

2/
2g.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
"CUAUTITLAN"

"CONSTRUCCION DE UN CONVERTIDOR ESTATICO PARA MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA APLICADO A ROBOTES MANIPULADORES"

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N :

GONZALO ALVAREZ VELASQUEZ
JAVIER MARTINEZ MIRANDA
HORACIO PEREZ ROMERO

ASESOR: DR. GERARDO RENE ESPINOSA PEREZ
COASESOR: ING. JORGE BUENDIA GOMEZ

CUAUTITLAN IZCALLI, EDO. DE MEX.

1998

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

260688



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JUAN ANTONIO MONTARAZ CRESPO
DIRECTOR DE LA F.E.S.-CUAUTITLAN
P R E S E N T E .

AT'N: Q. Maria del Carmen García Mijares
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la F.E.S.-C

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicarle a usted que revisamos el:

Trabajo de Tesis. "Construcción de un Convertidor Estático para Motores de
Corriente Directa aplicado a Robots Manipuladores".

que presenta el pasante: Gonzalo Alvarez Velásquez
con número de cuenta: 8502193-2 para obtener el TITULO de:
Ingeniero Mecánico Electricista

Considerando que dicho trabajo reúne los requisitos necesarios para ser discutido en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A T E N T A M E N T E.
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"

Cuautitlán Izcalli, Edo. de México, a 25 de Febrero de 1998

PRESIDENTE	Ing. Esteban Corona Escamilla	
VOCAL	Ing. Jorge Buendía Gómez	
SECRETARIO	Ing. Nicolás Galva Tapia	
PRIMER SUPLENTE	Ing. Margarita López López	
SEGUNDO SUPLENTE	Ing. Juan González Vega	



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVANZADA DE
MÉXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JUAN ANTONIO MONTARAZ CRESPO
DIRECTOR DE LA F.E.S.-CUAUTITLAN
P R E S E N T E .

AT'N: Q. María del Carmen García Mijares
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la F.E.S.-C

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos el :

Trabajo de Tesis. "Construcción de un Convertidor Estático para Motores de
Corriente Directa aplicado a Robots Manipuladores".

que presenta el pasante: Horacio Pérez Romero
con número de cuenta: 8621894-2 para obtener el TITULO de:
Ingeniero Mecánico Electricista

Considerando que dicho trabajo reúne los requisitos necesarios para ser discutido en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A T E N T A M E N T E .
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"

Cuatitlán Izcalli, Edo. de México, a 25 de Febrero de 1998

PRESIDENTE	Ing. Esteban Corona Escamilla	<u>E. Corona</u>
VOCAL	Ing. Jorge Buendía Gómez	<u>J. Buendía</u>
SECRETARIO	Ing. Nicolás Calva Tapia	<u>N. Calva</u>
PRIMER SUPLENTE	Ing. Margarita López López	<u>M. López</u>
SEGUNDO SUPLENTE	Ing. Juan González Vega	<u>J. González</u>



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

ASUNTO: VOTOS APROBATORIOS

DR. JUAN ANTONIO MONTARAZ CRESPO
DIRECTOR DE LA F.E.S.-CUAUTITLAN
P R E S E N T E .

AT'N: Q. María del Carmen García Mijares
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la F.E.S.-C

Con base en el art. 28 del Reglamento General de Exámenes, nos permitimos comunicar a usted que revisamos el :

Trabajo de Tesis, "Construcción de un Convertidor Estático para Motores de
Corriente Directa aplicado a Robotes Manipuladores".

que presenta el pasánte: Javier Martínez Miranda
con número de cuenta: 8618001-2 para obtener el TITULO de:
Ingeniero Mecánico Electricista

Considerando que dicho trabajo reúne los requisitos necesarios para ser discutido en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VOTO APROBATORIO.

A T E N T A M E N T E.
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"

Cuautitlán Izcalli, Edo. de México, a 25 de Febrero de 1998

PRESIDENTE

Ing. Esteban Corona Escamilla

Escamilla

VOCAL

Ing. Jorge Buendía Gómez

Buendía

SECRETARIO

Ing. Nicolás Calva Tapia

Calva

PRIMER SUPLENTE

Ing. Margarita López López

López

SEGUNDO SUPLENTE

Ing. Juan González Vega

Vega

RECONOCIMIENTO

Al Dr. Gerardo Espinosa por brindarnos su apoyo, confianza, orientación, conocimientos y por tener mucha paciencia para con nosotros en la elaboración de este proyecto.

AGRADECIMIENTOS

A la universidad Nacional Autónoma de México por darnos la oportunidad de desarrollarnos profesionalmente.

A todo el personal docente que con su experiencia y conocimientos nos formarón durante el periodo educativo.

A los Laboratorios de la Facultad de Estudios Superiores de Cuautitlan de la carrera de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, por brindarnos orientación y equipo para desarrollar dicho proyecto.

Al instituto de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México por habernos facilitado algunas tarjetas electrónicas que se emplearón en este proyecto.

Al Ing. Pablo Lara que nos asesoro en la elaboración de las tarjetas electrónicas.

Al Ing. Francisco Franco Tapia por habernos facilitado el brazo robote.

En general a todas aquellas personas que de una u otra manera nos han brindado ayuda, información y comentarios para que este trabajo llegara a su fin.

DEDICATORIAS

A mis padres Teresa y Hesiquio que siempre me brindaron su amor, apoyo y confianza; y que gracias a ellos se han cumplido mis metas.

A mi esposa Alejandra por apoyarme y ayudarme en este trabajo; de igual forma con mucho cariño dedico esta tesis a mi bebé.

A mis hermanos Marina, Cristina, Leticia, Hesiquio, Alicia y José Luis que siempre creyeron en mí.

A mi amigo Horacio por su buena disposición para trabajar y juntos poder concluir este proyecto.

A todas las personas que me rodean amigos y compañeros de trabajo que me han brindado su apoyo incondicionalmente y que siempre han buscado la superación personal.

Javier Martínez Miranda

DEDICATORIAS

Aunque hubo días en los que la escuela demandaba un gran esfuerzo, y en que me sentía desfallecer en esos días en que todo se me olvidaba, en esos días lo único que nunca se me olvidó fué que tenía que responder a su apoyo y confianza que desde siempre tuvo en sus hijos con cariño y respeto a mi padre.

Gildardo Alvarez Coral. †

Por el gran amor que me ha dado desde antes de nacer, por esa gran paciencia que me ha tenido y sabiamente me ha dirigido, dandome su apoyo incondicional sin el cual esto no hubiera podido ser; gracias mamá.

Gabina Velasquez de Alvarez.

Gonzalo Alvarez Velasquez

DEDICATORIAS

A mis padres:

Luis e Isabel

A mis hermanos:

Luis Alejandro

Ma. de los Angeles

Verónica

Isaías Hugo

Guadalupe Noemi

Por su amor, sus consejos, sacrificios y apoyo.

A mis amigos, compañeros de escuela y trabajo que de alguna manera participaron en la culminación de mis estudios y de este proyecto.

Horacio Pérez Romero

I N D I C E

INTRODUCCION	1
CAPITULO 1	
<i>"MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA: METODOS Y TECNICAS DE MANEJO"</i>	4
1.1 SERVOMOTORES DE CD CON CAMPO DE IMAN PERMANENTE	7
1.2 MODELADO DEL SERVOMOTOR	8
CAPITULO 2	
<i>"BRAZO ROBOTE MANIPULADOR PROTOTIPO "</i>	14
2.1 EL MANIPULADOR	15
2.2 TIPOS DE ARTICULACIONES	15
2.3 DISPOSITIVO DE AGARRE	16
2.4 SISTEMAS DE ACCIONAMIENTO	16
2.4.1 Sistemas de Accionamiento Eléctrico	16
2.4.2 Sistemas de Accionamiento Hidráulico	17
2.5 CARACTERISTICAS PROPIAS DEL BRAZO	18

CAPITULO 3

<i>" CONVERTIDOR ESTATICO "</i>	21
3.1 TIPOS DE CONVERTIDORES	22
3.1.1 Convertidor Tipo A	23
3.1.2 Convertidor Tipo B	25
3.1.3 Convertidor Tipo C	26
3.1.4 Convertidor Tipo D	27
3.1.5 Limitación de Corriente	29
3.2 TARJETA DE LOS MANEJADORES	32
3.3 MODULADOR ANCHO DE PULSO Y ACONDICIONADOR DE SEÑAL	44
3.4 TARJETA DEL SENSOR DIGITAL DE POSICION	50
3.5 SENSOR DIGITAL DE VELOCIDAD	55
3.6 CIRCUITO POSICIONADOR	64
3.7 SENSOR DE CORRIENTE	71
3.7.1 Transformador de Corriente	71
3.7.2 Rectificador de Precisión	73
3.7.3 Filtros Pasa Bajas	73
3.7.4 Calibración de la Ganancia y el nivel de CD	74
3.7.5 Comparador de Umbral con Histéresis	74
3.8 TARJETA DE LA FUENTE DE LOS MANEJADORES	77
3.9 TARJETA DE LA FUENTE AUXILIAR	82
3.10 TARJETA DE LA FUENTE PRINCIPAL DE ALIMENTACION	87
CONCLUSIONES	94
BIBLIOGRAFIA	95

" INTRODUCCION "

La época actual exige que los mecanismos, herramientas y utensilios, así como instrumentos utilizados en la industria sean precisos y lo más exactos posibles, esto es, para lograr una mayor calidad en los productos que se manufacturen.

La utilización de la electrónica combinada con la mecánica y eléctrica han permitido lograr grados de exactitud sorprendentes y significativos que han llevado a la creación de maquinas automatizadas (ROBOTES) que le facilitan el trabajo a el hombre y logran resultados con mayor CALIDAD, produciendo en serie mayor número de productos. Es notable la mayor presencia de máquinas automatizadas para la realización de actividades que para el hombre resultan pesados y tediosos, hoy en dia esos trabajos los realizan estas máquinas permitiendo a los seres humanos ocuparse en labores menos pesadas, teniendo a las máquinas como aliadas en la realización de su trabajo.

Con lo antes mencionado, y conociendo las necesidades que actualmente se requieren dentro de la industria como son: calidad, mayor productividad en el menor tiempo posible, y optimizando recursos naturales y humanos; se pensó en un proyecto de tesis que nos permitiera atacar esas necesidades que actualmente vivimos y a su vez familiarizarnos con lo que es la automatización industrial.

Esta tesis fue planeada en base a un brazo robote manipulador manufacturado en la Facultad de Estudios Superiores de Cuautitlan; este robote contaba con algunos parámetros, dentro del control de los grados de libertad, con poca exactitud, basados en dicho problema y contando con estudios realizados sobre el control de servomotores de la Facultad de Ingenieria de la Universidad Nacional Autónoma de México se propuso implementar un convertidor estático que aumentara considerablemente la resolución de *uno* de los grados de libertad que manejaba este brazo robote.

El control implementado es aplicado al grado de libertad correspondiente a la base del brazo robote manipulador, aumentando considerablemente la resolución con la cual el brazo robote gira sobre su propio eje, que corresponde a un giro completo desde 0° hasta 360°. Dicho control actúa directamente sobre un motor de corriente continua el cual esta conectado o ligado a la base del brazo robote.

Para lograr lo antes mencionado se requiere del estudio del brazo robote ya que se necesita conocer los aspectos generales de construcción mecánica de la que fue hecho, para que el convertidor que se implemente no tenga divergencias con los

requerimientos mecánicos y eléctricos propios del robote; es por esto que esta tesis comienza con el estudio de los motores de corriente directa y de la estructura que conforma el brazo robote.

Un robote es un manipulador multifuncional reprogramable diseñado para mover material, partes, herramientas o dispositivos especiales. Las partes mas importantes que lo constituyen son:

MANIPULADOR (esqueleto mecánico): Estructura mecánica de aluminio que soporta a todos los elementos que constituyen el brazo robote.

ARTICULACIONES (ejes o grados de libertad) : Permiten el movimiento en diferentes direcciones así como los movimientos relativos entre los distintos componentes del cuerpo, brazo y muñeca.

DISPOSITIVOS DE AGARRE: Están formados por pinzas apresivas que permiten sujetar los diferentes objetos.

ACTUADORES (o accionadores): Ejecutan los movimientos ordenados del robote.

SISTEMAS DE ACCIONAMIENTO: Estos sistemas sirven para controlar a los actuadores y pueden ser de tipo eléctrico, hidráulica y neumático.

SISTEMAS SENSITIVOS: Lo componen los diferentes tipos de sensores, como los de velocidad, de posición (codificadores, resolucionadores y potenciómetros) y, de aceleración.

Dentro de la variedad de tipos de motores eléctricos, los mas adecuados para el movimientos de las articulaciones de los *manipuladores*, son los de corriente continua y los de paso a paso.

Los motores de corriente continua producen un par casi proporcional al voltaje de entrada, lo que les confiere una precisa regulación. Este tipo de motores requieren detectores (o sensores) que informen al sistema de control sobre la *POSICION* y *VELOCIDAD* del eje en cada instante, realizando un trabajo en *lazo cerrado*.

Una vez conociendo las características del motor que se desea controlar, se hace un estudio de las tarjetas electrónicas que forman al convertidor estático. algunas tarjetas fueron donadas por el Instituto de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de

México y otras se tuvieron que rediseñar con el fin de adecuarlas a los requerimientos propios del servomotor que forma parte del brazo robote. En este trabajo de tesis se especifican los cambios que se tuvieron que realizar en dichas tarjetas, las cuales funcionan de acuerdo el siguiente orden:

Se requiere de un modulador ancho de pulso (PWM) el cual genera un tren de pulsos con frecuencia fija cuyo ciclo de trabajo varíe de acuerdo con una señal continua de modulación.

