



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

Versión preindustrial de un controlador
electrónico de posición (aplicado
a manipuladores)

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
AREA ELECTRICA ELECTRONICA

Presentan

Fca. Santa Rodríguez Guzmán
José Mondragón Lugo

Director: M. en I. Pablo Francisco Lara Reyes



México, D. F.

1993

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

1	INTRODUCCIÓN	1
2	ANTECEDENTES	4
2.1	Prototipo de laboratorio	4
2.2	Conceptos generales	9
2.3	Características generales del prototipo preindustrial	15
3	PROTOTIPO PREINDUSTRIAL	17
3.1	Diseño en circuito impreso	17
3.2	Tarjeta de los manejadores y tarjeta de la fuente de los manejadores	21
3.3	Tarjeta del modulador ancho de pulso, acondicionador de señal y posicionador	47
3.4	Tarjeta del controlador PID	64
3.5	Tarjeta del sensor digital de posición y sensor digital de velocidad	80
3.6	Tarjeta del sensor de corriente y sensor analógico de velocidad	99
3.7	Tarjeta del visualizador de posición	113
3.8	Tarjeta de la fuente auxiliar	121
3.9	Tarjeta de la fuente principal	129
3.10	Gabinete	141
3.11	Diagrama de conexión	149
4	CARACTERÍSTICAS DE CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO PREINDUSTRIAL	150

5	PRUEBAS Y RESULTADOS	157
5.1	Obtención del modelo experimental de la planta a controlar	157
5.2	Calibración del controlador	160
5.3	Desempeño del servomecanismo	162
5.4	Sensor de corriente	169
5.5	Comparación del sensor analógico de velocidad contra el sensor digital de velocidad	170
5.6	Rizo de corriente en el motor	170
5.7	Circuito de precarga	171
5.8	Corrección del factor de potencia	172
6	CONCLUSIONES	174
	REFERENCIAS	178
	APÉNDICE A. ESPECIFICACIONES DEL MOTOR	180
	APÉNDICE B. LISTADO DE PROGRAMA	184

INTRODUCCIÓN

Debido al creciente desarrollo tecnológico de la electrónica de potencia, se han obtenido mejoras notables en el desempeño de los servomecanismos y actuadores que se aplican en la industria, lo que ha contribuido a una mayor eficiencia y mejor desempeño de los sistemas automatizados. En el interés por mantenerse al día en el tema mencionado, el Instituto de Ingeniería (I de I) se ha preocupado por realizar diseños de sistemas en las áreas de electrónica de potencia y servomecanismos, con fines tanto de investigación como de docencia.

Por otro lado, el diseño y construcción de robots manipuladores es una de las actividades favoritas de alumnos y profesores en los proyectos de fin de curso y trabajos de tesis en la Facultad de Ingeniería (FI), donde se aplica de manera fundamental los conocimientos de servomecanismos y las técnicas de electrónica de potencia. Debido a la magnitud y complejidad de dicha tarea, el desempeño de los diferentes componentes del sistema es más bien modesto. Es así que, con el objeto de elevar el estándar de dicho diseño y construcción, al menos en lo que respecta al diseño de mecanismos y de actuadores electromecánicos, se decide junto con el grupo de diseño mecánico a cargo del Dr. Ángel Rojas en la FI, fabricar un manipulador programable. El grupo del Dr. Rojas se ha encargado de la fabricación mecánica del manipulador, mientras que el I de I se ha concentrado en el diseño y construcción de los controladores electrónicos de los motores de corriente directa (CD) que integran al manipulador.

Esta tesis constituye la continuación de un trabajo previo, también realizado en el I de I, en el cual se diseñó y construyó un prototipo a nivel laboratorio de un controlador electrónico de posición para un servomotor de CD [6]. El prototipo de laboratorio es un controlador analógico de posición; la regulación del voltaje al motor se hace con técnicas de conmutación, usando interruptores de estado sólido; las tarjetas electrónicas se armaron con la técnica de alambre enrollado (*wire wrap*). El diseño es de tipo modular, para facilitar reparaciones, modificaciones o adiciones al sistema. En este primer diseño se obtuvo un prototipo que permitió probar los conceptos básicos de diseño de este tipo de controladores.

Las principales desventajas que se encontraron en el prototipo a nivel laboratorio son:

- Se deben activar dos interruptores en una secuencia determinada para encender y apagar el equipo.
- El proceso para llevar al motor a su posición de referencia antes de cerrar el lazo se lleva a cabo de manera manual, así como la apertura o cierre de lazo de control (por medio de conectores). Todo lo anterior, hace que el proceso de inicialización del controlador sea tedioso y difícil.
- El prototipo es vulnerable a falsos contactos en la conexión de componentes y entre tarjetas, cuando se traslada o mueve el equipo.
- La topología de la fuente de alimentación principal del controlador tiene asociada un bajo factor de potencia por generación de armónicas.

Para esta segunda parte, se procedió a continuar con el esfuerzo anterior, con la construcción de un controlador de tipo preindustrial. Para ello, se respetaron algunas características del diseño de laboratorio, como son: control de tipo analógico, modularidad, puntos de prueba para supervisión y separación de los circuitos de baja potencia de los de alta potencia. Las características que se adicionan al sistema son: implantación de los diseños en circuito impreso, corrección del factor de potencia, integración de protecciones más efectivas, construcción del equipo de acuerdo con normas industriales (NEMA), incorporación de nuevos sensores y de circuitos que automatizan parte de la operación del equipo.

Los principales problemas detectados en el prototipo de laboratorio se resolvieron satisfactoriamente. Las adiciones y mejoras introducidas al prototipo preindustrial probaron su utilidad. El factor de potencia del equipo se incrementó significativamente. Se cuenta así, con un prototipo robusto y de fácil manejo, cuya forma de operación es particularmente útil para implantar nuevos diseños de sensores, leyes de control, etc. Así como para el aprendizaje del funcionamiento y construcción de los principales componentes de este tipo de controladores.

El contenido del trabajo escrito está ordenado de la siguiente manera: en el capítulo dos se describen brevemente el prototipo de laboratorio, los conceptos generales más importantes del sistema y los objetivos para el prototipo a nivel preindustrial. En el capítulo tres se presentan las características de diseño y construcción de los componentes del prototipo preindustrial, específicamente las modificaciones que se realizaron a los módulos originales y la implantación de nuevos diseños. Las características de construcción del prototipo se presentan en el capítulo cuatro, especificando las normas consideradas para ello. Los resultados de las pruebas efectuadas en el prototipo se incluyen en el capítulo cinco. Finalmente, se comentan las conclusiones sobre el desempeño del equipo.

ANTECEDENTES

2.1 PROTOTIPO DE LABORATORIO

El principal objetivo de esta tesis, y del trabajo previo del prototipo de laboratorio, es obtener un sistema de control analógico de posición para un servomotor de CD, que obedezca consignas provenientes de una computadora personal (PC) a través de una tarjeta de conversión digital-analógica [6]. Dicho servomotor es parte de una de las articulaciones del manipulador que se muestra en las figs 2.1 y 2.2. Específicamente, el motor está conectado al brazo mecánico del manipulador. El servomotor está colocado dentro del cilindro metálico que se aprecia en las figs 2.1 y 2.2 y acciona mediante un juego de engranes cónicos la articulación en la dirección de giro señalada en la fig 2.3

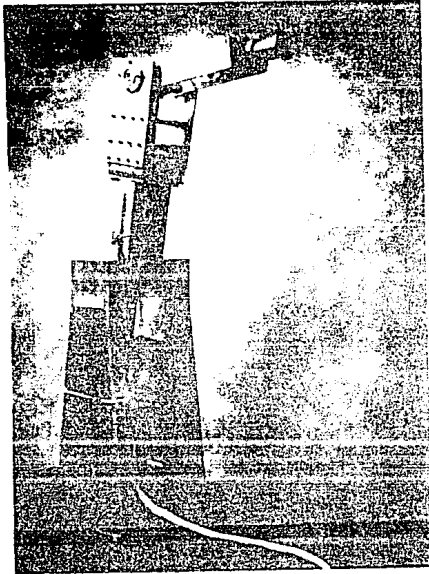


Fig 2.1 Manipulador

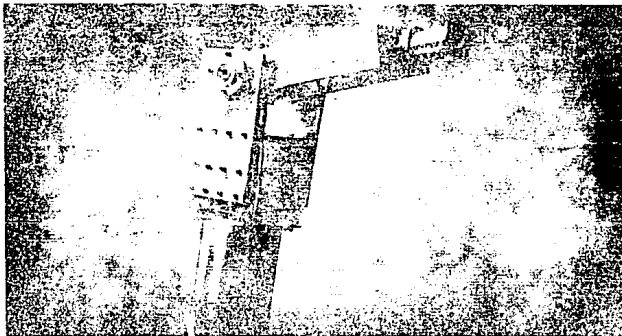


Fig 2.2 Manipulador (detalle de la articulación a controlar)

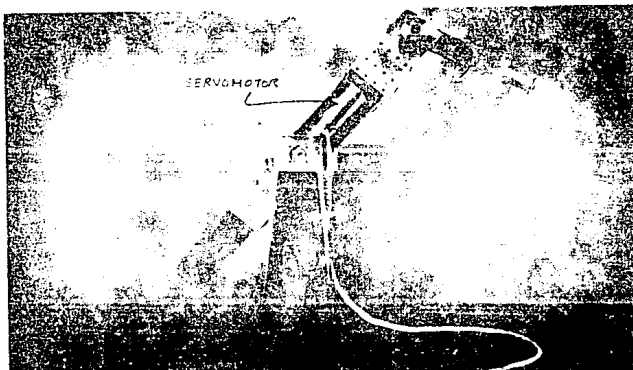


Fig 2.3 Dirección de sentido de giro de la articulación

Con el prototipo de laboratorio se probaron los conceptos básicos y se adquirió experiencia útil en el diseño y construcción de este tipo de controladores. Esquemáticamente, el funcionamiento del prototipo de laboratorio se representa en el diagrama de bloques de la fig 2.4:

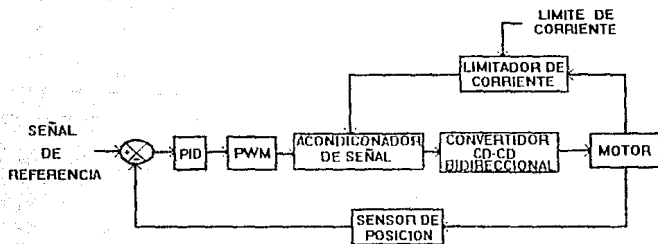


Fig 2.4 Diagrama de bloques del prototipo de laboratorio

Donde, los módulos principales de este prototipo son [6]:

- Servomotor: motor de corriente directa de imán permanente, dotado de una reducción armónica, un tacogenerador y un codificador óptico incremental.
- Convertidor de CD-CD bidireccional: suministra el voltaje de CD para que el motor se mueva en ambos sentidos. La regulación del voltaje se hace por medio de conmutadores de estado sólido y en función de señales moduladas en ancho de pulso (modulación PWM, *Pulse Width Modulation*).
- Sensor de posición: proporciona un voltaje de corriente directa proporcional a la posición angular del eje del motor.
- Comparador de error y controlador PID: del primero se obtiene la diferencia (señal de error) entre la señal de referencia y la del sensor de posición del motor. El controlador PID se encarga de corregir el comportamiento del servosistema con base en dicha señal de error, efectuando acciones de control de tipo proporcional, integral y derivativo.
- Modulador ancho de pulso y acondicionador de la señal: adecúa la señal del controlador modulándola en ancho de pulso y genera las señales que

comandan las ramas del convertidor CD-CD. Recibe la acción de control del limitador de corriente para involucrarla sobre dichas señales.

- Limitador de corriente: control de tipo SI-NO con brecha diferencial, de la corriente de armadura que circula en el motor. Tiene como función limitar la magnitud de dicha corriente, previendo los casos tanto de rotor bloqueado como de arranque del motor (durante el arranque se presenta un transitorio de corriente que puede llegar a tener una magnitud igual a la corriente de rotor bloqueado).

En las figs 2.5 y 2.6 se muestra el aspecto físico del prototipo de laboratorio

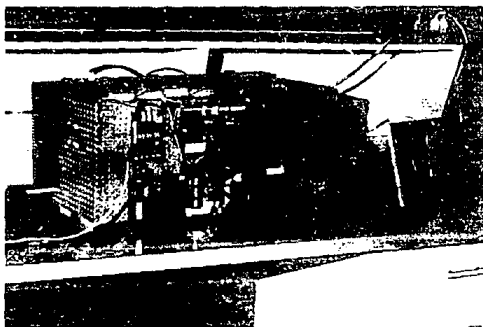


Fig 2.5 Vista frontal del prototipo de laboratorio y servomotor

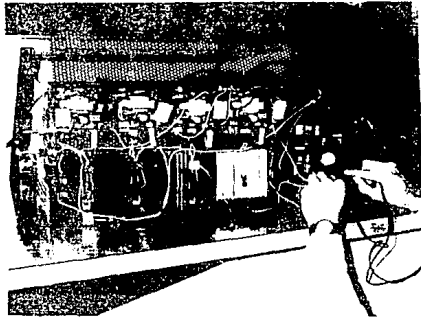


Fig 2.6 Vista posterior del prototipo de laboratorio (circuitos manejadores)

2.2 CONCEPTOS GENERALES

Modelo del motor:

Para modelar al motor de CD se parte del esquema de la fig 2.7

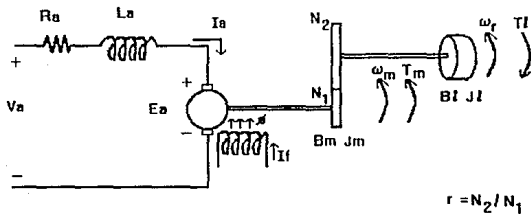


Fig 2.7 Esquema del motor

donde:

E_a	Fuerza contraelectromotriz
I_a	Corriente de armadura
V_a	Voltaje de armadura
L_a	Inductancia de embobinado de armadura
R_a	Resistencia de embobinado de armadura
ω_m	Velocidad angular del motor
T_m	Par del motor
J_m	Inercia del motor
B_m	Coefficiente de fricción dinámica del motor
ϕ	Flujo magnético
I_f	Corriente de campo
ω_r	Velocidad angular del actuador
T_l	Par de carga
B_l	Coefficiente de fricción dinámica de la carga
r	Reducción mecánica

Para el caso del motor del que se ocupa este trabajo, que es de imán permanente, ϕ e I_f son constantes. Por otro lado, considerando la dinámica eléctrica (τ_e , de 0.65 ms, [apéndice A]) es despreciable comparada con la mecánica (τ_m , de 17 ms) se llega al modelo simplificado de la fig 2.8 [6]:

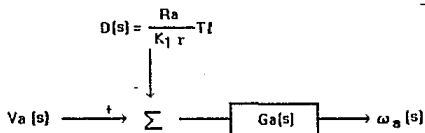


Fig 2.8 Diagrama de bloques del motor

donde:

$V_a(s)$	voltaje de armadura
$D(s)$	efecto del par de la carga como perturbación externa
$\omega_a(s)$	velocidad angular del servomotor
$G_a(s)$	función de transferencia del servomotor cuya expresión se da en la ec 2.1

$$G_a(s) = \frac{K_a}{r_a s + 1} \quad (2.1)$$

K_a y τ_a son la ganancia y constante de tiempo del actuador, respectivamente, que se definen como:

$$K_a = \frac{K_1}{r R_a B_{ef}} \quad \text{y} \quad \tau_a = \frac{J}{B_{ef}} \quad (2.2) \text{ y } (2.3)$$

donde el coeficiente de fricción efectiva B_{ef} se calcula como:

$$B_{ef} = B + \frac{K_1 K_2}{R_a} \quad (2.4)$$

Convertidor CD-CD:

La topología del convertidor CD-CD utilizado, llamado puente H o convertidor bidireccional, se ilustra en la fig 2.9

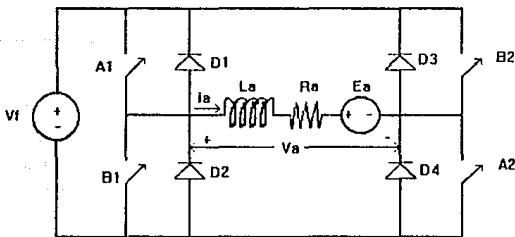


Fig 2.9 Configuración del convertidor CD-CD bidireccional

donde:

V_f voltaje de CD de alimentación del motor
 R_a y L_a resistencia e inductancia de armadura del motor
 E_a fuerza contraelectromotriz del motor
 A_1, A_2, B_1, B_2 conmutadores

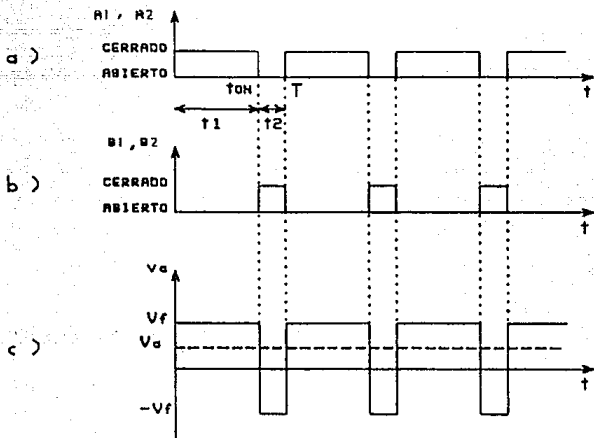


Fig 2.10 Acción de los conmutadores y voltaje en el motor

La regulación del voltaje promedio que se aplica a V_a se hace por medio de la técnica de modulación de ancho de pulso (ó PWM por sus siglas en inglés *Pulse Width Modulation*). En esta técnica los interruptores se conmutan a una frecuencia fija (frecuencia de conmutación), que para el convertidor del prototipo es de 20 kHz. Los conmutadores están asociados a dos ramas: A_1 y A_2 forman una rama, mientras que la otra está formada por B_1 y B_2 . Los conmutadores operan en forma alternada, los de una rama conducen mientras que los de la otra bloquean la corriente y viceversa. D_1 a D_4 son diodos de rueda libre. Esta forma de operación se ilustra en la fig 2.10, en ella se ve como durante el tiempo t_1 los

conmutadores A1 y A2, situados en la misma rama, se cierran y B1 y B2, localizados en la rama opuesta, se abren, con lo que la tensión en el motor es V_f . De manera análoga, durante el tiempo t_2 los interruptores B1 y B2 se cierran y A1 y A2 se abren, así el voltaje en el motor es $-V_f$. La expresión para el voltaje promedio en el motor es:

$$V_a = (2d - 1) V_f \quad (2.5)$$

donde:

d se define como el ciclo de trabajo que se calcula como $d = t_{ON} / T$
 T es el periodo de conmutación definido por $T = t_1 + t_2$

Los dispositivos usados como conmutadores son transistores de potencia de efecto de campo (MOSFETS) de tipo TMOS [9].

Esquema de control en lazo cerrado (PID):

En el esquema de control de lazo cerrado del que está provisto el equipo es posible efectuar acciones correctoras al sistema de tipo proporcional, integral y derivativa, a partir de la señal de error, dada por la diferencia entre la variable de referencia y la de salida (señal del sensor de la velocidad o posición). Se propone un controlador PID, porque se desea conseguir un error en estado estacionario cero, aun ante la señal escalón de perturbación que representa la carga. Las acciones de control se habilitan de manera independiente por lo que se pueden combinar libremente.

Limitador de corriente:

Es un sistema de control de dos posiciones (si-no). En este caso, permite o inhibe el funcionamiento del convertidor CD-CD. Para ello, el limitador de corriente lleva a todos los conmutadores del convertidor CD-CD a un estado de bloqueo cuando la magnitud de la corriente promedio en el motor alcanza un umbral máximo (I_{max}) y cuando la corriente baja hasta un cierto umbral inferior (I_{min}) permite al convertidor CD-CD su funcionamiento normal. De esta manera se previene que la corriente alcance el valor máximo de corriente que soporta el transistor (I_{max} TMOS). A este control de dos posiciones normalmente se le provee de una brecha diferencial para evitar cambios

excesivamente frecuentes en las posiciones de si-no; tal como se observa en la fig 2.11 y 2.12.

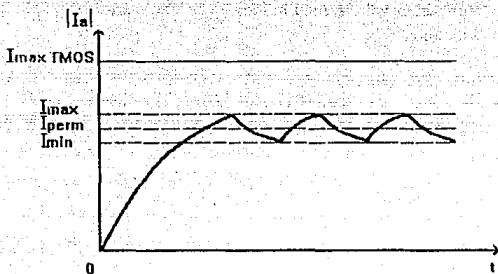


Fig 2.11 Brecha diferencial de la corriente

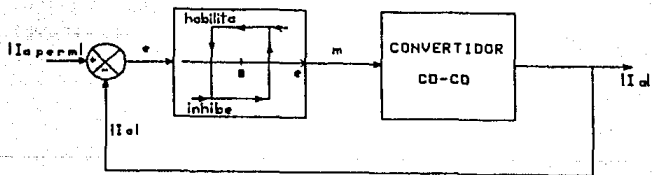


Fig 2.12 Diagrama de bloques del control de dos posiciones con brecha diferencial

La fig 2.12 representa el diagrama de bloques del control de dos posiciones con brecha diferencial. La señal de salida del control $m(t)$ según la señal de error actuante $e(t)$ es:

$m(t)$ (inhibido) = todos los interruptores del Convertidor CD-CD en bloqueo

$m(t)$ (habilitado) = funcionamiento normal del Convertidor CD-CD

La brecha diferencial hace que la salida del control $m(t)$ mantenga su acción hasta que la señal de error actuante haya pasado levemente del valor central, que en este caso es de cero.

2.3 CARACTERÍSTICAS GENERALES DEL PROTOTIPO PREINDUSTRIAL

En el prototipo preindustrial se incorporan los siguientes circuitos:

- Sensor digital de velocidad: genera un voltaje de corriente directa proporcional a la velocidad angular del eje del motor a partir de un transductor digital.
- Sensor analógico de velocidad: proporciona un voltaje de corriente directa proporcional a la velocidad angular del motor con base en un transductor analógico.
- Circuito posicionador: se encarga, en primer lugar, de garantizar que el motor responda a las señales de comando externas sólo si el eje del motor ha alcanzado la posición de referencia para el sensor de posición y que mientras esto no ocurra el motor permanezca inmóvil. En segundo lugar, lleva a la flecha del motor a la posición de referencia, con una velocidad reducida y constante.

Se realizaron modificaciones a las siguientes tarjetas:

- Controlador PID: se le adicionó una etapa de filtrado a la entrada del circuito para eliminar el ruido que pueda estar presente en la señal de comando. Se le proveyó de las siguientes opciones: abrir el lazo para seleccionar entre una señal de referencia y una de calibración, y selección por separado de las acciones de control, todo esto por medio de multicanalizadores analógicos.
- Fuente auxiliar de alimentación: se añadieron conectores de alimentación de voltaje para cada una de las tarjetas.
- Convertidor CD-CD bidireccional: Las polarizaciones de los manejadores de los conmutadores que integran al convertidor CD-CD, se colocaron en una

tarjeta separada. Se integró en una sola tarjeta a todos los manejadores, reduciendo el tamaño y aumentando la confiabilidad de estos circuitos. Se añadieron elementos de protección en los manejadores, para limitar la corriente en los integrados que activan a los TMOS, y los picos de voltaje entre las compuertas *GATE* y *SOURCE* de los TMOS. Con esto se reduce el riesgo de fallas en el convertidor.

- Indicador de posición (Visualizador): se adicionó un interruptor de presión normalmente abierto (*push-button*) para activar al circuito posicionador, así como dos LEDs que indican la presencia de polarización en las tarjetas de baja potencia y la llegada del eje del motor a la posición de referencia, respectivamente.
- Fuente principal: se mejoró el circuito de filtrado para mejorar el factor de potencia del equipo. Se añadió un circuito de precarga para una carga suave del capacitor de filtrado.

Con las características anteriores, el esquema funcional del prototipo preindustrial queda como se ilustra en la fig 2.13:

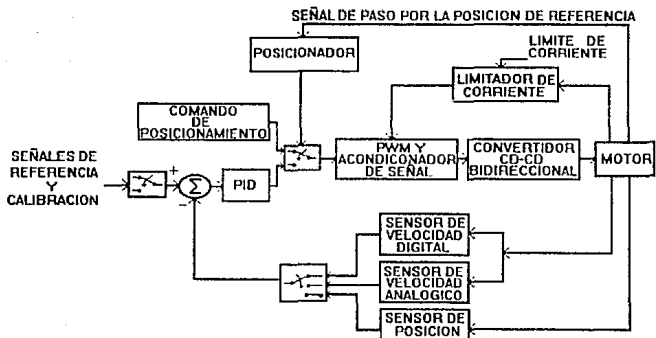


Fig 2.13 Diagrama de bloques del prototipo preindustrial

PROTOTIPO PREINDUSTRIAL

3.1 DISEÑO EN CIRCUITO IMPRESO

La modificación principal en las tarjetas que integran el equipo, consiste en la elaboración del circuito impreso de las mismas, ya que originalmente, en el prototipo de laboratorio, se encontraban alambradas con la técnica de alambre enrollado (*wire-wrap*). Con lo anterior se busca evitar falsos contactos, cortocircuitos, facilitar el ensamblado de los circuitos, reducir el número de conectores y minimizar los efectos de capacitancias parásitas.

Algunas características que se tomaron como estándares en la construcción de las tarjetas son:

- Tamaño *StdBus* (14 x 11 cm, excepto para la tarjeta del manejador que tiene dimensiones de 19,5 x 13 cm). Se utilizó la dimensión de *StdBus* debido a que en el Instituto de Ingeniería se han diseñado equipos bajo este estándar y se consideró que los circuitos desarrollados en este trabajo eventualmente podrían ser incorporados a dichos equipos.
- Puntos de prueba para supervisión.
- Utilización de bases para colocación de circuitos integrados.
- Conexiones entre tarjetas por medio de cables flexibles y conectores de tipo EIS (*Economic Interconnection of Systems*) [3] que se componen de terminal hembra, caja receptora y postes para soldar a circuito impreso.

La distribución general de los componentes en las tarjetas se muestra en la fig 3.1.



Fig 3.1 Distribución de componentes

donde:

1. Conector de alimentación
2. Conector de señales de salida
3. Conector de señales de entrada
4. Puntos de prueba
5. Circuitería

Para la elaboración del circuito impreso se utilizaron los paquetes de computación OrCAD [14] y TANGO [16]. Con el paquete OrCAD se elabora el diagrama eléctrico de los dispositivos electrónicos y el listado de nodos de conexión del circuito, mientras que TANGO se ocupa para realizar el diagrama de disposición de los componentes electrónicos en la tarjeta y llevar a cabo el diagrama del circuito impreso. TANGO cuenta con la opción de ruteo automático para efectuar las conexiones entre componentes, proceso que en general coloca vías de comunicación entre caras de manera excesiva; por lo cual, terminado dicho proceso, se procedió a optimar las conexiones manualmente, eliminando las vías innecesarias.

Las tarjetas en circuito impreso se dividieron en dos categorías: de potencia y de baja potencia. Se denominaron tarjetas de baja potencia aquellas por las cuales fluye una corriente del orden de miliamperes:

- Controlador PID
- Modulador ancho de pulso, acondicionador de señal y posicionador
- Sensor de corriente y sensor analógico de velocidad
- Sensor de posición y sensor digital de velocidad

- Visualizador de la posición

Por las tarjetas de potencia fluye una corriente en el orden de unos cuantos amperes, los circuitos que tienen esta característica son:

- Fuente principal
- Fuente auxiliar
- Manejadores
- Fuente de los manejadores

Para determinar el ancho de las pistas en las tarjetas de baja potencia y en la tarjeta de los manejadores, excluyendo los circuitos de protección -snubbers- se utilizó el valor recomendado por el paquete TANGO para circuitos analógicos y digitales de baja potencia, que es de 12 milésimas de pulgada. Para las tarjetas de potencia y los circuitos de protección de la tarjeta de los manejadores, se especificó el valor del ancho de las pistas de acuerdo con los nomogramas de las figs 3.2 y 3.3 [4]. En el nomograma de la fig 3.2 se entra con un valor de corriente de 3 A que corresponde a la condición máxima de operación del motor de CD y con la curva que corresponde a una temperatura de operación de 20 °C (valor asumido para la operación del equipo) se encontrará una sección transversal de 50 milésimas de pulgada cuadrada. Con este dato, en el nomograma de la fig 3.3, se intercepta con la curva correspondiente a 0.0028 (valor que proporciona el fabricante de los circuitos impresos) y se obtiene, finalmente, un ancho de pista de aproximadamente 30 milésimas de pulgada, que fue el utilizado para las pistas de los circuitos mencionados.

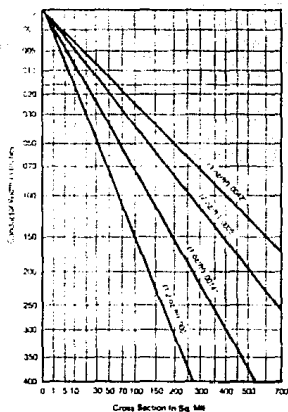
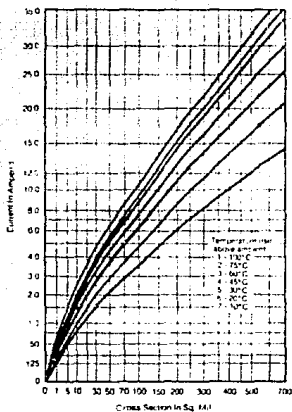


Fig 3.2 Corriente vs sección transversal. Fig 3.3 Ancho del conductor vs sección transversal

3.2 TARJETA DE LOS MANEJADORES Y TARJETA DE LA FUENTE DE LOS MANEJADORES

3.2.1 Tarjeta de los manejadores

Nota: Para la explicación del circuito impreso se hace referencia a los diagramas electrónicos de las págs 25, 26, 27, 28 y 29.

