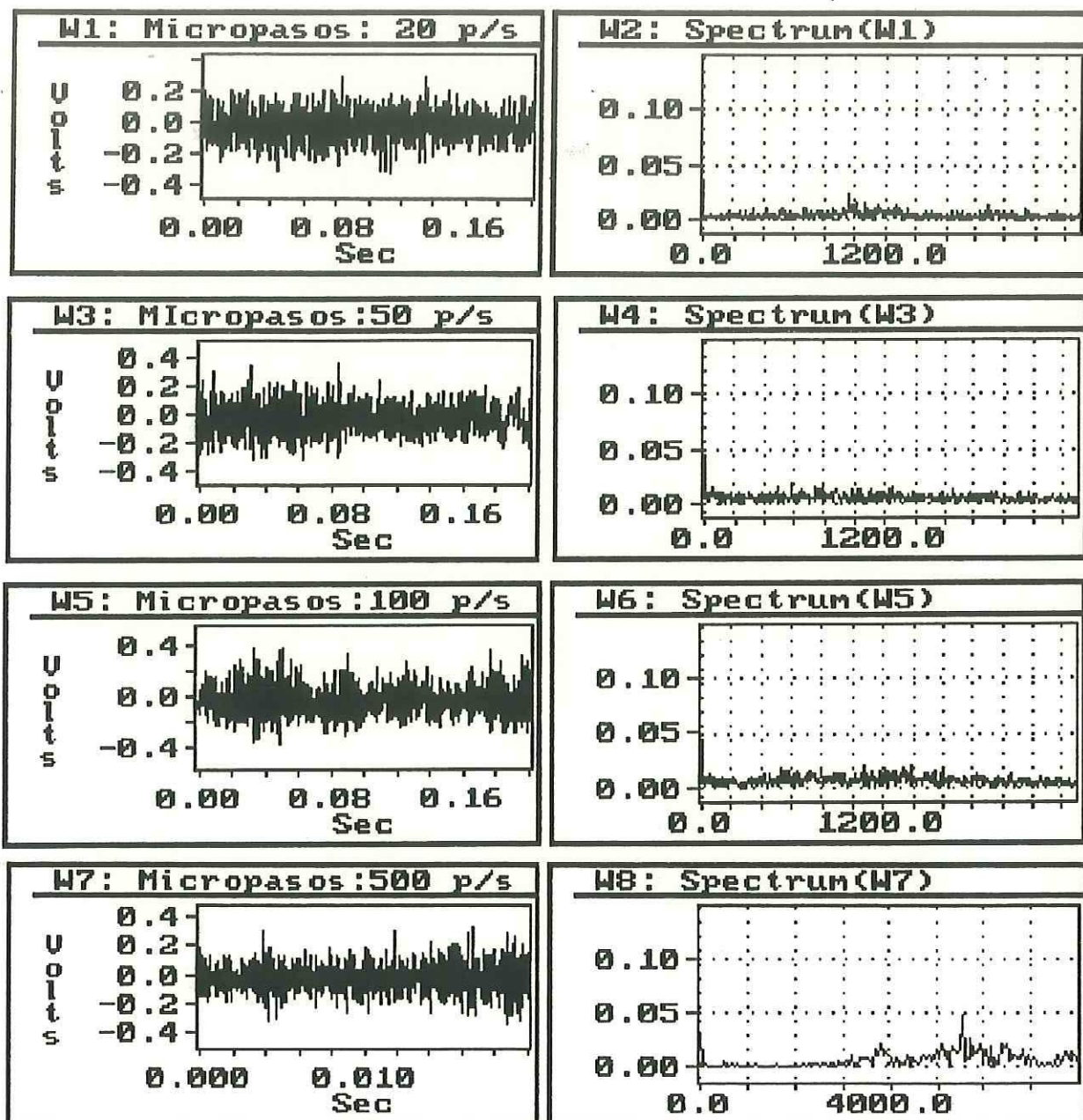


Figura 51. Señales de vibración: micropasos y espectro de frecuencia.

Con el fin de verificar si la frecuencia de resonancia para la operación del motor en micropasos pudiera darse al aplicar 100 micropasos/seg (recordando que la f_{RES} para paso completo es de 100 pasos/seg.), se realizó la siguiente prueba:

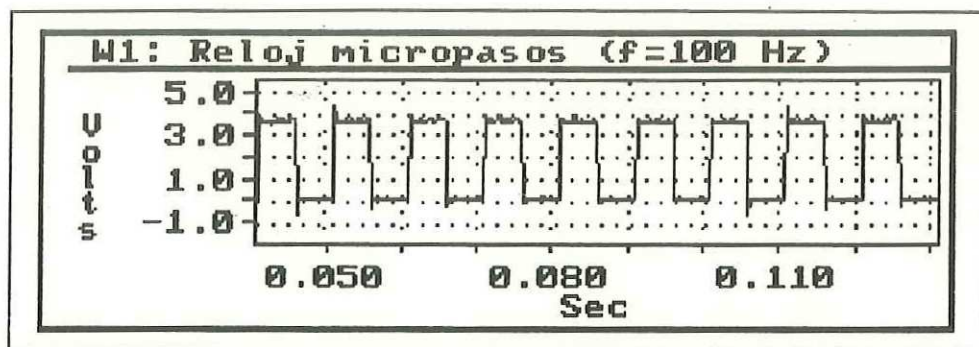


Figura 52. Reloj aplicado al circuito de micropasos.

Con la aplicación de un tren de pulsos de 100 Hz. (Fig.52), al circuito de micropasos, equivalente a una frecuencia en el secuenciador de pulsos de

$$f_{secuenc} = \frac{f_{\mu pasos}}{16} = \frac{100}{16} = 6.28 \text{ Hz.}$$

se registró la vibración presente en el motor.

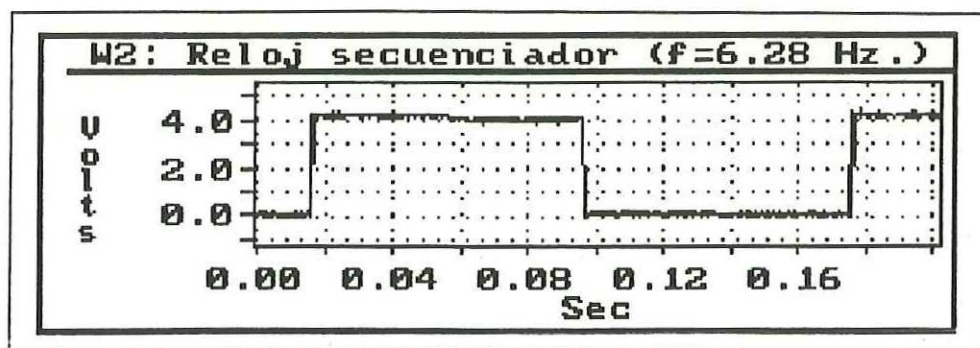


Figura 53. Reloj aplicado al secuenciador de pulsos.

En las gráficas espectrales de la Fig. 54 puede observarse que los niveles de vibración de 0.033 y 0.030 para los ejes horizontal y vertical respectivamente, son despreciables con respecto a los que se tienen para paso completo.