La señal de salida del PWM debe accionar las dos ramas de los manejadores, los cuales contienen el circuito CD-CD BIDIRECCIONAL que comúnmente se le llama "Circuito H", el cual proporciona el giro de un motor de corriente continua en sentido horario y antihorario .

Para evitar las corrientes parásitas y como protección en las tarjetas anteriores, es necesario la utilización de los llamados *SNUBBERS* y de un limitador de corriente (*TOROIDE*), los cuales se encuentran en la tarjeta de los manejadores. Para sensar la posición y velocidad con la cual se desplaza la base del robote, es necesario un codificador óptico (*ENCODER*) instalado en la flecha del motor de corriente directa.

En cada una de las tarjetas empleadas se describe su funcionalidad, diagrama electrónico, lista de partes, lista de conectores que se enlazan con las otras tarjetas (*jumpers*), y los puntos de prueba que se usan para determinar su optima operación.

Este trabajo de tesis se basa en la construcción del *convertidor estático* ya que tiene la capacidad de formar un lazo de control, el cual en un futuro pudiera tener la optimización deseada al acoplar Tarjetas de Adquisición de Datos, el software de control y una Computadora Personal.

CAPITULO

1

***"MOTORES DE CD: METODOS Y
TECNICAS DE MANEJO"***

En este capítulo se da una pequeña descripción de las características generales de los motores de corriente directa, así como su comportamiento tanto como motor y generador, además se da una descripción de los motores de CD con campo de imán permanente ya que es el motor que realiza la función para el movimiento de la base del robote; la cual se quiere controlar, también se analiza el *modelado* correspondiente al comportamiento de dicho motor.

Las máquinas de corriente directa son dispositivos que transforman energía mecánica en eléctrica, o energía eléctrica en mecánica. En el primer caso trabajan en la modalidad de generadores y en el segundo como motores.

La energía mecánica entra a la máquina o sale de ella por conducto de una flecha de movimiento rotatorio. Usualmente esta energía se mide por unidad de tiempo, o sea, con base en el concepto de potencia, de manera que sus componentes serían el momento (o par) y la velocidad angular.

$$P_m = T\omega$$

En el Sistema Internacional de Unidades, la potencia se mide en watts, el par en newton-metros y la velocidad angular en radianes/segundo, y la fórmula no requiere de ninguna constante de conversión de unidades.

La energía eléctrica sale de la máquina o entra a ella, por conducto de cables y conexiones eléctricas. También se maneja como potencia eléctrica de corriente directa, de modo que sus componentes serían de voltaje y la intensidad de corriente.

$$P_e = VI$$

El proceso de conversión de energía se representa en su forma más elemental, con el diagrama de la figura 1.1.

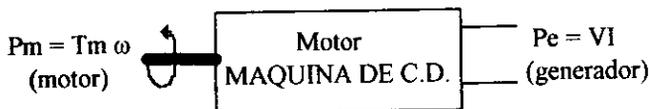


Fig. 1.1 Máquina de CD que puede actuar como Motor o Generador.

El motor de corriente directa es de vasta utilización en servomecanismos con los que tienen salida de baja o alta potencia y es quizá el más sencillo de explicar. Consiste de una estructura estacionaria de hierro llamada el *imán del campo* y de un miembro rotatorio conocido como *armadura*. El primero de ellos consiste de un devanado que hace que el hierro se magnetice cuando la corriente pasa a través de los conductores de dicho devanado sobre ella de modo que cuando una corriente circula a través de él, reacciona con el campo magnético y lo hace girar. La corriente llega hasta el devanado de la armadura mediante escobillas de carbón que rozan sobre un cilindro de cobre segmentado llamado *conmutador* como se muestra en la figura 1.2.

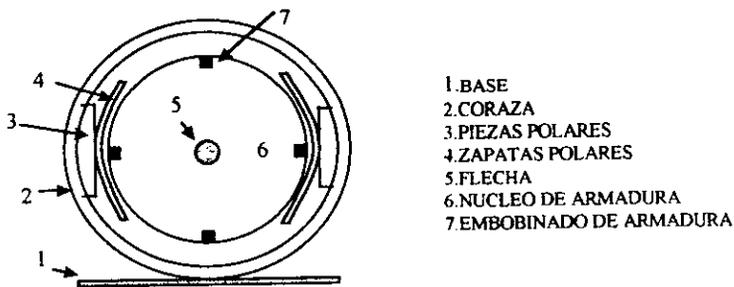


Fig. 1.2 Esquema de las partes que componen a un motor de Corriente Directa.

Si un voltaje de CD se aplica tanto al devanado del campo como al de armadura. ésta última girará con una dirección que dependerá de la polaridad de los voltajes, los que al invertirse simultáneamente no modificarán el sentido sino hasta que uno de ellos se invierta y el otro permanezca en su condición original.

Los devanados de campo y armadura pueden alimentarse con un voltaje proveniente de las terminales de la misma fuente, por lo que se dice que el motor es *derivativo* o *en paralelo*. Otro arreglo posible es cuando los dos devanados reciben alimentación de fuentes diferentes en cuyo caso el motor se llamará de *excitación independiente* debido a que la corriente que circula por el devanado del campo se conoce como *corriente de excitación*.

El par producido por un motor de CD es proporcional al producto de la corriente de campo por la corriente de armadura, pudiendo determinarse la primera de ellas al aplicar simplemente la Ley de Ohm, o sea, que la corriente de amperes es igual al

voltaje aplicado dividido entre la resistencia, en ohms del devanado. Para calcular la corriente de armadura, se requiere un proceso más complejo puesto que depende del voltaje que la produce, de la velocidad de giro de la armadura y de la corriente del campo. Cuando un motor se conecta en derivación, cualquier cambio en el voltaje de alimentación afecta al par y a la velocidad de una manera complicada por las relaciones que se han mencionado. Para aplicaciones en servomecanismos, el motor con excitación separada o independiente tiene amplia aceptación.

Los motores de CD satisfacen los requerimientos para la potencia de salida en un servomecanismo. Para una cierta velocidad, el par aumenta cuando el voltaje aplicado también lo hace y la relación entre ellos con respecto a la velocidad es útil para el control de la vibración en la salida.

1.1 SERVOMOTORES DE CD CON CAMPO DE IMAN PERMANENTE

Los motores de CD con excitación separada operan con un valor constante en la magnetización del campo, y este se puede lograr en forma práctica construyéndolo con un imán permanente.

Con el desarrollo de imanes permanentes cada vez más potentes, es posible construir motores con intervalos de potencia que van desde los muy pequeños hasta 2 ó 3 HP y para motores mayores es necesario usar devanados en el campo.

El correcto funcionamiento de un motor de CD, exige la incorporación de un detector de posicionamiento del eje y una realimentación al sistema de control.

Hay multitud de tipos de detectores de posición, como los resistivos (potenciómetros acoplados al eje), magnéticos, capacitivos, etc., pero los más prácticos y sencillos son los de tipo óptico. Los detectores ópticos constan de un detector y receptor de luz, entre los que gira un disco acoplado al eje del motor. El disco tiene zonas opacas y transparentes (ranuras), que cortan o dejan atravesar al haz luminoso desde el emisor hasta el detector, provocando impulsos eléctricos. *Cuantas más ranuras disponga un disco, mayor será la precisión en la detección del movimiento.*

La velocidad de un motor de CD es directamente proporcional a la tensión aplicada en bornes e inversamente proporcional al flujo, se intenta controlar al

mencionado parámetro interviniendo en estos dos factores, según las características requeridas en cada caso particular.

1.2 MODELADO DEL SERVOMOTOR

El servomotor (o actuador) es un motor de corriente directa de imán permanente, controlado por el inducido y una corriente de inductor o de campo constante; acoplado por medio de un sin-fín a una reducción de engranaje proporcionada por un diferencial de automóvil Nissan Tsuru para obtener una relación de engranaje de 168: 1, además de un codificador óptico que se acopla en la flecha del motor, diseñado y maquinado en el laboratorio de la Facultad de Estudios Superiores de Cuautitlan..

Dicho motor esta montado en la base del brazo robote formando así parte de un manipulador programable que controla el giro del brazo robote, que corresponde a uno de sus grados de libertad.

Este motor tiene una velocidad moderada de 6 r.p.m. y funciona en un rango de 3-40 V cd \pm 10 % es suficiente para los fines deseados.

En la figura 1.3 se representa al motor de CD con el engrane reductor de velocidad donde:

- Va- Voltaje aplicado al motor
- Ia - Corriente de armadura
- Ra - Resistencia de armadura
- La - Inductancia de armadura
- Ea - Fuerza Contraelectromotriz
- Tm - Par del motor
- Ti - Par de la carga
- ω_m - velocidad angular del rotor
- ω_r - Velocidad angular del actuador
- r - Relación de engranajes (N_2/N_1)
- Jm - Inercia del rotor
- Ji - Inercia de la carga
- Bm- Coeficiente de fricción viscosa del rotor
- Bi - Coeficiente de fricción del motor y de la carga

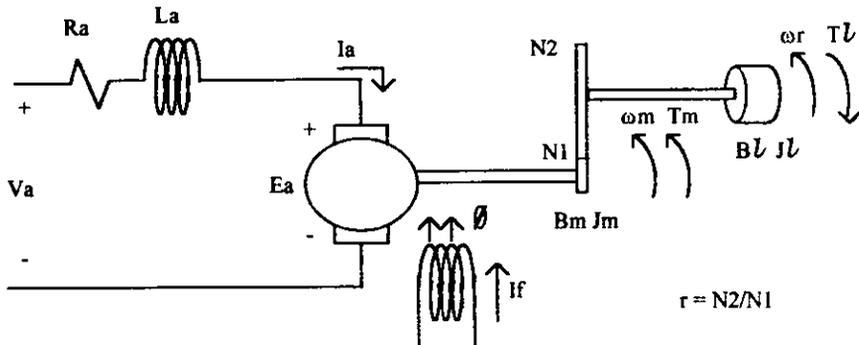


Fig. 1.3 Esquema representativo del motor.

Se puede llegar a incluir los valores de la inercia del motor y de la carga en un sólo valor equivalente llamado "J". De manera análoga se forma un coeficiente de fricción equivalente "B", que representa el efecto de la fricción del motor y de la carga. La inercia y el coeficiente de fricción equivalentes serán referidos a la flecha del motor. Así, los valores representativos de dichos parámetros serán:

$$J = J_m + \frac{J_l}{r^2} \quad \text{y} \quad B = B_m + \frac{B_l}{r^2}$$

De manera que si existe una r muy grande, la inercia y el coeficiente de fricción equivalentes serán muy cercanos a los valores J_m y B_m , respectivamente.

Las ecuaciones que rigen el comportamiento de los motores son:

$$T_m = K_T \phi I_a$$

y
$$E_a = K_a \phi \omega_m$$

Como el campo del motor empleado es constante (campo creado por un imán permanente) las ecuaciones anteriores quedan como:

$$T_m = K_1 \phi I_a$$

$$y \quad E_a = K_2 \phi \omega_m$$

donde K_1 y K_2 son constantes de construcción del motor.

Una vez que se han establecido las ecuaciones que rigen al motor de CD IDEAL con IMAN PERMANENTE, el siguiente paso será establecer la función de transferencia del esquema completo, con inercias, fricciones viscosas y resistencia e inductancia de armadura:

Considerando la malla de alimentación del motor:

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a$$

Pero sabemos que $E_a = K_2 \omega_m$

Por lo tanto

$$V_a = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_2 \omega_m \dots \dots \dots \text{ec. 1.1}$$

De la ecuación de equilibrio de pares en la flecha del motor:

$$T_m = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m + \frac{T_l}{r}$$

Pero $T_m = K_1 i_a$

por lo tanto:

$$K_1 i_a = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m + \frac{T_l}{r} \dots \dots \dots \text{ec. 1.2}$$

Aplicando la transformada de Laplace a 1.a y 1.2 tenemos:

$$y \quad \begin{aligned} V_a(S) &= L_a I_a(S) + R_a I_a(S) + K_2 \omega_m(S) \\ J \omega_m(S) + B \omega_m(S) &= K_1 I_a(S) + \frac{T_l(S)}{r} \end{aligned}$$

La función de transferencia del motor $G_m(S)$ debido a las dos entradas $E_a(S)$ y $T_i(S)$ se obtiene por superposición, de manera que

$$G_m(S) = \frac{\omega_m(S)}{V_a(S)} + \frac{\omega_m(S)}{T_i(S)}$$

donde:

$$\frac{\omega_m(S)}{V_a(S)} = \frac{K_1}{La J S^2 + (La B + Ra J) S + Ra B + K_1 K_2} \dots\dots\dots ec. 1.3$$

$$\frac{\omega_m(S)}{T_i(S)} = \frac{1}{La J S^2 + (La B + Ra J) S + Ra B + K_1 K_2} \left[- \frac{La s + Ra}{r} \right] \dots\dots\dots ec. 1.4$$

Debido a que, en general, la constante de tiempo eléctrica es más pequeña que la constante de tiempo mecánica (en este caso de 0.65 mseg. la primera y de 17 mseg. la segunda), podemos llegar a simplificar las dos ecuaciones anteriores dividiendo el numerador y denominador de ambas funciones de transferencia entre Ra y haciendo $La/Ra = 0$.

$$\frac{\omega_m(S)}{V_a(S)} = \frac{K_1 / (J Ra)}{S + (B/J) + [(K_1 K_2) / (Ra J)]} \dots\dots\dots ec. 1.5$$

$$\frac{\omega_m(S)}{T_i(S)} = \frac{K_1 / (J Ra)}{S + (B/J) + [(K_1 K_2) / (Ra J)]} \left[- \frac{Ra}{K_1 r} \right] \dots\dots\dots ec. 1.6$$

Es importante mencionar que con esta simplificación se desprecia también el efecto del cero presente en la función de transferencia de la ecuación 1.4.