Los dispositivos usados como conmutadores en el convertidor CD-CD son transistores TMOS de canal N (IRF730) los cuales requieren una corriente de 13.7 mA para cargar su capacitancia C_{iss} , y una de 60 mA para descargarla [6], para proporcionar dicha corriente se usa, como manejador del transistor TMOS, el integrado CMOS MC14050 [11]. Para poner en conducción al TMOS, se aplica un voltaje entre las compuertas *Gate-Source* de 12 V, y para bloquear uno de 0 V.

La configuración en puente H del convertidor CD-CD hace necesario tener cada manejador con su nivel de referencia independiente, por lo que se tiene una fuente de voltaje para cada uno de ellos. Además, la señal de comando correspondiente debe estar aislada eléctricamente del transistor, para ello se utiliza el optoacoplador MOC5007 (U1A1, U1A2, U1B1, U1B2) con salida *Schmitt-Trigger*. Se escogió un optoacoplador con esta última característica debido a que posee tiempos de subida y bajada muy pequeños.

Para evitar posibles cortocircuitos por la conducción simultánea de transistores de ramas opuestas, se añade en cada manejador un optoacoplador (U2A1, U2A2, U2B1, U2B2), conectado en paralelo al de entrada (U1A1, U1A2, U1B1, U1B2), que se activa por el voltaje *Gate-Source* del manejador de la rama del puente H, con respecto al cual se quiere evitar el cortocircuito.

Debido a que los semiconductores de potencia utilizados en el circuito no pueden ser protegidos con fusibles en los transitorios del encendido y apagado, se utilizan redes de ayuda a la conmutación (*snubbers*) para eliminar (durante el apagado y encendido) los picos excesivos de voltaje y corriente, desviando la

mayor parte de la energía asociada a las pérdidas de conmutación hacia resistores que puedan disiparla más fácilmente, reduciendo el esfuerzo que debe soportar el semiconductor [6]. Esta red está formada por L, R5, C1, D1, D2, R6 para los manejadores A1, A2, B1, B2.

Originalmente el convertidor CD-CD bidireccional se encontraba formado por manejadores individuales, uno para cada transistor, con su propia fuente de +12V por lo que, en conjunto, ocupaban un espacio considerable. Por otro lado, las conexiones entre manejadores individuales se hacían por medio de un gran número de conectores, lo que disminuía la confiabilidad del funcionamiento de las tarjetas. Por lo anterior, se decidió colocar a los manejadores en una sola tarjeta con dimensiones de 19.5 x 13.0 cm, distribuyendo los componentes en ambas caras, conservando a los elementos que consumen menos energía en la cara superior y los elementos de protección del circuito (*snubbers*), que disipan mayor potencia, en la cara inferior. La fuente de polarización de todos los manejadores se construyó en una sola tarjeta separada de los mismos. Se proveyó a la tarjeta de puentes (PA1-B1 y PB2-A2) que permiten aislar los manejadores en caso de pruebas y para facilitar la reparación de posibles fallas. Se decidió colocar el toroide correspondiente al sensor de corriente en la cara inferior de esta tarjeta, con un conector en el secundario del transformador para la tarjeta de dicho sensor.

Para hacer más confiable el funcionamiento de los circuitos manejadores, se añadieron diodos zener de 12 V (D3A1, D3B1, D3B2 y D3A2) para limitar a niveles seguros los picos de voltaje presentes entre las compuertas *GATE-SOURCE* en las transiciones de la señal de comando y resistores (R4A1, R4B1, R4B2 y R4A2) para limitar la corriente máxima de salida de las compuertas del integrado MC14050. El valor de dichos resistores se calcula de acuerdo con la siguiente expresión:

$$R = \frac{V_{GS \text{ apagado}}}{i_{\max} + i_z} = \frac{12 \text{ V}}{240 \text{ mA} + 5 \text{ mA}} = 49 \Omega \quad (3.1)$$

donde i_{max} es valor de la corriente que puede drenar el integrado e i_z es la corriente parásita del diodo zener. Se utilizó el valor comercial de 47Ω con lo que se tiene una corriente máxima de 255 mA a la salida de los circuitos manejadores de cada transistor.

Para que los transistores trabajen en el rango de temperatura de operación segura, indicado por el fabricante, se les dotó de disipadores de aluminio. El cálculo de los mismos se hizo con base en un circuito equivalente del modelo térmico y con los datos siguientes: resistencia térmica de la junta al encapsulado $1.67 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, resistencia térmica del encapsulado al disipador $3.4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, temperatura ambiente de $25 \text{ } ^\circ\text{C}$, temperatura de operación de la junta $130 \text{ } ^\circ\text{C}$. Con los datos anteriores se encontró que el disipador debía tener una resistencia térmica de $1.49 \text{ } ^\circ\text{C/W}$, lo que se logró con un disipador tipo 3313 anodizado negro de 30 cm de largo. El procedimiento de cálculo del disipador se describe con detalle en [6].

La distribución general de los elementos en la tarjeta se muestra en la fig 3.4.

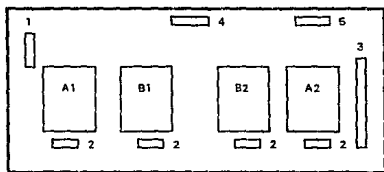
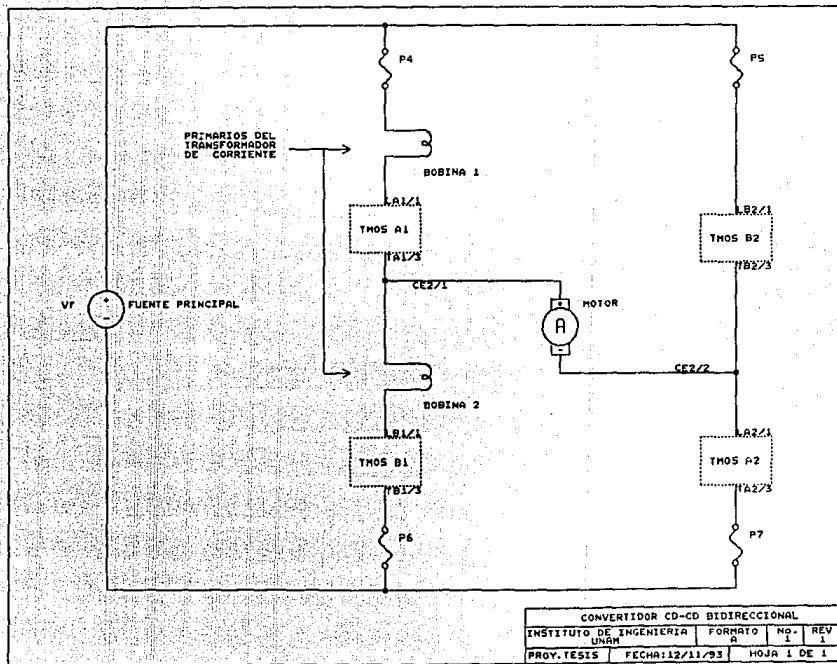


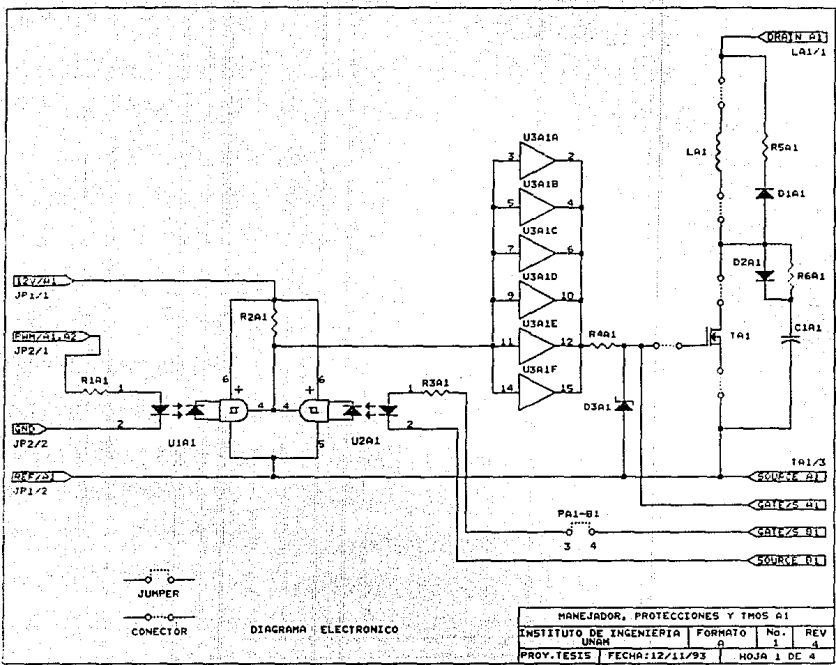
Fig 3.4 Distribución de componentes del manejador

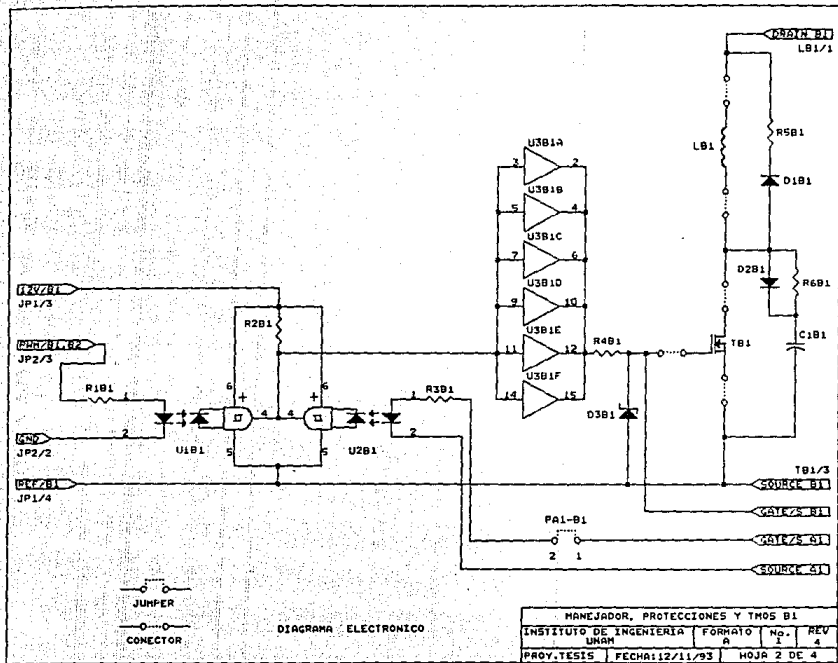
donde:

- 1- Conector de alimentación de + 12 V para todos los manejadores
 - 2- Conexión de cada manejador al respectivo TMOS
 - 3- Puntos de prueba de la tarjeta
 - 4- Conector de las señales provenientes del modulador ancho de pulso
 - 5- Conector del secundario del transformador de corriente
- A1, B2, B1 y A2 circuitería del manejador respectivo.

A continuación, se presenta el diagrama electrónico del convertidor CD-CD bidireccional, donde se puede observar como se conectan los TMOS, el transformador de corriente, la fuente principal y el motor para formar el puente H, y enseguida los diagramas electrónicos, de distribución de componentes, diagramas de los circuitos impresos, la lista de material y de puntos de prueba de la tarjeta de los manejadores.







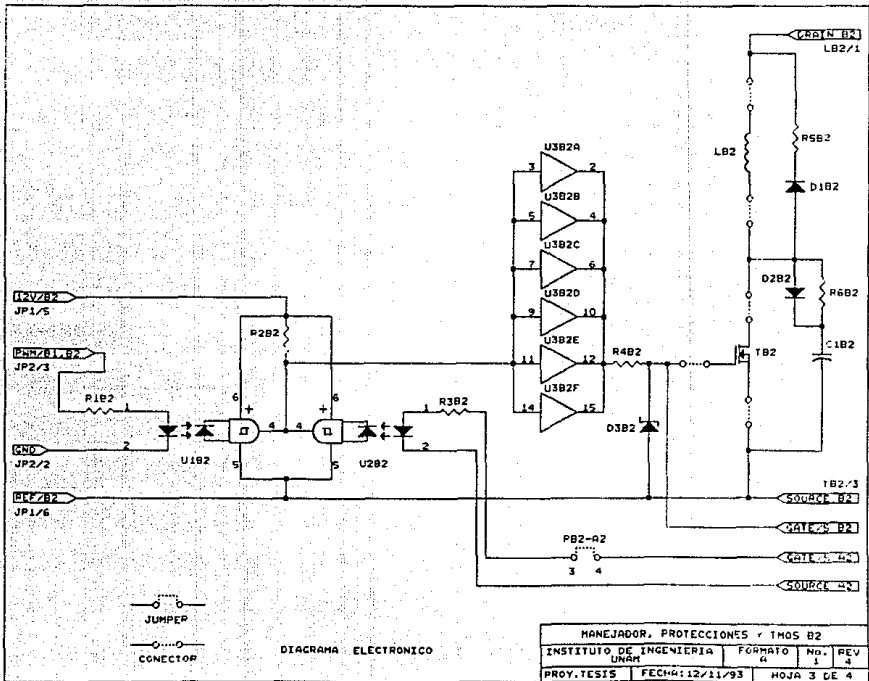
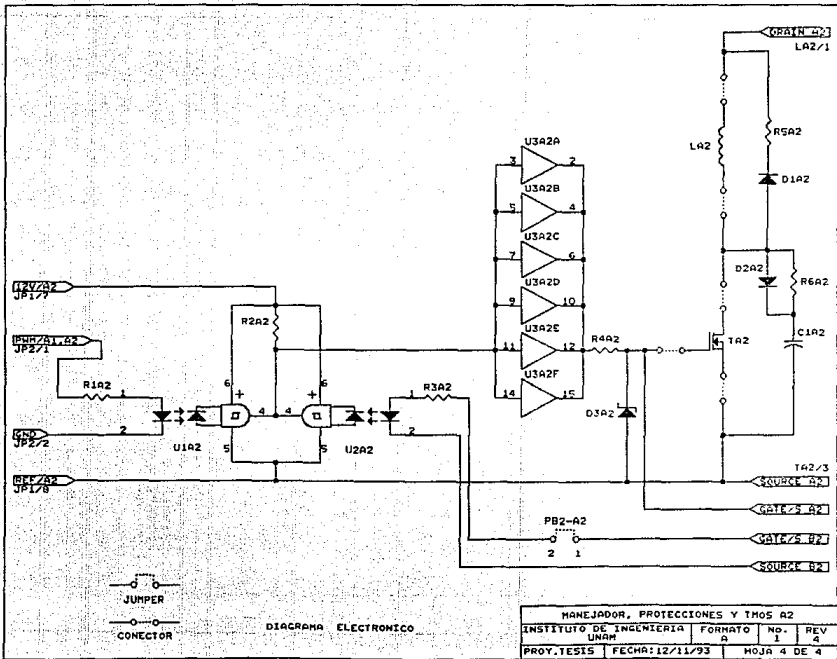


DIAGRAMA ELECTRONICO

MANEJADOR, PROTECCIONES Y TMOS B2			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM		FORMATO	No. REV
PROY. TESIS		FECHA: 12/11/93	HOJA 3 DE 4



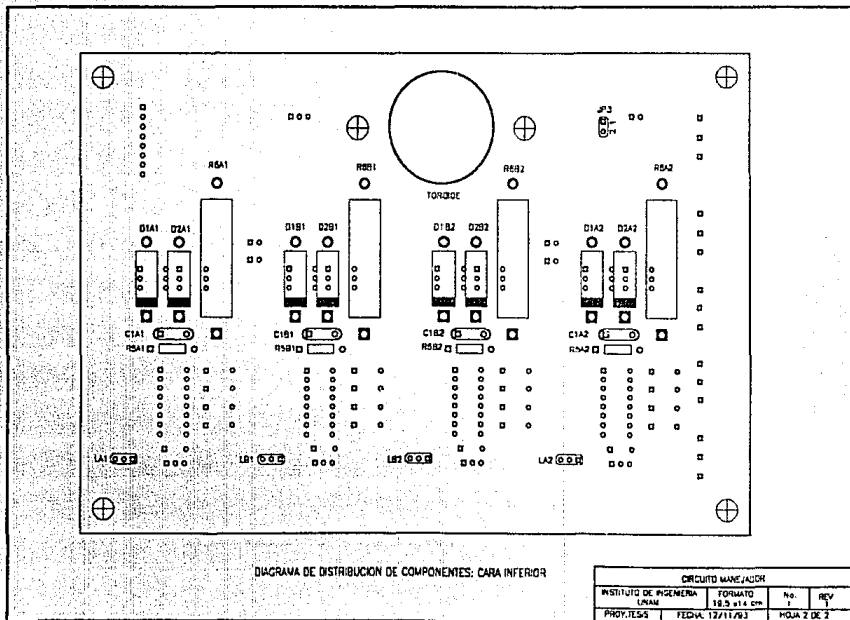
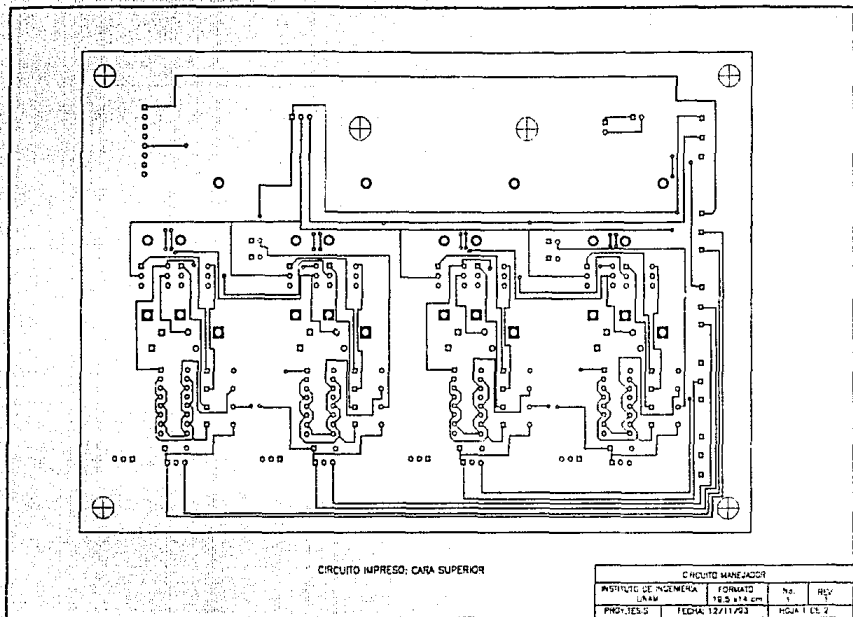
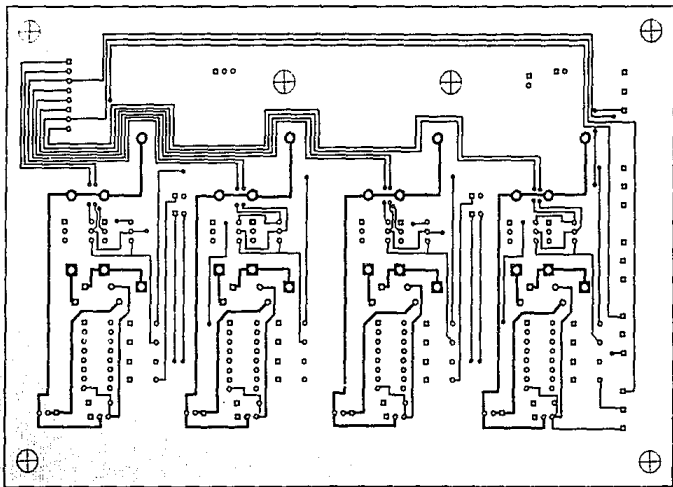


DIAGRAMA DE DISTRIBUCION DE COMPONENTES: CARA INFERIOR

CIRCUITO MANEJADOR			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO 18.5 x 14 cm	No. 1	REV 1
PROY. I.E.S.S.	FEDVA. 12/11/93	HOJA 2 DE 2	





CIRCUITO IMPRESO: CARA INFERIOR

CIRCUITO MANEJADOR			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO 10,5 x 14 cm	No. 1	REV 1
PROY. TESS	FECHA: 12/11/83	HOJA 2 DE 2	

LISTA DE PARTES

Manejadores

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	8	U1A1, U2A1, U1B1, U2B1, U1B2, U2B2, U1A2, U2A2	Optoacoplador NTE3090
2	4	U3A1, U3B1, U3B2, U3A2	CD4050
3	4	TA1, TB1, TB2, TA2	Transistor TMOS IRF730
4	4	R1A1, R1B1, R1B2, R1A2	Resistor 2.2 k Ω , ¼ W
5	4	R2A1, R2B1, R2B2, R2A2	Resistor 560 Ω , ¼ W
6	4	R3A1, R3B1, R3B2, R3A2	Resistor 6.8 k Ω , ¼ W
7	4	R4A1, R4B1, R4B2, R4A2	Resistor 47 Ω , ¼ W
8	4	R5A1, R5B1, R5B2, R5A2	Resistor 47 Ω , ½ W
9	4	R6A1, R6B1, R6B2, R6A2	Resistor 10 k Ω , 5 W
10	8	D1A1, D2A1, D1B1, D2B1, D1B2, D2B2, D1A2, D2A2	Diodo de señal rápida 1S38 PRV = 400 V @ 6 A
11	4	D3A1, D3B1, D3B2, D3A2	Diodo zener 12 V, ¼ W
12	4	C1A1, C1B1, C1B2, C1A2	Capacitor cerámico 0.1 μ F, 250 V
13	4	LA1, LB1, LB2, LA2	Inductor con núcleo de aire 43 μ H
14	4	P4, P5, P6, P7	Fusible 3 A @ 250 V

Nota: los fusibles se conectan externamente a la tarjeta, usar para ello el diagrama de conexiones.

LISTA DE CONECTORES

Manejadores

JP1	Polarización de los manejadores
JP2	Señales del modulador ancho de pulso
JP3	Conexión del toroide a la tarjeta
JP4	Secundario del toroide
TA1, TB1, TB2, TA2	Conexión de los transistores
LA1, LB1, LB2, LA2	Conexión de los inductores
PA1-B1	Señales de protección de los manejadores A1 y B1
PB2-A2	Señales de protección de los manejadores B2 y A2

JP1	
PIN	SEÑAL
1	12 V para manejador A1
2	Referencia para manejador A1
3	12 V para manejador B1
4	Referencia para manejador B1
5	12 V para manejador B2
6	Referencia para manejador B2
7	12 V para manejador A2
8	Referencia para manejador A2

JP2	
PIN	SEÑAL
1	Señal del PWM para los manejadores A1 y A2
2	Tierra
3	Señal del PWM para los manejadores B1 y B2

JP3	
PIN	SEÑAL
1	Secundario # 1 del toroide
2	Secundario # 2 del toroide

JP4	
PIN	SEÑAL
1	Secundario del toroide
2	Tierra

TA1, TB1, TB2, TA2	
PIN	SEÑAL
1	Gate
2	Drain
3	Source

LA1, LB1, LB2, LA2	
PIN	SEÑAL
1	Salida DRAIN A1, B1, B2 y A2
2	Terminal # 1 del inductor
3	Terminal # 2 del inductor

PA1-B1	
PIN	SEÑAL
1	Señal GATE/salida del manejador A1
2	Señal GATE/entrada del manejador B1
3	Señal GATE/entrada del manejador A1
2	Señal GATE/salida del manejador B1

PB2-A2	
PIN	SEÑAL
1	Señal GATE/salida del manejador B2
2	Señal GATE/entrada del manejador A2
3	Señal GATE/entrada del manejador B2
2	Señal GATE/salida del manejador A2

PUNTOS DE PRUEBA

Manejadores

PP-PWM

PIN	
1	A1, A2
2	B1, B2
3	GND

PP-A1

PIN	
1	12 V
2	GATE
3	SOURCE

PP-B1

PIN	
1	12 V
2	GATE
3	SOURCE

PP-B2

PIN	
1	12 V
2	GATE
3	SOURCE

PP-A2

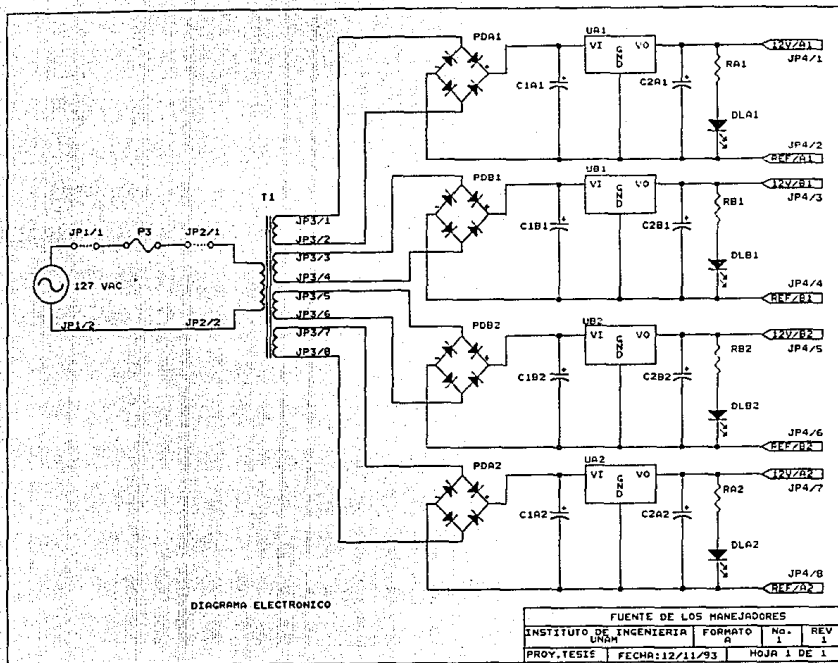
PIN	
1	12 V
2	GATE
3	SOURCE

3.2.2 Tarjeta de la fuente de los manejadores

Nota: Para la explicación del circuito se hace referencia al diagrama electrónico de la pág 40.

Para la construcción de la tarjeta de la fuente de los manejadores, se diseñó un transformador con cuatro devanados de salida que se colocó en una tarjeta tamaño StdBus. Las salidas del transformador se conectan a puentes rectificadores de onda completa. A la salida de los rectificadores se conectan capacitores para filtrado y reguladores de voltaje de +12 volts. Finalmente, se provee a la salida de los integrados de un capacitor de filtrado para alta frecuencia y un LED que indica el funcionamiento de la fuente. Cada voltaje de salida es de +12 V con una capacidad de corriente de 1.5 A.

A continuación se presentan los diagramas eléctricos, de distribución de componentes, de los circuitos impresos, la lista de material y de conectores que corresponden a la tarjeta de la fuente de los manejadores.



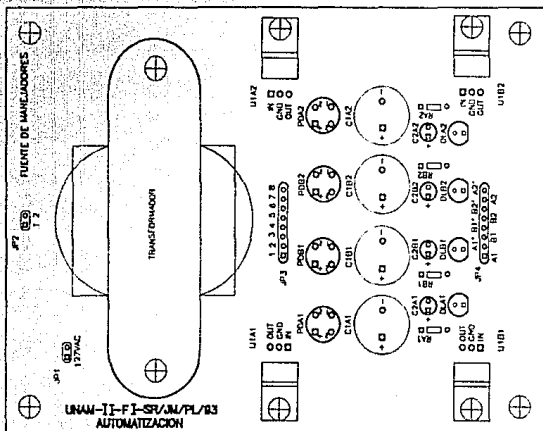
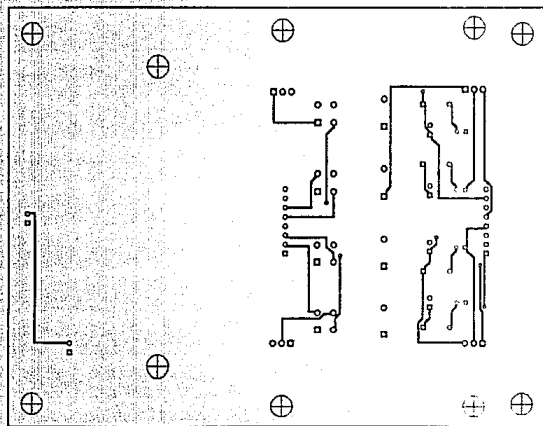


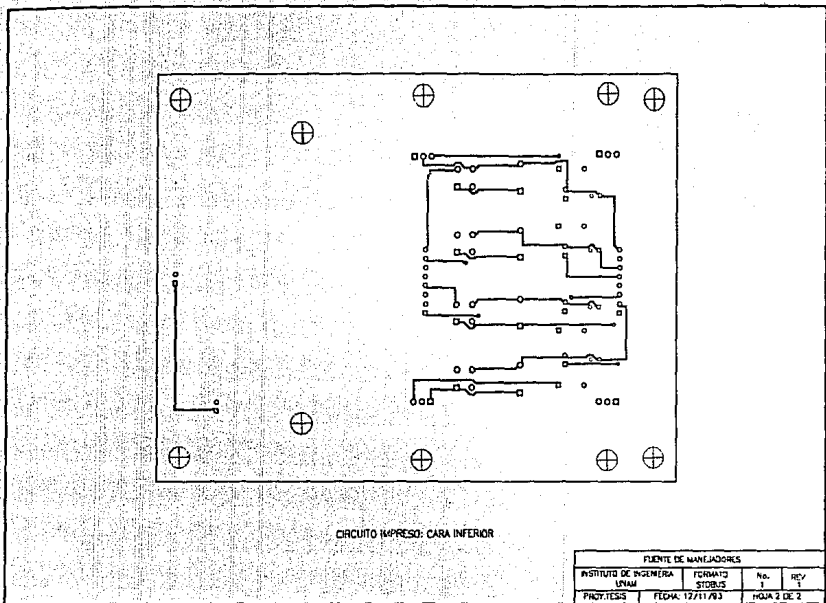
DIAGRAMA DE DISTRIBUCION DE COMPONENTES

FUENTE DE MANEJADORES			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO SDP/IS	Nº. 1	REV 1
PROY. ILSG	FLCWA. 12/11/83	HOJA 1 DE 1	



CIRCUITO IMPRESO: CARA SUPERIOR

FUENTE DE MANEJADORES			
INSTITUTO DE INGENIERIA	FORMATO	No.	REV
INAM	STIBUS	1	1
INCYTESS	FECHA: 12/11/93	HOJA 1 DE 2	



LISTA DE PARTES
Fuente de los manejadores

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	4	U1A1, U1B1, U1B2, U1A2	Regulador LM7812
2	4	PDA1, PDB1, PDB2, PDA2,	Puente de diodos PRV = 400 V @ 2 A
3	4	C1A1, C1B1, C1B2, C1A2,	Capacitor electrolítico 1000 μ F, 25 V
4	4	C2A1, C2B1, C2B2, C2A2	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35 V
5	4	RA1, RB1, RB2, RA2	Resistor 1.2 k Ω , ¼ W
6	4	DLA1, DLB1, DLB2, DLA2	LED rojo
7	1	T1	Transformador 127 V:12 V (4) @ 2 A
8	1	P3	Fusible 2 A @ 250 V

Nota: el fusible se conecta externamente a la tarjeta, usar para ello el diagrama de conexiones.