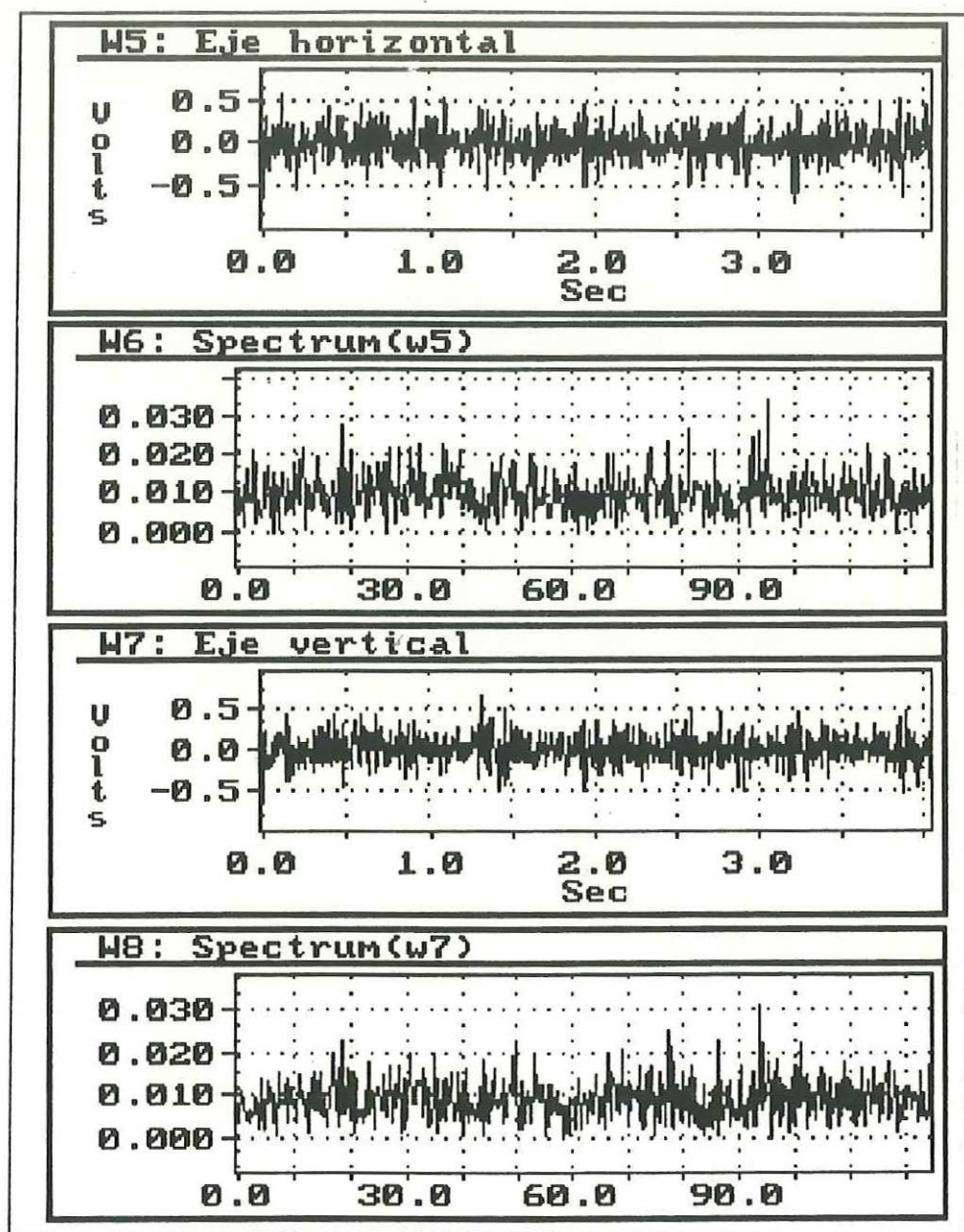


Figura 54. Señales de vibración y espectro de frecuencia (Ejes Horiz. y vertical, $f=100$ micropasos/seg).

Después de esta serie de pruebas cualitativas, puede verse que los niveles de mayor vibración se dan al operar en el modo de paso completo, lo cual puede explicarse por el hecho de que en este modo, el motor desarrolla el par máximo casi instantáneamente en cada pulso de conmutación.

Para el rotor, esto se traduce en un impacto mecánico que excita la frecuencia de resonancia del sistema.

En cambio, con los modos de operación de medio paso y micropasos no existe tanto exceso de energía en el motor, por lo cual se reducen las vibraciones y resonancias.

VI.3.- Limitaciones

No obstante las ventajas implícitas en este manejador de potencia, existen algunos puntos que deben ser tratados:

_ Los elementos o dispositivos del manejador, principalmente los de la etapa de potencia: transistores, diodos zener, etc, están dimensionados para valores de tensión de 30 a 60 volts cuando se construyó el prototipo, sin embargo, con estos valores se tendrá un tiempo de crecimiento de la corriente comprendido en el intervalo de t_1 a t_2 , como se muestra en la Fig.55.

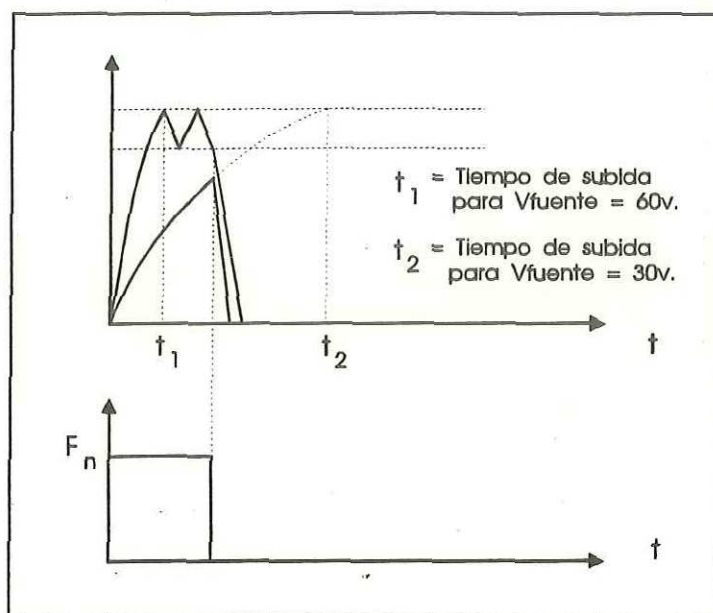


Figura 55. Comparación de los tiempos de subida para diferentes valores de tensión.

Cuando la frecuencia de los pulsos es muy grande y no se alcanza la fase de conmutación, el nivel de corriente dependerá únicamente de la tensión aplicada V_{FUENTE} .

Si se desea incrementar la tensión, por arriba de los valores que contempla actualmente la tarjeta prototipo, con el fin de aumentar aún más la velocidad de operación, tendrán que reemplazarse los dispositivos de potencia por aquellos que puedan soportar los nuevos valores de tensión.

— Existe vibración en Mestra, principalmente cuando se opera en bajas frecuencias, por lo que se hace necesario incorporar algún medio o mecanismo de supresión como el de micropasos; con esto se tendrá un movimiento más suave de la plataforma.

VII. CONCLUSIONES

La inclusión del manejador de potencia de tensión conmutada en el conjunto Mestra le permitirá realizar con mayor eficiencia la función de perforadora, pues su diseño, concebido en base al estudio de diferentes manejadores de tipo comercial, incorpora sus características más importantes.

Dada su estructura abierta y flexible puede efectuar el manejo de motores con diferentes capacidades de corriente, con la variación del valor central de ventana en cada par de fases.

El ancho de la ventana de conmutación o histéresis puede ser adecuado de acuerdo con los valores de tensión que se aplican al manejador, para tener frecuencias de conmutación que produzcan el mínimo de ruido audible (arriba de 17 Khz.), así como la menor pérdida por conmutación en los transistores de potencia.

Además, el esquema del manejador de tensión conmutada puede permitir la incorporación de la técnica de micropasos con las modificaciones pertinentes en la etapa de control, que deberá proporcionar las señales requeridas por este modo de funcionamiento, es decir:

- _ Reloj de micropasos, con una frecuencia 16 veces mayor a la que llega a los transladores.
- _ Señal de control para el modo de operación: micropasos o normal (paso completo o medio paso).