Ahora bien, se puede definir un coeficiente de fricción efectiva (B_{ef}), de la siguiente forma:

$$B_{ef} = B + \frac{K_1 K_2}{R_a}$$

De tal manera que las ecuaciones 1.5 y 1.6 quedan como:

$$\frac{\omega_m(S)}{V_a(S)} = \frac{K_1 / (J R_a)}{S + (B_{ef} / J)} \quad \dots\dots ec. 1.7$$

$$\frac{\omega_m(S)}{T_1(S)} = \frac{K_1 / (J R_a)}{S + (B_{ef} / J)} \left[-\frac{R_a}{K_1 r} \right] \quad \dots\dots ec. 1.8$$

La función de transferencia del actuador, $G_a(S)$ -a la salida del reductor- se obtiene fácilmente usando la relación de engranes (r):

$$G_a(S) = \frac{1}{r} G_m(S)$$

donde:

$$G_a(S) = \frac{\omega_a(S)}{V_a(S)} + \frac{\omega_a(S)}{T_1(S)} \quad \dots\dots\dots ec. 1.9$$

$\omega_a(S)$ = es la velocidad angular a la salida del reductor armónico.

Y se cumple que:

$$\frac{\omega_a(S)}{V_a(S)} = \frac{1}{r} \frac{\omega_m(S)}{V_a(S)} \quad \dots\dots\dots ec. 1.10$$

$$\frac{\omega_a(S)}{T_1(S)} = \frac{1}{r} \frac{\omega_m(S)}{T_1(S)} \quad \dots\dots\dots ec. 1.11$$

Por lo que:

$$\frac{\omega_a(S)}{T_1(S)} = \frac{K_1 / (r J R_a)}{S + (B_{ef} / J)} \left[-\frac{R_a}{K_1 r} \right] \quad \dots\dots\dots ec. 1.12$$

Que podemos expresar como:

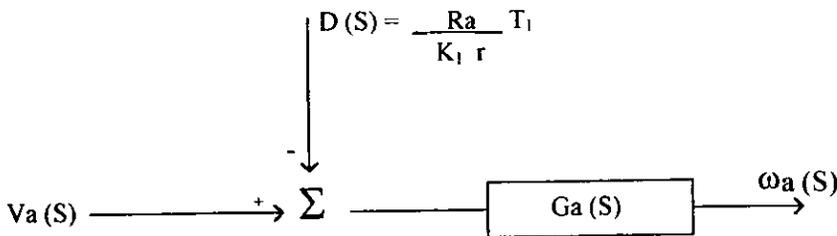
$$\frac{\omega_a(S)}{V_a(S)} = \frac{K_a}{\tau_a S + 1} \dots\dots\dots \text{ec. 1.13}$$

$$\frac{\omega_a(S)}{T_1(S)} = \frac{K_a}{\tau_a S + 1} \left[- \frac{R_a}{K_1 r} \right] \dots\dots\dots \text{ec. 1.14}$$

donde K_a y τ_a son la GANANCIA y CONSTANTE de tiempo del actuador, respectivamente, y se definen como:

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

Debido a la relación de engranes ($r = 168$), los efectos de las perturbaciones al sistema se *atenuan*, dichas perturbaciones se reducen aún más por el efecto de la retroalimentación. Por lo tanto se propone, tomar la ecuación 1.13 como la función de transferencia del actuador $G_a(S)$ y asumir el efecto del par de la carga como una perturbación externa $D(S)$, a pesar de que el efecto de atenuación no es muy grande y para efecto del diseño del controlador, se puede definir la función de transferencia que rige a el sistema como:



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 es la ec.1.13

Esta ultima ecuación es la que se tomara como representación del sistema para la construcción del convertidor estático.

CAPITULO

2

***"BRAZO ROBOTE MANIPULADOR
PROTOTIPO (TIPO INDUSTRIAL)"***

En este capítulo se da una descripción detallada del brazo robote; que fué desarrollado en la Facultad de Estudios Superiores Cuautitlan (FES-C), y que se utiliza como actuador para el convertidor estático diseñado en esta tesis. Se hablará de la construcción que ya fue realizada y de los puntos donde se integrara el convertidor estático con la finalidad de mejorar su funcionamiento. El capítulo comienza con la descripción del soporte del manipulador, es decir, el esqueleto mecánico; posteriormente se describen las articulaciones que le permiten el movimiento en diferentes direcciones, así como del dispositivo de agarré o sujeción, también se describen los actuadores o accionadores que proporcionan la fuerza necesaria para mover el manipulador a una posición o serie de posiciones predeterminadas y mantener las articulaciones rígidas una vez que se ha alcanzado la posición deseada. También se da un contexto en cuanto a los sistemas sensitivos empleados, así como de seguridad, para finalmente definir sus características y aplicaciones.

2.1 EL MANIPULADOR

Esta es la estructura mecánica que soporta a todos los elementos que componen a el brazo robote. El material empleado es, en su mayoría, de aluminio. Las características de este material son su gran resistencia y poco peso lo que nos permite obtener una estructura sólida y ligera. La estructura mecánica esta montada sobre una unidad dotada de rodamientos para su fácil transportación. El material que forma los ejes o articulaciones es de acero porque es aquí donde se presentan los mayores esfuerzos, así como del sistema mecánico auxiliar utilizado para aumentar el par para la rotación del brazo robote (cremallera).

2.2 TIPO DE ARTICULACIONES

Las articulaciones empleadas en el brazo robote son del tipo giratorio. Dentro de este tipo de articulación giratoria se pueden distinguir tres; el **primero** es una articulación del tipo R (Rotacional) y se aplica en la unión del cuerpo con el brazo (unión del cuerpo) que es el grado de libertad donde nosotros integramos el convertidor estático de mayor resolución, del brazo con el antebrazo (unión codo), la característica de esta articulación es que el eje de rotación es perpendicular a los ejes de las dos uniones; el **segundo** es una articulación del tipo T (Torsional) y se aplica en la unión del antebrazo con la mano (unión muñeca) cuya característica es que el eje de rotación de la articulación de torsión es paralelo a los ejes de ambas uniones: finalmente el

tercero es una articulación de tipo V (reVolución) que se aplica en la unión del cuerpo con el brazo (unión del cuerpo) y que se caracteriza porque la unión de entrada es paralela al eje de rotación y la salida es perpendicular a dicho eje.

2.3 DISPOSITIVO DE AGARRE

El brazo robote dispone de una mano con dos movimientos relativos entre sí, a saber, estos se definen como balanceos (Roll) y cabeceo (Pitch) que tiene como finalidad orientar y posicionar al elemento de sujeción, en este caso, a las pinzas aprehensoras la cual esta compuesta por dos elementos de aluminio que tienen la opción de intercambiarse por otro tipo de "dedos" de diferente forma si es que se desea que tome algún objeto en especial.

2.4 SISTEMAS DE ACCIONAMIENTO

Los sistemas de accionamiento son los que se encargan de ejecutar los movimientos ordenados al brazo robote. Los sistemas que utiliza este brazo robote son de dos tipos eléctrico e hidráulico.

2.4.1 Sistema de Accionamiento Eléctrico

El sistema de accionamiento eléctrico esta compuesto de un motor de corriente directa de imán permanente y tres motores a pasos; nosotros trabajaremos directamente con el motor de corriente directa; sin modificar los otros sistemas que componen el brazo robote.

***Motor de corriente continua**

Este tipo de motor es el que se encarga de variar tanto la velocidad como el sentido de giro y de esta manera posicionar el brazo robote en un lugar específico del espacio; con la integración del convertidor estático, el espacio donde se posesionará el brazo robote tendrá mayor resolución.

***Motores paso a paso**

Estos motores son los que controlan los movimientos de la mano, un motor de cuatro hilos controla el movimiento específico como balanceo (Roll), y dos motores de tres hilos, uno de ellos controla el movimiento conocido como Pitch (Cabeceo), y el otro controla la apertura y cierre de la pinza.

2.4.2 Sistema de Accionamiento Hidráulico

Este sistema de accionamiento lo componen dos cilindros de doble efecto, los cuales controlan los movimientos del brazo y antebrazo. La unidad de potencia hidráulica suministra fluido hidráulico a presión controlada a los actuadores lineales.

Esta formada por los siguientes componentes.

***Un panel de control del sistema hidráulico.**

*Una válvula reguladora de presión.

*Y dos reguladoras de caudal, colocadas atrás del brazo robote.

***Una bomba de desplazamiento positivo.**

La bomba que emplea el robote es de automóvil (Tsuru II), de lóbulos con válvula de alivio interna ajustable mediante resorte, esta se encuentra sumergida en el dispositivo de aceite.

***Mangueras de conexión rápida.**

Las mangueras son de alta presión (310 bars), a excepción de la línea principal de suministro así como las de regreso a tanque. La válvula de alivio esta calibrada para trabajar a una presión máxima de 7 bars, si se desea una presión mayor reajustar la válvula a cambiar las mangueras antes mencionadas, para evitar accidentes o daños tanto para el robote como al usuario.

2.5 CARACTERÍSTICAS PROPIAS DEL BRAZO

Las características del brazo robote prototipo tipo industrial, se muestran en la siguiente tabla. En esta tabla se hace mención de los aspectos más representativos del brazo robote, en lo que respecta a las diferentes áreas que los integran, así como de datos específicos y de rápida consulta para futuras modificaciones. Estos datos pueden servir también, para comparación con otros sistemas robóticos, para de esta manera poder dar un criterio bastante completo en cuanto el diseño.

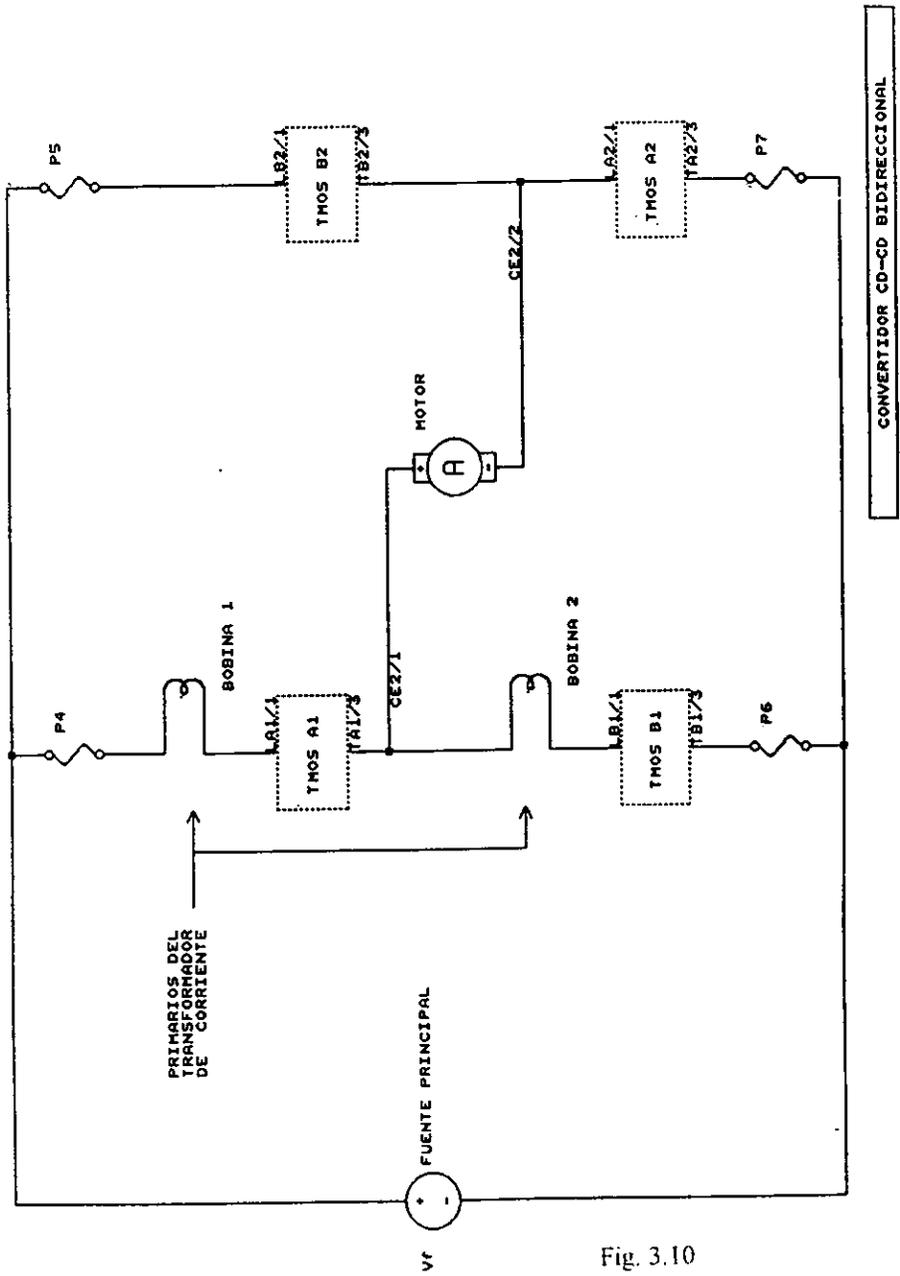
A continuación se muestra dicha tabla, la cual contiene tres columnas dando el termino del cual se esta refiriendo, la descripción de dicho parámetro y los comentarios propios de dicho robote.