LISTA DE CONECTORES

Tarjeta de la fuente de los manejadores

JP1	Alimentación de CA
JP2	Primario del transformador
JP3	Secundario del transformador
JP4	Polarización de la tarjeta de los manejadores

JP1	
PIN	SEÑAL
1	127 VAC
2	127 VAC

JP2	
PIN	SEÑAL
1	Entrada de corriente alterna
2	Entrada de corriente alterna

JP3	
PIN	SEÑAL
1	Salida devanado secundario 1
2	Salida devanado secundario 1
3	Salida devanado secundario 2
4	Salida devanado secundario 2
5	Salida devanado secundario 3
6	Salida devanado secundario 3
7	Salida devanado secundario 4
8	Salida devanado secundario 4

JP4	
PIN	SEÑAL
1	12 V para manejador A1
2	Referencia A1'
3	12 V para manejaador A2
4	Referencia A2'
5	12 V para manejador A3
6	Referencia A3'
7	12 V para manejaador A4
8	Referencia A4'

3.3 TARJETA DEL MODULADOR ANCHO DE PULSO, ACONDICIONADOR DE SEÑAL Y POSICIONADOR

3.3.1 Modulador ancho de pulso y acondicionador de señal

Nota: Para la explicación del circuito se hace referencia al diagrama electrónico de la pág 49.

Este circuito tiene como funciones:

1. Generar un tren de pulsos de frecuencia fija cuyo ciclo de trabajo varíe de acuerdo con una señal continua de modulación.
2. Acondicionar las dos señales de comando moduladas en ancho de pulso para las respectivas ramas de los manejadores.
3. Efectuar la acción del limitador de corriente. Para ello, en función del estado del sensor de corriente, bloquea en caso de ser necesario todos los transistores del convertidor CD-CD.

El diagrama de bloques de la fig 3.5 muestra el funcionamiento del circuito

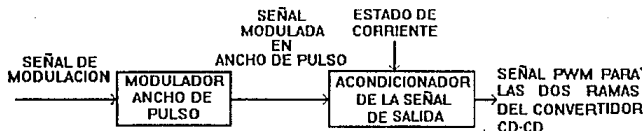


Fig 3.5 Diagrama de bloques del modulador ancho de pulso

La modulación ancho de pulso se logra por medio de la comparación de una señal diente de sierra de frecuencia fija con una señal de modulación. Cuando esta última es mayor que la señal diente de sierra se tiene un nivel lógico bajo, y cuando es menor un nivel lógico alto. Así, como resultado, se obtiene un tren de

pulsos que varía su ancho al variar la señal de modulación. Para realizar físicamente la operación anterior se utiliza el circuito integrado de propósito específico -como modulador de ancho de pulso- SG3525 (U3A) y el amplificador operacional TL084 (U2A). La frecuencia de las señales moduladas en ancho de pulso se ajusta con el potenciómetro POT2A y para calibrar el ciclo de trabajo se utiliza el potenciómetro POT1A. La calibración consiste en que ante un valor nulo de la señal de modulación se obtenga el 50% del ciclo de trabajo y que los valores extremos de la señal de modulación (+15 y -15 volts, que corresponden a los niveles de saturación de los amplificadores operacionales utilizados en los circuitos analógicos) coincidan con los valores máximos permitidos por el ciclo de trabajo 3% y 97%, respectivamente [8].

A partir de la señal modulada en ancho de pulso del SG3525, el acondicionador genera las señales de comando correspondientes a cada rama del convertidor CD-CD (una señal PWM para A1 y A2 y el inverso de la señal PWM para B1 y B2). En el nivel alto de la señal PWM se comanda el bloqueo del TMOS correspondiente y en el nivel bajo se comanda la conducción del mismo. La otra función del acondicionador consiste en enviar señales de bloqueo a los transistores TMOS cuando se presenta un nivel alto en la señal que llega del limitador de corriente (que indica que se ha alcanzado el límite de corriente determinado) y transmitir las señales moduladas en ancho de pulso cuando la condición anterior no se cumple. Lo anterior se realiza físicamente con cuatro compuertas NAND 74LS01 (U1A), las cuales son de tipo colector abierto, para obtener suficiente ganancia de corriente, para activar los diodos emisores de luz de los optoacopladores, que forman parte de los circuitos manejadores de los transistores TMOS.

A continuación se presenta el diagrama electrónico del modulador ancho de pulso y acondicionador de señal.

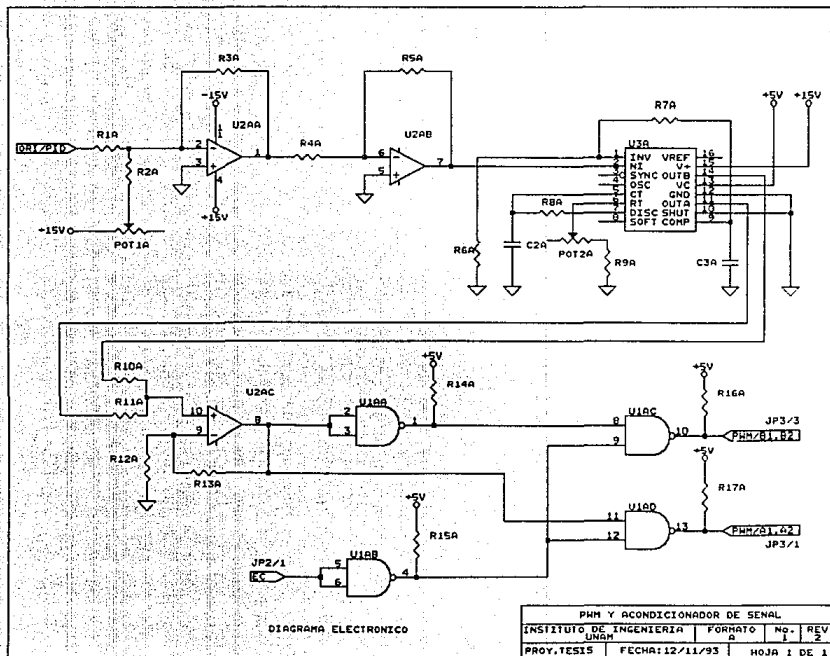


DIAGRAMA ELECTRONICO

PHM Y ACONDICIONADOR DE SENAL			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO A	No. 1	REV 2
PROY. TESIS	FECHA: 12/11/93	HOJA 1 DE 1	

3.3.2 Posicionador

Nota: Para la explicación del circuito se hace referencia al diagrama electrónico de la pág 55, y en algunos casos (que se indican en el texto) al diagrama electrónico de la pág 115 y al diagrama de colocación de componentes de la pág 116.

Este circuito tiene la finalidad de garantizar que el equipo funcione en lazo cerrado y obedezca las señales de comando, sólo si la flecha del motor ha alcanzado la posición de referencia establecida (lo que es indispensable para el correcto funcionamiento del sensor de posición) y que mientras esto no suceda el motor permanezca inmóvil. Los diagramas de bloques de las figs 3.6, 3.7 y 3.8, muestran el funcionamiento de este circuito en diferentes condiciones.

Al arrancar el equipo, el posicionador se encarga de mantener al controlador en lazo abierto y de proveer un voltaje nulo a la entrada del modulador de ancho de pulso. Con esto último, el convertidor CD-CD aplica un voltaje nulo a la armadura del motor, lo cual evita que éste se mueva inesperadamente (fig 3.6).

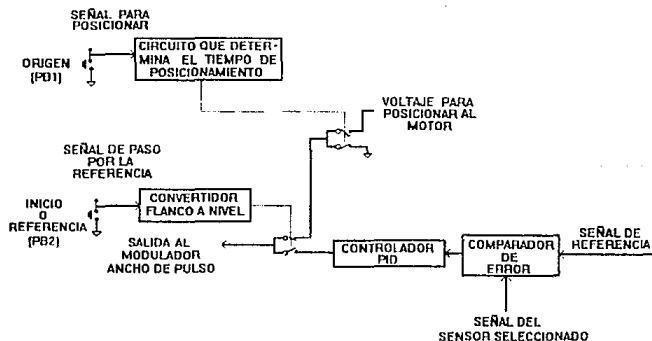


Fig 3.6 Diagrama de bloques del circuito posicionador en el encendido

Para llevar a la flecha del motor a su posición de inicio (o referencia), se acciona el interruptor de presión normalmente abierto PB1 (diagrama electrónico de la pág 115), que se encuentra en la tarjeta de visualización, que junto con el LED DI:2 está identificado con la etiqueta "ORIGEN" (ver diagrama de colocación de componentes de la pág 116). Al activarse PB1, el circuito RC formado por R2B y C6B produce un flanco que cambia de estado alto a bajo, el cual dispara al temporizador LM555 (U4B), conectado en configuración monoestable. El pulso del LM555 en TR (pin 2) activa la acción de posicionar la flecha del motor. Dicha acción, se lleva a cabo al enviar, por medio del multicanalizador U5B, un valor constante de voltaje (establecido con el divisor de tensión formado por R7B, POT2B y R8B) al circuito de modulación de ancho de pulso (ver etiqueta ORI/PID). La duración del pulso debe ser mayor al tiempo que tarda el motor en llegar a la posición deseada. Dicho tiempo t_w está dado por la expresión 3.2

$$t_w = 1.1 (R_{POT1B} + R_{1B}) C_{4B} \quad (3.2)$$

en la realización física de la ec anterior se utilizó un capacitor, un resistor y un potenciómetro con valores comerciales de 2.2 μ F, 10 M Ω y 1 M Ω , respectivamente, con lo cual se puede variar el tiempo de posicionamiento t_w de 24.2 a 26.6 s, que se considera suficiente.

El manejo del multicanalizador U5B se hace, como ya se mencionó, por la señal TR del LM555. La conexión de estos dos integrados se hace a través de un circuito de protección que se explica a continuación.

Debido a la posible presencia de estados indeterminados ocasionados principalmente por transitorios en el encendido del equipo, ruido en la polarización, etc, se hizo necesario inmunizar al circuito contra estos efectos, por lo que se utilizó una lógica combinatorial de protección, que asegura que el pulso de TR del temporizador LM555 es provocado únicamente por la activación de PB1. Para ello, se requiere primero convertir en nivel el flanco producido al activar PB1, para manejarlo como estado en la implantación de la lógica de protección. Para lograrlo se utiliza el circuito 74LS73A (U3BA), que es un

biestable de tipo J-K, el cual convierte el flanco producido por el interruptor al ser activado en un nivel bajo (salida Q negada, pin 13 del biestable). En la tabla 3.1 se muestra tales condiciones:

Q' del biestable U3BA (A)	Q del monoestable U4B (B)	Salida del circuito de protección (C)
0 (PB1 accionado)	0	0 (no posicionado)
0 (PB1 accionado)	1	1 (posicionado)
1 (PB sin activar)	0	0 (no posicionado)
1 (PB1 sin activar)	1	0 (no posicionado)

Tabla 3.1 Tabla de verdad de la lógica de protección.

Minimizando la tabla de verdad anterior se obtiene la función lógica $C = A B'$, la cual se realiza físicamente con las compuertas lógicas 74LS04 (U1BA) y 74LS08 (U2BA), inversor y compuerta AND de dos entradas, respectivamente. La salida de la compuerta AND selecciona, por medio del multicanalizador analógico TL601 (U5B), el voltaje que se obtiene del arreglo R7B-POT2B-R8B, con rango de -10 a +10 V y cuyo valor se escoge de acuerdo a la rapidez y el sentido con que se desea mover la flecha del motor durante el posicionamiento (dicha selección se hace experimentalmente). El voltaje seleccionado se aplica al modulador ancho de pulso para tener una tensión constante en el motor que lo mueve hacia la posición de inicio o referencia. Este movimiento se hace a velocidad relativamente lenta y con el controlador en lazo abierto (fig 3.7).

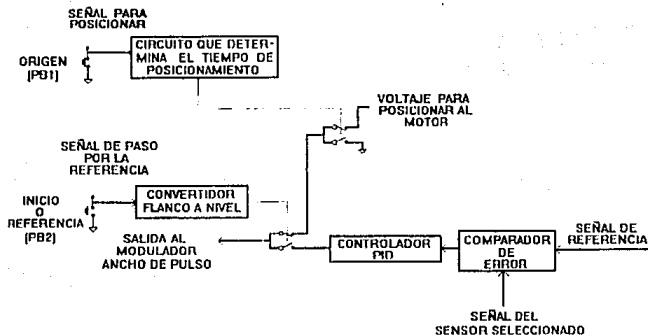


Fig 3.7 Diagrama de bloques del circuito posicionador al activarse PB1

Mientras que la flecha no haya alcanzado, al menos una vez, la posición de inicio, el LED DL2 permanece apagado. Una vez que la flecha alcanza tal posición y activa el interruptor PB2, se enciende el LED DL2 y se efectúa el cambio en la selección del multicanalizador U6B para cerrar el lazo. A partir de este momento el equipo obedece los comandos externos, con el controlador en lazo cerrado (fig 3.8). Para activar el multicanalizador U6B a partir de la acción de PB2 se requiere nuevamente de un convertidor de flanco a nivel, el cual se construye en forma similar al utilizado para PB1, ahora mediante el biestable U3BB.

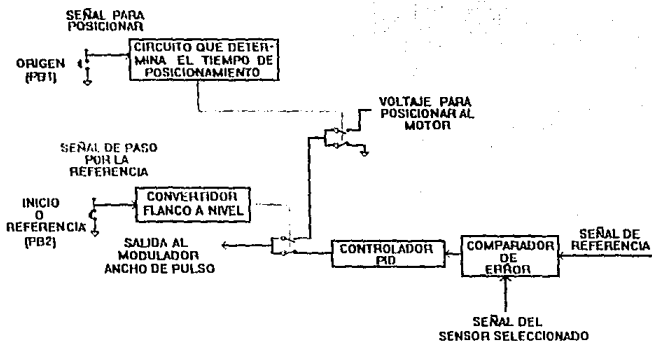
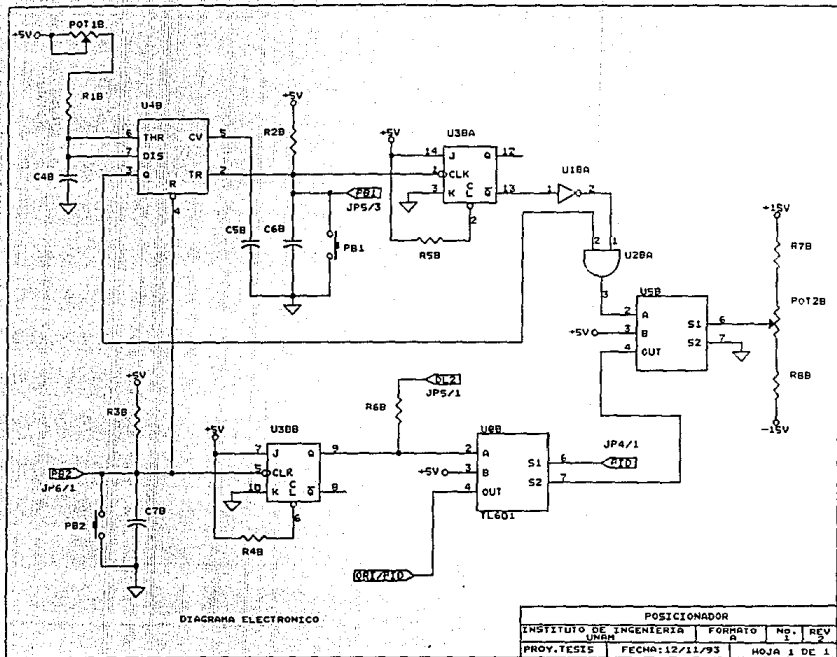
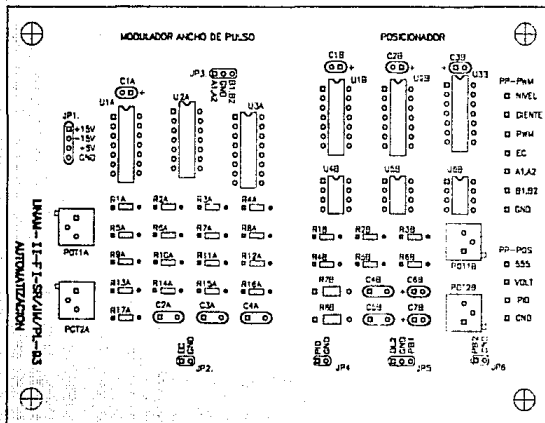


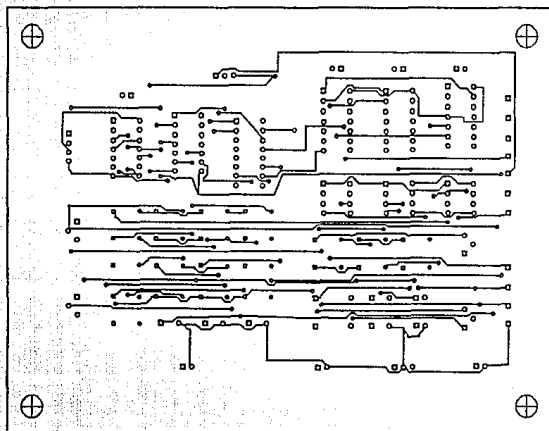
Fig 3.8 Diagrama de bloques del circuito posicionador al alcanzar la posición de inicio

A continuación se presenta el diagrama electrónico del circuito posicionador. Así como el diagrama de distribución de componentes, el circuito impreso, la lista de material, de conectores y de puntos de prueba, de la tarjeta completa.



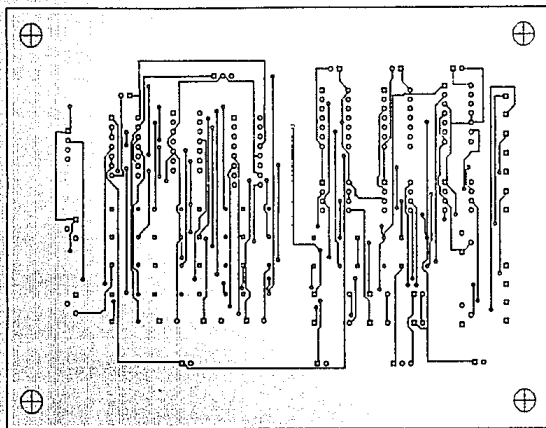


MODULADOR ANCHO DE PULSO Y POSICIONADOR			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO STU2-25	Nº. 1	REV. 2
PROYECTOS	FECHA: 12/11/83	HOJA 1 DE 1	



CIRCUITO IMPRESO: CARA SUPERIOR

MODULADOR ANCHO DE PULSO Y POSICIONADOR			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO STD8:US	Nc. 1	REV 2
PROY. TESS	FECHA: 12/11/93	HOJA 1 DE 2	



CIRCUITO IMPRESO: CARA INFERIOR

MODULADOR ANCHO DE PULSO Y POSICIONADOR			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO SIGRIS	No. 1	REV. 2
PROY. ILS-S	FECHA. 12/11/93	HOJA 2 DE 2	

LISTA DE PARTES

Modulador ancho de pulso

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1A	74LS01
2	1	U2A	TL084
3	1	U3A	Modulador SG3525
4	1	R1A	Resistor 22 k Ω , ¼ W
5	1	R2A	Resistor 3.3 k Ω , ¼ W
6	1	R3A	Resistor 1.5 Ω , ¼ W
7	6	R4A, R5B, R10A, R11A, R12A R13A	Resistor 10 k Ω , ¼ W
8	1	R6A	Resistor 1 M Ω , ¼ W
9	1	R7B	Resistor 33 k Ω , ¼ W
10	1	R8A	Resistor 1 Ω , ¼ W
11	1	R9A	Resistor 5.6 k Ω , ¼ W
12	4	R14A, R15A R16A R17A	Resistor 270 Ω , ¼ W
13	1	C1A	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35V
14	1	C2A	Capacitor de mica 10 nF, 100 V
15	1	C3A	Capacitor de mica 1 nF, 63 V
16	1	POT1A	Potenciómetro 10 k Ω
17	1	POT2A	Potenciómetro 2 k Ω

LISTA DE PARTES

Posicionador

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1B	74LS04
2	1	U2B	74LS08
3	1	U3B	74LS73AN
4	1	U4B	LM555
5	2	U5B, U6B	TL601
6	1	R1B	Resistor 10 Ω , 1/4 W
7	2	R2B, R3B	Resistor 2.2 k Ω , 1/4 W
8	2	R4B, R5B	Resistor 330 Ω , 1/4 W
9	1	R6B	Resistor 220 Ω , 1/4 W
10	2	R7B, R8B	Resistor 330 Ω , 1/2 W
11	3	C1B, C2B, C3B, C6B, C7B	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35 V
12	1	C4B	Capacitor de tantalio 2.2 μ F 100V
13	1	C5B	Capacitor de mica 10 nF, 100V
14	1	POT1B	Trimpot 1 M Ω
15	1	POT2B	Trimpot 5 k Ω

LISTA DE CONECTORES

Modulador ancho de pulso, acondicionador de señal y posicionador

JP1	Polarización de la tarjeta
JP2	Entrada del sensor de corriente
JP3	Salida de las señales moduladas en ancho de pulso
JP4	Entrada del controlador PID
JP5	Conexión con el interruptor de presión normalmente abierto PB1 y el led DL2 de la tarjeta del visualizador
JP6	Conexión con el interruptor normalmente abierto PB2 situado en la posición de referencia

JP1	
PIN	SEÑAL
1	+ 15 V
2	- 15 V
3	+ 5 V
4	Tierra

JP2	
PIN	SEÑAL
1	Estado de la corriente
2	Tierra

JP3	
PIN	SEÑAL
1	Señal PWM para los manejadores A1 y A2
2	Tierra
3	Señal PWM para los manejadores B1 y B2

JP4	
PIN	SEÑAL
1	Entrada del controlador PID
2	Tierra

JP5	
PIN	SEÑAL
1	Led DL2
2	Tierra
3	Interruptor normalmente abierto PB1

JP6	
PIN	SEÑAL
1	Interruptor normalmente abierto PB2
2	Tierra

PUNTOS DE PRUEBA

Modulador ancho de pulso, acondicionador de señal y posicionador

PP-PWM

PIN	
1	Nivel de ajuste al 50%
2	Señal diente de sierra
3	Señal del modulador ancho de pulso
4	Estado de la corriente
5	Señal PWM para los manejadores A1 y A2
6	Señal PWM para los manejadores B1 y B2
7	Tierra

PP-POS

PIN	
1	Señal del LM555
2	Voltaje para posicionar al motor
3	Controlador PID
4	Tierra

3.4 TARJETA DEL CONTROLADOR PID

Nota: Para la explicación del circuito se hace referencia al diagrama electrónico de la pág 72.

Este módulo se encarga de la corrección del comportamiento del sistema con base en una señal de error, generada por la comparación de la variable de salida (señal de los sensores) con la de referencia (señal de comando). Las acciones que puede ejercer el controlador con base en el error pueden ser de tipo proporcional, integral y derivativo. La ecuación matemática que describe al controlador es [2]:

$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_I}{T_b s + 1} + \frac{K_D s}{T_a s + 1} \quad (3.3)$$

donde:

$V_c(s)$ señal de control

$E(s)$ error

K_p = constante del modo proporcional

K_i = constante del modo integral

K_d = constante del modo derivativo

$\left(\frac{1}{1+T_a s}\right)$ es un filtro que se usa comúnmente para la parte derivativa del controlador. T_a es la constante de tiempo del filtro y esta definida como [2]:

$$T_a = \frac{K_D}{N} \quad (3.4)$$

donde $3 \leq N \leq 20$ (normalmente $N=10$)

T_b es la constante de un filtro que resulta de la construcción física de la aproximación de un integrador ideal.

La realización física del controlador se hace con base en amplificadores operacionales TL081, los cuales cuentan con la posibilidad de ajustar su nivel de

CD [10]. Las diferentes acciones de control están dispuestas en paralelo y en configuración inversora (U5 -acción proporcional-, U6 -acción derivativa- y U7 -acción integral-), ajustando las ganancias de cada acción por separado a la entrada de un sumador inversor (U11).

El diagrama de bloques de la fig 3.9 ilustra el funcionamiento del controlador

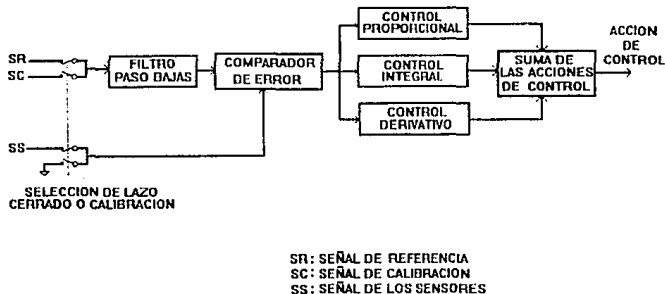


Fig 3.9 Diagrama de bloques del controlador PID

En este circuito se realizaron algunas modificaciones respecto al esquema de laboratorio:

- Se dotó al circuito de la opción de abrir o cerrar el lazo y seleccionar entre una señal de referencia (lazo cerrado) y una de calibración (lazo abierto) a través de multicanalizadores analógicos.
- Selección independiente de las acciones de control mediante multicanalizadores analógicos.
- Se añadió una etapa de filtrado a la entrada del circuito para atenuar el ruido que pudiera estar presente en el generador de la señal de referencia o de calibración.

El circuito de control está provisto de multicanalizadores analógicos comandados por medio de microinterruptores, que permiten conectar o desconectar las diferentes acciones de control. Para ajustar la ganancia de una acción de control se desconectan las restantes, la entrada inversora del comparador de error se conecta a tierra y por la entrada no inversora se conecta la señal de calibración

El lazo de retroalimentación se abre o cierra por medio del multicanalizador U4. La selección de la señal de referencia o de calibración se hace con el multicanalizador U1. Las acciones de control se seleccionan con los multicanalizadores U8 (acción proporcional), U9 (acción derivativa) y U10 (acción integral). Los multicanalizadores se activan con el banco de microinterruptores SP. Con el microinterruptor 4 se abre o cierra el lazo y se selecciona la entrada de referencia o calibración. Las acciones de control proporcional, derivativa e integral se habilitan o deshabilitan con los microinterruptores 1, 2 y 3, respectivamente. En el banco de microinterruptores la habilitación corresponde a la posición "on" y la deshabilitación corresponde a la posición "off".

Calibración de los controladores:

La acción proporcional se calibra introduciendo al controlador en lazo abierto, con sólo la acción proporcional habilitada, una señal de CD para obtener a la salida del controlador una señal de CD con amplitud K_p veces la de la entrada (fig 3.10). La magnitud de la salida del controlador y por lo tanto la constante K_p se ajustan por medio del potenciómetro POT5. La acción integradora se calibra aplicando una señal cuadrada para obtener a la salida una señal triangular (fig 3.11). K_i depende directamente de la relación de la magnitud de la señal triangular con respecto a la magnitud de la señal de cuadrada, misma que se ajusta con el POT7. Finalmente, la acción derivativa se calibra a partir de una señal triangular de entrada para obtener una señal cuadrada de salida (fig 3.12). La magnitud relativa de las señales de entrada y salida está relacionada directamente con K_D y se ajusta con el POT6.

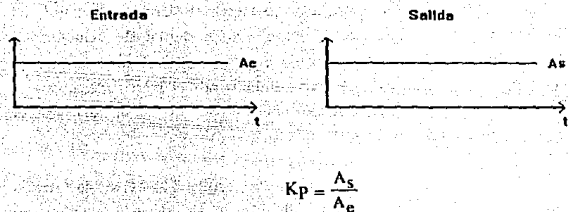


Fig 3.10 Acción proporcional

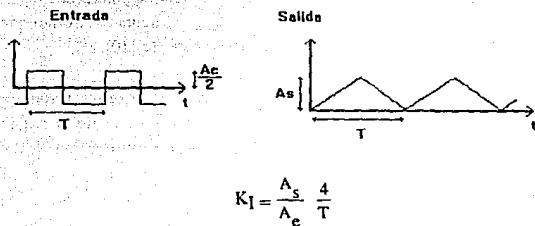


Fig 3.11 Acción integrativa

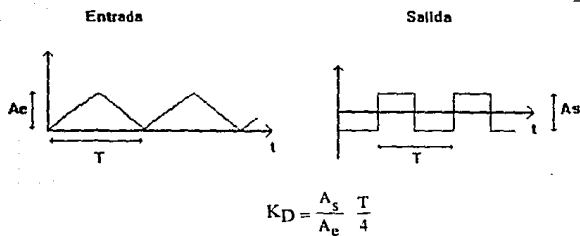
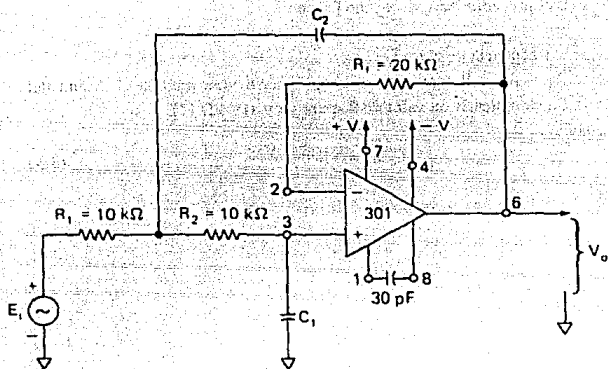


Fig 3.12 Acción derivativa

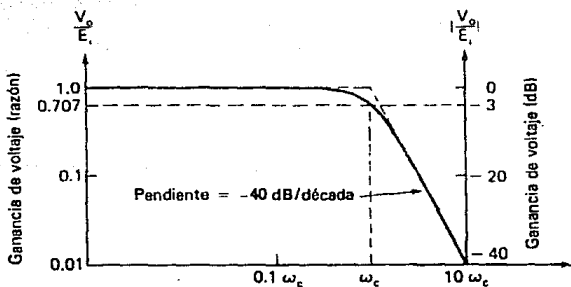
Una vez hecha la calibración del controlador se cierra el lazo con la señal del sensor seleccionado (sensor digital de posición, sensor digital de velocidad o sensor analógico de velocidad). La acción de abrir o cerrar el lazo se hace a través del multicanalizador analógico U4 comandado por el microinterruptor 4. La selección del sensor se lleva a cabo al conectar la salida del sensor seleccionado al conector JP2.