Aún con estas mejoras, el sistema queda abierto para la eventual optimización de la tarjeta de control de Mestra, a través de su integración en circuitos de mayor escala como XILINX, donde pudieran incluirse las etapas del generador de perfil de velocidad, coordinadores de movimiento y secuenciadores de pulsos.

LITERATURA CITADA:

- Bodson M., J. Chiasson. December 1989. Application of nonlinear control methods to the positioning of a PM stepper motor. Proceedings of the 28th conference on decision and control. Pág 531-532.
- Coughlin R.F., F.F. Driscoll. 1987. Circuitos integrados lineales y amplificadores operacionales. Prentice hall hispanoamericana, México. 394 pág.
- Coutu D. 1992. Microstepping tutorial. Motion. 8(1):6 - 8.
- DADiSP. 1991. The DADiSp worksheet. Data analysis and display software. DSP Development Co. Cambridge, MA. USA.
- Escap Inc. 1992. Stepper motor drives. Switzerland. 32 pág.
- Guayakwad R., L. Sokoloff. 1988. Analog and digital control systems. Prentice hall, London. 660 pág.
- General Controls, Inc. 1992. The family of dragon drivers and controls. Elk Grove Village, ILL. USA.
- General Instruments. 1980. Catalog of optoelectronic products. General Instruments Corporation. Palo Alto, CA, USA. 253 pág.
- Hayt W.H., J.E. Kemmerly. 1979. Análisis de circuitos en ingeniería. Mc. Graw-Hill, México. 556 pág.
- Houston Instruments. 1986. DM/PL Command language.

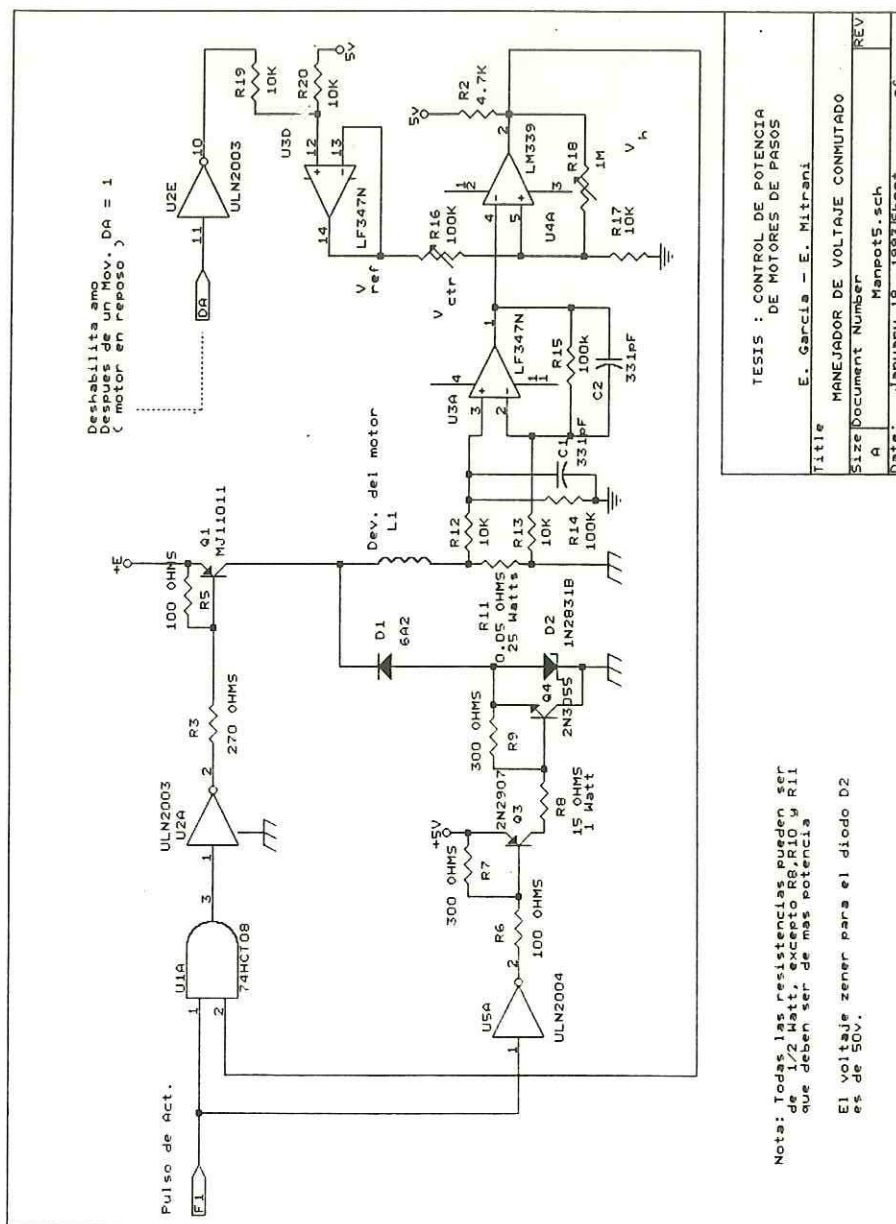
- Houston Instruments. USA.
- Houston Instruments. 1987. DMP-41/42 Operation manual.
- Houston Instruments. USA.
- Johantgen J.N. March 1989. Enhanced-performance electronics move step motors to high speeds. Control engineering.
- Kenjo T. 1984. Stepping motors and their microprocessor controls. Clarendon express, Oxford, New York. 244 pág.
- Mejía Vázquez H. 1991. Diseño de un sistema de control para movimientos coordinados en 3 ejes. CICESE. Ensenada, México.
- Mitrani Abenchuchan E. 1982. Información del proyecto "Mesa trazante". CICESE. Ensenada, México.
- New England. 1990. Precision positioning components and systems.
- Oriental motor. 1991. General Catalog. Japan. 226 pág.
- Pavlat J.S., T.J. Harned. January 1988. High acceleration, two-phase brushless servo. PCIM magazine.
- Sprint. 1989. Sprint expert, operation manual: PLD and PROM programmer. SMS Microcomputer systems GmbH, West Germany.
- Superior electric. 1989. Slo-syn catalog: Ac synchronous, gearmotors and stepper motors, USA. 667 pág.

Vexta. 1991. Technical information on stepping motors.

Japan. 36 pág.

Ward P.A., Lawrenson P.J. 1977. Backlash, resonance and instability in stepping motors. Proc. Sixth annual symposium on incremental motion control systems and devices. Department of Electrical Engineering, University of Illinois. Pág 73-83.