TERMINO	DESCRIPCION.	COMENTARIOS
Grados de libertad	5	Mov. No incluido. Yaw
Capacidad de carga sin pinza	-	La presión (7 bar) esta en el límite admisible de la línea principal de suministro (8 bar).
Con pinza	-	Aumentar ya que el robote tiene problemas al iniciar un movimiento ascendente al estar totalmente extendido.
Base Gama Velocidad baja Velocidad alta Incrementos	Movimiento giratorio 0-180 5.83/seg 9.04/seg 1	El error de posicionamiento varia de acuerdo al sistema de control utilizado.
Brazo Gama Incrementos Velocidad	Movimiento giratorio 0-58 1 Variable	Ajuste de la válvula reguladora de caudal.
Antebrazo Gama Incrementos Velocidad	Movimiento giratorio 0-85 1 Variable	Ajuste de la válvula reguladora de caudal.

<p>Pinza</p> <p>Gama</p> <p>Incrementos</p> <p>Velocidad alta</p> <p>Velocidad baja</p>	<p>Movimiento</p> <p>Apertura/Cierre</p> <p>110 (sin dedos)</p>	<p>La apertura y cierre de la pinza se hace a través de un motor PAP, por ello, se le pueden anexar algunas de las características de los motores PAP conocidos como Roll y Pitch.</p>
<p>Sistema de accionamiento</p> <p>Eléctrico</p> <p>Hidráulico</p> <p>(presión máxima = 7 bars)</p>	<p>Instalados:</p> <p>Un motor de CD</p> <p>Tres motores PAP</p> <p>Dos cilindros de doble efecto controlados por válvulas de accionamiento eléctrico.</p>	<p>Motor de CD:</p> <p>Consumo (marcha min)= 0.2A; 3V</p> <p>Consumo (marcha máx)= 0.8A;16V</p> <p>Motor PAP de 4 fases:</p> <p>Caract.=1",5V; 200 pasos</p> <p>Dos motores PAP de 3 fases:</p> <p>Dos electroválvulas 4/3 de centro cerrado:</p> <p>Caract.= 0.3A; 24V; 160 bars.</p>
<p>Detección de posición</p>	<p>Por potenciómetros giratorios.</p> <p>Por sensor óptico (contabilización de interrupciones a través de una variable dentro del programa)</p>	<p>En el control de la posición existen demasiados problemas en lo que respecta al sensor óptico situado en el eje del motor de CD, introduce errores muy grandes.</p> <p>En el motor de CD se genera una curva de velocidad, tomando como parámetro la cantidad de interrupciones sensadas por el opto.</p>
<p>Número de ejes controlados</p>	<p>5</p> <p>Base</p> <p>Brazo</p> <p>Antebrazo</p> <p>Roll</p> <p>Pitch</p>	<p>Sistemas realimentados</p> <p>(relimentación continua)brazo y antebrazo.</p> <p>(Realimentación no continua) base.</p> <p>Sistemas no realimentados:</p> <p>Roll, Pitch y pinza.</p> <p>Todos los movimientos son coordinados, no hay movimientos concurrentes.</p>
<p>Alimentación eléctrica del brazo robote</p>	<p>127Vca ±10%</p> <p>60Hz ±10%</p> <p>10 Amp.</p>	

Una vez que se describieron las características generales que conforman al brazo robote, el cual se utiliza para la realización de este proyecto de tesis, ya se puede

enfocar directamente la modificación de el grado de resolución que corresponde al movimiento giratorio de la base de dicho robote, ya que en el proyecto inicial el control de este grado de libertad se realizaba basado en un encoder o disco perforado con 34 orificios, lo cual limitaba el rango de exactitud con la que trabajaba dicho sistema; en esta tesis se implementa un nuevo encoder diseñado con una placa de acrílico acoplado en la flecha del motor de CD, antes de la reducción de engranes que permiten el movimiento de la base del robote, este disco cuenta con **273 perforaciones**, lo cual aumenta considerablemente la precisión de operación; además el tipo de control que se implementa para este grado de libertad consta de un conjunto de varias tarjetas electrónicas dentro de un gabinete sensando velocidad, sentido de giro y posición de dicha base, que en su conjunto formará lo que se manejará como *CONVERTIDOR ESTÁTICO* el cual se describe ampliamente en el siguiente capítulo.



CONVERTIDOR CD-CD BIDIRECCIONAL

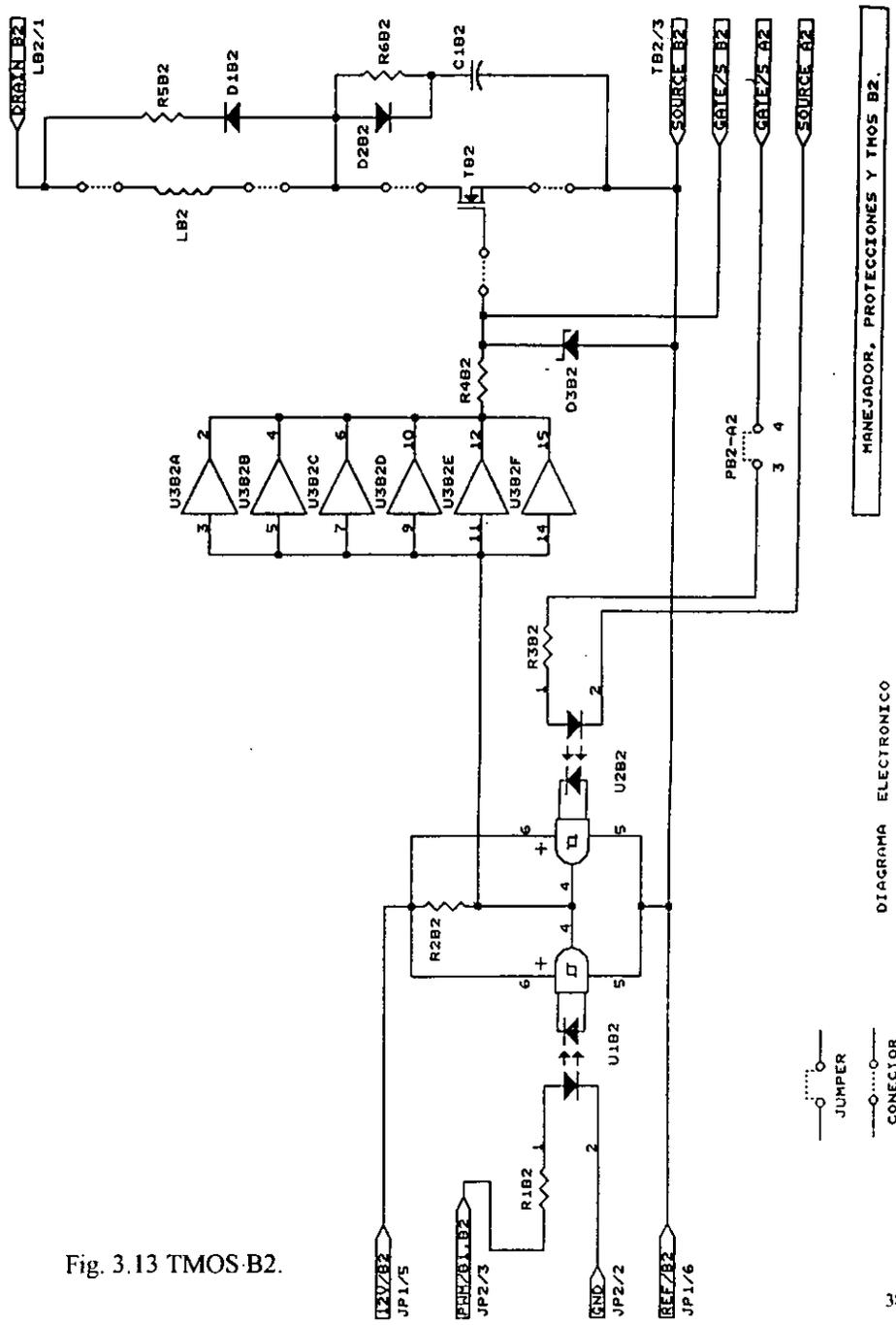


Fig. 3.13 TMOS B2.

..... 0
 JUMPER
 0
 CONECTOR

DIAGRAMA ELECTRONICO

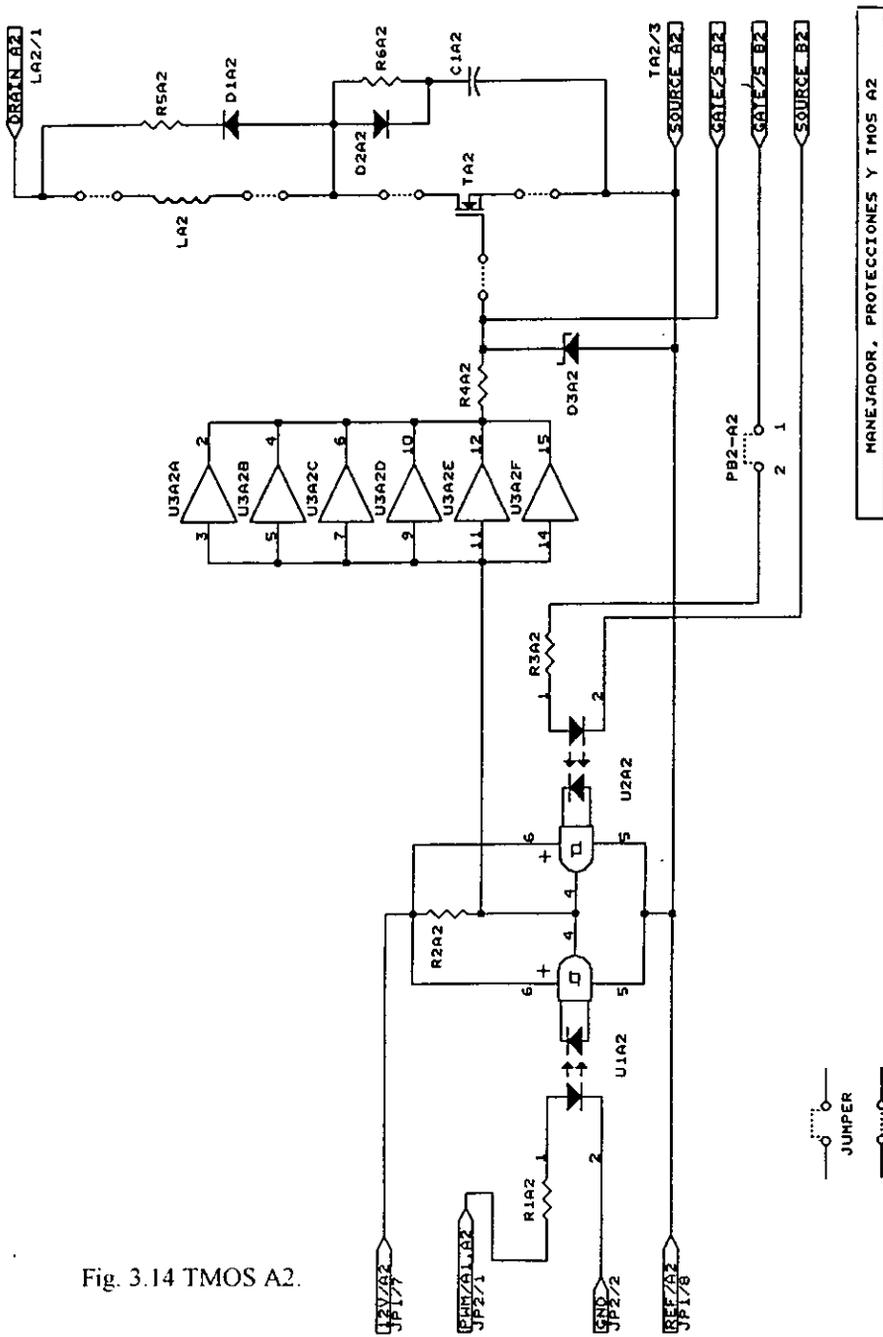


Fig. 3.14 T MOS A2.

MANEJADOR, PROTECCIONES Y TIPOS A2

DIAGRAMA ELECTRONICO

—•—•—
JUMPER
—•—•—
CONECTOR

LISTA DE PARTES
Tarjeta de los Manejadores

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	8	U1A1, U2A1, U1B1, U2B1, U1B2, U2B2, U1A2, U2A2,	Optoacoplador NTE3090
2	4	U3A1, U3B1, U3A2, U3A2	Integrado CD4050
3	4	TA1, TB1, TB2, TA2	Transistor TMOS IRF730
4	4	R1A1, R1B1, R1A2, R1B2	Resistor 2.2 k Ω , 1/4 W
5	4	R2A1, R2B1, R2B2, R2A2	Resistor 560 Ω , 1/2 W
6	4	R3A1, R3B1, R3B2, R3A2	Resistor 6.8 k Ω , 1/4 W
7	4	R4A1, R4B1, R4B2, R4A2	Resistor 47 Ω , 1/4 W
8	4	R5A1, R5B1, R5B2, R5A2	Resistor 47 Ω , 1/2 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, 1/4 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

LISTA DE CONECTORES
Tarjeta de los Manejadores

JP1	Polarizador 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 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

Tarjeta de los 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

3.3 MODULADOR ANCHO DE PULSO Y ACONDICIONADOR DE SEÑAL

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. 3.15 muestra el funcionamiento del circuito.