Para implantar los multicanalizadores se utilizó el circuito TL601, de la familia de los conmutadores analógicos P-MOS, debido a su elevada rapidez de conmutación, a que no presenta nivel de CD y a que es compatible con las compuertas lógicas TTL. El TL601 funciona como un interruptor de un polo y dos tiros con dos entradas lógicas de control. Los voltajes de polarización son de V_{cc}^+ igual a + 15 V y V_{cc}^- a - 15 V (que es con lo que cuenta el equipo) que se encuentran dentro del área de operación segura del integrado [10].

Para la etapa de filtrado del controlador, se construyó un filtro Butterworth paso bajas de segundo orden, cuya gráfica de la respuesta en frecuencia de la magnitud se muestra en la fig 3.13b. Se decidió utilizar este tipo de filtro ya que se desea que la ganancia en lazo cerrado sea unitaria dentro de la banda de paso. El filtro Butterworth, también denominado filtro máximo plano o plano-plano, es muy recomendable para este tipo de aplicaciones. Para la realización física del filtro se utiliza un amplificador operacional en la configuración que se muestra en la figura 3.13a [1].



(a) Filtro paso bajo para una atenuación de -40 dB/entrada



(b) Gráfica de respuesta de magnitud en frecuencia del filtro

Fig 3.13 Filtro paso bajas.

Los pasos en el procedimiento de diseño [1] son:

1. Elegir la frecuencia de corte f_c .
2. Hacer $R_1 = R_2 = R$ (con esto se simplifica en gran medida el diseño del filtro). Se recomienda un valor de R entre 10 y 100 $k\Omega$ [1].
3. Considerar

$$R_f = 2 R \quad (3.5)$$

4. Calcular el valor de C_1 ; mediante

$$C_1 = \frac{0.707}{2\pi \cdot f_c \cdot R} \quad (3.6)$$

5. Escoger

$$C_2 = 2 C_1 \quad (3.7)$$

La frecuencia de corte que se elige es de 3 kHz, lo cual permite eliminar el ruido de alta frecuencia y conservar la información de la dinámica dominante del motor, que es de 0.65 ms (1.54 kHz) [Apéndice A]. Con este dato y escogiendo $R = 10 \text{ k}\Omega$ se obtienen los siguientes valores:

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

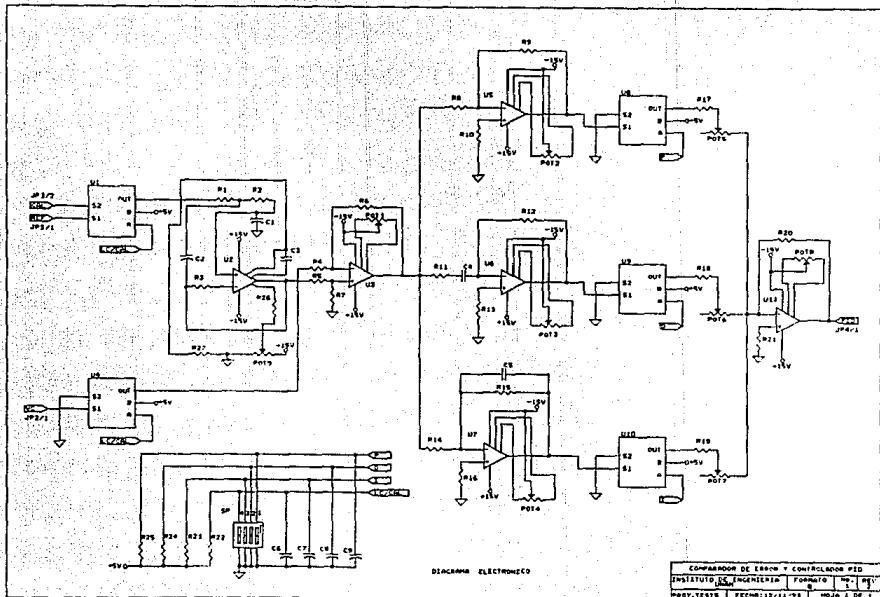
$$R_f = 20 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = \frac{0.707}{2\pi (3 \times 10^3) (10 \times 10^3)} = 3.75 \times 10^{-9} \text{ F.}$$

Así, con los valores comerciales de los capacitores, $C_1 = 3.3 \text{ nF}$ y $C_2 = 6.8 \text{ nF}$, la frecuencia de corte del filtro resultó de

$$f_c = \frac{0.707}{2\pi (10 \times 10^3) (3.3 \times 10^{-9})} = 3.41 \text{ kHz}$$

A continuación se presenta: el diagrama electrónico, el diagrama de distribución de componentes, el circuito impreso, la lista de material, conectores y puntos de prueba para esta tarjeta.



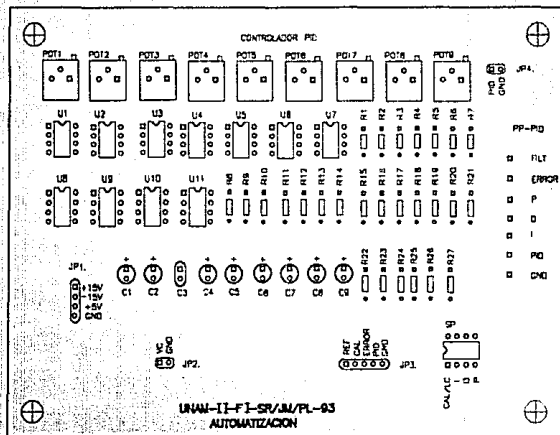
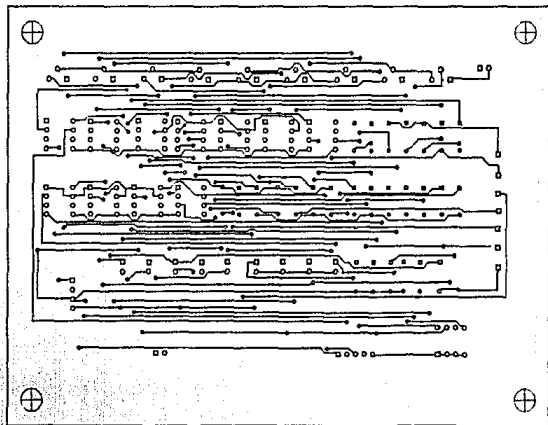


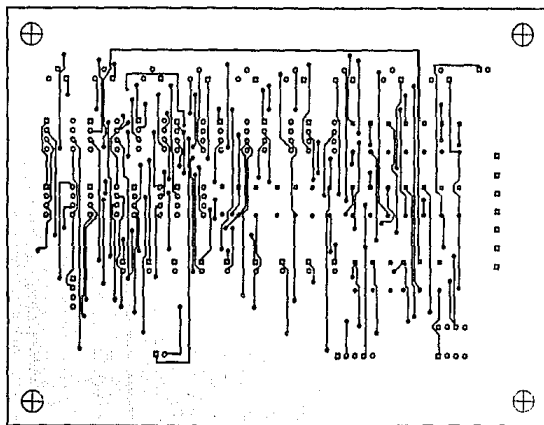
DIAGRAMA DE DISTRIBUCION DE COMPONENTES

CONTROLADOR PID			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO STORBUS	No. 1	REV 1
PROY.TCS/S	FECHA: 12/11/93	HOJA 1 DE 1	



CIRCUITO IMPRESO: CARA SUPERIOR

CONTROLADOR P.D.			
INSTITUTO DE INGENIERIA	FORMATO	No.	REV
UNAM	STOBUS	1	1
PROY. I.E.S.S.	FECHA: 12/11/93	HOJA 1 DE 2	



CIRCUITO IMPRESO: CARA INFERIOR

CONTROLADOR PID			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO STDRUS	Nº. 1	REV 1
PROY.TES5	FECHA: 12/11/93	PÁGUA 2 DE 2	

LISTA DE PARTES

Controlador PID

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	5	U1, U4, U8, U9, U10	TL601
2	1	U2	LM301
3	5	U3, U5, U6, U7, U11	TL081
4	11	R1, R2, R3, R5, R6, R7, R8, R9, R12, R14, R16	Resistor 10 k Ω , 1/4 W
5	1	R3	Resistor 20 k Ω , 1/4 W
6	1	R10	Resistor 47 k Ω , 1/4 W
7	1	R11	Resistor 15 k Ω , 1/4 W
8	1	R13	Resistor 5.6 k Ω , 1/4 W
9	1	R15	Resistor 8.2 M Ω , 1/4 W
10	1	R17	Resistor 1 k Ω , 1/4 W
11	1	R18	Resistor 560 Ω , 1/4 W
12	1	R19	Resistor 2.2 M Ω , 1/4 W
13	1	R20	Resistor 150 k Ω , 1/4 W
14	1	R21	Resistor 1.5 k Ω , 1/4 W
15	4	R22, R23, R24, R25	Resistor 2.2 k Ω , 1/4 W
16	7	R26	Resistor 5.1 M Ω , 1/4 W
17	1	R27	Resistor 10 M Ω , 1/4 W
18	1	C1	Capacitor de mica 3.3 nF, 250 V
19	1	C2	Capacitor de mica 6.8 nF, 250 V
20	1	C3	Capacitor cerámico 30 pF, 250 V
21	6	C4, C5, C6, C7, C8, C9	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35 V
22	6	POT1, POT2, POT3, POT4, POT5, POT8	Potenciómetro 10 k Ω
23	1	POT6	Potenciómetro 5 k Ω
24	1	POT7	Potenciómetro 250 k Ω
25	1	POT9	Potenciómetro 20 k Ω
26	1	SP	DP-SW 4 posiciones

LISTA DE CONECTORES
Controlador PID

JP1	Polarización de la tarjeta
JP2	Entrada de la variable de control
JP3	Señales de monitoreo
JP4	Salida del controlador PID

JP1	
PIN	SEÑAL
1	+ 15 V
2	- 15 V
3	+ 5 V
4	Tierra

JP2	
PIN	SEÑAL
1	Variable a controlar
2	Tierra

JP3	
PIN	SEÑAL
1	Referencia
2	Calibración
3	Error
4	Salida del controlador
5	Tierra

JP4	
PIN	SEÑAL
1	Salida PID
2	Tierra

MICROINTERRUPTORES

SP	
1 (P)	ON Control proporcional activo
	OFF Control proporcional inactivo

SP	
2 (D)	ON Control derivativo activo
	OFF Control derivativo inactivo

SP	
3 (I)	ON Control integral activo
	OFF Control integral inactivo

SP	
4 (LC/CAL)	ON Lazo cerrado
	OFF Lazo abierto para calibración

PUNTOS DE PRUEBA

Controlador PID

PIN	
1	Señal del filtro
2	Señal de error
3	Controlador proporcional
4	Controlador derivativo
5	Controlador integrativo
6	Salida PID
7	Tierra

3.5 TARJETA DEL SENSOR DIGITAL DE POSICIÓN Y DEL SENSOR DIGITAL DE VELOCIDAD

3.5.1 Sensor digital de posición

Nota: para la explicación del circuito se hace referencia al Diagrama electrónico de la pág 84.

El objetivo del sensor digital de posición, es convertir el valor de desplazamiento angular de la flecha del motor a un valor analógico de voltaje, a partir de un transductor de movimiento digital (codificador óptico), respetando la relación lineal siguiente:

$$\frac{\text{Voltaje de salida del sensor}}{\text{Posición en radianes}} = \frac{5 \text{ [V]}}{2 \pi \text{ [rad]}} \quad (3.8)$$

El codificador incremental con que cuenta el motor, posee una hilera concéntrica ranurada y una ranura adicional que le sirve de referencia. Al moverse el motor se generan dos señales defasadas entre sí 90° (A y B), como se muestra en la fig 3.14, con este defasamiento es posible detectar en que sentido se mueve el motor.

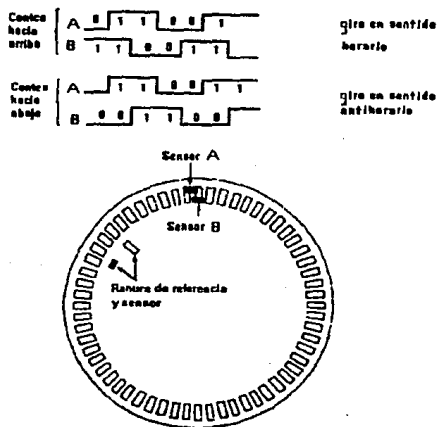


Fig 3.14 Principio de funcionamiento del codificador óptico

Otras características importantes del codificador incremental acoplado al motor son las siguientes:

- Salida con niveles lógicos de TTL, de colector abierto.
- Resolución de 360 pulsos/revolución a la salida del motor, esto es antes del reductor.

El diagrama de bloques de la fig 3.15 ilustra el funcionamiento del sensor de posición

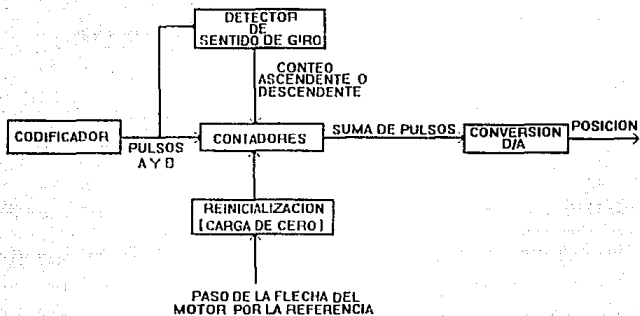


Fig 3.15 Diagrama de bloques del sensor de posición

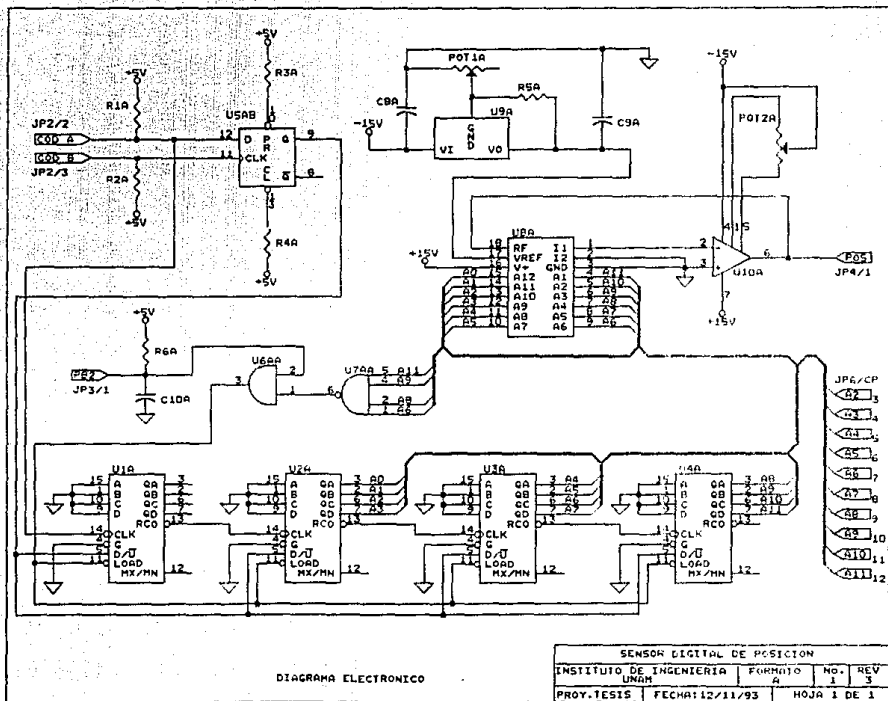
Las señales A y B del codificador se envían a una etapa de decodificación que obtiene el incremento en la posición de la flecha del motor, tomando en cuenta la dirección del movimiento. Para ello, se cuenta el número de pulsos que se generan por el movimiento de la flecha. En forma ascendente, si el giro es en sentido horario, o descendente, si el giro es antihorario. La información del sentido de giro se obtiene comparando las señales A y B, en función de la característica de defasamiento de estas señales indicada en la fig 3.14.

La realización física del decodificador se hace con 4 contadores binarios 74LS191 de 4 bits conectados en cascada (U1A, U2A, U3A y U4A). Para la conversión digital analógica se utilizan sólo los 12 bits más significativos del conjunto de contadores. El integrado usado para este propósito es el DAC1222 (U8A) [13].

Conectando las señales A y B a un biestable tipo D 74LS74 (U5A) con la configuración mostrada en el diagrama electrónico, se obtiene la información del sentido de giro a la salida del integrado: un 1 si el sentido es horario y un 0 si es antihorario. Esta señal se utiliza para indicar el modo de conteo (ascendente o descendente) del conjunto de contadores.

Finalmente, con la lógica formada con las compuertas 74LS08 y 74LS20 (U6A y U7A) se fuerza una carga de ceros por la activación (paso de la flecha del motor por la referencia) del interruptor de presión normalmente abierto (PB2) o por la obtención de la cuenta máxima permitida, que en este caso corresponde al ángulo de 360° (se permite que el motor pueda dar como máximo una vuelta completa).

A continuación se muestra el diagrama electrónico del sensor digital de posición.



SENSOR DIGITAL DE POSICION			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO A	NO. 1	REV 3
PROY. TESIS	FECHA: 12/11/93	HOJA 1 DE 1	

3.5.2 Sensor digital de velocidad

Nota: Para la explicación del circuito se hace referencia al diagrama electrónico de la pág 90.

La función del sensor digital de velocidad es la de convertir el valor de la rapidez de la flecha del motor a un valor de voltaje, donde se tenga la siguiente relación lineal:

$$\frac{\text{Voltaje de salida del sensor}}{\text{Velocidad en RPM}} = \frac{5 \text{ V}}{32 \text{ RPM}} \quad (3.9)$$

donde 32 RPM corresponde a la velocidad máxima de la flecha del motor (31 RPM) [apéndice A] más un margen de sobrevoluntad del 3 %.

El transductor utilizado en este sensor es el codificador incremental óptico integrado al motor. El principio para determinar la velocidad consiste en contar el número de pulsos que genera el codificador por unidad de tiempo. Para ilustrar el funcionamiento del sensor se incluye el diagrama de bloques de la fig 3.16

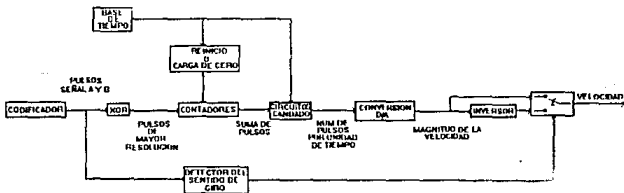


Fig 3.16 Diagrama de bloques del sensor digital de velocidad.

La resolución del codificador (de la señal A ó B) en la flecha del motor, después del reductor, es de 46080 pulsos/revolución. Esta resolución puede aumentarse aplicando la operación OR exclusiva (XOR) a las señales A y B. Con lo que se obtiene un total de 92160 pulsos/revolución.

Para contar los pulsos se requiere establecer una base de tiempo que dicte cuando empieza y termina la cuenta. A la velocidad máxima se tiene que el número de pulsos por segundo está dado por:

$$32 \text{ R.P.M.} * 92160 \frac{\text{pulsos}}{\text{revolución}} = 49152 \frac{\text{pulsos}}{\text{segundo}} \quad (3.10)$$

Si se desea una resolución de 12 bits (4096 pulsos) para el conteo de la velocidad máxima, la base de tiempo (determinada por el periodo t_{base}) resulta ser:

$$t_{\text{base}} = \frac{4096 \text{ pulsos}}{49152 \text{ pulsos/s}} = 83.33 \text{ ms} \quad (3.11)$$

Con este valor de base de tiempo, la velocidad más baja que se puede detectar está determinada por la ec 3.12

$$\left(\frac{1 \text{ pulso}}{83.33 \times 10^{-3} \text{ s}} \div 92160 \frac{\text{pulsos}}{\text{revolución}} \right) \times \frac{60 \text{ s}}{1 \text{ min}} = 0.008 \text{ RPM} \quad (3.12)$$

Con la base de tiempo se desea, también, activar los circuitos candado (cuya salida está conectada a la etapa de conversión D/A) para actualizar el valor de velocidad del sensor. Para ello, durante el estado alto de la base de tiempo se habilita la cuenta de los pulsos, y durante el estado bajo se actualizan los valores de los circuitos candado y se reinicializa el conteo. Por lo que se desea que el tiempo en el que el pulso se mantiene en bajo (t_{bajo}) sea despreciable comparado con el tiempo en el que el pulso se mantiene en estado alto (t_{alto}), procurando que t_{alto} se aproxime a t_{base} (ver la fig 3.17).

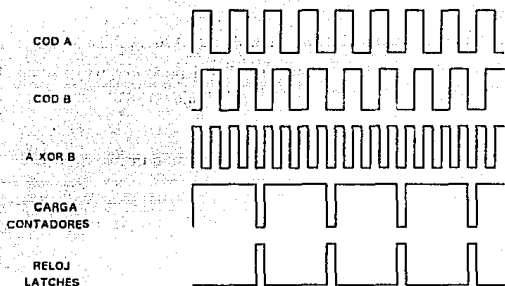


Fig 3.17 Esquema del diagrama de tiempos del sensor digital de velocidad

Para generar la señal de la base de tiempo se utiliza el circuito integrado LM555 (U10B) en configuración astable con extensión del ciclo de trabajo (es decir, que el ciclo de trabajo puede ser igual o mayor del 50 %).

Los tiempos alto y bajo se establecen a través de un circuito RC con diferentes tiempos de carga y descarga, este circuito está formado por un resistor (R_{1B}), un capacitor (C_{8B}), un potenciómetro (POT_{1B}) y un diodo (D_{1B}) en paralelo con R_{1B} . Así, por la acción del diodo D_{1B} el capacitor C_{8B} se carga a través del potenciómetro POT_{1B} , y descarga a través de R_{1B} . Los tiempos para la forma de onda de salida están determinados por las ecs 3.13 y 3.14.

$$t_{\text{alto}} = 0.695 R_{POT_{1B}} C_{8B} \quad (3.13)$$

$$t_{\text{bajo}} = 0.695 R_{1B} C_{8B} \quad (3.14)$$

entonces, el periodo de la base de tiempo T es:

$$T = t_{\text{alto}} + t_{\text{bajo}} = 0.695 (R_{POT_{1B}} + R_{1B}) C_{8B} \quad (3.15)$$

Se escogió para el capacitor C8B un valor de 22 μF y un potenciómetro POT1B de 10 k Ω para ajustar el valor de t_{alto} . Para que t_{bajo} sea lo más pequeño posible se utilizó un valor de R1B de 560 Ω por lo que t_{bajo} resulta:

$$t_{\text{bajo}} = 0.695 (560) (22 \times 10^{-6}) = 8.56 \times 10^{-3} \text{ s} \quad (3.16)$$

lo cual implica tener, finalmente, un período para la base de tiempo de 91.89 ms que corresponde a una frecuencia de 10.88 Hz.

Para realizar físicamente el conteo se utilizan 3 contadores binarios 74LS191 conectados en cascada (U6B, U7B y U8B). La señal de salida del LM555 (U10B) -base de tiempo- activa la terminal LOAD de los contadores. Así, durante el tiempo alto, permanecerá habilitada la cuenta de los pulsos que llegan a la terminal CLK del primer contador. Al llegar el tiempo bajo de la base de tiempo, se detiene la cuenta y se carga a los contadores el valor de cero, para que se reinicie la cuenta en el siguiente período. En todos los contadores la terminal G y la terminal D/U permanecerán conectadas a tierra con lo cual se habilita el conteo y éste se hace incremental.

Para la realización de los circuitos candado se utilizaron integrados hexadecimales 74LS174 (U6B y U7B). La activación de los circuitos candado se da por una transición de estado bajo a alto, la cual se obtiene de la función inversa de la señal de salida del circuito LM555 (U10B). Para implantar esta función se utiliza una de las compuertas XOR del encapsulado (U5BB). Con lo anterior, los circuitos candado permanecerán inhabilitados hasta que se tenga un flanco de subida, y en ese momento, capturarán el último dato que tengan los contadores, como se ilustra en el diagrama de tiempos de la fig 3.17.

Finalmente, los datos (señales de salida de los circuitos candado) se envían a un convertidor digital-analógico de 12 bits (U8B) -DAC 1222-, calibrado para cumplir con la ec 3.9 mediante el potenciómetro POT3B, mismo que ajusta el voltaje de un regulador negativo variable LM337 (U13B), que proporciona la referencia al convertidor.

Para conocer el sentido de la velocidad, se analizan las señales A y B del codificador. Para lo cual se utiliza el biestable tipo D, 74LS74 (U4BA), que proporciona un nivel lógico cuyo valor depende de cual de las señales en D (pin 2) y CLK (pin 3) aparece primero con un nivel alto. Si el motor gira en sentido horario la señal A se encuentra en nivel alto y la señal B en nivel bajo, por lo que el biestable da un nivel bajo (aparece primero la señal en D) y cuando el motor gira en sentido antihorario la señal B está en nivel alto, la señal A esta en nivel bajo y el biestable da como resultado un nivel alto (aparece primero la señal en CLK). El biestable activa un multicanalizador analógico TL601 (U12B) que selecciona entre la señal directa del DAC1222 o la señal invertida del mismo. Este inversor se construyó alrededor de un amplificador operacional TL081 (U11B). Así, a la salida de este multicanalizador se tiene la información de la magnitud y sentido de la velocidad del motor.

A continuación se presentan: los diagramas electrónicos del sensor de velocidad digital y, enseguida, el diagrama de distribución de componentes, el circuito impreso, la lista de material, conectores y puntos de prueba de la tarjeta completa.