**APÉNDICE A. CIRCUITOS ESQUEMÁTICOS DEL MANEJADOR
DE POTENCIA DE TENSIÓN CONMUTADA.**



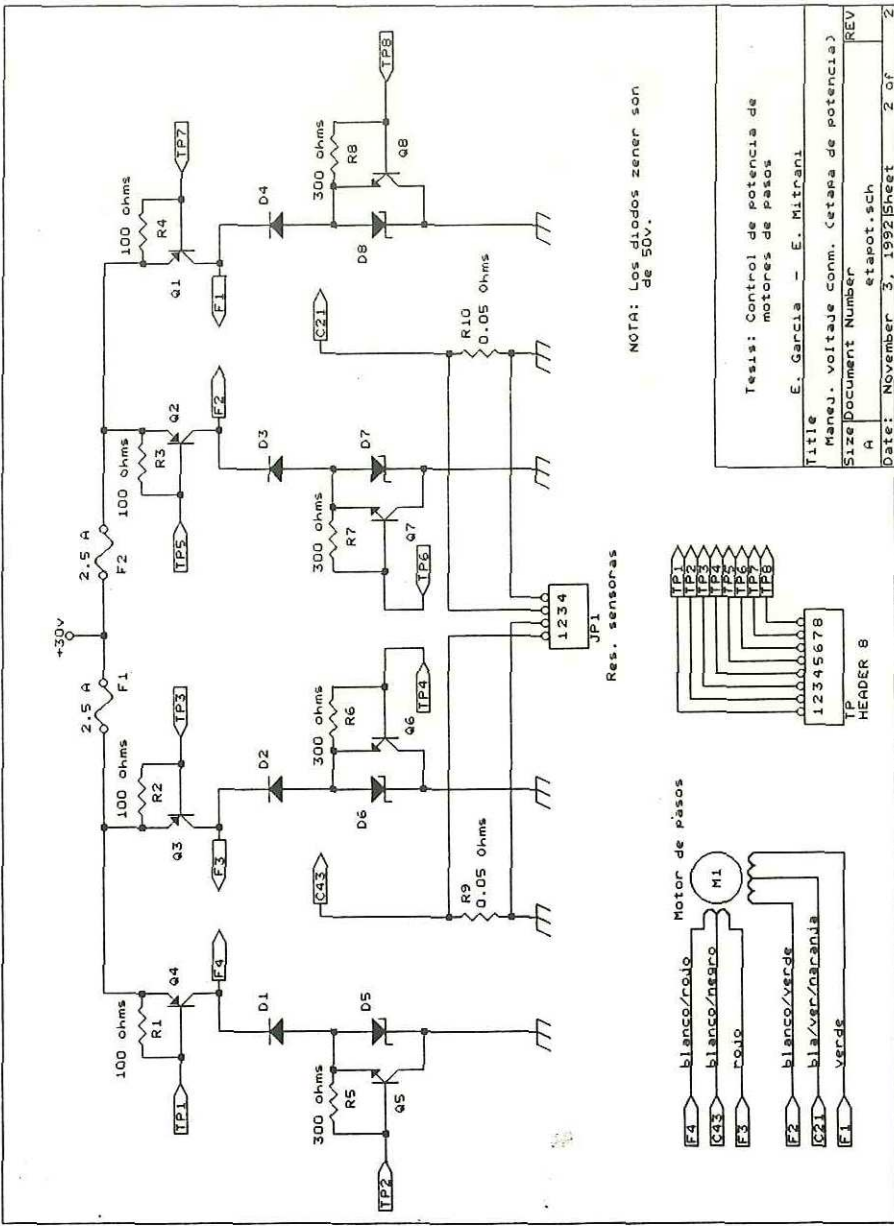


Figura 58. Etapa de potencia del manejador de tensión conmutada.

APÉNDICE C. MODIFICACIONES REALIZADAS

1. Programa para perforación automática

Existe actualmente dentro del programa de control de MESTRA, una función que permite la ejecución de perforaciones en forma automática en base a la interpretación de archivos en disco, sin embargo, presenta algunos inconvenientes implícitos en la forma en que se realiza, es decir:

_ Interpreta las perforaciones en base a un archivo que es originalmente creado para dibujo (Lenguaje DM/PL), [Houston Instruments, 1986].

==> INFORMACIÓN REDUNDANTE.

_ No realiza las perforaciones en forma ordenada, sino como han sido creadas en el archivo original.

==> MAYOR TIEMPO DE TRABAJO.

_ No distingue los diámetros de las perforaciones (una sola medida).

==> NO POSIBILITA CAMBIOS DE BROCA.

FORMATO: UCCxxxxxx,yyyyy

donde :

UCC = Mnemónico para perforación.

xxxxxx = Coordenada X. ($0 < X < 65535$)

yyyyy = Coordenada Y. ($0 < Y < 65535$)

Lectura del archivo generado con pcb

En base a la integración de una nueva función para perforación automática, se solucionan en gran parte los problemas anteriores, ya que se interpreta un archivo creado específicamente para este propósito.

La información es generada por medio del algún programa o en forma manual, respetando el siguiente formato de instrucción:

FORMATO: ASCII (ddd,xxx,yyy)

donde:

ddd = Diámetro de la perforación.

xxx = Coordenada X.

yyy = Coordenada Y.

NOTA: Los valores de los parámetros están en milésimas de pulgada.

Ventajas:

_ Las perforaciones están ordenadas de manera más eficiente y en orden ascendente de acuerdo a su diámetro.

_ El programa detiene el proceso y solicita el reemplazo de broca cada vez registra algún cambio en el parámetro ddd. Con una orden dada por el usuario puede continuar normalmente.

2. Reprogramación del reloj para el divisor

Además de las modificaciones en programación se tendrá que hacer lo propio en la tarjeta de control, específicamente la reprogramación del GAL que incluye el divisor de frecuencia. Se cambia el divisor de 6 que se tenía con anterioridad por un divisor de 4, para que proporcione una mayor frecuencia de operación. Con esto, se calcula el nuevo intervalo de velocidad:

Con el nuevo divisor se tiene :

$$f_{osc} = \frac{6.144 \times 10^6}{4} = 1.536 \text{ Mhz.} \quad (61)$$

Y también :

$$\begin{aligned} f_I &= \frac{P}{4096} f_{osc} \\ p &= 0 \dots 4095 \end{aligned} \quad (62)$$

que es un reloj programable.

Para obtener tasas de pulsos de acuerdo con la cantidad de pasos para los motores AMO y ESCLAVO:

$$\begin{aligned} f_s &= \text{entero} \left[\frac{e}{a} 65535 \right] \frac{f_I}{(65536) (256)} \\ e &= 0 \dots 65535 \\ a &= 1 \dots 65535 \end{aligned} \quad (63)$$

Por lo tanto :

$$1 \leq Vel. (pulsos/s) \leq 6000$$

(64)

Diseño del divisor por 4

En base a las siguientes formas de onda, obtenemos las ecuaciones del divisor por 4 y por 2.

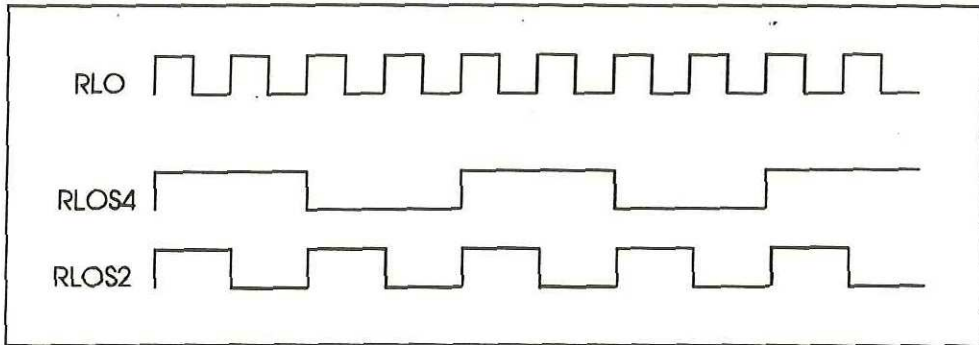


Figura 60. Diagrama de tiempos para el divisor de frecuencia por 4 y por 2.

Tabla IV. Tabla de verdad para el divisor de frecuencia por 4 y por 2.