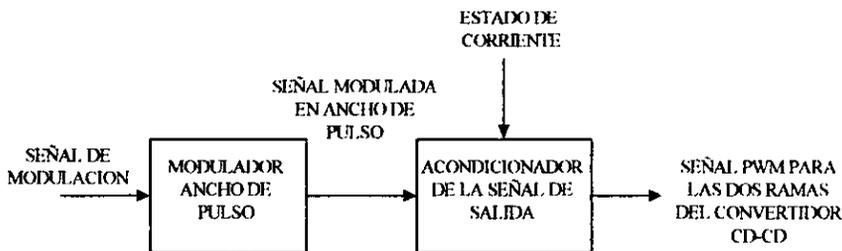


Fig. 3.15 Diagrama de bloques del modulador ancho de pulso.

El sistema PWM emplea, normalmente, una sola fuente de alimentación. Para conseguir variaciones de frecuencia, el amplificador de conmutación se diseña para una frecuencia constante y sólo se cambia la anchura del pulso.

La modulación ancho de pulso se logra por medio de la comparación de una señal de diente de sierra de frecuencia fija con una señal de modulación. Cuando esta última es mayor que la señal de 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.

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, así como la lista de partes y puntos de prueba de dicha tarjeta.

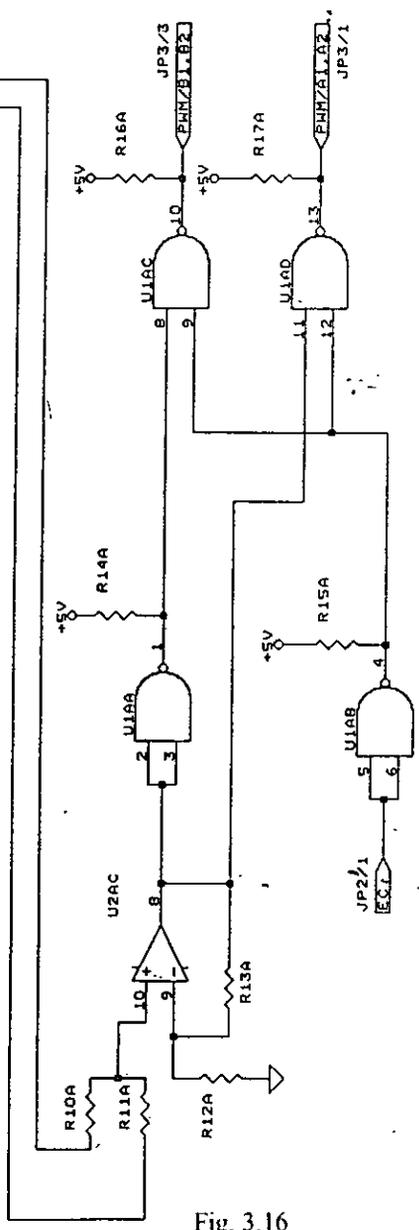
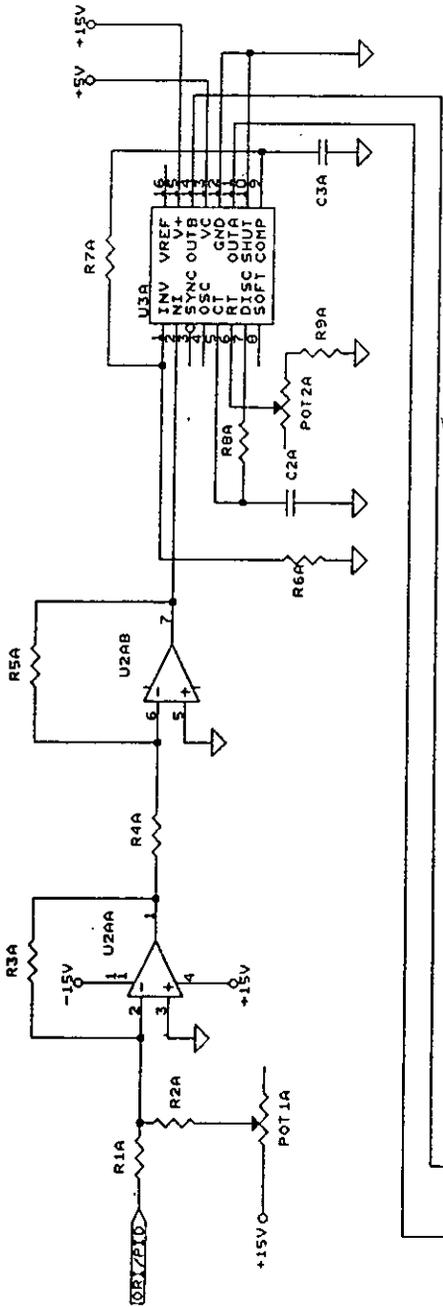


Fig. 3.16

PHM Y ACONDICIONADOR DE SENAL

DIAGRAMA ELECTRONICO

LISTA DE PARTES

Modulador ancho de pulso y acondicionador de señal

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1A	74LS01
2	1	U2A	TL084
3	1	U3A	Modulador SG3525
4	1	R1A	Resistor 22 k Ω , 1/4 W
5	1	R2A	Resistor 3.3 k Ω , 1/4 W
6	1	R3A	Resistor 1.5 Ω , 1/4 W
7	6	R4A, R5A, R10A, R11A, R12A, R13A	Resistor 10 k Ω , 1/4 W
8	1	R6A	Resistor 1 M Ω , 1/4 W
9	1	R7B	Resistor 33k Ω , 1/4 W
10	1	R8A	Resistor 1 Ω , 1/4 W
11	1	R9A	Resistor 5.6k Ω , 1/4 W
12	4	R14A, R15A, R16A, R17A	Resistor 270 Ω , 1/4 W
13	1	C1A	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35V
14	1	C2A	Capacitor de mica 10 nF, 100V
15	1	C3A	Capacitor de mica 1 nF, 63V
16	1	POT1A	Potenci3metro 10 k Ω
17	1	POT2A	Potenci3metro 2 k Ω

LISTA DE CONECTORES

Modulador ancho de pulso, acondicionador de señal y posicionador

JP1	Polarizador 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 de 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 PB2

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 del 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

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

3.4 TARJETA DEL SENSOR DIGITAL DE POSICION

Sensor digital de posición

El objetivo del sensor digital de posición, es convertir el valor de desplazamiento angular del eje del motor a un valor analógico de voltaje, a partir de un transductor de movimiento digital (codificador óptico) el cual se ha diseñado y adaptado en la flecha del motor de C.D., respetando la relación lineal siguiente:

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

El codificador incremental que se diseña, 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. 3.17, con este defasamiento es posible detectar en que sentido se mueve el motor.

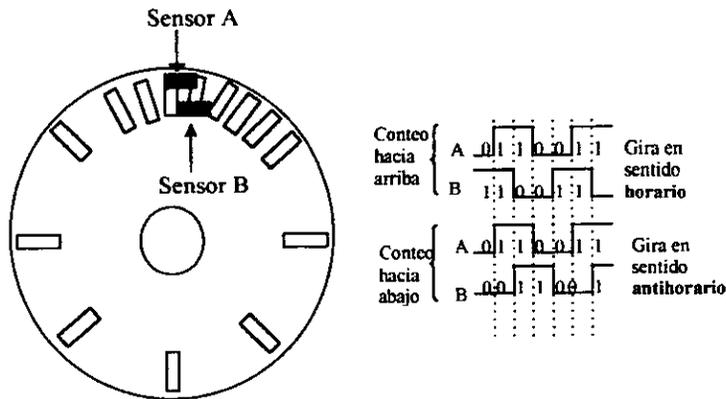


Fig. 3.17 Principio de funcionamiento del codificador óptico

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

- * Disco de acrílico color negro de diámetro = 18 Cm.
- * Disco con perforaciones de 1.1 mm.
- * Sensores colocados en disco con salidas de niveles lógicos TTL, de colector abierto.
- * Resolución de 273 pulsos/revolución.

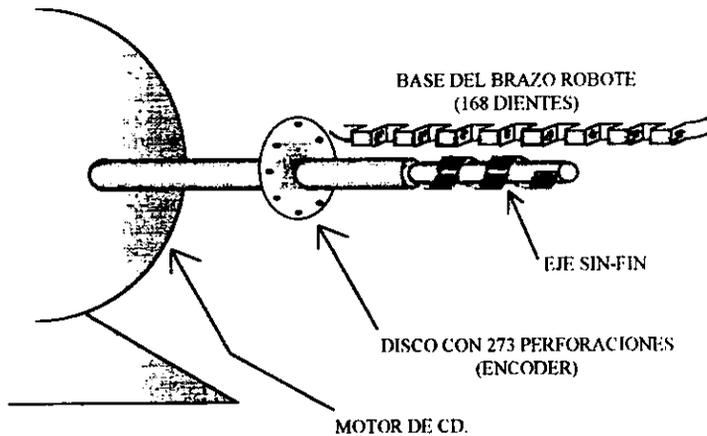


FIG. 3.18 Acoplamiento del *encoder* en la flecha del motor de CD.

Si se observa la fig. 3.18 se dice que cuando el motor gira una vuelta completa, genera 273 pulsos; y también se ve que se requieren 168 vueltas completas de la flecha del motor, para que la base del roboto prototipo gire 360°; si queremos determinar el número de pulsos que se necesitan para efectuar esta última operación, tenemos:

$$273 \text{ (pulsos/engrane)} * 168 \text{ (engranes)} = 45\ 864 \text{ (pulsos)}$$

Esto quiere decir, que se necesitan 45 864 pulsos para que el roboto gire 360°.

El diagrama de bloques de la fig. 3.19 ilustra el funcionamiento del sensor de posición

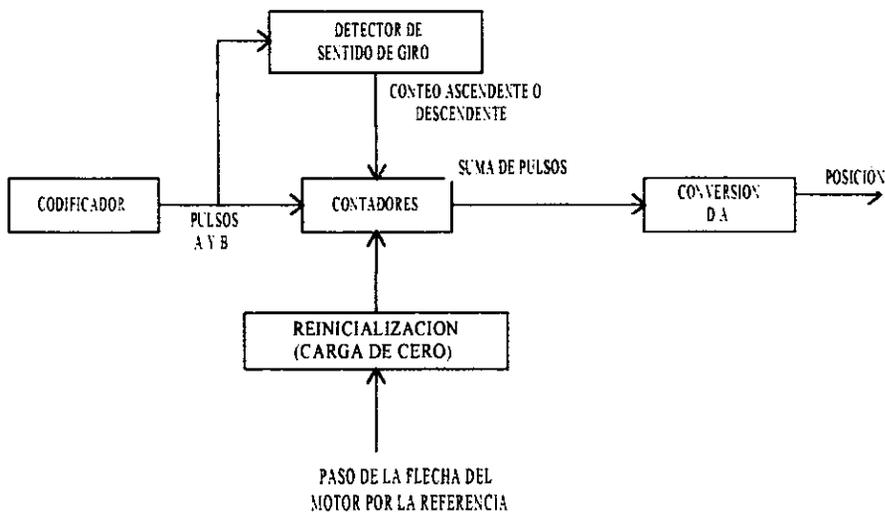


Fig. 3.19 Diagrama de bloques del sensor de posición

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. 3.17.

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).

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 el sentido 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 la base del robote pueda dar como máximo una vuelta completa).

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

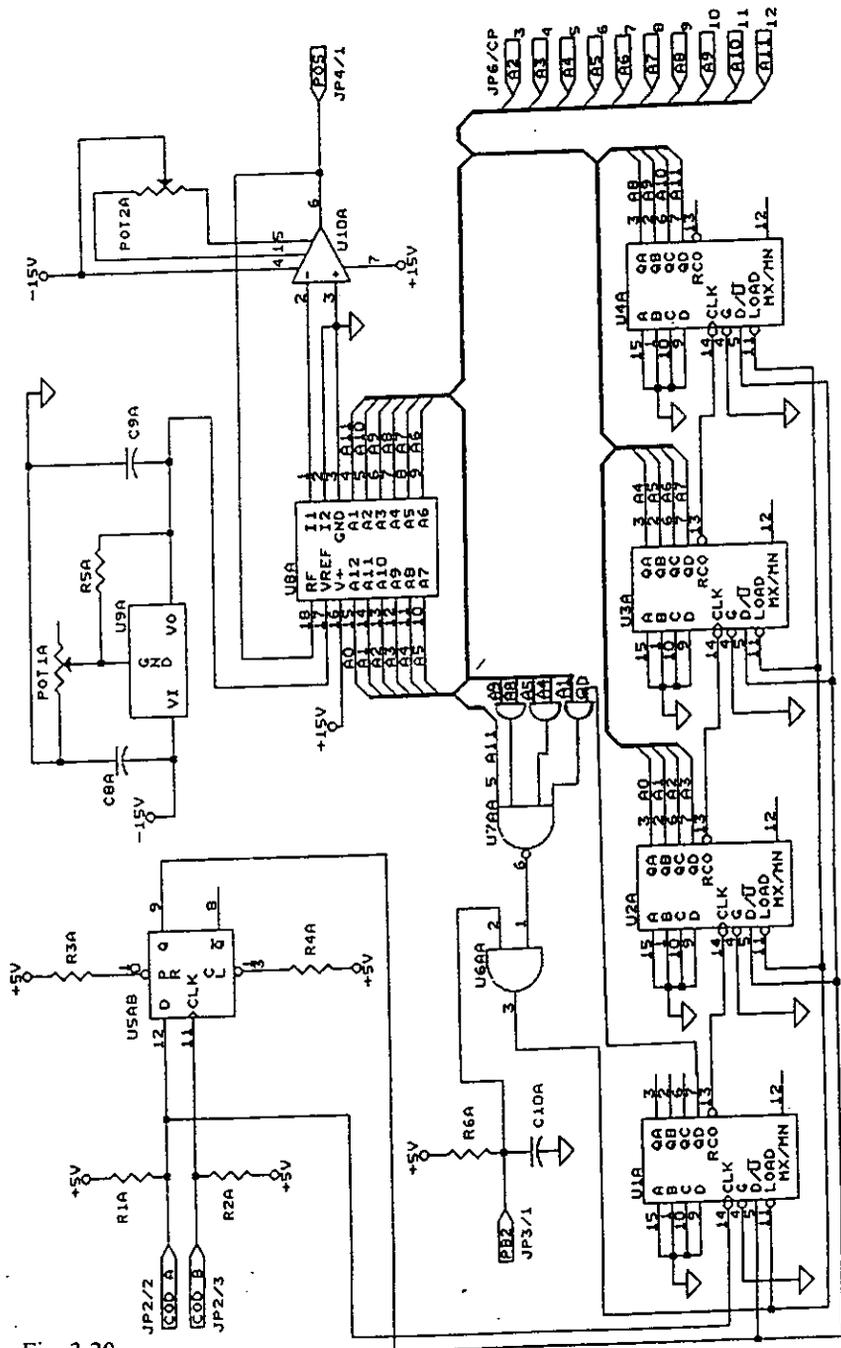


Fig. 3.20

SENSOR DIGITAL DE POSICION

3.5 SENSOR DIGITAL DE VELOCIDAD

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.

$$\frac{\text{Voltaje de salida del sensor}}{\text{Velocidad en RPM}} = \frac{5V}{6RPM} \dots\dots\dots \text{ec. 3.3}$$

donde 6 RPM corresponde a la velocidad máxima de la flecha del motor más un margen de sobrevolocidad del 3%.