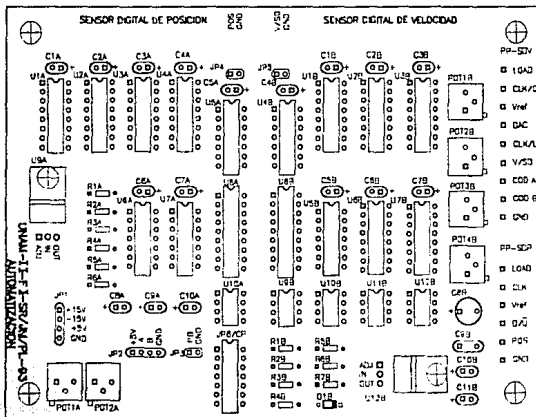
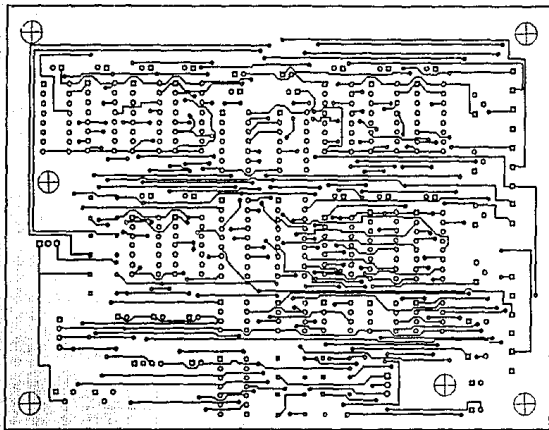


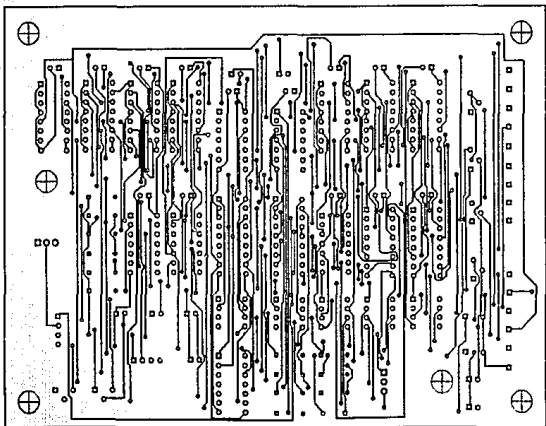
DIAGRAMA DE DISTRIBUCION DE COMPONENTES

SENSORES DIGITALES DE POSICION Y DE VELOCIDAD			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO STORUS	Nº. 1	REV 1
PROY. TESIS	FOLIO: 12/11/93	HOJA 1 DE 1	



ORCUTO IMPRESO: CARA SUPERIOR

SENSORES DIGITALES DE POSICION Y DE VELOCIDAD			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO STICIS	No.	REV
FRUT-YESS	FECHA: 12/11/93	1	1
		HOJA 1 DE 2	



CIRCUITO IMPRESO: CARA INFERIOR

SENSORES DIGITALES DE POSICIÓN Y DE VELOCIDAD			
INSTITUTO DE INGENIERÍA	FORMATO	Nº.	REV
UNAM	STIBUS	1	1
PROY.TESIS	FECHA 12/11/93	PÁGINA 2 DE 2	

LISTA DE PARTES

Sensor digital de posición

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	4	U1A, U2A, U3A, U4A	74LS191
2	1	U5A	74LS74
3	1	U6A	74LS08
4	1	U7A	74LS20
5	1	U8A	DAC1222
6	1	U9A	Regulador LM337
7	1	U10A	LM741
8	4	R1A, R2A, R3A, R4A	Resistor 330 Ω , ¼ W
9	1	R5A	Resistor 120 Ω , ¼ W
10	1	R6A	Resistor 2.2 k Ω , ¼ W
11	10	C1A, C2A, C3, C4A, C5A, C6, C7A, C8A, C9A C10A	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35 V
12	1	POT1A	Potenciómetro 1 k Ω
13	1	POT2A	Potenciómetro 10 k Ω

LISTA DE PARTES

Sensor digital de velocidad

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	3	U1B, U2B, U3B	74LS191
2	1	U4B	74LS74
3	1	U5B	74LS86
4	2	U6B, U7B	74LS174
5	1	U8B	DAC1222
6	1	U9B	LM741
7	1	U10B	LM555
8	1	U11B	TL081
9	1	U12B	TL601
10	1	U13B	Regulador LM337
11	1	R1B	Resistor 560 Ω , 1/4 W
12	1	R2B	Resistor 120 Ω , 1/4 W
13	2	R3B, R4B,	Resistor 330 Ω , 1/4 W
14	2	R5B, R6B	Resistor 110 k Ω , 1/4 W
15	1	R7B	Resistor 5.6 k Ω , 1/4 W
16	1	D1B	Diodo 1N4744 75 mA @ 100 V
17	7	C1B, C2B, C3B, C4B, C5B, C6B, C7B	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35 V
18	1	C8B	Capacitor electrolítico 22 μ F, 63 V
19	1	C9B	Capacitor de mica 0.01 μ F, 100 V
20	2	C10B, C11B	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 25 V
21	3	POT1B, POT2B, POT4B	Potenciómetro 10 k Ω
22	1	POT3B	Potenciómetro 1 k Ω

LISTA DE CONECTORES

Sensor digital de posición y sensor digital de velocidad

JP1	Polarización de la tarjeta
JP2	Entrada del codificador incremental
JP3	Entrada del interruptor de presión normalmente abierto de la posición de referencia
JP4	Salida del sensor de posición
JP5	Salida del sensor de velocidad

JP1	
PIN	SEÑAL
1	+ 15 V
2	- 15 V
3	+ 5 V
4	Tierra

JP2	
PIN	SEÑAL
1	+ 5 V
2	Señal A
3	Señal B
4	Tierra

JP3	
PIN	SEÑAL
1	PB2
2	Tierra

JP4	
PIN	SEÑAL
1	POS
2	Tierra
JP5	
PIN	SEÑAL
1	V/SD
2	Tierra

PUNTOS DE PRUEBA

Sensor digital de posición y sensor digital de velocidad

PP-SDV

PIN	
1	Carga de los contadores
2	Reloj de los contadores
3	Voltaje de referencia para el DAC
4	Salida del DAC
5	Reloj de los circuitos candado
6	Salida del sensor digital de velocidad
7	Señal del codificador A
8	Señal del codificador B
9	Tierra

PP-SDP

PIN	
1	Carga de los contadores
2	Reloj de los contadores
3	Voltaje de referencia para el DAC
4	Cuenta descendente/ascendente
5	Salida del sensor digital de posición
6	Tierra

3.6 TARJETA DEL SENSOR DE CORRIENTE Y DEL SENSOR ANALÓGICO DE VELOCIDAD

3.6.1 Sensor de corriente

Nota: Para la explicación del circuito se hace referencia al diagrama electrónico de la pág 101.

El sensor de corriente tiene como función detectar el paso por un umbral determinado (límite de corriente) de la magnitud de la corriente que pasa a través del motor (I_a) y convertir dicha información en una señal de voltaje binaria (0 ó +5 V), donde 0 V indica que la magnitud de la corriente está por debajo del umbral definido, y 5 V que la magnitud de la señal ha alcanzado dicho umbral. Además, este sensor provee de una brecha diferencial a la señal binaria, gracias al uso de un comparador con ciclo de histéresis.

El diagrama de bloques de la fig 3.18 muestra el funcionamiento del sensor



Fig 3.18. Diagrama de bloques del sensor de corriente

A través de un transformador se detecta la magnitud de corriente que pasa por el motor ya que sus dos devanados primarios se conectan a sendas ramas del puente H, utilizando así los pulsos de corriente que pasan por el TMOS para inducir un voltaje del lado secundario (ver diagrama eléctrico de la pág 25).

Los pulsos pasan por un rectificador de precisión (construido con base en un amplificador operacional TL084 - U4BB -) y después por un filtro paso bajas

(con la configuración mostrada para el amplificador U4BD). Así, se obtiene una tensión de corriente directa proporcional a la magnitud de la corriente del motor. Este voltaje se conecta a una etapa de calibración de ganancia y nivel de CD (amplificadores operacionales U4BC y U2B) para obtener la siguiente relación:

$$\frac{\text{Voltaje del sensor}}{\text{Corriente promedio}} = \frac{1 \text{ V}}{1 \text{ A}} \quad (3.17)$$

Finalmente, este voltaje pasa a un comparador de umbral con histéresis (U3B). El valor contra el cual se efectúa la comparación representa el límite predefinido de corriente [7].

Este circuito no tuvo mayores modificaciones en su diseño, y sólo se decidió utilizar resistencias y potenciómetros de precisión, para obtener valores más exactos y tener una mayor estabilidad ante cambios de temperatura.

Se muestra a continuación el diagrama electrónico del sensor de corriente.

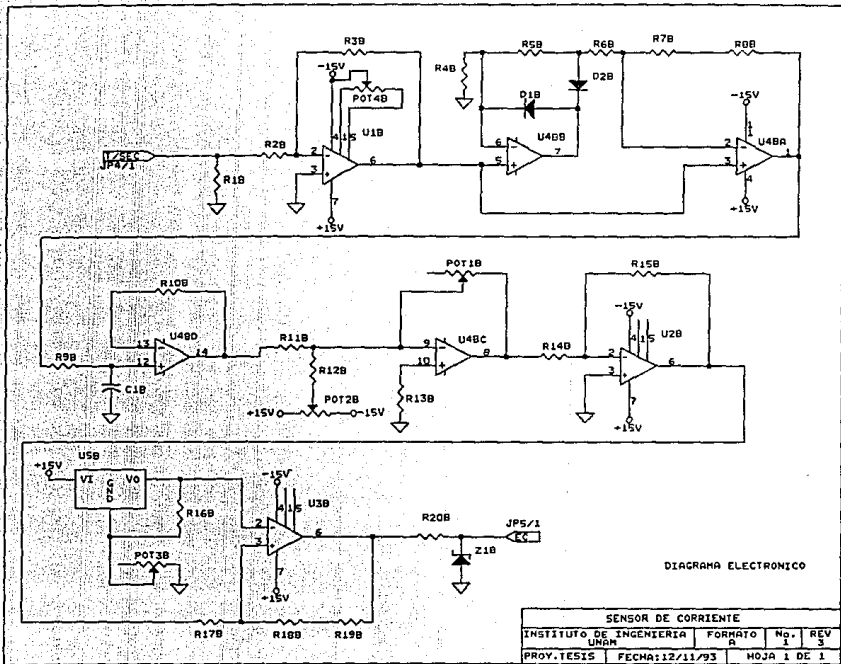


DIAGRAMA ELECTRONICO

SENSOR DE CORRIENTE

INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO A	No. 1	REV 3
PROY. TESIS	FECHA: 12/11/93	HOJA 1 DE 1	

3.6.2 Sensor analógico de velocidad

Nota: Para la explicación del circuito se hace referencia al diagrama electrónico de la pág 104.

Este sensor tiene la misma función que su equivalente digital; es decir, proporcionar una salida de tensión analógica que cumpla con la relación establecida en la ec 3.9.

El motor posee, además del codificador incremental, un tacogenerador analógico cuya resolución es de 1 V/RPM. Para cumplir con la relación 3.9 se añadió una etapa de calibración a la salida de dicho tacogenerador.

El diagrama de bloques de la fig 3.19 muestra el funcionamiento del sensor



Fig 3.19 Diagrama de bloques del sensor analógico de velocidad

Ya que a la velocidad máxima prevista, el tacogenerador entrega un voltaje de 32 V y debido a que el rango del voltaje de entrada para el amplificador operacional utilizado para la realización del sensor, TL084 (U1A) es de 0 a 18 V, fue necesario implantar un circuito divisor de voltaje para reducir su magnitud; dicho valor se ajusta con un potenciómetro (POT1A). Para acoplar el divisor de voltaje con la etapa de calibración se utilizó un seguidor de voltaje no inversor de ganancia unitaria (U1AA). En la etapa de calibración se utiliza un sumador inversor construido alrededor del amplificador operacional U1AB que permite ajustar el nivel de CD a la salida mediante un potenciómetro (POT2A), mientras que la ganancia de la señal de salida se modifica con el potenciómetro POT3A. Finalmente, se adiciona un amplificador operacional en configuración de seguidor inversor para retomar la polaridad correcta del voltaje (U1A).

A continuación se presentan: el diagrama electrónico del sensor analógico de velocidad. Así como el diagrama de distribución de componentes, el circuito

impreso, la lista de material, conectores y puntos de prueba para la tarjeta completa.

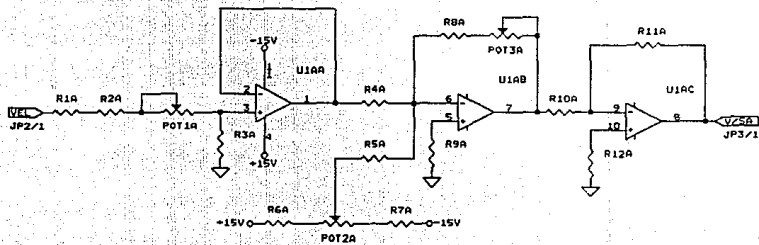


DIAGRAMA ELECTRONICO

SENSOR ANALOGICO DE VELOCIDAD			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO A	No. 1	REV 2
PROY. TESTIS	FECHA: 12/11/93	HOJA 1 DE 1	

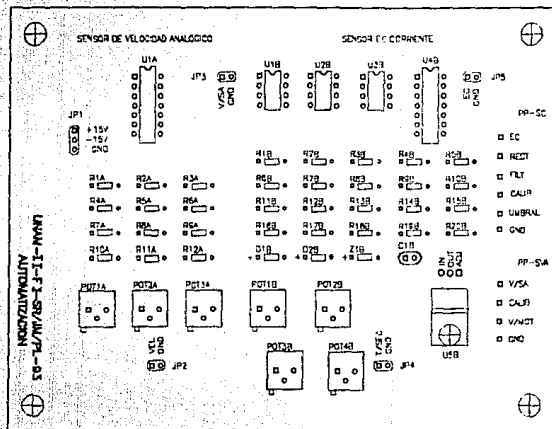
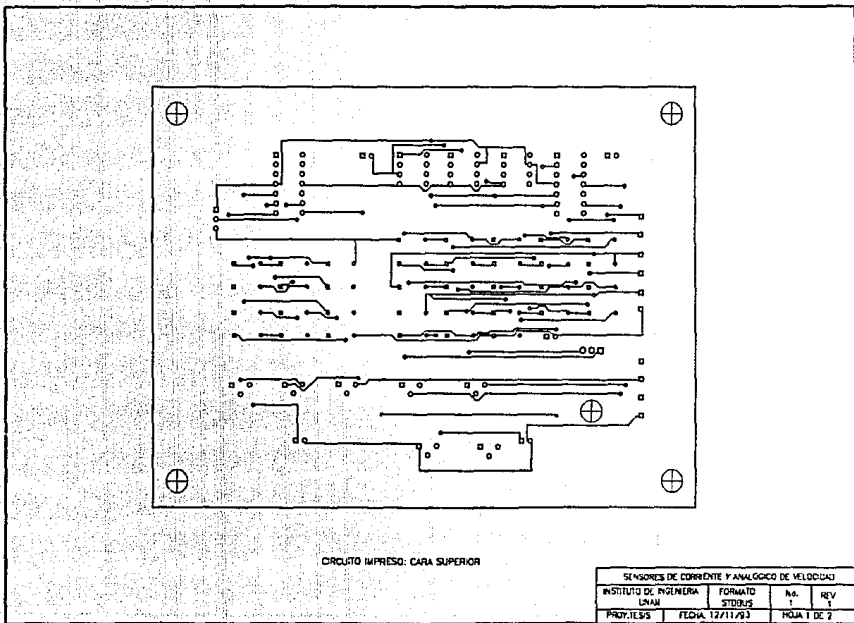


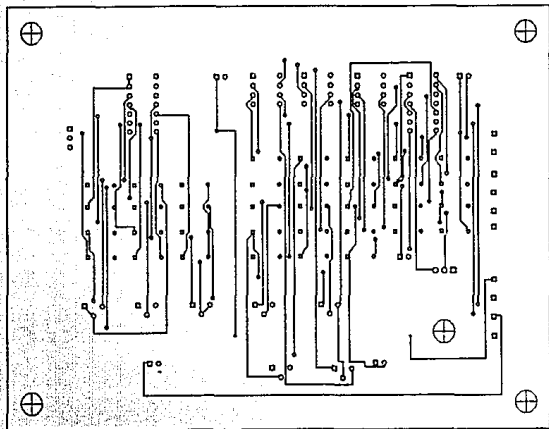
DIAGRAMA DE DISTRIBUCION DE COMPONENTES

SENSORES DE CORRIENTE Y ANALÓGICO DE VELOCIDAD			
INSTITUTO DE INGENIERIA UPM	FORMATO SIO/US	No.	REV
PROY.1555	FELMA 12/11/93	1	1
HOJA 1 DE 1			



CIRCUITO IMPRESO: CARA SUPERIOR

SENSORES DE CORRIENTE Y ANALÓGICO DE VELOCIDAD			
INSTITUTO DE INGENIERIA	FORMATO	№.	REV
UNAM	STUDIOS	1	1
PROY.IES/S	FECHA: 12/11/93	PÁGINA 1 DE 2	



CIRCUITO IMPRESO: CARA INFERIOR

SENSORES DE CORRIENTE Y ANALOGICO DE VELOCIDAD			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO STORBUS	Nº. 1	REV 1
PROY. TESS	FECHA. 12/11/93	HOJA 2 DE 2	

LISTA DE PARTES**Sensor de corriente**

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	3	U1B, U2B, U3B	TL081
2	1	U4	TL084
3	1	U5B	Regulador LM317
4	2	R1B, R2B	Resistor 56 k Ω , ¼ W
5	1	R3B	Resistor 3.9 k Ω , ¼ W
6	6	R4B, R5B, R6B, R7B, R8B, R18B	Resistor 22 k Ω
7	7	R9B, R10B, R11B, R12B, R13B, R14B, R15B	Resistor 10 k Ω , ¼ W
8	1	R16B	Resistor 270 Ω , ¼ W
9	1	R17B	Resistor 1 k Ω , ¼ W
10	1	R19B	Resistor 8.2 k Ω , ¼ W
11	1	R20B	Resistor 560 Ω , ¼ W
12	2	D1B, D2B	Diodo de señal rápida 1N4148, 75 V @ 75 mA
13	1	Z1B	Diodo Zener 5.1 V, 1 W
14	1	C1B	Capacitor de mica 2.2 nF, 250V
15	1	POT1B	Potenciómetro 250 k Ω
16	1	POT2B	Potenciómetro 5 k Ω
17	1	POT3B	Potenciómetro 2 k Ω
18	1	POT4B	Potenciómetro 10 k Ω

LISTA DE PARTES

Sensor analógico de velocidad

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1A	TL084
2	2	R1A, R2A	Resistor 47 k Ω , 1/4 W
3	3	R3A, R4A, R5A	Resistor 100 k Ω , 1/4 W
4	2	R6A, R7A	Resistor 82 k Ω , 1/4 W
5	1	R8A	Resistor 27 k Ω , 1/4 W
6	3	R9A, R10A, R11A	Resistor 10 k Ω , 1/4 W
7	1	R12A	Resistor 4.7 k Ω , 1/4 W
8	1	POT1A	Potenciómetro 10 k Ω
9	1	POT2A	Potenciómetro 2 k Ω
10	1	POT3A	Potenciómetro 5 k Ω

LISTA DE CONECTORES

Sensor de corriente y sensor analógico de velocidad

JP1	Polarización de la tarjeta
JP2	Voltaje proveniente del motor
JP3	Salida del sensor analógico
JP4	Secundario del toroide
JP5	Salida del sensor de corriente

JP1	
PIN	SEÑAL
1	+ 15 V
2	- 15 V
3	Tierra

JP2	
PIN	SEÑAL
1	Velocidad del motor
2	Tierra

JP3	
PIN	SEÑAL
1	Velocidad sensor analógico
2	Tierra

JP4	
PIN	SEÑAL
1	Secundario del toroide
2	Tierra

JP5	
PIN	SEÑAL
1	Estado de la corriente
2	Tierra

PUNTOS DE PRUEBA

Sensor de corriente y sensor analógico de velocidad

PP-SC

PIN	
1	Estado de la corriente
2	Señal rectificada
3	Señal filtrada
4	Señal calibrada
5	Voltaje de umbral
6	Tierra

PP-SAV

PIN	
1	Velocidad sensor analógico
2	Calibración
3	Velocidad del motor
4	Tierra

3.7 TARJETA DEL VISUALIZADOR DE LA POSICIÓN

Nota: Para la explicación del circuito se hace referencia al diagrama electrónico de la pág 115.

El propósito del visualizador es mostrar, mediante indicadores luminosos y con cuatro dígitos en base decimal, la posición angular en que se encuentra el eje del motor. El rango de la posición mostrada es de 0 a 360 grados, con una resolución de medio grado. El visualizador opera con los 10 bits más significativos del sensor de posición. El esquema de la fig 3.20 ilustra su funcionamiento

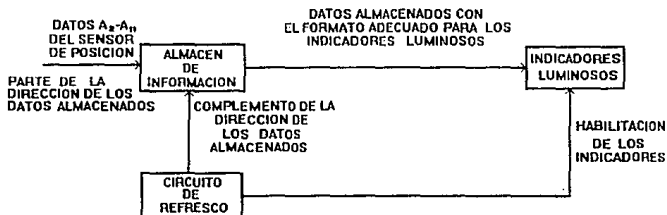


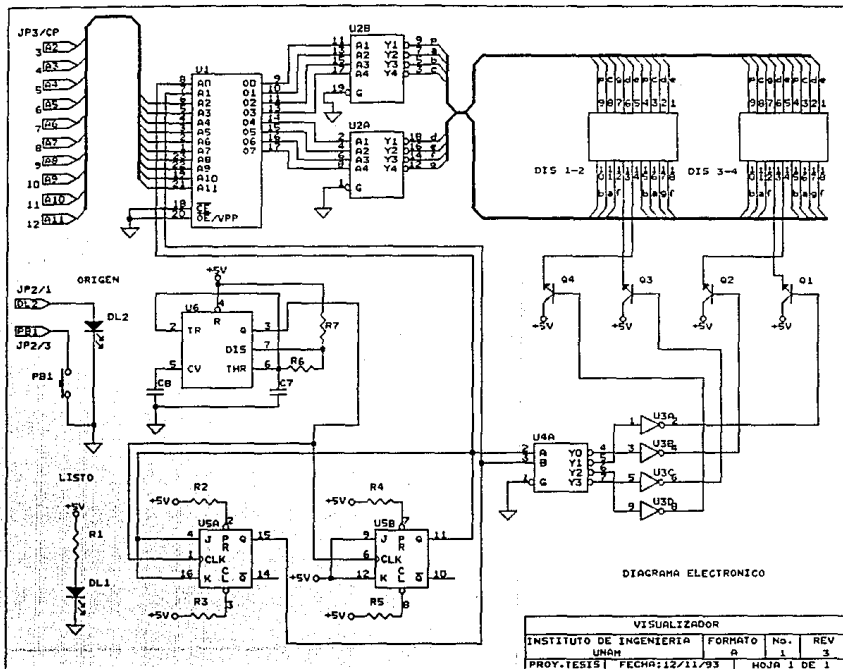
Fig 3.20 Diagrama de bloques del visualizador de la posición

Los indicadores son diodos emisores de luz de 7 segmentos de ánodo común. Para disminuir su consumo de energía se utiliza un circuito de refresco. Para ello, se multicanaliza la habilitación de los segmentos de los indicadores en sincronía con el dato direccionado del almacén de información (donde se encuentra la información con el formato adecuado para activar los indicadores). La señal de refresco se obtiene de un contador cíclico de dos bits, formado por un reloj (construido a partir de un integrado U6 - LM555 -), y un contador de dos bits realizado con biestables JK (U5A y U5B). Esta señal de refresco habilita los segmentos secuencialmente mediante un decodificador (U4). Para generar los patrones adecuados en los indicadores, se almacena la información de los segmentos en una memoria EPROM - U1- (la forma en que se almacena la información se explica en detalle en [6]). Los datos de la memoria se direccionan

tanto por los dos bits del contador cíclico como por los 10 bits más significativos del sensor de posición digital. Los segmentos correspondientes a cada uno de los cuatro dígitos están conectados a las salidas de la memoria a través del inversor hexadecimal 74HC240 (U2) para proveer de suficiente ganancia de corriente a las salidas de la memoria.

En el circuito visualizador se adicionaron un par de LEDS (DL1 y DL2). DL1 indica si la tarjeta se encuentra polarizada y DL2 si la flecha del motor ha alcanzado la posición de inicio o referencia.

A continuación se presentan: el diagrama electrónico, el diagrama de distribución de componentes, el circuito impreso, la lista de material y conectores para esta tarjeta.



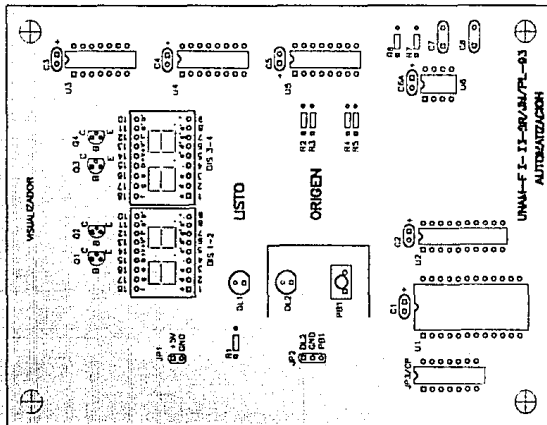
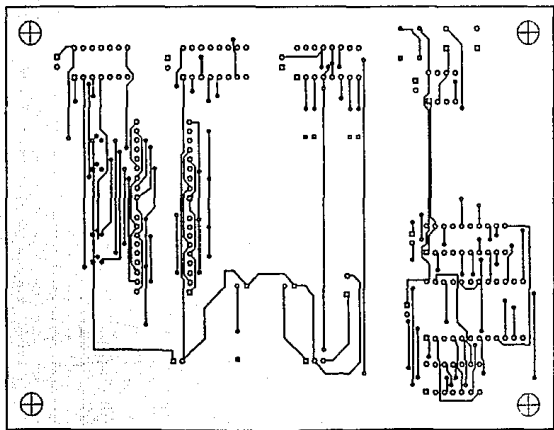


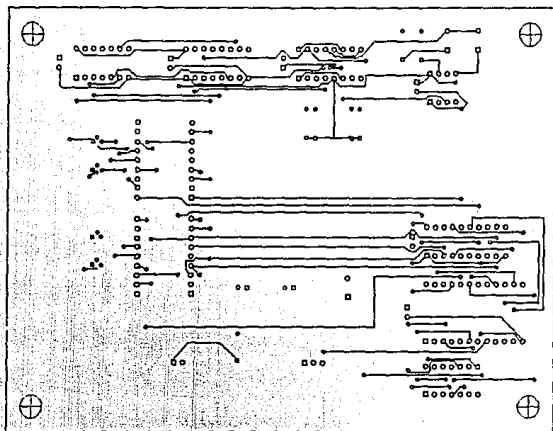
DIAGRAMA DE DISTRIBUCION DE COMPONENTES

VISUALIZADOR			
INSTITUTO DE INGENIERIA	FORMATO	No.	REV
UNAM	A	1	1
PROYECTOS	FOLIO 12/11/93	HOJA 1 DE 1	



CIRCUITO IMPRESO: CARA SUPERIOR

VISUALIZADOR			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO A	No. 1	REV 2
PROY. I.E.S.S.	FECHA: 12/11/83	HOJA 1 DE 2	



CIRCUITO IMPRESO: CARA INFERIOR

VISUALIZADOR			
INSTITUTO DE INGENIERIA	FORMATO	No.	REV.
UNAM	A	1	2
PROY.TECS	FECHA: 12/11/92	HOJA 2 DE 2	

LISTA DE PARTES

Visualizador

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1	EPROM 2732
2	1	U2	74HC240
3	1	U3	74LS04
4	1	U4	74LS139
5	1	U5	74LS76
6	1	U6	LM555
7	2	DIS 1, 2, DIS 3, 4	Display 7 segmentos
8	4	Q1, Q2, Q3, Q4	Transistor BC547
9	2	DL1, DL2	LED rojo
10	1	PB1	Interruptor de presión normalmente abierto
11	1	R1	Resistor 220 Ω , ¼ W
12	2	R2, R3	Resistor 10 k Ω , ¼ W
13	2	R4, R5	Resistor 330 Ω , ¼ W
14	6	C1, C2, C3, C4, C5, C6	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35 V
15	1	C7	Capacitor de mica 0.01 μ F, 63 V
16	1	C8	Capacitor de mica 0.1 μ F, 63 V

LISTA DE CONECTORES

Visualizador

JP1	Polarización de la tarjeta
JP2	Salida para el posicionador
JP3/CP	Señal digital de la posición

JP1	
PIN	SEÑAL
1	+ 5 V
2	Tierra

JP2	
PIN	SEÑAL
1	Led DL2
2	Tierra
3	Interruptor de presión normalmente abierto PB1

JP3/CP	
PIN	SEÑAL
1	No conexión
2	No conexión
3	Bit A2 de los contadores del sensor de posición
4	Bit A3 del sensor de posición
5	Bit A4 del sensor de posición
6	Bit A5 del sensor de posición
7	Bit A6 del sensor de posición
8	Bit A7 del sensor de posición
9	Bit A8 del sensor de posición
10	Bit A9 del sensor de posición
11	Bit A10 del sensor de posición
12	Bit A11 del sensor de posición
13	No conexión
14	No conexión

3.5 TARJETA DE LA FUENTE AUXILIAR

Nota: Para la explicación del circuito se hace referencia al diagrama electrónico de la pág 122.

La fuente auxiliar tiene como finalidad proporcionar la energía necesaria para polarizar a las tarjetas de baja potencia:

- Tarjeta del sensor analógico de velocidad y sensor de corriente.
- Tarjeta del sensor digital de posición y sensor digital de velocidad.
- Tarjeta del modulador ancho de pulso, acondicionador de señal y posicionador.
- Tarjeta del controlador PID.
- Tarjeta del visualizador.

Para cumplir lo anterior provee los siguientes voltajes: +15 V, -15 V y +5 V. La fuente se construye con base en un transformador, dos puentes rectificadores de onda completa (PD1, PD2), tres capacitores (C1, C2, C3) y tres reguladores constituidos por circuitos integrados lineales (U1, U2, U3) en la configuración que se muestra en el diagrama electrónico de la fuente auxiliar. La fuente se construyó en una tarjeta tamaño StdBus la cual está provista de una malla de tierra, un conector de alimentación para cada una de las tarjetas que alimenta y LEDs indicadores del buen funcionamiento de cada una de las salidas.

A continuación se presentan: el diagrama de electrónico, el diagrama de distribución de componentes, el circuito impreso, la lista de material y conectores para esta tarjeta.