RLOS4	RLOS2	D_{RLOS4}	D_{RLOS2}
0	0	1	1
0	1	0	0
1	0	0	1
1	1	1	0

De la tabla IV se obtienen las ecuaciones:

$$D_{RLOS4} := /RLOS4*/RLOS2 + RLOS4*RLOS2$$

$$D_{RLOS2} := /RLOS2$$

Finalmente se proporciona el listado del archivo para la programación del GAL por medio del programa Sprint [Sprint, 1989].

```

*****
                                GALDIV.PLD
FUNCIONES:
    - Selector/multicanalizador de 3 entradas y 3 salidas.
    - Divisor de frecuencia ( entre 4 y entre 2 ).
    - Generador de señal de sincronía para el GPV y de inicio
      y fin de secuencia de desplazamiento.

NOTA: Esta es una versión modificada del diseño original.
      Únicamente se ha cambiado el diseño para el divisor de
      frecuencia, ya que anteriormente se dividía por un factor
      de 6 y de 2. Esto permitirá tener un intervalo de veloci-
      dad para los motores de  $0 < \text{Vel} < 6000$  pulsos/s.
FECHA : 7 de marzo de 1992.

REALIZÓ: Ernesto García D.                ASESOR : E. Mitrani
*****

```

```

DEVICE 16V8;
RLO          1
INV          2
DA           3
DSIN         4
C0           5
C1           6
E2           7
E1           8
AMO          9
GND          10
GND1         11
RLJX         12
RLJY         13
RLJZ         14
CARGA        15
QDSIN        16
RLOS2        17      'Divisor por 2.
RLOT         18      'Variable auxiliar (no usada aquí).
RLOS4        19      'Divisor por 4
VCC          20

START
RLOS4 := /RLOS4*/RLOS2 + RLOS4*RLOS2 ;
RLOT  := /RLOS2 ;
RLOS2 := /RLOS2 ;
QDSIN := DSIN ;
CARGA /= AMO + DA ;
RLJZ  = /C1*E2*/INV + C1*AMO*/INV +
        /C1*/E2*INV + C1*/AMO*INV ;
RLJY  = /C1*/C0*E1*/INV + /C1*C0*AMO*/INV + C1*E2*/INV +
        /C1*/C0*/E1*INV + /C1*C0*/AMO*INV + C1*/E2*INV ;
RLJX  = /C1*/C0*AMO*/INV + C0*E1*/INV + C1*E1*/INV +
        /C1*/C0*/AMO*INV + C0*/E1*INV + C1*/E1*INV ;
END

```

APÉNDICE D. MICROPASOS

Es una técnica electrónica que proporciona al motor de pasos la capacidad para girar con incrementos angulares más pequeños al fundamental, colocando la flecha en puntos intermedios entre las posiciones de equilibrio o de reposo [Pavlat y Timothy, 1988] ; es en sí una división del paso mecánico del motor en pequeños pasos eléctricos (micropasos). En la Fig. 60 puede apreciarse la utilización de esta técnica.

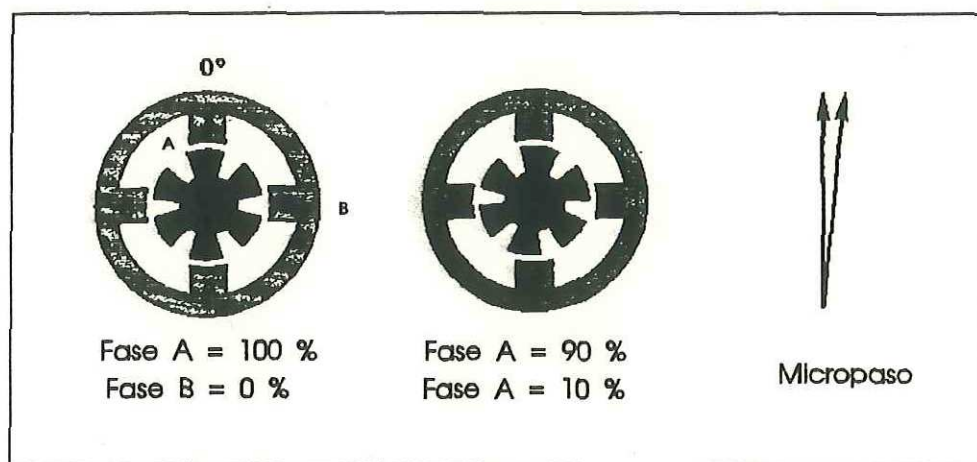


Figura 60. Técnica de micropasos.

Los micropasos del motor se logran al controlar los porcentajes de corriente que se suministran a cada fase de manera complementaria, es decir, la suma de las componentes en ambas fases es el 100 %.

Las principales ventajas que se tienen con la aplicación de esta técnica son [Coutu, 1992]:

_ Aumento notable en la resolución.

_ Suavidad en el movimiento, reduciendo así vibraciones y resonancias. En la Fig. 61 puede apreciarse esta diferencia entre los modos de operación: paso completo y micropasos:

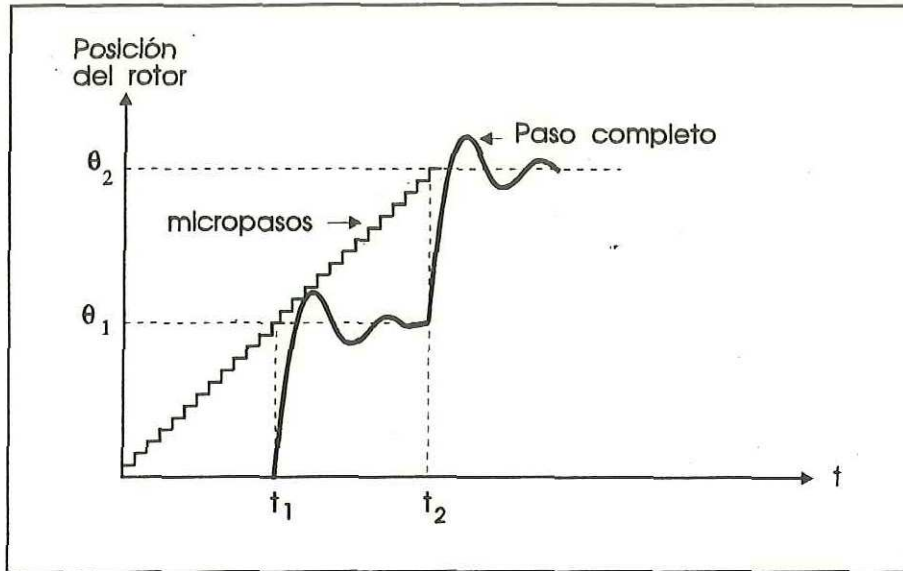


Figura 61. Respuesta del rotor en 2 modos de operación: paso completo y micropasos.

Resolución vacía

El par proporcionado por la flecha cuando se está operando el motor con micropasos esta dado por la Ec. [New England, 1990]:

$$Par_{\mu p} = T_H \text{ Sen}(90^\circ / RDP) \quad (65)$$

donde:

$\text{Par}_{\mu p}$ = Par producido por cada micropaso.

T_H = Par de mantenimiento.

RDP = Razón de división del paso.

Cuando se tiene una excesiva división del paso, el par generado durante los primeros micropasos será mínimo, teniendo que dar varios micropasos antes de que el par alcance el nivel necesario para registrar un movimiento de la carga.

Este efecto aparente de juego o histéresis es en realidad una excesiva resolución del micropaso, también llamada resolución vacía. La excesiva división trae además otro problema:

_ Limita la velocidad máxima alcanzable, por la dificultad de producir trenes de pulsos de muy altas frecuencias (100 rev/seg. @ 50 000 pasos/rev. requiere de un tren de pulsos de 5 MHz.)

Diseño del circuito de micropasos

Para incluir esta opción de diseño en el manejador de tensión conmutada, será necesario generar los perfiles de corriente, que controlen el porcentaje de potencia en cada fase, para lo cual se muestra en la Fig.62 un diagrama a cuadros con los componentes mínimos de esta etapa.