El transductor utilizado en este sensor es 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 incluyen el siguiente diagrama de bloques.

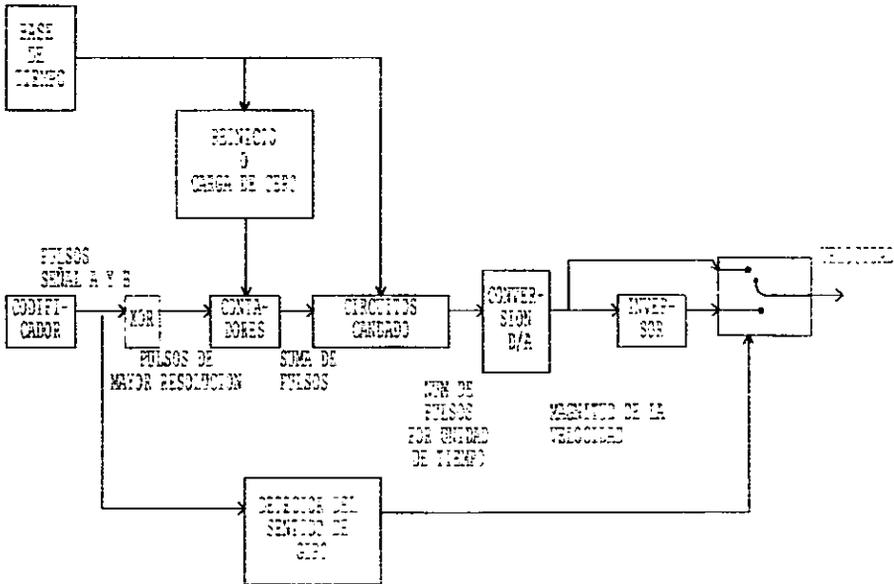


Fig. 3.21 Diagrama a bloques del sensor digital de velocidad.

La resolución del codificador (de la señal A o B) en la flecha del motor, es de 45864 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 91728 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 esta dado por:

$$6 \text{ RPM} * 91\,728 \frac{\text{pulsos}}{\text{revolución}} = 9\,172.8 \frac{\text{pulsos}}{\text{revolución}}$$

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:

$$(t_{\text{base}}) = \frac{4096 \text{ pulsos}}{9172.8 \text{ pulsos/seg.}} = 446.53 \text{ mseg.}$$

Con este valor de base de tiempo, la velocidad más baja que se puede detectar esta determinada por la ecuación:

$$\left(\frac{1 \text{ pulso}}{0.4465 \text{ seg.}} \div 91728 \frac{\text{pulso}}{\text{revolución}} \right) \times \frac{60 \text{ seg.}}{1 \text{ minuto}} = 0.001464 \text{ RPM}$$

Con la base de tiempo se desea, activar los circuitos candado (cuya salida esta 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 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} , lo cual se puede observar en la figura 3.22.

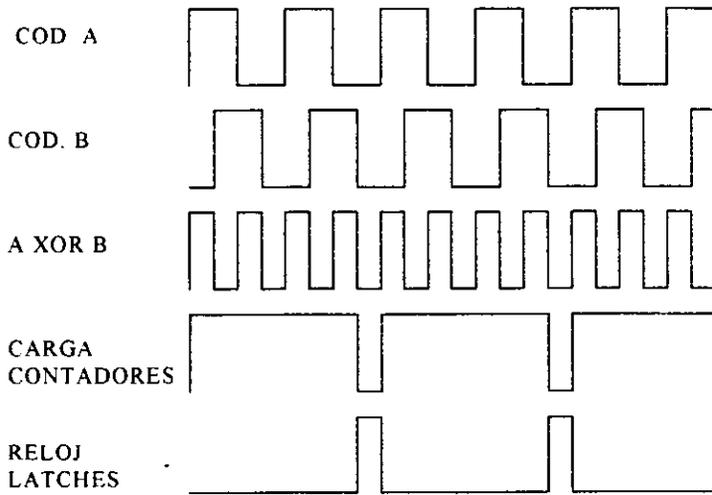


Fig. 3.22 Esquema del diagrama de tiempos del sensor digital de velocidad.

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 para garantizar que el ciclo de trabajo sea igual o mayor del 50%.

Los tiempos alto y bajo se establecen a través de un circuito RC con diferentes tipos de carga y descarga, este circuito está formado por un resistor (R_{1B}), un capacitor (C_{8B}), un potenciómetro (POT_{1B}) y un diodo ($D_{1B}=1N4744$) 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 ecuaciones siguientes:

$$t_{\text{alto}} = 0.695 * R_{POT1B} * C_{8B}$$

$$t_{\text{bajo}} = 0.695 * R_{1B} * C_{8B}$$

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

$$T = t_{\text{alto}} + t_{\text{bajo}} = 0.695 * (R_{POT1B} + R_{1B}) * C_{8B}$$

Se escogió para el capacitor C8B un valor de 47 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:

$$t_{\text{bajo}} = 0.695 (560)47 \times 10^{-6} = 18.29 \text{ mseg.}$$

$$T = t_{\text{alto}} + t_{\text{bajo}} = 446.53 \text{ mseg.} + 18.29 \text{ mseg.} = 464.82 \text{ mseg.}$$

Lo cual implica tener, finalmente un periodo para la base de tiempo de 464.82 mseg. que corresponde a una frecuencia de 2.15 Hz.

Para realizar físicamente el conteo se utilizan tres contadores binarios 74LS191 conectados en cascada (U1B, U2B, U3B). 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 periodo. 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 candados se utilizaron integrados hexadecimales 74LS174 (U6B y U7B). La activación de los circuitos candados se da por una transición de estado bajo y 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. 3.22.

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. 3.3 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 un 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 esta 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, en seguida, la lista de material, conectores y puntos de prueba de la tarjeta completa.

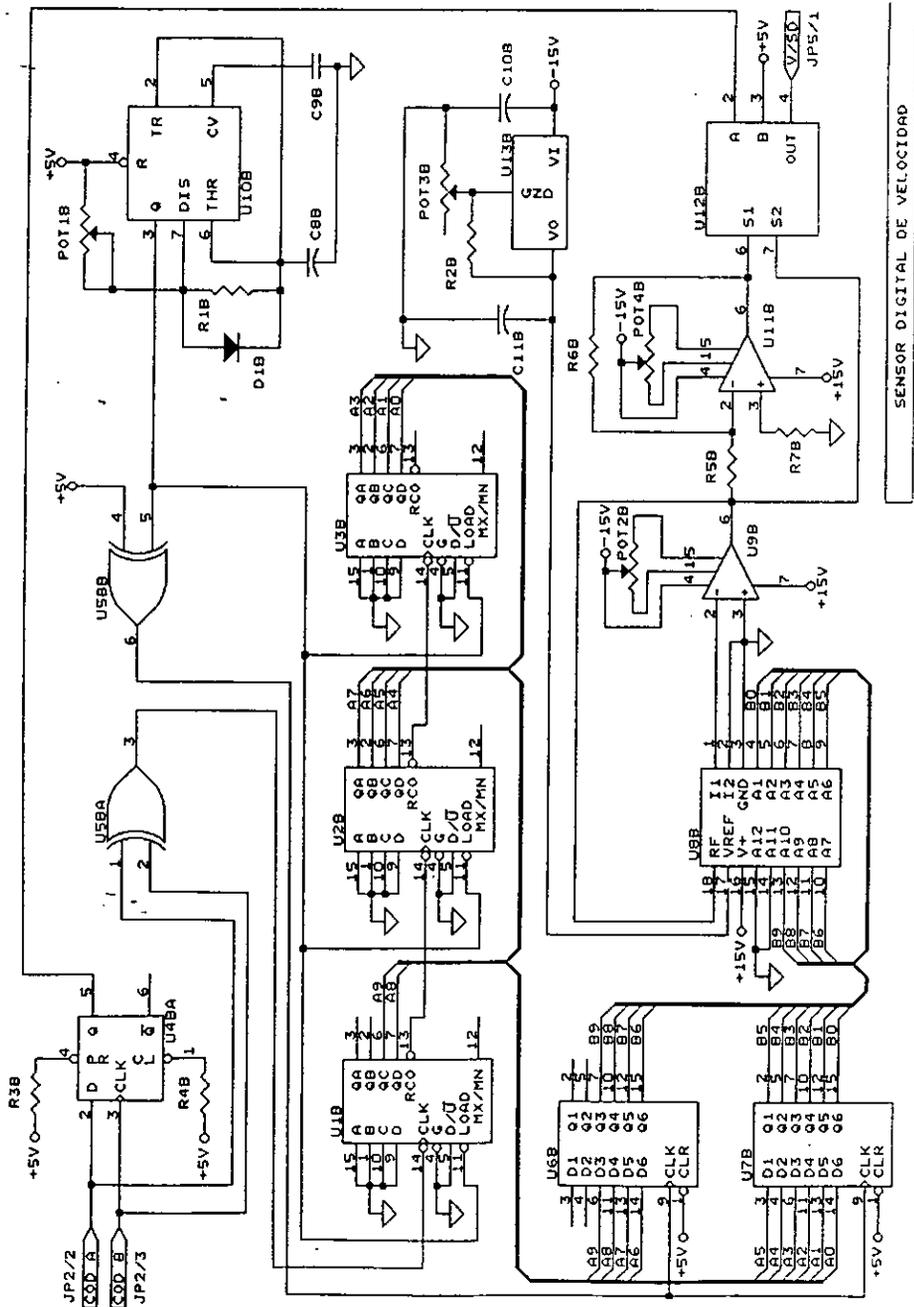


Fig. 3.23

DIAGRAMA ELECTRONICO

LISTA DE PARTES
Sensor Digital de Velocidad

Item	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 , $\frac{1}{4}$ W
12	1	R2B	Resistor 120 Ω , $\frac{1}{4}$ W
13	2	R3B, R4B	Resistor 330 Ω , $\frac{1}{4}$ W
14	2	R5B, R6B	Resistor 110 K Ω , $\frac{1}{4}$ W
15	1	R7B	Resistor 5.6 K Ω , $\frac{1}{4}$ 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 47 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	Polarizador 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

JPS	
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 CIRCUITO POSICIONADOR

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 muestran el funcionamiento de este circuito en diferentes condiciones .

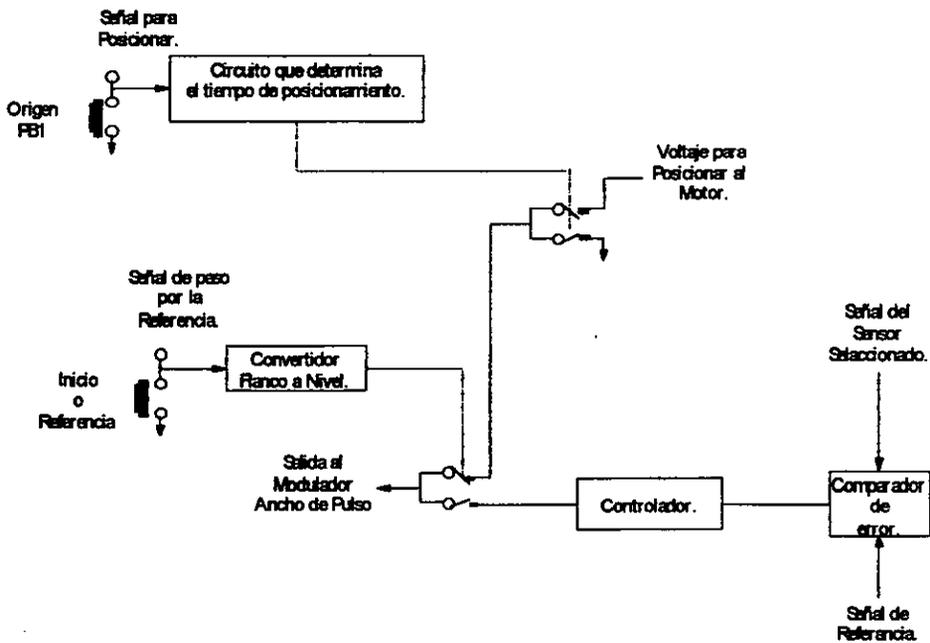


fig. 3.24 Diagrama de bloques del circuito posicionador en el encendido

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.