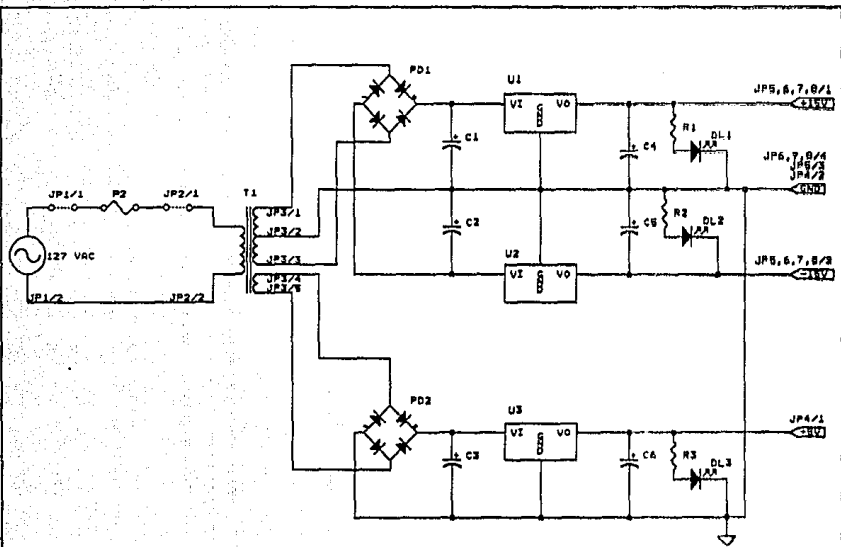


DIAGRAMA ELECTRONICO

FUENTE AUXILIAR (+15V, -15V, +5V Y GND)			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO A	No. 1	REV 3
PROY. TESIS	FECHA 12/11/93	HOJA 1 DE 1	

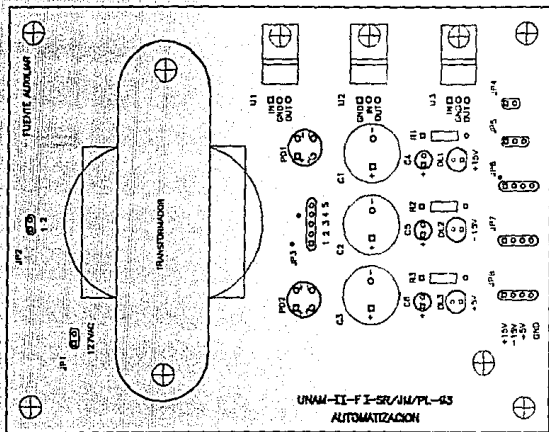
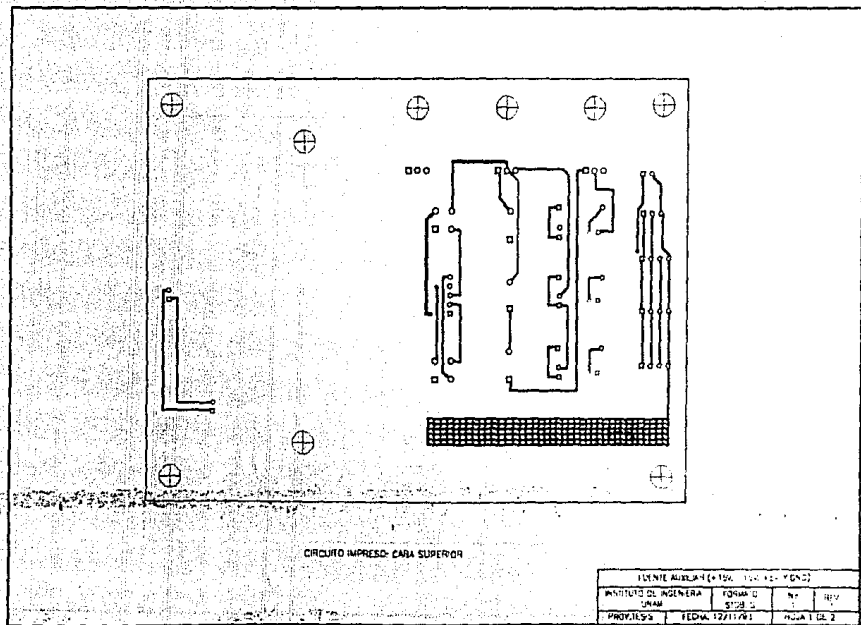
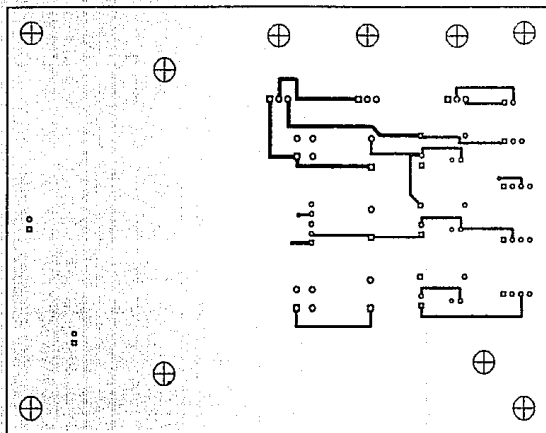


DIAGRAMA DE DISTRIBUCION DE COMPONENTES

FUENTE AUXILIAR (+15V, -15V, +5V Y DND)			
INSTITUTO DE INGENIERIA	FORMATO	No.	REV
UNAM	STORBUS	1	1
PROY. TESIS	FECHA: 12/11/93	PÁGINA 1 DE 1	





CIRCUITO IMPRESO: CARA INFERIOR

FUENTE AUXILIAR (+15V, -15V, +5V Y GND)			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO STORUS	Nº. 1	REV 1
PROY. JCS	FECHA: 12/11/93	HOJA 2 DE 2	

LISTA DE PARTES

Fuente auxiliar

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1	Regulador LM7815
2	1	U2	Regulador LM7915
3	1	U3	Regulador LM7805
4	2	PD1, PD2	Puente de diodos PRV = 400 V @ 2 A
5	3	C1, C2, C3	Capacitor electrolítico 2200 μ F, 35 V
6	3	C4, C5, C6	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35 V
7	2	R1, R2,	Resistor 1.5 k Ω , 1/4 W
8	1	R3	Resistor 560 Ω , 1/4 W
9	3	DL1, DL2, DL3	LED rojo
10	1	T1	Transformador 127 V:30 V tap central 6 V @ 2 A
11	1	P2	Fusible 1.5 A @ 250 V

Nota: el fusible se conecta externamente a la tarjeta, usar para ello el diagrama de conexiones.

LISTA DE CONECTORES

Fuente auxiliar

JP1	Alimentación de CA
JP2	Primario del transformador
JP3	Secundario del transformador
JP4	Polarización de la tarjeta del visualizador
JP5	Polarización de la tarjeta del sensor de corriente y sensor analógico de velocidad
JP6	Polarización de la tarjeta del modulador ancho de pulso y posicionador
JP7	Polarización de la tarjeta del controlador PID
JP8	Polarización de la tarjeta de los sensores digitales de posición y velocidad

JP1	
PIN	SEÑAL
1	127 VAC
2	127 VAC

JP2	
PIN	SEÑAL
1	Entrada
2	Entrada

JP3	
PIN	SEÑAL
1	Salida devanado de 30 V
2	Salida de tap central
3	Salida devanado de 30 V
4	Salida devanado de 6 V
5	Salida devanado de 6 V

JP4	
PIN	SEÑAL
1	+ 5 V
2	Tierra

JP5	
PIN	SEÑAL
1	+ 15 V
2	- 15 V
3	Tierra

JP6, JP7 y JP8	
PIN	SEÑAL
1	+ 15 V
2	- 15 V
3	+ 5 V
4	Tierra

3.9 FUENTE PRINCIPAL DE ALIMENTACIÓN

Nota: Para la explicación del circuito se hace referencia al diagrama eléctrico de la pág 137.

El diseño de la fuente principal de alimentación, del prototipo de laboratorio, consiste en un transformador, un puente de diodos y un capacitor, como se muestra en la fig 3.21. Esta configuración presenta un problema importante, que consiste en que el factor de potencia es deficiente debido a que la relación de la magnitud de las componentes armónicas con respecto a la fundamental es elevada. Lo anterior motivó el estudio de otras configuraciones de filtrado para mejorar el funcionamiento de la fuente.

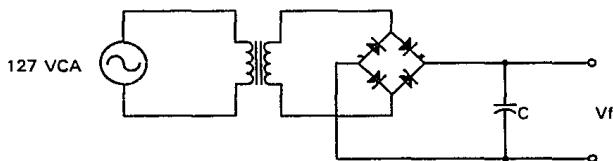


Fig 3.21 Fuente principal del prototipo de laboratorio

Para el análisis de los circuitos de filtrado, se hace uso del factor de rizado (γ), el cual es una medida de la pureza de la salida de una señal de continua, y se define como la razón del valor eficaz de las componentes de alterna entre el valor medio, o componente de continua de dicha señal. Para la configuración de la fig 3.21, γ tiene un valor de aproximadamente 48% [5], el cual es relativamente grande, ya que normalmente se exige que $\gamma \leq 0.1\%$ [5].

El objetivo de los circuitos filtro es reducir el rizado de la rectificación, bien impidiendo que las componentes alternas circulen por la carga (mediante un capacitor en paralelo con ésta), bien limitando su magnitud a un valor pequeño (con una inductancia en serie). La combinación de los dos sistemas es más eficaz que cada uno de ellos por separado. Así, la modificación a la etapa de filtrado de la fuente principal, propuesta para el prototipo preindustrial, consiste en utilizar

un filtro de tipo LC, como el que se muestra en la fig 3.22, el cual está formado por la combinación de un inductor en serie (L), un capacitor (C) y una resistencia (R) en paralelo con la carga.

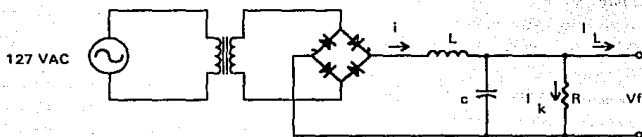


Fig 3.22 Circuito rectificador y filtro LC

En el circuito de la fig 3.22 el capacitor se carga al valor RMS del voltaje que se le aplica, decrece su valor cuando los diodos conducen, y se carga de nuevo al voltaje RMS en cada semiperiodo, por lo que la tensión media del capacitor (E_C) está por debajo del pico de la onda. Si la carga aumenta, ésta absorberá una corriente I_L (ver fig 3.22) muy pequeña, por lo que los diodos conectarán el secundario del transformador al filtro durante breves momentos, la intensidad de corriente es tan baja que la energía almacenada en la inductancia es despreciable. Al disminuir la carga la intensidad de la corriente I_L es mayor, el ángulo de conducción de los diodos del puente aumenta debido tanto a la descarga del capacitor como a la presencia de la inductancia. Para determinado valor de la corriente I_L , el ángulo de conducción de cada diodo es exactamente 180° , y a partir de ahí, al reducir la carga, entra en juego la energía almacenada en el inductor, con lo que la intensidad de corriente que circula por la bobina y por la carga nunca se anula. Este valor de I_L (cuando el ángulo de conducción de los diodos es 180°) se denomina I_k y se obtiene con la resistencia de drenado (R), así se busca que $R = E_C / I_k$. Con esto se evita, además, que la tensión en el capacitor alcance el valor de pico de la onda rectificadora (E_m) cuando la corriente I_L es inferior a I_k . Por otro lado, la resistencia de drenado mejora la regulación de voltaje del circuito con respecto a la variación de la carga. La forma de onda de la tensión y corriente instantánea en el capacitor del filtro se muestra en la fig 3.23a, mientras que el comportamiento promedio de voltaje (E_C) y corriente (I_C) en el capacitor se ilustra en la fig 3.23b

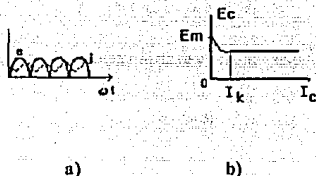


Fig 3.23 a) Corriente y tensión instantánea en el filtro LC y b) E_c vs I_c

Para obtener con facilidad las características de los diversos componentes del nuevo diseño de la fuente, en función de diferentes parámetros de operación, se desarrolló un programa de computación en *MATLAB* [Apéndice B], el cual realiza las operaciones matemáticas pertinentes, muestra gráficas que facilitan, tanto la decisión de algunos valores de las variables, como el análisis del comportamiento de los resultados obtenidos, e interactúa con el usuario en un proceso iterativo de diseño.

Las expresiones utilizadas en el programa, se derivan del valor crítico de la inductancia, de la resistencia de drenado y del factor de rizo deseado.

La condición límite para el valor de la inductancia de entrada es:

$$L \geq \frac{R}{3\omega} \quad (3.18)$$

El valor de I_k estará determinado por la ec 3.19

$$I_k = \frac{0.212 E_m}{\omega L} \quad (3.19)$$

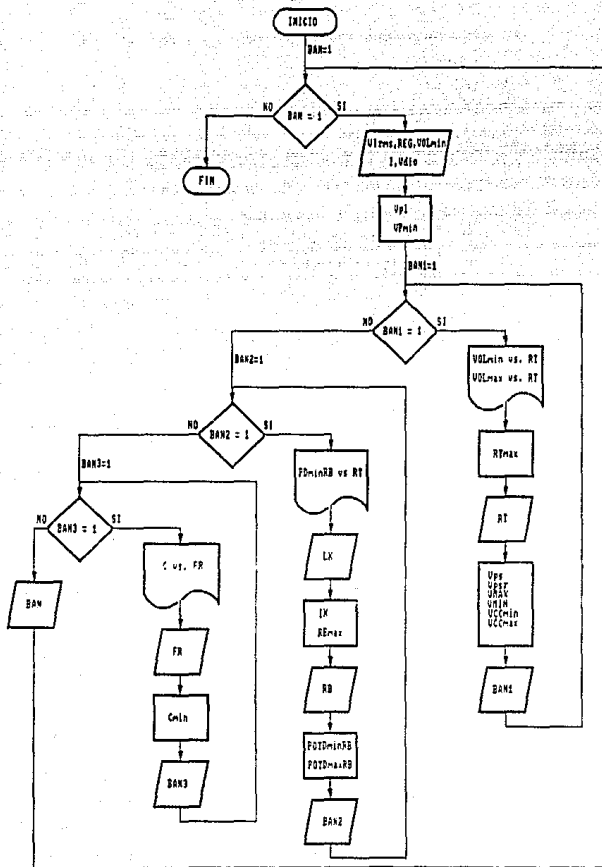
El factor de rizado a la salida está dado por la ec 3.20

$$\gamma = \frac{0.47}{4 \omega^2 L C - 1} \quad (3.20)$$

Y como se mencionó la resistencia de drenado se calcula como:

$$R = \frac{E_c}{I_k} \quad (3.21)$$

A continuación se presenta el diagrama de flujo del programa.



donde:	
Cmin	Capacitancia mínima obtenida
FR	Factor de rizo
I	Corriente
IK	Corriente mínima requerida
LK	Valor de inductancia
POTDminRB	Potencia de disipación mínima en la resistencia
POTDmaxRB	Potencia de disipación máxima en la resistencia
RTmax	Relación de transformación máxima
RT	Relación de transformación deseada
RBmax	Resistencia de drenado máxima
RB	Resistencia de drenado propuesta
Reg	Regulación de la línea
VOLmin	Voltaje mínimo a la entrada del filtro
VOLmax	Voltaje máximo a la entrada del filtro
Vdio	Caída de voltaje en el diodo
Vpl	Voltaje pico del primario
VPmin	Voltaje pico mínimo necesario en la entrada del filtro
Vps	Voltaje pico del secundario
Vpsr	Voltaje pico del secundario menos la caída de los diodos
VCCmin	Voltaje de directa mínimo obtenido
VCCmax	Voltaje de directa máximo obtenido
Vmin	Voltaje pico mínimo considerando la regulación hacia abajo
Vmax	Voltaje pico máximo considerando la regulación hacia arriba
VIrms	Voltaje rms de la línea

Por otro lado, el prototipo de laboratorio presenta el inconveniente de que se deben accionar dos interruptores en una secuencia fija al arranque y fin de su operación. El primer interruptor sirve para energizar la electrónica de baja potencia y el segundo para alimentar a la fuente principal. En el inicio se debe accionar primero el interruptor de baja potencia y luego el de alta, en el apagado del equipo la secuencia se invierte. Lo anterior sirve para garantizar que los circuitos manejadores generan las señales adecuadas cuando se energiza la etapa de alta potencia, para evitar posibles cortocircuitos entre ramas opuestas del convertidor CD-CD.

Con la finalidad de que el equipo cuente con un sólo interruptor de encendido se hace necesario un circuito que garantice que las tarjetas de baja potencia operen normalmente antes de que se energice por completo la fuente principal. La idea es introducir una resistencia (resistencia de precarga) en la trayectoria de carga del capacitor durante el encendido, con lo cual se hace más lenta la operación de la etapa de potencia con respecto a la de baja potencia, es decir, se introduce una constante de tiempo (de retardo) que se puede ajustar al valor deseado (se observó con el osciloscopio que el comportamiento es el de un sistema de primer orden, es decir, que la inductancia es despreciable para este caso). Además, este resistor permite una carga suave del capacitor, lo que disminuye el desgaste del mismo.

La resistencia de precarga debe eliminarse en operación normal ya que ocasiona pérdidas importantes por la disipación de potencia. Para lograr lo anterior, se utiliza un relevador (relevador de precarga) de corriente directa (K_1 en el diagrama eléctrico), su interruptor se conecta en paralelo con el resistor (ver fig 3.24) y su bobina de disparo es activada por un divisor del voltaje del capacitor (ver diagrama eléctrico).

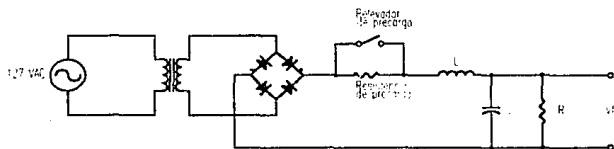


Fig 3.24 Circuito rectificador y filtro LC con relevador de precarga

El divisor se forma con la resistencia propia de la bobina del relevador (r_i) y una resistencia en serie (R_2). Se buscó un relevador comercial con voltaje de disparo elevado, esto para que la caída de tensión en la resistencia R_2 fuera la menor posible. El relevador de circuito impreso tipo RU 110 060 de *SCHRACK*, cuyos valores nominales de voltaje y resistencia son de 60 V y $4.5 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, respectivamente, fue el seleccionado.

En forma experimental se determinó la resistencia de precarga (R1), que resultó de 220 Ω , con la que se consigue una constante de tiempo ($\tau = R_1 C_1$) de

$$\tau = (220) (5200 \times 10^{-6}) = 1.14 \text{ s} \quad (3.18)$$

El valor de la resistencia R2 del divisor de tensión, se ajustó en forma experimental, hasta encontrar el valor que ocasiona el disparo del relevador transcurrido un tiempo mayor que la constante de tiempo τ . El valor de la resistencia que se encontró fue de 3.3 k Ω .

La resistencia de drenado se forma con las resistencias del arreglo del divisor de voltaje y una resistencia en paralelo (R3) de 10 k Ω .

Se mantiene en este diseño, al igual que en el prototipo de laboratorio, el relevador (K2) que al interrumpir el suministro de energía descarga el capacitor, conectándolo a través de una resistencia (R4) a tierra.

A continuación se presenta: el diagrama eléctrico, de distribución de componentes, de circuito impreso y lista de material.

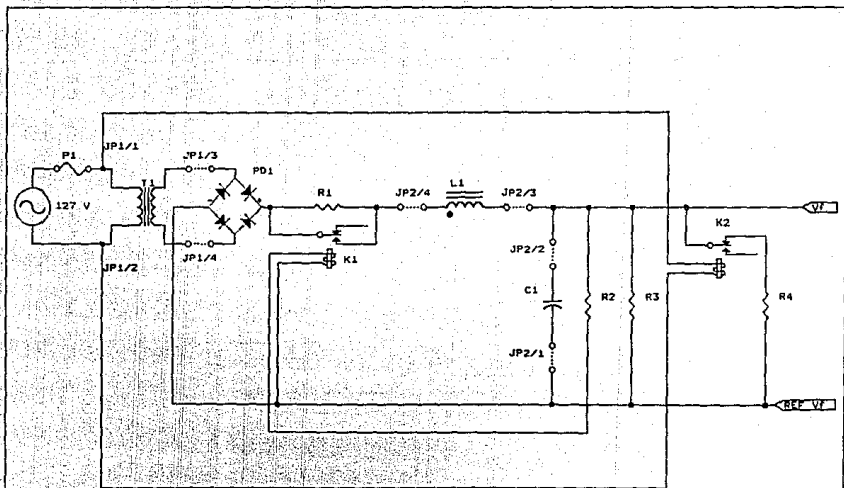


DIAGRAMA ELECTRICO

FUENTE DE ALIMENTACION PRINCIPAL			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAH	FORMATO	NO.	REV
PROY. TESIS	FECHA: 12/11/93	6	1 7
		HOJA 1 DE 1	

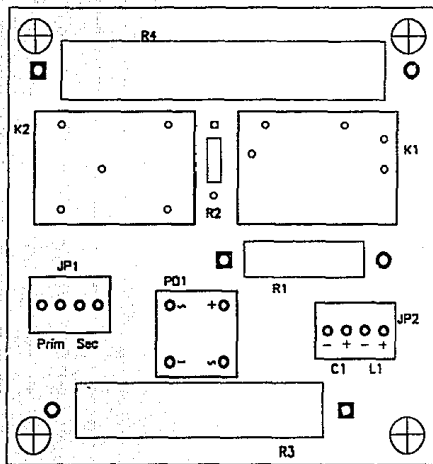
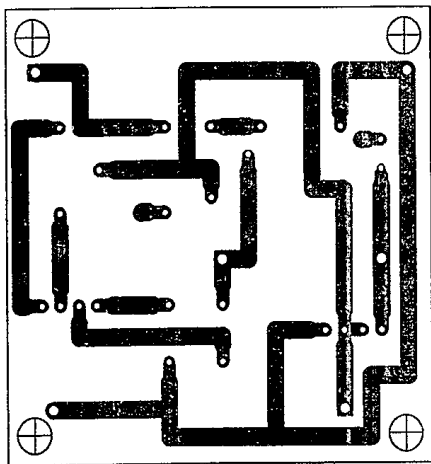


DIAGRAMA DE DISTRIBUCION DE COMPONENTES

FUENTE PRINCIPAL			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO A	ESCALA 1:1	REV 2
PROY. TEGG	FECHA: 12/11/83	HOJA 1 DE 1	



CIRCUITO IMPRESO

FUENTE PRINCIPAL			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO A	ESCALA 1:1	REV 2
PROYECTOS	FECHA: 12/11/83	HOJA 1 DE 1	

LISTA DE PARTES

Fuente principal

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	R1	Resistor 220 Ω , 2 W
2	1	R2	Resistor 3.3 k Ω , 1 W
3	1	R3	Resistor 10 k Ω , 10 W
4	1	R4	Resistor 1 k Ω , 25 W
5	1	C1	Capacitor 5200 μ F, 200 V
6	1	L1	Inductor con núcleo de hierro 1.2 Hy, 3 A
7	1	PD1	Puente de diodos PRV = 600 V @ 5 A
8	1	T1	Transformador de relación 1:1, 3.5 A
9	1	P1	Fusible 2.5 A @ 250 V

Nota: El fusible se conecta externamente a la tarjeta, usar para ello el diagrama de conexiones.

3.10 GABINETE

La función del gabinete es:

1. Proteger al usuario contra descargas eléctricas.
2. Disminuir el ruido electromagnético inducido por los circuitos de alta potencia en los de baja potencia.
3. Proteger al equipo del ambiente externo.

Características generales:

El gabinete se distribuye en las siguientes secciones: fusibles, disipadores, tarjetas de potencia, tarjetas de baja potencia, entrada y salida de datos y visualizador de la información.

Para la selección del gabinete se buscó alguno de tipo comercial que cumpliera con las normas NEMA. Su precio para las dimensiones de (16 x 12 x 8 pulgadas) en lámina de aluminio, era cercano a \$ 535.00, por lo que se descartó por completo la compra del mismo. Se decidió entonces construir el gabinete de acrílico, en los talleres del Instituto de Ingeniería, apoyándose en las normas.

Para la distribución de los componentes se utilizó el paquete AutoCAD. Se muestra a continuación la vista general del gabinete con la puerta abierta 180° (fig 3.25) y las hojas técnicas de construcción del gabinete y de distribución de componentes en función de las secciones en que se dividió al mismo. Finalmente se presentan fotografías en las que se aprecia la forma final del prototipo de acuerdo a las hojas técnicas (figs 3.26 y 3.27).

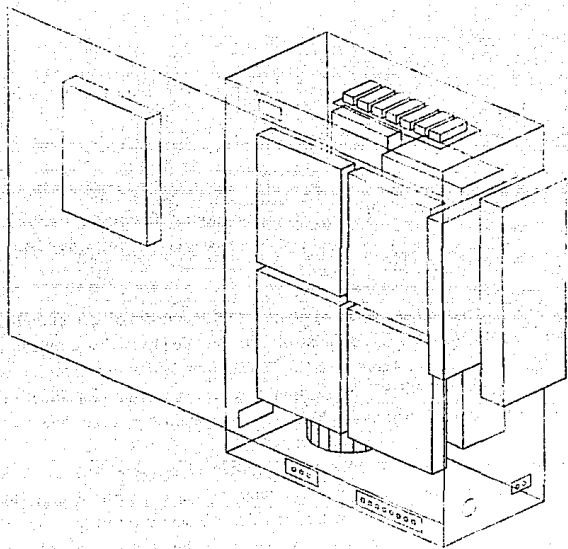
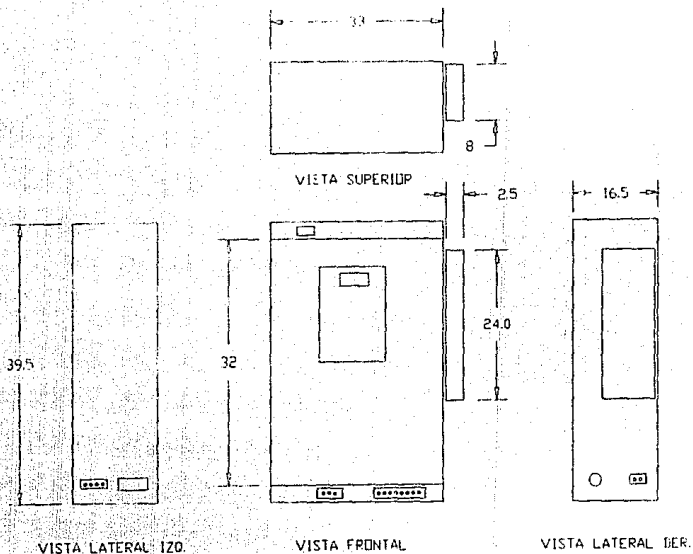
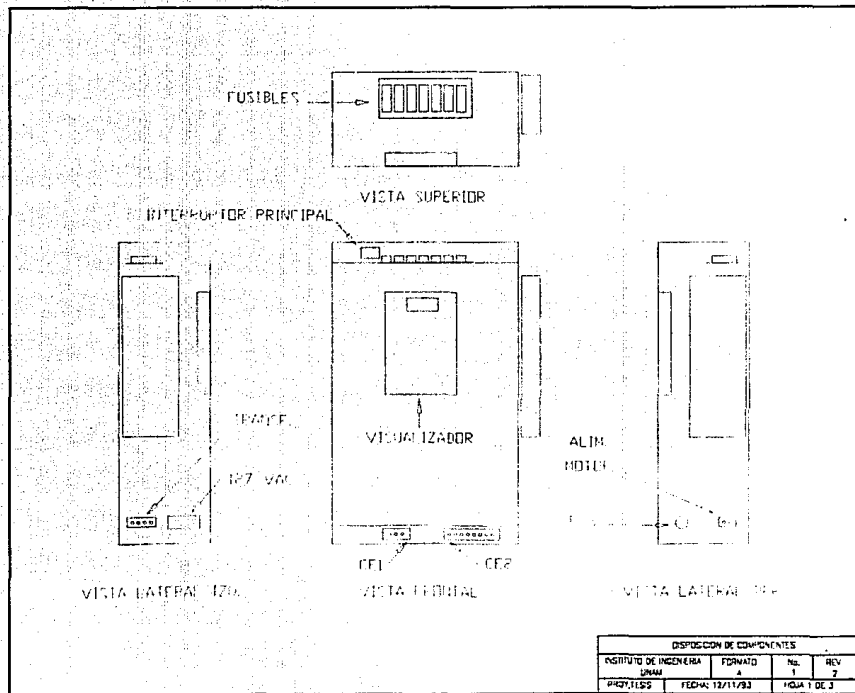


Fig 3.25 Vista general del gabinete (puerta abierta 180°)

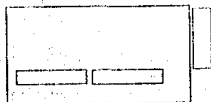


DIMENSIONES GENERALES			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO 1	ESCALA 1:1	REV 2
PROY. TESS	FECHA: 12/11/83	HOJA 1 DE 1	



DISPOSICION DE COMPONENTES			
INSTITUTO DE INGENIERIA	FORMATO	Nº.	REV.
UNAM	A	1	2
PROY. 1155	FED: 12/11/93	HOJA 1 DE 3	

VISTA SUPERIOR

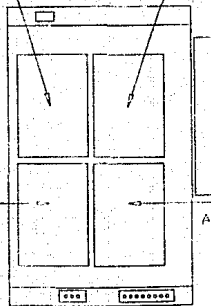


SENSOR DIGITAL DE VELOCIDAD,
SENSOR DIGITAL DE POSICION

SENSOR ANALOGICO DE VELOCIDAD,
SENSOR DE CORRIENTE



CONTROLADOR
PID



MODULADOR
ANCHO DE
PULSO
ACONDICIONADOR
DE LA SEÑAL,
POSICIONADOR

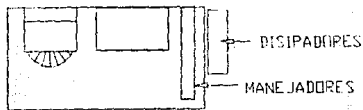


VISTA LATERAL IZQ.

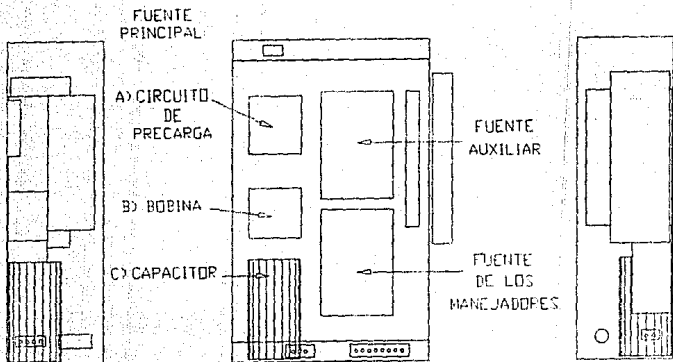
VISTA FRONTAL

VISTA LATERAL DEX.

DISPOSICION DE COMPONENTES			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO A	Nº. 1	REV. 2
PROY. T.E.S.S.	FECHA: 12/11/83	PÁG. 2 DE 3	



VISTA SUPERIOR



VISTA LATERAL IZQ.

VISTA FRONTAL

VISTA LATERAL DER.