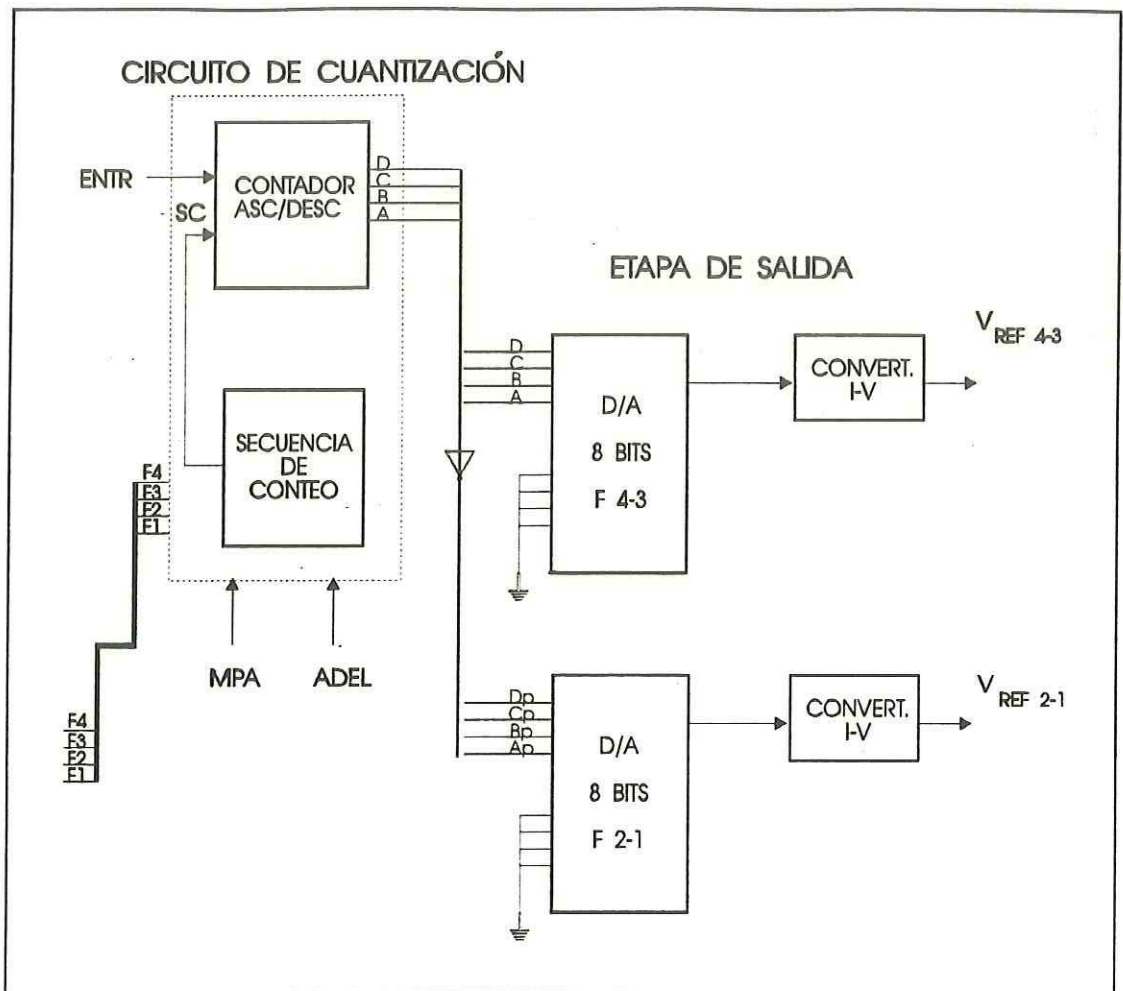


Figura 62. Diagrama a cuadros del circuito para micropasos.

Dentro del circuito, uno de los convertidores recibe el código producido por el circuito de cuantización, para generar un perfil de escalera con n niveles de tensión por cada paso del motor, dependiendo de la cantidad de micropasos que se deseen.

El convertidor opuesto tendrá que generar una forma de onda inversa. Esto se logra al complementar el código correspondiente al convertidor D/A_{4-3} , y aplicándolo a los bits más

significativos del convertidor D/A_{2-1} . Por lo tanto, será necesario un solo circuito de cuantización que controle la generación de ambos perfiles. La Fig. 63 se bosquejan las formas de onda que produce un circuito de micropasos, para 4 niveles de cuantización en cada una de las fases:

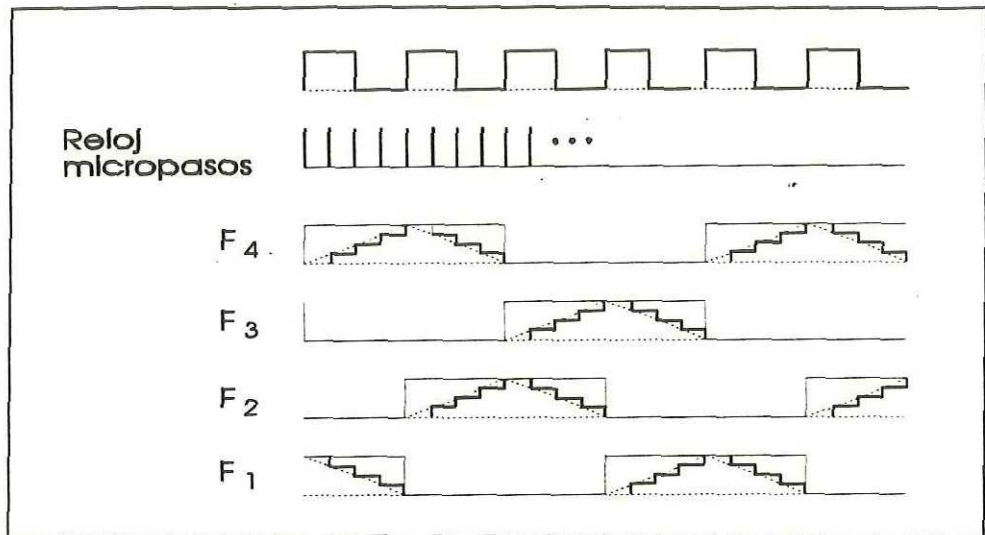


Figura 63. Perfiles de corriente en las fases del motor, para 4 niveles de cuantización (micropasos).

En nuestro caso, la cantidad de micropasos pudiera ser muy grande, sin embargo, para no caer en el problema de resolución vacía y dados los requerimientos reales de MESTRA, se cree que con 16 niveles es suficiente para disminuir los problemas de vibración principalmente. Al considerar 16 micropasos/paso, se tendrá un total de micropasos por revolución equivalente a:

$$\mu P/rev = (No. depasos/rev) (No. de \mu pasos) \quad (66)$$

donde :

$\mu P/rev$ = Núm. de micropasos por revolución.

No. de pasos/rev = Cantidad de pasos requeridos para que la flecha del motor gire 360° .

No. de μ pasos = Número de posiciones por paso.

De acuerdo con los parámetros del diseño:

$$\mu P/rev = 200 (16) = 3200 \quad (67)$$

Con esto se tiene una resolución de :

$$\theta = \frac{360^\circ}{mpasos/rev} = \frac{360}{3200} = 0.112^\circ/pulso \quad (68)$$

Generador de niveles de cuantización

Dada la cantidad de circuitos discretos (compuertas y biestables) que se necesitan para la realización física de esta etapa, se optó por la utilización de un arreglo lógico genérico (GAL16V8A) que integre sus elementos.

A continuación se describe el diseño de cada una de sus partes:

Contador binario asc-descendente (4 bits)

El código binario (cuenta) aplicado a los bits más significativos del convertidor deberá seguir la secuencia de un contador ascendente-descendente de 4 bits, para tener 16 posibles niveles de cuantización.