Para llevar a la flecha del motor a su posición de inicio (o referencia), se acciona el interruptor de presión normalmente abierto PB1. 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 de 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. 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 :

$$t_w = 1.1 (R_{POT1B} \cdot R_{1B}) C_{4B}$$

en la realización física de la ecuación 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 temporizado LM555 es provocado únicamente por la activación de 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 siguiente tabla se muestran 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 (PB1 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 $C = AB'$, 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 desee 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.

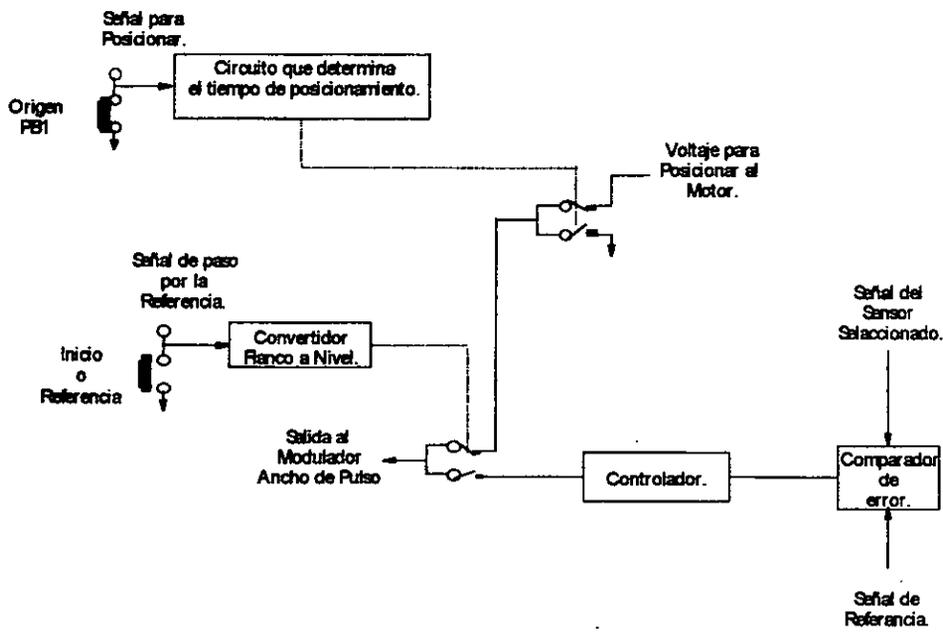


Fig. 3.25 Diagrama de bloques del circuito posicionador al activarse PB1.

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. 3.26). 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.

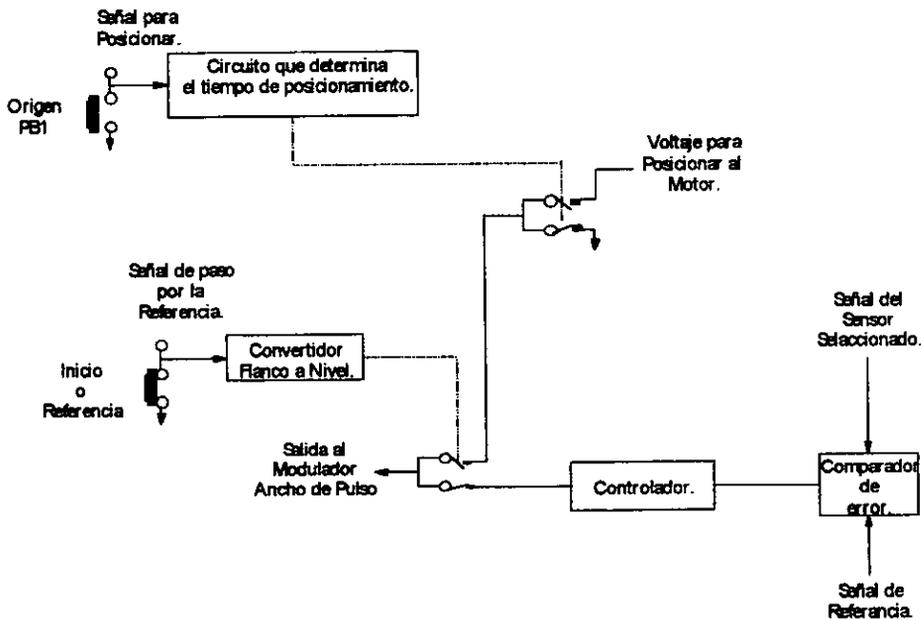


Fig. 3.26 Diagrama de bloques del circuito posicionador al alcanzar la posición de inicio.

A continuación se presenta el diagrama electrónico del circuito posicionador.

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 , 1/4W
7	2	R2B, R3B	Resistor 2.2k Ω , 1/4W
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 , 1/4 W
11	5	C1B, C2B, C3B, C6B, C7B	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35V
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

3.7 SENSOR DE CORRIENTE

El objetivo de este módulo es detectar la magnitud (no se tomará en cuenta el sentido) de la corriente promedio I_a que pasa a través del motor de CD, su funcionamiento se basa en el siguiente diagrama a bloques.

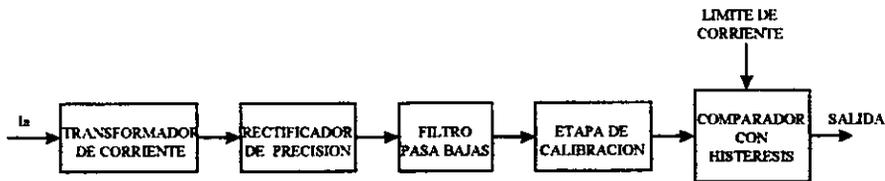


Fig. 3.28 Diagrama a bloques del funcionamiento del Sensor de Corriente.

Dicha magnitud de la corriente I_a la convertirá en una señal de voltaje a un rango de 0 a 5 volts, con la siguiente relación:

nivel de voltaje del sensor/corriente promedio = 1 Volt/1Amp

El sensor de corriente está formado por las siguientes partes principales: transformador de corriente, rectificador de precisión, filtro pasabajas y una etapa de calibración. Se explica a continuación el funcionamiento de cada etapa.

3.7.1 Transformador de Corriente

El elemento que detecta la corriente que pasa a través del motor es un transformador de corriente que tiene dos devanados primarios de una sola vuelta cada uno (calibre 14 AWG), un devanado secundario con aproximadamente 1000 vueltas (calibre 29 AGW) y un núcleo toroidal de ferrita (T800x500x300 de BRIMEX) sobre el cual están enrollados los 3 devanados. Cada devanado primario está conectado con una de las ramas del puente H, para aprovechar los pulsos de corriente que pasan por los TMOS como se observa en la figura anterior y de esta manera inducir corriente en el devanado secundario.

En el lado secundario se ajustó experimentalmente la resistencia de carga de tal manera que la espiga de corriente que se inducía no fuera afectada en su valor máximo por la variación del ciclo de trabajo del PWM (sobre todo en los valores extremos del ciclo de trabajo), como se observa en la figura siguiente:

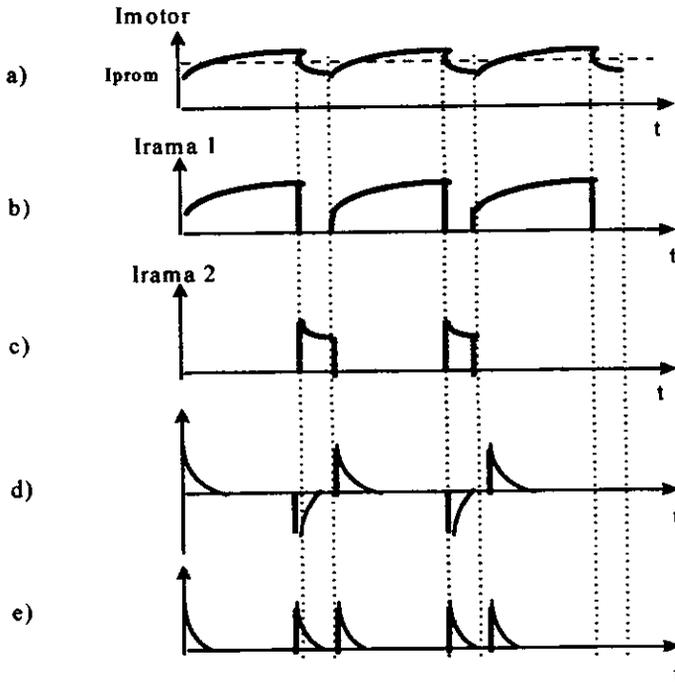


Fig. 3.29 Gráficas del ciclo de trabajo del transformador de corriente.

El valor para la resistencia de carga encontrado fue de $28\text{ K}\Omega$ (paralelo de $R1$ y $R2$ de $56\text{ K}\Omega$ cada una).

3.7.2 Rectificador de Precisión

El rectificador de precisión se basa en un arreglo de dos amplificadores operacionales (TL081) y diodos de señal pequeña, con ganancia unitaria y que permite rectificar señales con magnitud menor a la caída de voltaje en los diodos.

3.7.3 Filtros Pasabajas

La señal de salida de la etapa de rectificación pasa a través de un filtro Pasabajas de primer orden, con el objeto de eliminar el rizo en la señal asociado a la frecuencia de conmutación (20kHz) del Convertidor CD-CD. Por otro lado, el ancho de banda del filtro debe ser lo suficientemente amplio para contener la dinámica eléctrica del motor, cuya constante de tiempo es 0.65 [ms], cuya frecuencia es de 1.5 [kHz].

El filtro se construyó con base en un amplificador operacional como se muestra en el diagrama electrónico de la figura 3.30. Para dicha configuración la función de transferencia del filtro es la siguiente:

$$V_{sal}/V_{ent} = A(s) \frac{1}{1+sRC}$$

$$A(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC}$$

la frecuencia de corte esta determinada por:

$$\omega_{3dB} = \frac{1}{RC} = 2\pi f_{3dB}$$

se consideró apropiado establecer una frecuencia de corte f_{3dB} de 8 [kHz]. Con un valor de $R=10$ [K *omega*], se puede encontrar el valor del capacitor:

$$C = \frac{1}{2\pi f R} = \frac{1}{2\pi (8000) (10000)} = 1.99 \times 10^{-9} \text{ [Farads]}$$

se utilizó un valor comercial de 2.2. [nf].

3.7.4 Calibración de la ganancia y el nivel de CD

La siguiente etapa es de calibración, la cual se realizó con la ayuda de un amplificador operacional y un Potenciómetro multivoltas para el ajuste.

El procedimiento de calibración se llevó a cabo de la siguiente manera: se colocó un amperímetro digital en serie con el motor, el cual se hizo girar a diferentes velocidades en estado estacionario, para medir la corriente promedio I_a . De esta manera se logró la siguiente relación: por cada Ampere en promedio que circula por el motor, a la salida de esta etapa se tiene 1 Volt.

3.7.5 Comparador de umbral con Histéresis

La última etapa la constituye un comparador de umbral con histéresis (construido alrededor de un amplificador operacional (TL081), con un umbral superior (VUH) de 4 [V] e inferior (VLH) de 3 [V], su valor central (V_{ctrl}) es igual a 3.5 [V]. El cálculo del voltaje de referencia (V_{ref}) necesario es como sigue:

$$V_{ctrl} = VUH + VLH / 2 = 4 + 3 / 2 = 3.5 \text{ [V]}$$

$$VUH = VUH - VLH = 4 - 3 = 1 \text{ [V]}$$

$$V_{ref} = V_{ctrl} / (1 + 1/n) = 3.5 \text{ [V]} / 1.033 = 3.38 \text{ [V]}$$

donde n se define como:

$$n = V(\text{SAT}+) - V(\text{SAT}-) / VH = 15 \text{ [V]} + 15 \text{ [V]} / 1 = 30$$

donde: V(SAT+) y V(SAT-) son los valores de saturación del amplificador operacional.

Para obtener un valor preciso de la referencia se utilizó un regulador de voltaje variable LM317.

Dado que el detector de nivel con histéresis entrega pulsos en los niveles de saturación (+15 V y -15 V) y se desea tener señales de 0 y 5 [V] para enviarlas a un circuito TTL, fue necesario colocar un diodo zener de 5.1 [V], con su respectiva resistencia limitadora de corriente; quedando las señales de salida del módulo limitador de corriente de la siguiente manera: cuando la entrada al detector es igual o mayor a VUH, la salida del módulo es de +5 [V] y cuando la entrada es igual o menor a VLH la salida es de -0.7 [V] (el diodo zener está polarizado en directa), dichos valores son compatibles con TTL.