DISPOSICION DE COMPONENTES			
INSTITUTO DE INGENIERIA UNAM	FORMATO A	Nº. 1	REV 2
PROY.1555	FECHA: 12/11/83	HOJA 3 DE 3	

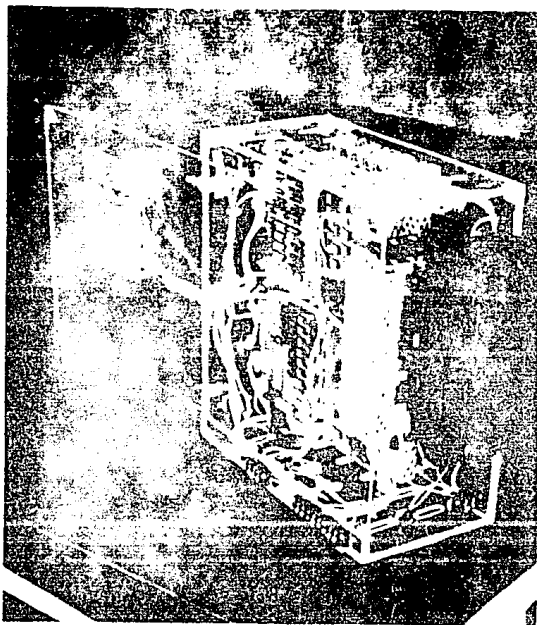
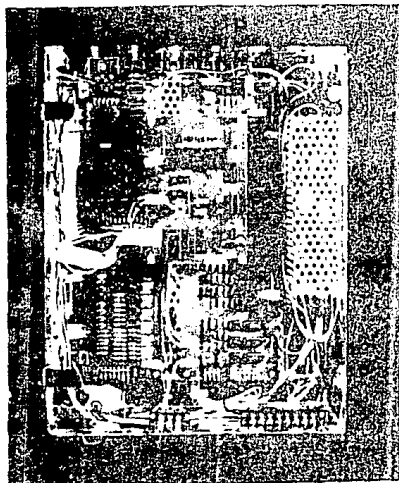


Fig 3.26 Vista general



a)



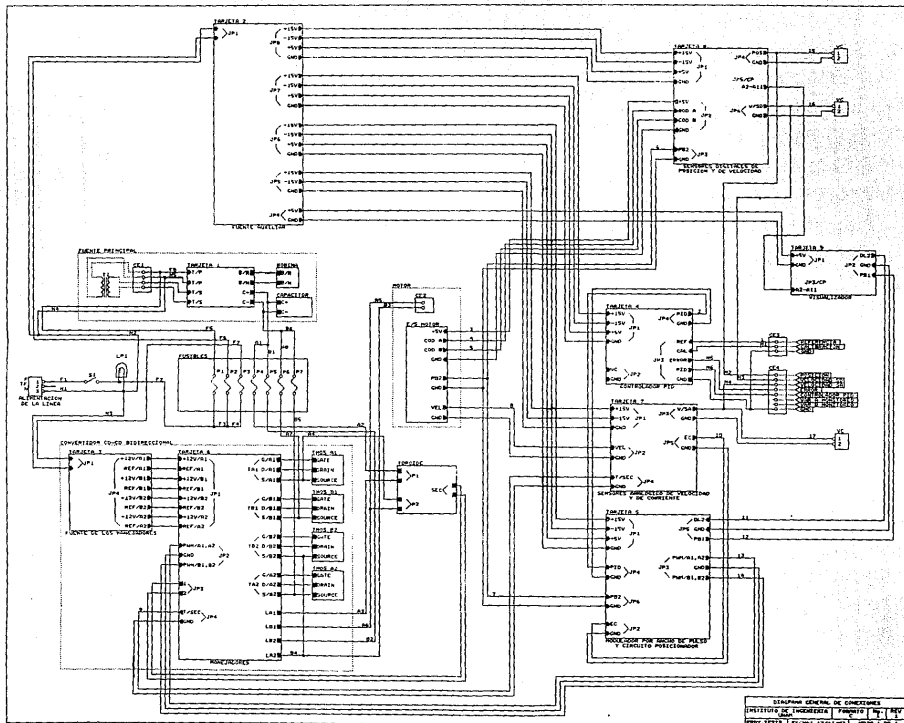
b)



c)

Fig 3.27 a) Vista lateral izquierda b) Vista frontal c) Vista lateral derecha

3.11 DIAGRAMA DE CONEXIONES



No

Existe

Página

CARACTERÍSTICAS DE CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO PREINDUSTRIAL

Se procuró, para la construcción del prototipo, tomar en cuenta las normas de la *National Electrical Manufacturers Association (NEMA)* en particular del *Safety standards for construction and guide for selection, installation and operation of adjustable-speed drive systems* [12]. A continuación, se listan las características del prototipo que se adecúan a las recomendaciones de las normas mencionadas.

Placa de identificación para el equipo: (NEMA 3.1-2.01)

Se colocó una placa metálica legible y durable, para la identificación del equipo de control (fig 4.1), que incluye los siguientes puntos:

- a) Nombre del fabricante y de identificación del equipo.
- b) Descripción del equipo de control.
- c) Voltaje, número de fases y frecuencia de alimentación.
- d) Máxima corriente continua de entrada en operación continua.

Nombre del fabricante: Instituto de Ingeniería
Identificación: Engendro IV
Equipo: Controlador de posición o velocidad para motores de CD
Voltaje de alimentación: monofásica, $127 V_{RMS} \pm 10\%$, 60 Hz
Corriente de entrada máxima: 3.5 A
Voltaje de salida máximo: 130 V _{CD}
Corriente de salida máxima: 2 A _{CD}

Fig 4.1 Placa de identificación

Identificación de dispositivos: (NEMA ICS 3.1-2.01.03)

- Los dispositivos se identifican con la misma simbología usada en los diagramas eléctricos y de distribución de componentes, de cada tarjeta.
- En el panel de fusibles se indica la capacidad y clase de estos.

Datos de operación y mantenimiento: (NEMA ICS 3.1-2.02)

Se facilitan al usuario instrucciones de operación del sistema, que incluyen:

- Información necesaria para el subensamblaje de dispositivos y calibración de componentes (capítulo 3).
- Información detallada de la operación del sistema (capítulo 3).
- Instrucciones de mantenimiento para localizar y reemplazar componentes que sufran alteraciones físicas. (Estas instrucciones no se presentan en este trabajo, pero se irán integrando conforme se acumule experiencia en el uso del equipo).
- Avisos de prevención apropiados donde existen consideraciones de seguridad (aviso de alto voltaje).

Dispositivo principal de conexión: (NEMA ICS 3.1-2.03)

El dispositivo principal de conexión es un interruptor que indica claramente (mediante una lámpara interna) si está abierto o cerrado; está normalmente trabajando con energía (conectado a la línea de alimentación) y se opera externamente (NEMA ICS 3.1-2.03.02)

Capacidad del dispositivo principal de conexión: (NEMA ICS 3.1-2.03.03)

La ampacidad del dispositivo principal de conexión es de 4 A, esto es, mayor que el 115% de la máxima corriente continua requerida para el equipo (1.5 A), así como de la máxima corriente de sobrecarga (3.5 A).

Conexión para la línea de alimentación: (NEMA ICS 3.1-2.03.05)

Las terminales de conexión para la alimentación se protegieron para evitar el acceso de personas u objetos, utilizando placas protectoras de acrílico.

Protección: (NEMA ICS 3.1-2.04.02)

Se incluye como protección para al equipo, un transformador de entrada que se coloca externamente al gabinete. El circuito secundario del transformador se aterriza a la tierra física del sistema. El transformador está protegido contra sobrecarga y cortocircuito por medio de un dispositivo de sobrecorriente en el circuito primario (fusible de fusión lenta), dicho dispositivo se coloca en el conductor no aterrizado e interrumpe cuando la corriente excede el 125 % de la corriente nominal del transformador. Para ello, se elige un fusible comercial de 3 A a 250 V.

Drenado de la carga de almacenamiento: (NEMA 3.1-2.04.09)

Para el drenado del capacitor de la fuente principal se tomó en cuenta la norma que dicta que el voltaje residual de un capacitor sea reducido a 50 V, o menos, un 1 minuto después de que el capacitor es desconectado de la fuente de energía. En este equipo el capacitor se descarga a 10 V, un minuto después de la desconexión, mediante una resistencia de 1 k Ω a 25 W conectada en paralelo.

Fuente del equipo de control: (NEMA 3.1-2.05.01)

La fuente auxiliar se conecta al dispositivo de conexión principal del lado de la carga. Los circuitos de control que son puestos en operación manualmente están aislados del voltaje de línea y del voltaje de salida de CD (NEMA 3.1-2.05.02).

Conductores: (NEMA ICS 3.1-2.08)

Las conexiones entre las diferentes tarjetas dentro del gabinete, se hacen con cable estándar y cable plano de calibre 20 AWG (*American Wire Gage*). Los conductores del circuito de potencia tienen una ampacidad mayor que la corriente

continua máxima del motor (3.5 A). Por ello, los conductores de alimentación del equipo y de conexión del motor son de calibre 18 AWG (ver tabla 4.1)

En la tabla 4.1, se muestra la ampacidad de los conductores de cobre con una razón de aislamiento de 90°C, a una temperatura ambiente de 55°C.

AWG	Ampacidad (amperes)	AWG	Ampacidad (amperes)
30	0.5	1/0	195
28	0.8	2/0	225
26	1	3/0	260
24	2	4/0	300
22	3	250	340
20	5	300	375
18	7	350	440
16	10	400	455
14	20	500	515
12	25	600	575
10	40	700	630
8	55	750	655
6	80	800	680
4	105	900	730
3	120	100	780
2	140		
1	165		

Tabla 4.1 Ampacidad de conductores

Circuitos aterrizados y equipo para aterrizarse: (NEMA ICS 3.1-2.10)

El enchufe principal está provisto de un polo para tierra física conectado a una terminal del gabinete. Todas las partes de metal expuestas por las que no circula corriente se aterrizaron a una terminal de tierra física.

Panel frontal: (NEMA ICS 3.1-2.11)

Los ajustes, puntos de prueba y operadores manuales se colocan en un lugar accesible en la parte frontal.

Métodos de alambrado: (NEMA 3.1-2.09.01)

Las terminales para conexiones hacia fuera del equipo, están provistas de una identificación, misma que se utiliza en el diagrama de conexión. (ver sección 3.11).

Identificación de conductores:

Para la identificación de los conductores se utilizó el siguiente código de colores (NEMA ICS 3.1-2.09.01):

Color	Utilización
Gris	Conductores aterrizados
Blanco	Identificación de terminales de entrada o salida para el equipo de control
Rojo	Polaridad positiva (+ 5V)
Negro	Polaridad negativa y tierra

Adicionalmente, y en convención propia, se añadieron los siguientes colores al código:

Azul	Polaridad positiva (+ 15 V)
Naranja	Polaridad negativa (- 15 V)
Violeta	Identificación de señales de monitoreo
Verde	Manejador A1-B1
Azul claro	Manejador A2-B2
Amarillo	Alimentación (fase)
Café	Alimentación (neutro)

Gabinete de control: (NEMA 3.1-2.07)

El gabinete para este tipo de aplicaciones debe fabricarse con materiales que no entren en combustión con el aire. El material seleccionado para el gabinete fue lámina de metal y marco de acero al carbón. (Por razones de costo y tiempo esta

recomendación no se siguió en este momento. El gabinete se construyó con acrílico, la futura versión se espera construir con el material seleccionado). La puerta del gabinete tiene una abertura de 180° para el caso de que se necesite introducir herramienta para ajustes de componentes sin necesidad de sacar los módulos.

Ventilación: (NEMA 3.1-2.07.04)

El propósito de la ventilación es permitir la disipación del calor que generan los dispositivos eléctricos y electrónicos. El tamaño de la apertura de ventilación está restringido para impedir la entrada de elementos externos que puedan alterar el funcionamiento del sistema. Las perforaciones para la ventilación tienen forma de ranura con 40 mm de largo, 10 mm de ancho y se colocaron 12 de ellos en las tapas superior e inferior del gabinete.

Espaciamiento: (NEMA ICS 3.1-2.09.04)

La distancia entre las partes vivas sin aislamiento, y

- las partes de diferente potencial,
- partes de metal (que no sean las paredes del gabinete) las cuales pueden estar aterrizadas cuando el equipo es instalado,
- partes metálicas expuestas no aterrizadas y
- paredes de metal del gabinete (incluyendo accesorios para conductos de cables)

no debe ser menor de lo que se muestra en la tabla 4.2 que es aplicable a sistemas donde se tiene establecido una razón de transición de los picos de voltaje de un total no mayor que el 300% del voltaje de pico transitorio, como en el caso de este equipo.

Voltaje pico instantáneo en volts	Margen de separación de aire en pulg.
0-50	0.500
51-225	0.500
226-450	0.500
451-900	0.500
901-1400	0.750
1401-2100	1.0
2100-3500	2.0
3501-7000	3.0

Tabla 4.2 Valores de espaciamento recomendados

Para el caso del equipo diseñado se consideró un voltaje pico instantáneo máximo entre 226-450 volts, por lo que se estableció una separación entre los elementos mencionados de al menos 0.5 de pulgada.

PRUEBAS Y RESULTADOS

Para obtener de forma gráfica los resultados de las pruebas efectuadas al prototipo preindustrial se utilizó un osciloscopio digital *Tektronix* modelo 11402A, el cual tiene la capacidad de transmitir las formas de onda que tenga en memoria a una computadora personal en código ASCII. Este osciloscopio está dotado de un punta-gancho para medición de corriente. Para la presentación de los resultados se hizo uso de las capacidades gráficas del paquete MATLAB.

A continuación se presentan, agrupados en secciones, las pruebas de desempeño realizadas al prototipo preindustrial.

5.1 OBTENCIÓN DEL MODELO EXPERIMENTAL DE LA PLANTA A CONTROLAR

Nota: Las pruebas que se describen a continuación se realizaron con el motor desconectado de la articulación del manipulador. Esto debido a que son experimentos en los cuales la velocidad es la variable principal y se requiere que el rotor del motor (después del reductor) gire más de 360 °.

Para obtener el modelo experimental se introdujo, como entrada a la planta, una señal escalón de 14 V de amplitud (fig 5.1), en la entrada del modulador ancho

de pulso y se midió, como salida de la planta, la señal del sensor analógico de velocidad (figs 5.1 y 5.2). Con los resultados gráficos de estos experimentos se pudo obtener la ganancia (esta se aprecia claramente en la fig 5.1) y la constante de tiempo (que se observa mejor en la fig 5.2), que corresponden al modelo matemático del motor (ec 2.1) en serie con la ganancia del amplificador (modulador ancho de pulso, convertidor CD-CD) y con la ganancia del sensor analógico de velocidad (ec 3.9).

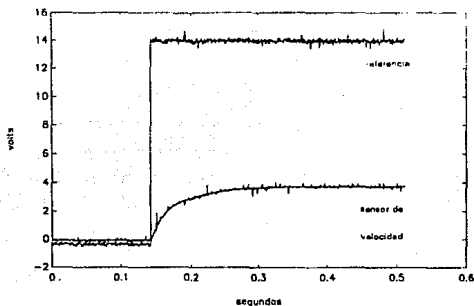


Fig 5.1 Respuesta escalón del servomotor (sensor de velocidad)

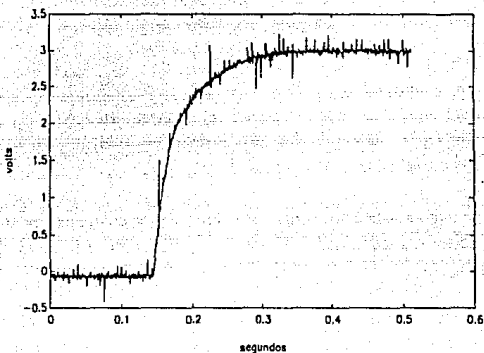


Fig 5.2 Respuesta escalón del servomotor (detalle)

La ganancia medida resultó de 0.22 y la constante de tiempo de 32 ms. A partir de estos valores, tomando en cuenta la ganancia del sensor analógico de velocidad, incorporando la ganancia del sensor de posición (ec 3.8), y despreciando la perturbación de la carga que se incluye en la ec 2.1, se construye, para el servomecanismo, el esquema en lazo cerrado que se muestra en la fig 5.3. En este lazo se hace uso de la ec 3.3 para representar al controlador PID.

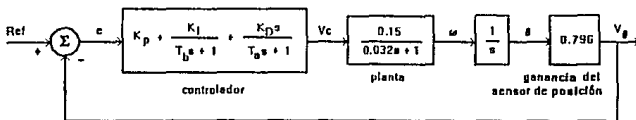


Fig 5.3 Lazo cerrado del servomecanismo

Donde

Ref	voltaje de referencia (V)
e	error (V)
Vc	acción de control (V)
ω	velocidad angular del motor - después del reductor - (rad/s)
θ	posición angular del motor- después del reductor - (rad)
V θ	señal del sensor de posición (V)

T_a y T_b, de acuerdo con la estructura y los valores de los componentes utilizados en la realización del controlador [1], tienen valores de 1.5 ms y 0.82 s, respectivamente.

Se probaron varias combinaciones de las constantes del controlador, observando la ubicación de las raíces de la ec característica en lazo cerrado del sistema de la fig 5.3. Finalmente, se seleccionaron los valores de K_p, K_D y K_I de 40, 0.2 y 60, respectivamente, que generan las siguientes raíces:

$$\begin{aligned} & -3.1926 + j2.6 \\ & -3.1926 - j2.6 \\ & -26.83 \\ & -690.46 \end{aligned}$$

Como se ve, el sistema es estable, los polos complejos del sistema son los dominantes y tienen asociado un coeficiente relativo de amortiguamiento (ξ) de 0.77 y una velocidad angular no amortiguada (ω_n) de 4.12 rad/s, lo que implica un sobrepaso (Mp) muy pequeño, de 2.26 %, con un ancho de banda aproximado de 0.656 Hz. Índices de desempeño que se consideraron adecuados para el servomecanismo.

5.2 CALIBRACIÓN DEL CONTROLADOR

De acuerdo con el procedimiento propuesto en la sección 3.4 se lleva a cabo la calibración de cada acción de control. En las figs 5.4, 5.5 y 5.6 se ilustra dicho

procedimiento para el ajuste de las acciones proporcional, derivativa e integral, respectivamente.

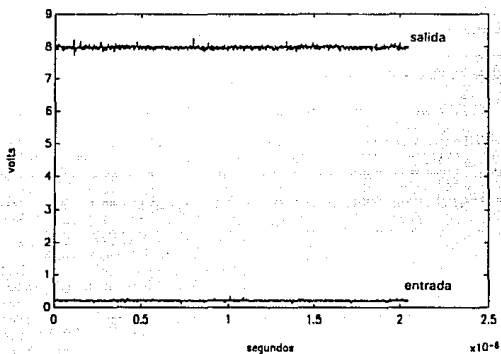


Fig 5.4 Calibración de la acción proporcional

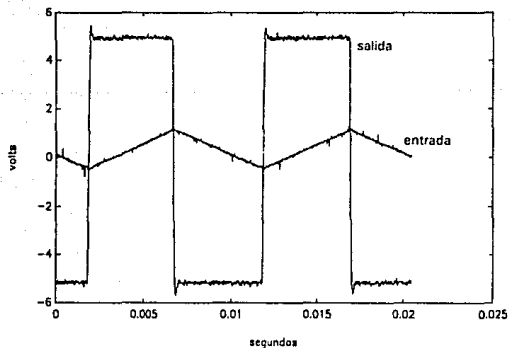


Fig 5.5 Calibración de la acción derivativa

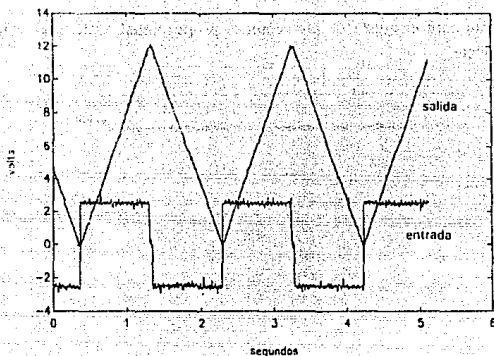
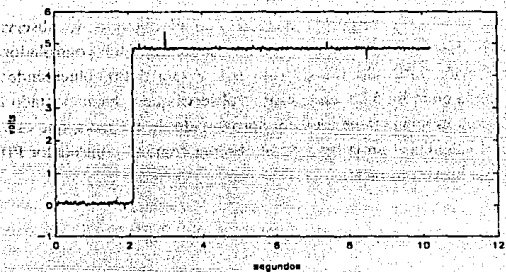


Fig 5.6 Calibración de la acción integral

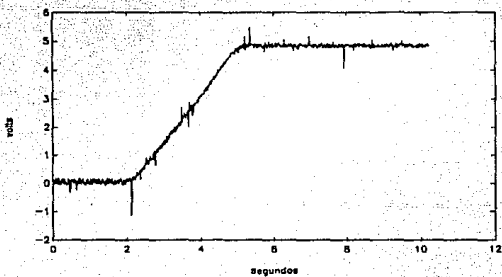
5.3 DESEMPEÑO DEL SERVOMECANISMO

Nota: Todas las pruebas que enseguida se describen se llevaron a cabo con el motor y la articulación del manipulador conectados.

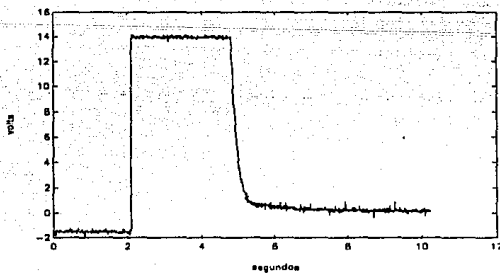
Para observar el desempeño del servomecanismo se obtuvo su respuesta escalón. Para ello, se utilizó una referencia escalón de 5 V de amplitud (fig 5.7a), obteniéndose la respuesta del sistema que se ilustra en la fig 5.7b, en esta puede observarse un muy pequeño sobrepaso (del orden del calculado en la sección 5.1). El tiempo de levantamiento (t_r) de la respuesta escalón es de 2.35 s, al que está asociado el valor aproximado de velocidad angular no amortiguada [14] de 0.77 rad/s, muy por debajo del valor previsto. Esta diferencia se explica por el efecto de la saturación del controlador PID, que se muestra en la fig 5.7c.



a)



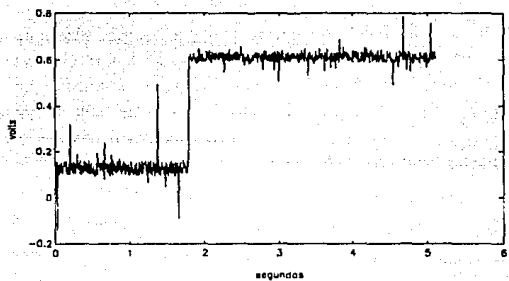
b)



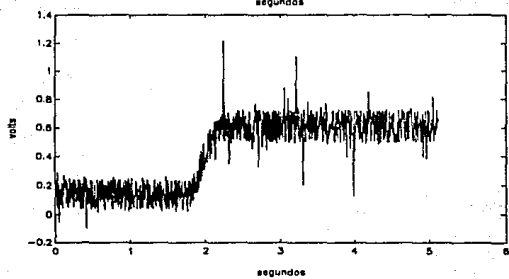
c)

Fig 5.7 a) Referencia escalón de 5 V, b) Sensor de posición y c) Controlador PID

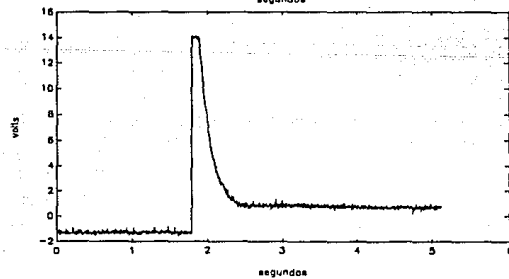
Se realizó otra prueba de respuesta escalón, con el objetivo de observar el comportamiento del sistema con una menor saturación del controlador. La amplitud del escalón utilizado fue de solo 0.4 V (fig 5.8a), obteniéndose la respuesta mostrada en la fig 5.8b, en la cual se observa que t_r ha aumentado a 0.4 s, con lo que la ω_n asociada tiene un valor aproximado de 4.5 rad/s, que es ya un valor cercano al calculado. En la fig 5.8c se observa como el controlador PID ya presenta solo una breve saturación.



a)



b)



c)

Fig 5.8 a) Escalón de 0.4 V, b) Sensor de posición y c) Controlador PID

Para estudiar la capacidad del servomecanismo para seguir trayectorias, se probaron señales de referencia senoidales y triangulares de 0.04 Hz de frecuencia (valor que se encuentra dentro del ancho de banda del servomecanismo). En la fig 5.9a se muestra la señal de referencia triangular y en la fig 5.9b, la señal del sensor de posición y el comportamiento del error, donde puede observarse como dicho error se mantiene en valores pequeños.

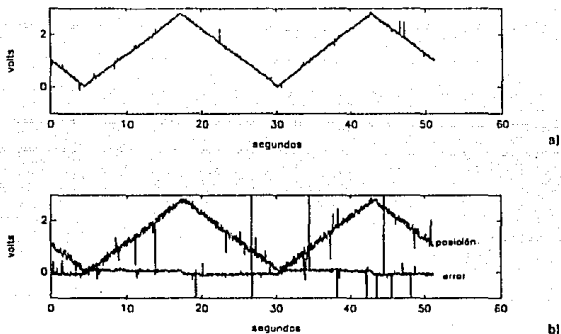


Fig 5.9 a) Referencia triangular, b) Sensor de posición y error

Los resultados de la prueba con la referencia senoidal se muestran en las figs 5.10. La fig 5.10a presenta dicha referencia, y en la 5.10b se tiene, tanto la salida del sensor de posición, como el error; mismo que se aprecia tiene valores pequeños, como sucede en el caso de la referencia triangular, lo que sugiere que el controlador funciona adecuadamente en el seguimiento de trayectorias, cuando estas se generan por señales de referencia cuya frecuencia está en el ancho de banda del sistema.

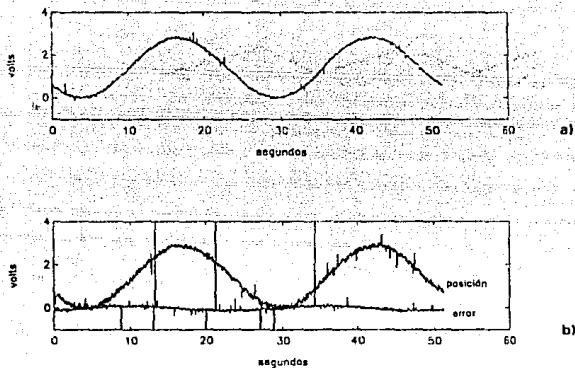


Fig 5.10 a) Referencia senoidal, b) Sensor de posición y error

Adicionalmente, se hicieron pruebas con dos referencias senoidales, la primera con una frecuencia cercana a la de transición (ω_n) y la segunda con una frecuencia francamente fuera del ancho de banda del sistema. Las figs 5.11 presentan el primer caso, en el cual se utiliza una referencia senoidal de 0.5 Hz (fig 5.11a). Puede observarse, en esta misma figura, que la amplitud de la salida del sensor de posición se ha atenuado del orden de un 30 % con respecto al valor de la señal de referencia, como era de esperarse. Por otro lado, se ve que el error es prácticamente de la misma magnitud que la referencia (fig 5.11b).

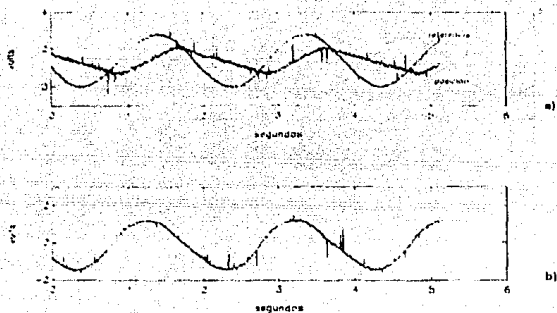


Fig 5.11 a) Referencia senoidal de 0.5 Hz y sensor de posición, b) Error

Las figs 5.12 ilustran el comportamiento del sistema con una referencia con frecuencia fuera del ancho de banda del equipo. Puede observarse como el valor de la magnitud de la salida del sensor de posición con respecto a la de referencia ha disminuido notablemente (fig 5.12a) y que el error alcanza la misma magnitud que la referencia, encontrándose prácticamente en fase con esta. Se ve claramente como el sistema no es capaz de seguir adecuadamente trayectorias de referencias periódicas con frecuencias del orden de las mostradas en las figs 5.11 y 5.12.

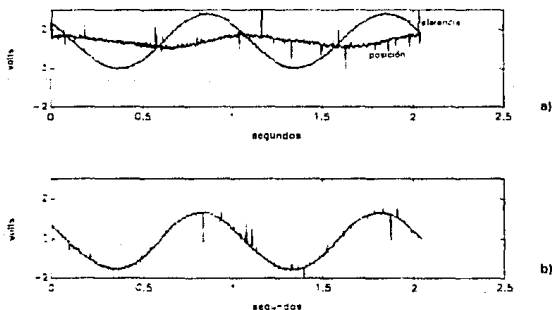


Fig 5.12 a) Referencia senoidal de 1 Hz y sensor de posición, b) Error

5.4 SENSOR DE CORRIENTE

Se comparó la señal del sensor de corriente implantado en el equipo, contra la medición de la corriente en el motor utilizando directamente el osciloscopio digital. Se puede observar (en la fig 5.13a) como el sensor del equipo solo registra la magnitud de la corriente y como es que a corrientes altas, el sensor sigue más fielmente la forma de la misma, (obsérvese la salida del sensor comparada con la señal que se ilustra en la fig 5.13b, y que corresponde a la medición directa usando el osciloscopio). Se observa en la fig 5.13 el rizo triangular provocado por la conmutación del convertidor CD-CD, mismo que es filtrado en el sensor de corriente del prototipo

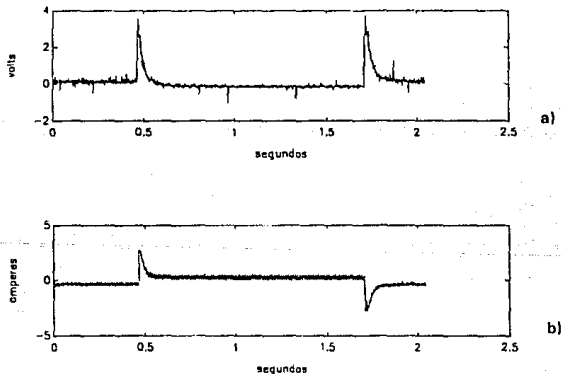


Fig 5.13 a) Sensor de corriente, b) Medición directa de corriente con el osciloscopio

5.5 COMPARACIÓN DEL SENSOR ANALÓGICO DE VELOCIDAD CONTRA EL SENSOR DIGITAL DE VELOCIDAD

Haciendo variar la posición en forma de diente de sierra, como se muestra en la fig 5.14a, se obtuvieron simultáneamente las salidas de los sensores analógico y digital de velocidad. En la fig 5.14a se muestra la señal del sensor analógico y en la 5.14b la del digital. Puede observarse como a velocidades relativamente altas, los dos sensores tienen comportamientos muy semejantes. A frecuencias bajas, en cambio, el sensor digital presenta problemas, lo cual se aprecia en la forma escalonada en que cambia sus valores. En el capítulo 6 se hace un comentario más amplio sobre este problema.