Características de diseño:

- _ Conteo binario de 0-F.
- _ Terminal de control para la dirección de conteo (SC).
- _ Recibe un reloj (ENTR) cuya frecuencia es 16 veces mayor a la del reloj que temporiza el secuenciador de pulsos del motor.

Como el GAL tiene internamente biestables de tipo D, se realiza un diseño en base a esta característica. Las ecuaciones que finalmente se obtienen son :

$$D_D = /SC (D+C*B*A) + SC (D*C+D*A+D*B)$$

$$D_C = /SC (C*/B+C*/A/C*B*A+D*C) + SC (C*A+C*B+D*/C*/B*/A)$$

$$D_B = /SC (/B*A+B*/A+D*C*B) + SC (B*A+C*/B*/A+D*/B*/A)$$

$$D_A = /SC (/B*/A+B*/A+D*C*B) + SC (B*/A+C*/B*/A+D*/B*/A)$$

Secuencia de conteo (sc)

Con el fin de controlar la secuencia de conteo se incluye cierta lógica que genere la señal SC, de tal forma que:

$$\text{Si } SC = \begin{cases} 0 & \Rightarrow \text{ conteo ascendente.} \\ 1 & \Rightarrow \text{ conteo descendente.} \end{cases}$$

Analizando la secuencia de las fases, cuando el motor gira en uno u otro sentido se puede generar esta señal de la siguiente forma:

a) Sentido horario (ADEL = 1).

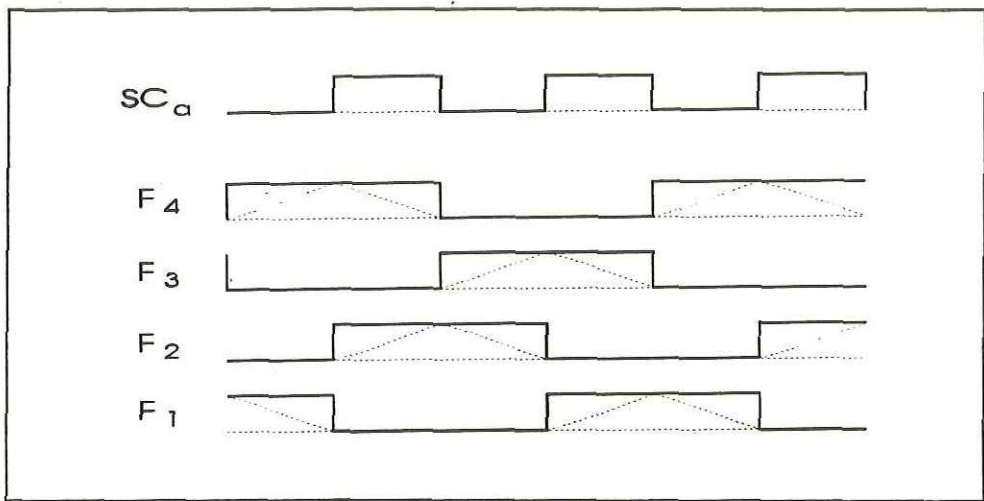


Figura 64. Señales para control de la secuencia de conteo en el circuito de micropasos (giro del motor en sentido horario).

De las formas de onda se obtiene la ecuación siguiente:

$$SC_a = ADEL (F3 * F1 + F4 * F2)$$

b) Sentido antihorario (ADEL = 0).

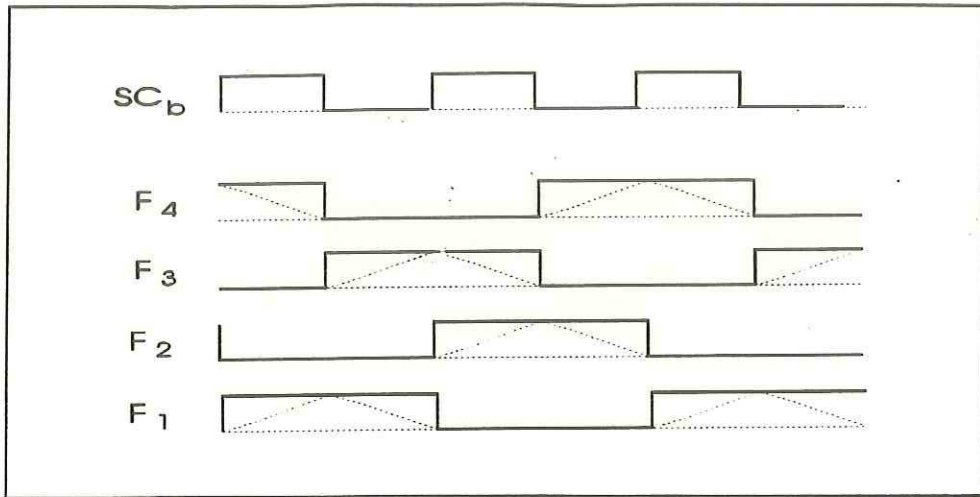


Figura 65. Señales para control de la secuencia de conteo en el circuito de micropasos (giro del motor en sentido antihorario).

Para este caso se tiene:

$$SC_b = /ADEL (F_4*/F_2 + /F_4*F_2)$$

Finalmente la señal que controla la secuencia de conteo esta dada por :

$$SC = SC_a + SC_b$$

$$SC = ADEL*F_3*F_1 + ADEL *F_4*F_2 + \\ /ADEL*F_4*/F_2 + /ADEL*/F_4*F_2$$

Control de modo de operación

En este circuito debe existir una señal de control que permita establecer el modo de funcionamiento del sistema: pasos normales o micropasos. Así mientras se encuentre en el modo de

micropasos, el contador deberá proporcionar la secuencia adecuada para generar los perfiles de corriente.

Por otra parte, al conmutar al modo de operación normal, el V_{REF} en cada comparador deberá tener un valor aproximado de 5v. ($D=C=B=A=1$) para que el nivel de corriente en cada fase sea máximo (el fijado como valor nominal).

Para lograr esta función, se tendrá que realizar la siguiente consideración:

— Las ecuaciones del contador Asc./Desc. deberán incluir un término extra (MPA) que asegure el valor de las salidas D,C,B,A con un 1 lógico cuando $MPA=0$ (modo de operación normal), es decir:

$$D = /SC (D+C*B*A) + SC (D*C+D*A+D*B) + /MPA$$

$$C = /SC () + SC () + /MPA, \text{ etc.}$$

Entradas para el comparador ₂₋₁

Como se mencionó anteriormente el convertidor D/A_{2-1} deberá generar un perfil complementario al de la otra parte del circuito.

Para efectuar esta función se utilizan una serie de compuertas "O" exclusivo que controlen la polaridad de las salidas del contador para su aplicación al convertidor D/A_{2-1} , dependiendo del modo fijado por la señal MPA.

Tabla V. Tabla de verdad para el controlador de polaridad.

CASO	MPA	SAL	SAL _p	POLARIDAD
1*	0	0	0	directa
2	0	1	1	directa
3	1	0	1	Inv.
4	1	1	0	Inv.

* El caso 1 no se presenta, ya que todas las salidas del contador serán 1 cuando se opere el motor en modo normal (MPA=0).

SAL = Cualquier salida del contador (D,C,B,A).

SAL^P = Salida con control de polaridad.

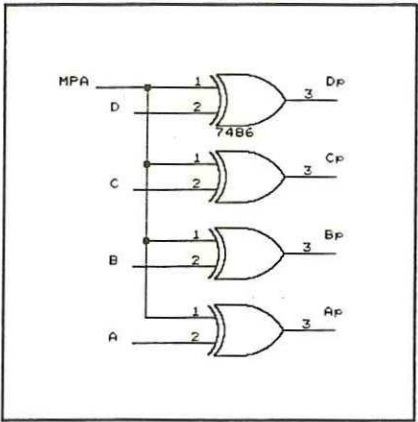


Figura 66. Circuito para control de polaridad de salida.

Etapa de salida

Esta parte recibe las señales generadas por el circuito de cuantización, para producir niveles de tensión que sirvan como

referencia para el manejador de tensión conmutada (V_{REF}).

Consta básicamente de una combinación de convertidores A/D y sus circuitos para conversión de corriente a tensión, como se observa en el circuito esquemático que se plantea para la etapa de micropasos (Fig. 67).

Se incluye además el listado del archivo para la programación del GAL16V8A, utilizando el sistema SPRINT [Sprint, 1989]. Tiene un formato en el cual se describen las funciones de cada terminal del circuito, y las ecuaciones que las relacionan.

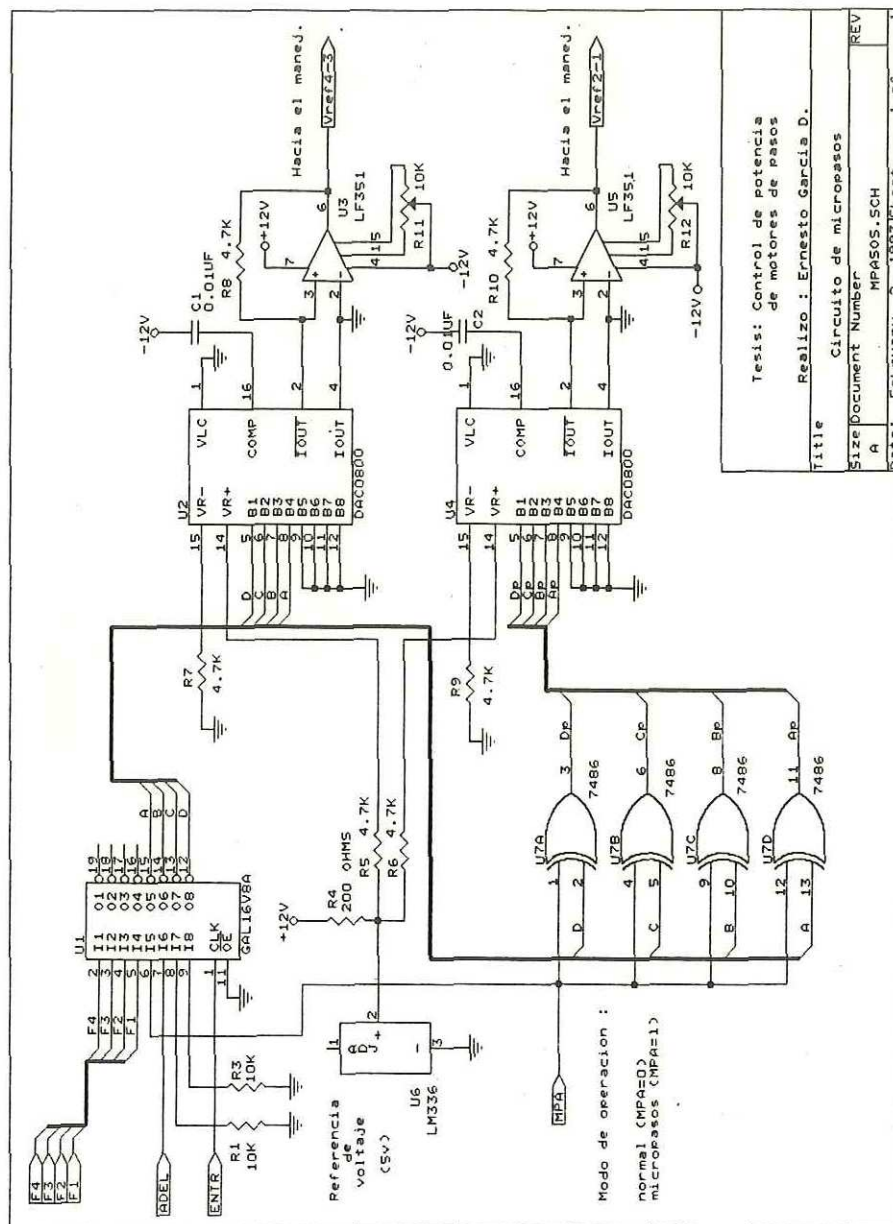


Figura 67. Circuito esquemático de la etapa de micropasos.

```

*****
' TESIS      : Control de potencia de motores de pasos.
'
' ARCHIVO    : MPASOS.PLD
' REALIZÓ    : Ernesto García Domínguez.
' FUNCIÓN    :
'             Circuito que genera los perfiles de corriente, en
'             conjunción con los convertidores D/A, para la obtención
'             de micropasos.
'
' CARACTERÍSTICAS:
'   - Contador binario 0-F (16 niveles de cuantización.
'   - Generación de la señal SC, encargada de controlar la
'     secuencia de conteo (asc-desc).
'   - Recibe la señal RMP, que sirve como reloj principal del
'     GAL.
'
' DISPOSITIVO : GAL16V8A de Lattice.
'
' FIRMA ELECTRÓNICA: mpasos
'   10/JUNIO/1992                      3/NOV/92
*****
' CONFIGURACIÓN DEL CIRCUITO:

```

```

DEVICE 16V8;
ENTR      1      'Reloj de entrada, cuya frecuencia es 16 veces
                'mayor a la del reloj del secuenciador.
F4         2      'Fase 4 del motor.
F3         3      'Fase 3 del motor.
F2         4      'Fase 2 del motor.
F1         5      'Fase 1 del motor.
MPA        6      'Señal para controlar el modo de operación:
                'normal (MPA=0) o micropasos (MPA=1).
ADEL       7      'Entrada que indica el sentido de giro del
                'motor: horario (ADEL=1), antihorario (ADEL=0).
ENT8       8      'Entrada inactiva.
ENT9       9      'Entrada inactiva.
GND        10     'Terminal de tierra.
TEREDO     11     'Terminal para colocar las salidas en tercer
                'estado.
D          12     'Bit 4 del contador (bit más significativo).
C          13     'Bit 3 del contador.
B          14     'Bit 2 del contador.
A          15     'Bit 1 del contador. (bit menos significativo).
SC         16     'Señal para controlar la secuencia de conteo:
                'Ascendente (SC=0) y Descendente (SC=1).
/SAL7      17     'Salida (conectada a tierra).
/SAL8      18     'Salida.
/SAL9      19     'Salida.
VCC        20     'Terminal de voltaje (5v).

```

' ECUACIONES:

START

```

/SAL9  /= ENT9 ;
/SAL8  /= ENT8 ;
/SAL7  /= ENT8 ;
SC      = ADEL*F3*F1 + ADEL*F4*F2 +
          /ADEL*F4*/F2 + /ADEL*/F4*F2 ;
A      := /SC*/B*/A + /SC*B*/A + /SC*D*C*B +
          SC*B*/A + SC*C*/B*/A + SC*D*/B*/A + /MPA ;
B      := /SC*/B*A + /SC*B*/A + /SC*D*C*B +
          SC*B*A + SC*C*/B*/A + SC*D*/B*/A + /MPA ;
C      := /SC*C*/B + /SC*C*/A + /SC*/C*B*A + /SC*D*C +
          SC*C*A + SC*C*B + SC*D*/C*/B*/A + /MPA ;
D      := /SC*D + /SC*C*B*A +
          SC*D*C + SC*D*A + SC*D*B + /MPA ;

```

END