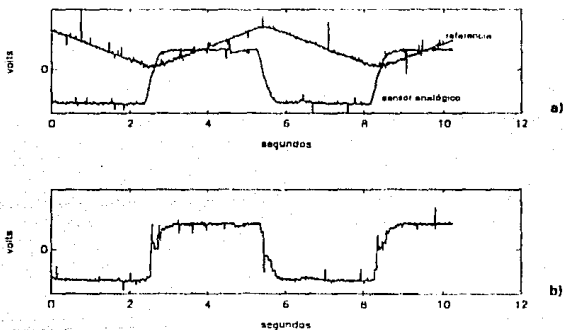


Fig 5.14 a) Referencia triangular y sensor analógico de velocidad, b) sensor digital de velocidad

5.6 RIZO DE CORRIENTE EN EL MOTOR

La forma del rizo de corriente en el motor se presenta en la fig 5.15, puede observarse la presencia del ruido que ocurre durante los tiempos muertos de los

conmutadores del convertidor CD-CD. Este ruido es bastante pequeño y aparte de este, la forma de la corriente es bastante limpia.

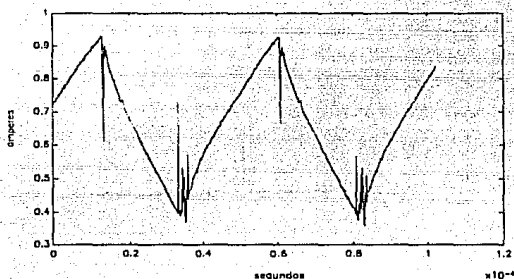


Fig 5.15 Rizo de corriente en el motor

5.7 CIRCUITO DE PRECARGA

Para mostrar la utilidad de este circuito, se muestran las formas de tensión y corriente en el capacitor de la fuente principal, durante el arranque del equipo (fig 5.16). Se ve que cuando el tiempo es aproximadamente 3 s, el equipo arranca, presentando una carga suave que dura hasta los 6 s, instante en el que se cortocircuita la resistencia de precarga por lo que se presenta un pico de corriente de unos cuantos amperes. Rápidamente la corriente tiende a cero cuando el capacitor tiende a su plena carga. El pico de corriente mencionado es de magnitud relativamente pequeña (aproximadamente 3 A) ya que cuando se pone en cortocircuito la resistencia de precarga, el capacitor ha alcanzado un buen porcentaje de su tensión final. De no contar con la resistencia de precarga, el pico de corriente se presentaría justo al inicio del arranque y con una magnitud mucho mayor, lo que reduciría la vida útil del capacitor.

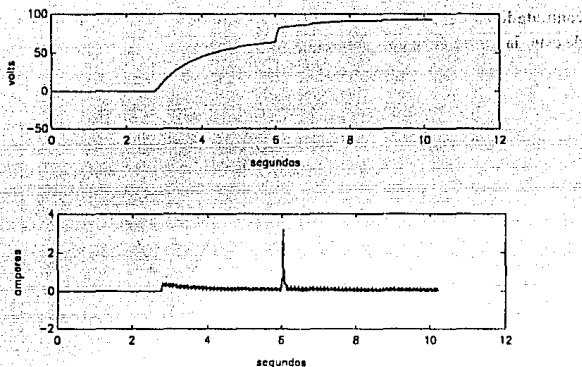


Fig 5.16 Tensión y corriente en la precarga del capacitor

5.8 CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

Se intentó, mediante un inductor a la entrada de la fuente principal, mejorar el factor de potencia del equipo; haciendo más suave, esto es, más senoidal la forma de la corriente de entrada. Puede observarse claramente en las figs 5.17 y 5.18 que sí se consiguió dicho efecto. La fig 5.17 muestra la tensión y corriente en la línea sin el inductor de entrada, se ve como la forma de la corriente está dominada por los picos de carga del capacitor.

La tensión y corriente en la línea con el inductor conectado se muestran en la fig 5.18, donde se aprecia que la corriente presenta una forma más senoidal de la corriente.

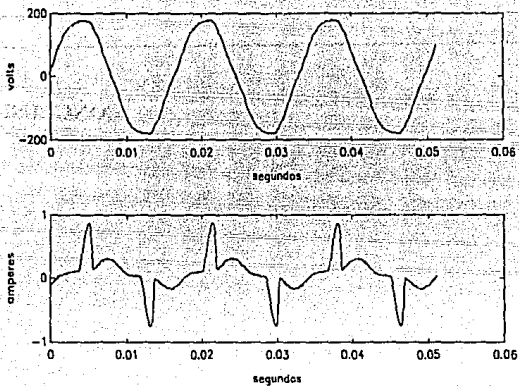


Fig 5.17 Voltaje y corriente en la línea sin el inductor de entrada

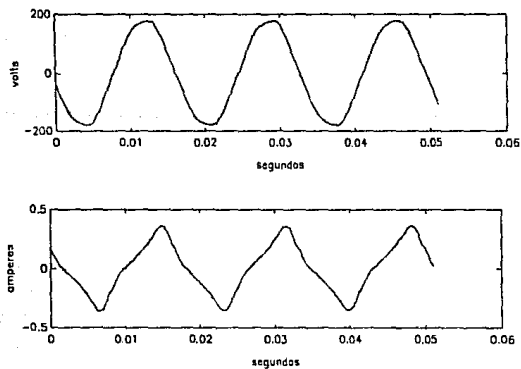


Fig 5.18 Voltaje y corriente en la línea con el inductor de entrada

CONCLUSIONES

Se presentan a continuación una serie de conclusiones puntuales sobre el desempeño del prototipo así como recomendaciones para futuros trabajos que continúen lo desarrollado con este equipo.

1. Se ha conseguido un prototipo funcional, robusto y de fácil manejo, que será la base para desarrollar los restantes controladores del manipulador. Adaptando los transistores y sus disipadores a las características específicas de los diferentes motores, sin que esto altere la configuración del resto de los módulos del sistema.
2. Se conserva la modularidad en el diseño del controlador, característica que es importante ya que facilita probar nuevos diseños o realizar modificaciones de los circuitos, así mismo, hace más fácil identificar la partes que constituyen el equipo, así como localizar fallas en el mismo. Se recomienda que el controlador aquí presentado se utilice, precisamente, como un módulo de desarrollo para nuevos sistemas, con la finalidad de obtener módulos más compactos y mejorar en lo posible las características de operación del equipo.
3. Se considera que el desempeño del equipo, para aplicaciones de robots es bueno, ya que el error de seguimiento de trayectoria se mantiene pequeño

dentro de las frecuencias en el ancho de banda del equipo, como se muestra en el capítulo 5. Sin embargo hace falta más pruebas al equipo con todas las articulaciones del robot funcionando.

4. La confiabilidad del equipo demostró ser alta, pues después de varias horas de uso continuo conservó su desempeño nominal. Después de las pruebas de uso continuo que duraron varias horas (más de 10 por prueba), el equipo no mostró signos de calentamiento excesivo ni de deterioro de componentes.
5. El prototipo resultó de manejo muy simple. Esto se consiguió por el uso de un solo interruptor de encendido y del circuito que automatiza el posicionamiento inicial del motor.
6. La ley de control implantada en este trabajo es sólo una primera aproximación, cuya función es permitir probar el funcionamiento completo del equipo. Para la puesta a punto final del robot, será necesario llevar a cabo una sintonización más minuciosa del controlador. Por otro lado, si se desea un controlador externo, se puede hacer uso de este equipo como sólo un amplificador y servirse, además, de los sensores del comportamiento del motor. Para ello, se deshabilitan las acciones de control y se conecta al equipo en malla abierta (con los microinterruptores correspondientes).
7. De la construcción y operación del prototipo se ha concluido que sería conveniente separar la etapa de amplificación (convertidor CD-CD, fuente principal, manejadores, modulador ancho de pulso, etc.) de la de regulación (controlador, sensores, etc.) en diferentes módulos. La etapa de amplificación se construiría con las normas NEMA descritas en este trabajo, mientras que la electrónica de regulación podría diseñarse para Racks estilo StdBus, por ejemplo.
8. Para el correcto funcionamiento de los sensores de velocidad y posición, se observó que se deben colocar capacitores entre la salida de las señales de los transductores del motor (tacogenerador y señales del codificador óptico) y tierra, con el propósito de eliminar el ruido de alta frecuencia, que provoca errores en las tarjetas de los sensores, principalmente en el de posición. En la

elección del valor de los capacitores, se debe tener cuidado en no distorsionar demasiado la forma de las señales de los transductores. Experimentalmente se obtuvieron buenos resultados con un valor de 10 nF para los capacitores.

9. Se recomienda implantar la mayor parte del funcionamiento de forma digital, con base en un microcontrolador. Con ello se conseguirá, principalmente, versatilidad en la implantación de las leyes de control, además de la reducción de los procesos de calibración (tanto de nivel de CD como de amplitud) y disminución de componentes.
10. El diseño modular es muy útil para experimentación y enseñanza pero no resulta muy práctico cuando se trata de fabricar varios de estos controladores. Debe buscarse para futuros prototipos, construir versiones integrales con optimización de espacio y componentes, así como minimización de conexiones.
11. Es recomendable añadir indicadores de saturación de las diferentes etapas del equipo. Por ejemplo, en sensores, en las acciones de control, en el modulador ancho de pulso, etc. Estos indicadores serían muy útiles para la comprensión del funcionamiento del equipo.
12. Se propone que en los siguientes prototipos se utilice el rango de ± 10 V para las señales de referencia y control (en lugar de ± 5 V, que es el rango usado en este trabajo). Con lo anterior se conseguirá reducir a la mitad la razón de ruido a señal.
13. Es recomendable, para facilitar la calibración del modulador ancho de pulso, añadir una etapa de calibración de la amplitud de la señal de entrada al modulador (mediante un amplificador operacional).
14. Este equipo cuenta con diversos sistemas de protección. Sin embargo, un estudio profundo de coordinación de protecciones no se ha hecho. Sería muy recomendable llevarlo a cabo en futuros prototipos.

15. Una de las limitaciones más importantes del equipo está en su sensor digital de velocidad. El principio de funcionamiento de dicho sensor consiste en contar los pulsos del codificador óptico que suceden en un determinado tiempo, esto presenta problemas de baja resolución a frecuencias bajas, ya que como se desea muestrear la velocidad con una frecuencia lo más alta posible, no se cuenta con suficiente tiempo para el conteo de pulsos de frecuencia baja. Se propone mantener este sensor para velocidad alta, e implantar otro para velocidad baja, el cual estará basado en el conteo del número de pulsos, de un reloj muy rápido, que ocurran en un periodo de la señal del codificador óptico. Se requiere, además, de un comparador que seleccione el sensor más adecuado según la velocidad medida. Es conveniente que dicho comparador esté provisto de una brecha diferencial, para evitar cambios excesivamente frecuentes de los sensores.
16. Se procurará, en futuros prototipos, añadir pantallas de tierra en los circuitos impresos, para hacer los circuitos menos vulnerables al ruido electromagnético.
17. Puede observarse, a partir de las gráficas correspondientes del capítulo 5, que con los cambios realizados en la fuente de alimentación, se suaviza la forma de la corriente (con respecto a la que se tenía en el prototipo de laboratorio). Lo anterior permite suponer que se logró mejorar el funcionamiento del equipo en aspectos importantes como son: el factor de potencia, la potencia real consumida, etc..
18. Es importante mencionar que no se elaboró un manual de mantenimiento y reparaciones del equipo aquí presentado, pero que dicho manual se desarrollará con el uso del prototipo.

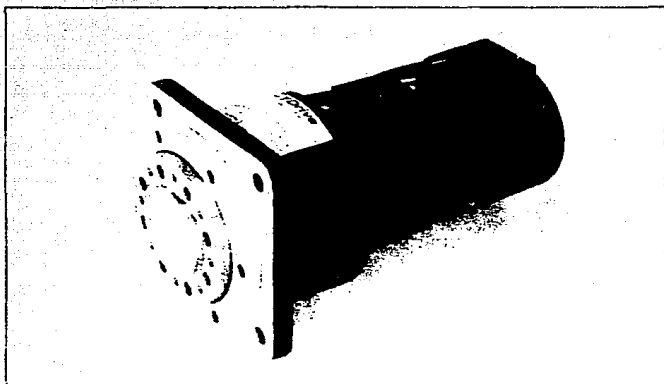
REFERENCIAS

1. Coughlin Robert F., Driscoll Frederick F., **Circuitos integrados lineales y amplificadores operacionales**, Ed Prentice Hall, México (1987).
2. Franklin G., Powell D., Emami-Naeimi A, **Feedback control of dynamic systems**, Ed Addison-Wesley, EUA (1986).
3. Guía de compras DICOPEL, México (1992).
4. Gurley Steve, **Flexible circuits: desing and applications**, Ed Marcel Dekker, Ira ed, (1984).
5. John D. Ryder, **Electrónica, fundamentos y aplicaciones**, Ed Aguilar, México (1982).
6. Lara R. Pablo Fco., Barrios V. Alejandro, Galindo A. Daniel, Zapien D. Francisco, **Diseño y construcción de un controlador electrónico de posición para un motor de CD**, Reporte interno proyecto 1112, Instituto de Ingeniería UNAM, México (1992).
7. Lara R. Pablo Fco., Cisneros Soto Rogelio, **Diseño y construcción de un sensor de corriente para servomotores de CC**, Reporte interno proyecto 1114, Instituto de Ingeniería UNAM, México (1991).

8. Mohan, Uneland, Robbins, **Power electronics: converters, applications and design**, Ed Wic Wiley, Singapur (1989).
9. Motorola corp, **Motorola power mosfet transistor data**, EUA (1989).
10. Motorola inc, **Semiconductor data library, Serie A**, EUA (1974).
11. Motorola inc. **CMOS logic data, serie C**, EUA (1991).
12. National Electrical Manufacturers Association (NEMA), **Safety standards for construction and guide for selection, installation and operation of adjustable-speed drive systems**, Washington D.C. (1983).
13. National semiconductor, **Linear data book**, EUA (1982).
14. OrCAD, **Manual de usuario**, EUA (1990).
15. Signetics, **Logic-TTL data manual**, EUA (1978).
16. Tango PCB Plus, **Manual de usuario**, EUA (1990).

APÉNDICE A

ESPECIFICACIONES DEL MOTOR



RF with output flange

RF SERIES RH SERIES

SERVO MOTOR MODEL	RF 20 RH 20				RF 25 RH 25									
	1004	1004	1004	2102	1003	1007	3007	20	1008	1008	1008	1008	150	
Rated Output Power ¹⁾	W	37	19	17	35	31	69	72	82	79	76	70	69	
Rated Output Torque ¹⁾	Nm	6.0	3.0	2.7	6.1	5.7	11	14	21	26	24	23	22	
Rated Voltage ²⁾	V	7.5				7.5								
Rated Current ²⁾	A	1.2				2.15								
Rated Output Speed ²⁾	rpm	60	30	30	23	12	6	6	18	30	25	19	15	
Max. Output Stat. H. Torq ²⁾	Nm	8	13	16	24	23	15	19	27	33	39	47	57	
	lb-in	70	115	141	207	200	131	163	230	292	345	416	494	
Max. Output Torque ²⁾	Nm	14	47	67	78	73	55	69	87	113	137	155	187	
	lb-in	160	516	572	693	663	446	486	770	1060	1212	1283	1541	
Max. Current ²⁾	A	3.1	1.2	1.6	1.5	3.1	6.4	5.6	6.1	6.7	6.7	5.6	4.7	
Max. Output Speed ²⁾	rpm	30	50	30	31	25	80	67	50	43	33	25	21	
Torque Constant ²⁾	Nm/A	10	16	20	26	22	10	12	16	20	24	32	40	
	lb-in/A	RR	141	177	230	283	88	106	141	177	212	283	354	
Voltage Constant (E.M.F.) ²⁾	V/rpm	1.1	1.7	2.1	2.7	3.4	1.1	1.3	1.7	2.1	2.5	3.4	4.2	
Moment of Inertia ²⁾	kg-cm sec ²	2.4	6.2	9.6	16	24	5.9	8.4	15	24	34	61	95	
	lb-in sec ²	2.1	5.4	8.3	14	21	5.1	7.3	13	21	30	53	83	
Starting Current ²⁾	A	0.29	0.37	0.35	0.34	0.32	0.52	0.50	0.50	0.48	0.48	0.48	0.48	
No-load Running Current ²⁾	A	0.33	0.82	0.81	0.79	0.78	0.65	0.90	0.90	0.95	0.92	0.89	0.89	
Mechanical Time Constant ²⁾	m-sec	17				19								
Rated Power ²⁾	kW/sec	0.15	0.16	0.15	0.14	0.12	0.20	0.23	0.28	0.27	0.25	0.21	0.19	
Thermal Time Constant ²⁾	min	13				15								
Thermal Resistance ²⁾	°C/W	1.3				1.4								
Reduction Ratio	1:R	1:50	1:20	1:10	1:28	1:140	1:40	1:20	1:80	1:60	1:20	1:10	1:20	
Max. Radial Load	kg/ft-lb	RF: 200(440)	RH: 140(300)			RF: 250(550)			RH: 190(420)			RH: 190(420)		
Max. Thrust Load	kg/ft-lb	RF: 35(77)	RH: 100(220)			RF: 100(220)			RH: 150(330)			RH: 150(330)		
Weight: Actuator Only	kg/ft-lb	RF: 2.6(5.7)	RH: 2.3(5.1)			RF: 4.7(10.3)			RH: 4.5(9.9)			RH: 4.5(9.9)		
: With Tach	kg/ft-lb	RF: 3.1(6.9)	RH: 3.2(7.1)			RF: 5.0(11.0)			RH: 4.9(10.6)			RH: 4.9(10.6)		
: With Encoder	kg/ft-lb	RF: 3.7(8.1)	RH: 3.7(8.1)			RF: 4.9(10.6)			RH: 4.7(10.4)			RH: 4.7(10.4)		
: With Fan & Cooler	kg/ft-lb	RF: 3.5(7.7)	RH: 3.6(7.9)			RF: 5.4(11.9)			RH: 5.2(11.5)			RH: 5.2(11.5)		
ACTUATOR														
Rated Power ²⁾	W	60				120								
Rated Speed ²⁾	rpm	3 000				3 000								
Armature Resistance	Ω	7.4				3.2								
Armature Inductance	mH	1.8				3.2								
Electrical Time Constant	m-sec	2.65				1.0								

RF/RH20, RF/RH25, RF/RH32 Performance Data Notes

1) All specifications are applicable for actuators mounted on aluminum heat sink of the following sizes:
 RF/RH20 200×200×10(mm)
 RF/RH25 250×250×12(mm)
 RF/RH32 300×300×15(mm)

2) Actuator specifications include the efficiency of harmonic drive gearing.

3) Values for saturated actuator temperature. Other values for actuator temperature of 20°C.

RF SERIES RH SERIES

ENCODER		Open Collector		Line Driver	
Resolution	mm	200	300	500	1000
Output Signal		3 Channels: A, B, Z			
Power Supply	V DC	+5V DC (12V DC) ±5%, 100mA Max		+5V DC (12V DC) ±5%, 160mA Max	
Output Voltage	V	V _{CC} = 0.5 V _{CC} Max		V _{OH} = 2.5 V _{CC} V _{OL} = 0.5 V _{CC} Max	
Max. Permissible Voltage	V DC	+35			
Max. Permissible Current	mA	20			
Max. Response Frequency	kHz	60			
Moment of Inertia ¹⁾	kg·cm ²	7.0 × 10 ⁻⁴			
	lb·in ²	6.0 × 10 ⁻⁴			
Vibration	G MAX	5			
Shock	G MAX	50			
Lead Wire	mm	ø5.5 × 500† ø0.12/12cm		ø5.5 × 500† ø0.12/7ply	

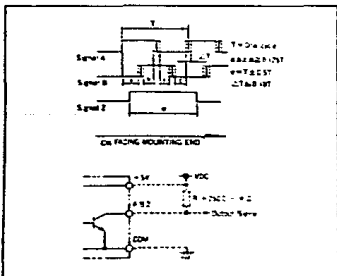
- Resolution of encoder only. Resolution at the output of actuator is equal to the encoder resolution multiplied by R (reduction ratio).
- Value at motor shaft. To convert it to the value at the output of actuator, multiply by R² (reduction ratio squared).
- Values for tach only.
- To convert it to the value at the output of actuator multiply by R² (reduction ratio squared).

LEAD WIRES

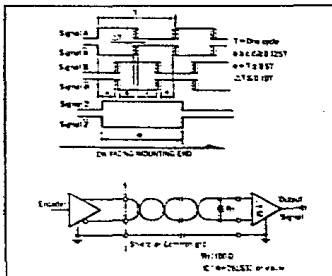
WIRE	Open Collector	Line Driver
WHITE	+5V (=12V)	+5V (=12V)
BLACK	GND(COM)	GND(COM)
BROWN	A SIGNAL	A SIGNAL
BLUE	---	A SIGNAL
RED	B SIGNAL	B SIGNAL
GREEN	---	B SIGNAL
YELLOW	Z SIGNAL	Z SIGNAL
ORANGE	---	Z SIGNAL
SHIELD	FLOATING	FLOATING

ENCODER OUTPUT WAVE FORMS AND CIRCUITS

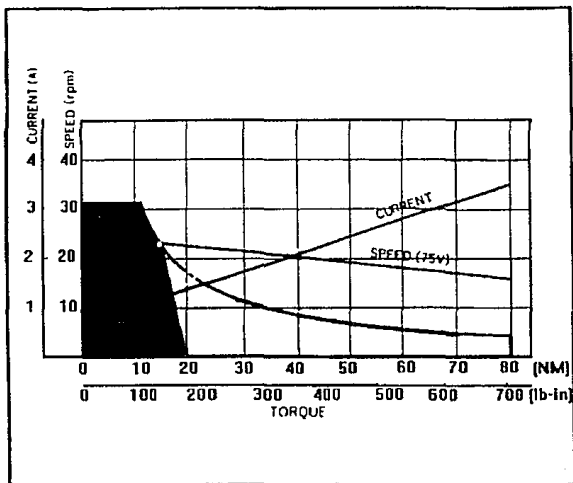
Open Collector



Line Driver



RF/RH-20-2304



PROGRAMA EN MATLAB

```

% FILTROL.m
%
% Este programa determina el valor de la inductancia, la capacitancia y
% la resistencia de drenado, para un filtro LC que se coloca a la salida
% de un circuito rectificador en puente, para obtener un determinado
% valor de factor de rizado.

clc
BAN = 1;
while BAN == 1;
    clc

    % Entrada de datos
    disp('DATOS DE ENTRADA :');
    disp(' ');
    Vlrms = input(' Dame el voltaje rms de la línea en [V]   : ');
    REG = input(' Dame la regulación de la línea en [%]   : ');
    VOLmin = input(' Dame el voltaje mínimo deseado en [V]   : ');
    I = input(' Dame el valor de la corriente en [A]   : ');
    Vdio = input(' Dame la caída de voltaje en el diodo en [V] : ');

    % Cálculo de parámetros y despliegue de gráficas
    % Voltaje pico del primario
    Vpl = Vlrms * sqrt(2);
    % Voltaje pico mínimo necesario en la entrada del filtro

```

```

VPmin = (VOLmin * pi) / 2;
clc
% Voltaje de directa mínimo y máximo a partir de la relación de transformación
disp(' ');disp(' ');disp(' ');disp(' ');disp(' ');
disp(' A continuación se muestra una gráfica de los voltajes de directa ');
disp(' mínimo y máximo que se obtienen a partir de una determinada ');
disp(' relación de transformación, para seleccionar el valor más ');
disp(' adecuado. ');
disp(' ');
disp('                               <ENTER>          ');
pause;

BAN1 = 1;
while BAN1 == 1;
    clc
    RTg = 0.7:0.01:0.95;
    VOLming = (2/pi) * ((Vpl/RTg)-2*Vdio) * (1-REG/100);
    VOLmaxg = (2/pi) * ((Vpl/RTg)-2*Vdio) * (1+REG/100);
    plot(RTg, VOLming, '- ', RTg, VOLmaxg, '+');title('Relación de transformación
    vs. VCC');
    xlabel('RT');ylabel('VCC [V]');grid;pause;
    disp(' ');
    disp(' Relación de transformación máxima : ');
    RTmax = (2*Vpl*(1-REG/100)) / ((pi*VOLmin) + (4*Vdio*(1-REG/100)))
    % Relación de transformación deseada
    disp(' ');
    RT = input(' Dame la relación de transformación deseada : ');
    % Voltaje pico del secundario
    Vps = Vpl / RT;
    % Voltaje pico del secundario menos la caída de los diodos
    Vpsr = Vps - 2 * Vdio;
    % Voltaje pico máximo considerando la regulación hacia arriba
    VMAX = Vpsr * (1 + REG/100);
    % Voltaje pico mínimo considerando la regulación hacia abajo
    VMIN = Vpsr * (1 - REG/100);
    disp(' ');
    disp(' Voltajes de directa mínimo y máximo obtenidos en [V] : ');
    VCCmin = (2 * VMIN) / pi
    VCCmax = (2 * VMAX) / pi
    BAN1 = input('¿Quieres proponer otra relación de transformación (si=1
    no=2) ?:');
end

```

```
clc
```

```
% Cálculo del valor crítico de la inductancia de entrada  
disp(' ');disp(' ');disp(' ');disp(' ');disp(' ');  
disp(' A continuación se presenta una gráfica de la potencia de ');  
disp(' disipación que se tiene en la resistencia de drenado que se ');  
disp(' coloca en paralelo con la carga, para determinado valor de ');  
disp(' inductancia, para seleccionar el valor más adecuado. ');  
disp(' ');  
disp(' <ENTER> ');  
pause;
```

```
BAN2 = 1;
```

```
while BAN2 == 1;
```

```
    clc
```

```
    LKg = 0.5:0.5:10;
```

```
    PDminRB = VCCmin ^ 2 ./ (1080 * pi .* LKg);
```

```
    plot(LKg,PDminRB);title('Inductancia vs. Potencia de disipación en RB');
```

```
    xlabel('L [Hy]);ylabel('PD [W]);grid;pause;
```

```
    % Se propone un valor de inductancia
```

```
    disp(' ');
```

```
    LK = input(' Dame el valor propuesto de inductancia en [Hy] : ');
```

```
    % Corriente mínima requerida
```

```
    IK = (0.212 * VMIN) / (120 * pi * LK);
```

```
    % Cálculo de la resistencia de drenado máxima
```

```
    disp(' ');
```

```
    disp(' Resistencia de drenado máxima en [ $\Omega$ ] : ');
```

```
    RBmax = 1080 * pi * LK
```

```
    % Se pide una resistencia menor
```

```
    disp(' ');
```

```
    RB = input(' Dame el valor de resistencia en [ $\Omega$ ] : ');
```

```
    % Cálculo de la potencia de disipación en esa resistencia
```

```
    disp(' ');
```

```
    disp(' Potencia de disipación máxima en RB en [W] : ');
```

```
    POTDminRB = VCCmin ^ 2 / RB;
```

```
    POTDmaxRB = VCCmax ^ 2 / RB
```

```
    BAN2 = input(' ¿Quieres proponer otro valor de inductancia (si=1 no=2) ?');
```

```
    );
```

```
end
```

```
clc
```

```
% Determinación del factor de rizo
```

```

disp(' ');disp(' ');disp(' ');disp(' ');disp(' ');
disp(' A continuación se presenta una gráfica que muestra los valores ');
disp(' de capacitancia que se pueden tener para cumplir con el factor ');
disp(' de rizo mínimo que se exige ( $\gamma \leq 0.0001$ ). ');
disp(' ');
disp('                                     <ENTER> ');
pause;

```

```

BAN3 = 1;
while BAN3 == 1;
    clc
    FRg = 1e-4:1e-4:1.2e-3;
    Cg = (((0.47 / FRg) + 1) / (4 * (120 * pi) ^ 2 * LK)) / 1e-6;
    plot(FRg,Cg);title('Capacitancia vs. Factor de rizo');
    xlabel('FR');ylabel('C [ $\mu$ F]');grid;pause;
    % Se propone un valor de factor de rizo
    disp(' ');
    FR = input(' Dame el valor de factor de rizo : ');
    % Capacitancia mínima obtenida
    disp(' ');
    disp(' Capacitancia mínima obtenida en [ $\mu$ F] : ');
    Cmin = (((0.47 / FR) + 1) / (4 * (120 * pi) ^ 2 * LK)) / 1e-6
    disp(' ');disp(' ');disp(' ');
    BAN3 = input(' ¿ Quieres proponer otro valor de factor de rizo (si=1 no=2)
    ? : ');
end
clc

disp(' ');disp(' ');disp(' ');disp(' ');disp(' ');
BAN = input(' ¿ Quieres recalcular (si=1 no=2) ? : ');

```

end