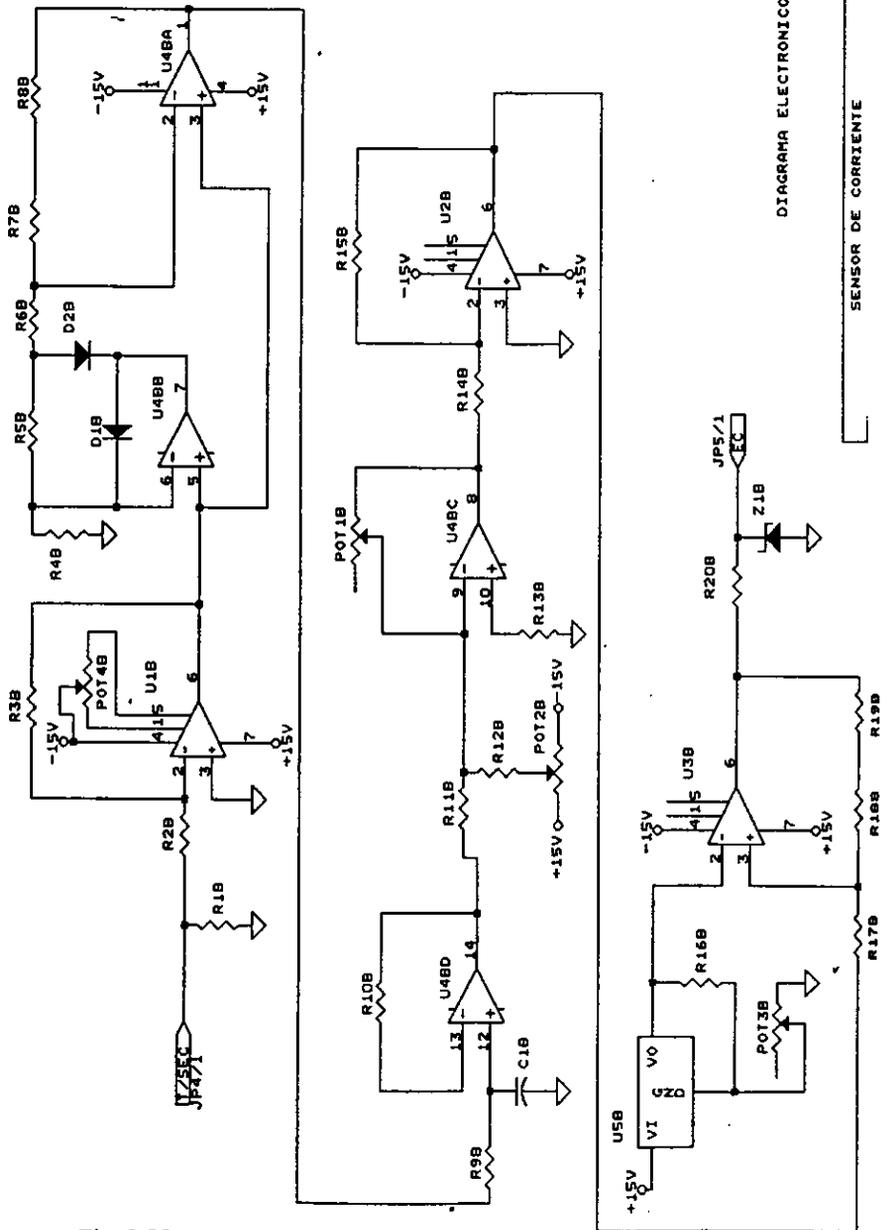


DIAGRAMA ELECTRONICO

Fig. 3.30

LISTA DE PARTES
Sensor de Corriente

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	3	U1B, U2B, U3B	TL 081
2	1	U4B	TL084
3	1	U5B	REGULADOR LM317
4	2	R1B, R2B	Resistor 56 k Ω , 1/4W
5	1	R3B	Resistor 3.9k Ω , 1/4W
6	6	R4B, R5B, R6B, R7B, R8B, R18B	Resistor 22 k Ω , 1/4W
7	7	R9B, R10B, R11B, R12B, R13B, R14B, R15B	Resistor 10 k Ω , 1/4W
8	1	R16B	Resistor 270 Ω , 1/4 W
9	1	R17B	Resistor 1 k Ω , 1/4 W
10	1	R19B	Resistor 8.2k Ω , 1/4 W
11	1	R20B	Resistor 560 Ω , 1/4 W
12	2	D1B	Diodo de señal rápida 1N4148, 75 V, 75 mA
13	1	Z1B	Diodo Zener 5.1V 1W
14	1	C1B	Capacitor de mica 2.2 nF, 250 V
15	1	POT1B	Potenciómetro 250k Ω
16	1	POT2B	Potenciómetro 5 k Ω
17	1	POT3B	Potenciómetro 2 k Ω
18	1	POT4B	Potenciómetro 10 k Ω

3.8 TARJETA DE LA FUENTE DE LOS MANEJADORES

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 Amperes.

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

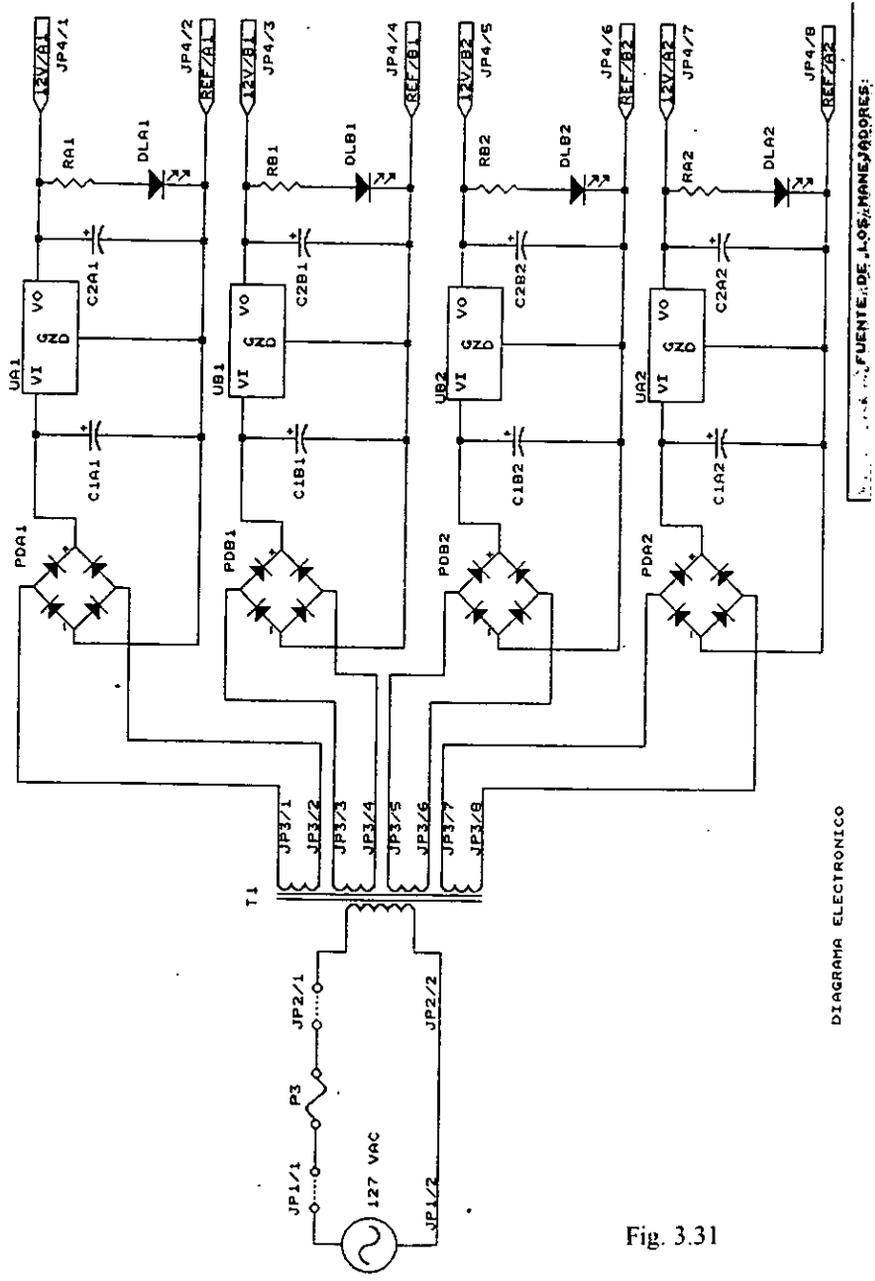


DIAGRAMA ELECTRONICO

Fig. 3.31

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

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=400V, 2 A
3	4	C1A1, C1B1, C1B2, C1A2	Capacitor electrolítico 1000 μ F, 25V
4	4	C2A1, C2B1, C2B2, C2A2	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35V
5	4	RA1, RB1 RB2, RA2	Resistor 1.2 k Ω , 1/4W
6	4	DLA1, DLB1, DLB2, DLA2	LED rojo
7	1	T1	Transformador 127 V : 12 V (4), 2A
8	1	P3	Fusible 2A, 250V

LISTA DE CONECTORES

Tarjeta de la fuente de los manejadores

JPI	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 manejadores A1
2	Referencia A1'
3	12 V para manejadores A2
4	Referencia A2'
5	12 V para manejadores A3
6	Referencia A3'
7	12 V para manejadores A4
8	Referencia A4'

3.9 TARJETA DE LA FUENTE AUXILIAR.

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

- *Tarjeta del sensor de corriente
- *Tarjeta del sensor digital de posición
- *Tarjeta de sensor digital de velocidad
- *Tarjeta del modulador ancho de pulso, acondicionador de señal y posicionador.

Para cumplir lo anterior la tarjeta provee los siguientes voltajes:

- +15 Volts
- 15 Volts
- +5 Volts

La fuente se construye en base a 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 esta provista de una maya 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 electrónico, la lista de material y conectores para esta tarjeta.

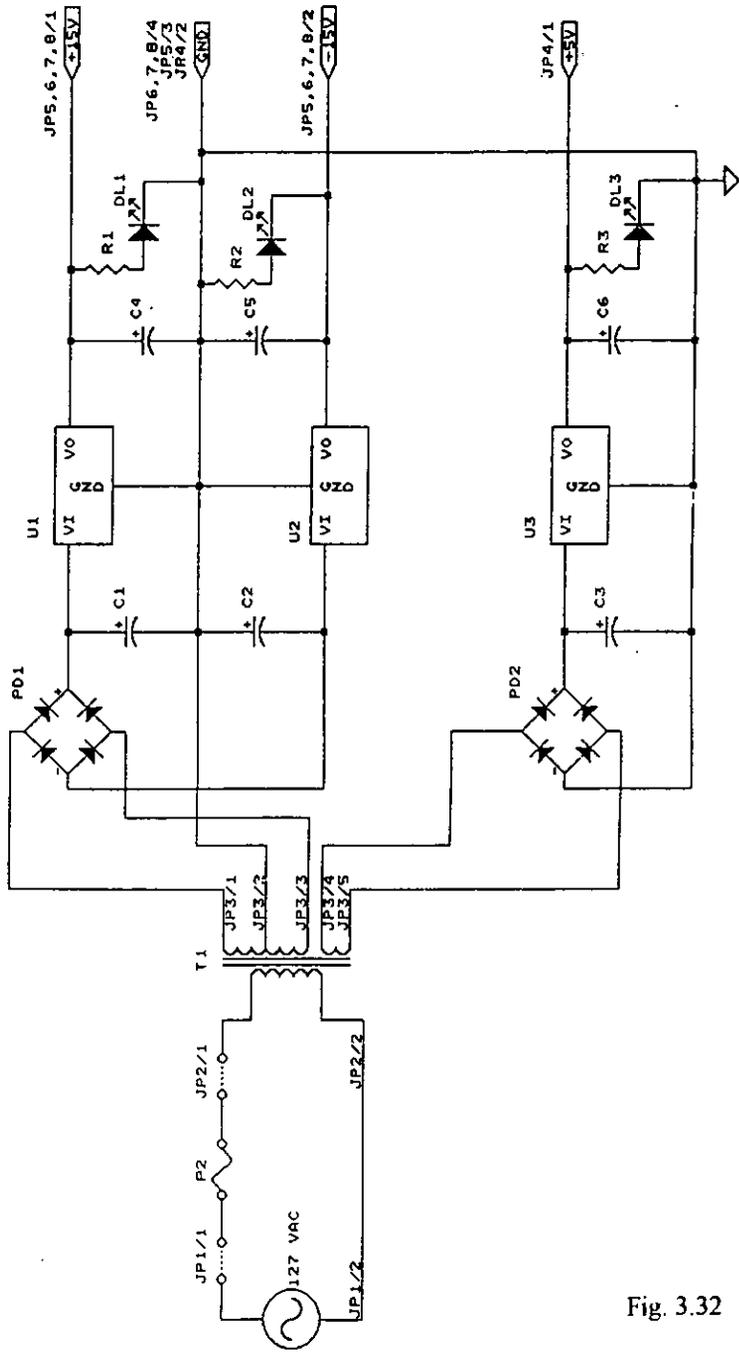


DIAGRAMA ELECTRONICO

FUENTE AUXILIAR (+15V, -15V, +5V Y GND)

Fig. 3.32

LISTA DE MATERIAL**Fuente Auxiliar**

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1	Regulador LM 7815
2	1	U2	Regulador LM 7915
3	1	U3	Regulador LM 7805
4	2	PD1, PD2	Puente de diodos PRV=400V, 2A
5	3	C1, C2, C3	Capacitor electrolítico 2200 μ F, 35V
6	3	C4, C5, C6	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35V
7	2	R1, R2	Resistor 1.5 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
8	1	R3	Resistor 560 Ω , $\frac{1}{4}$ W
9	3	DL1, DL2, DL3	LED rojo
10	1	T1	Transformador 127V: 30V, tap central 6V, 2A
11	1	P2	Fusible 1.5 A, 250V

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
JP6	Polarización de la tarjeta del modulador ancho de pulso y posicionador
JP7	Polarización de la tarjeta del controlador
JP8	Polarización de la tarjeta de los sensores digitales de posición y de velocidad

JP1	
PIN	SEÑAL
1	127 VCA
2	127 VCA

JP2	
PIN	SEÑAL
1	Entrada
2	Entrada

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

JP4	
PIN	SEÑAL
1	+5 V
2	Tierra

JP3	
PIN	SEÑAL
1	+15 V
2	- 15 V
3	Tierra

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

3.10 TARJETA DE LA FUENTE PRINCIPAL DE ALIMENTACIÓN

El diseño de la fuente principal de alimentación, del convertidor estático, consiste en un transformador, un puente de diodos y un capacitor, como se muestra en la figura 3.33. 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.

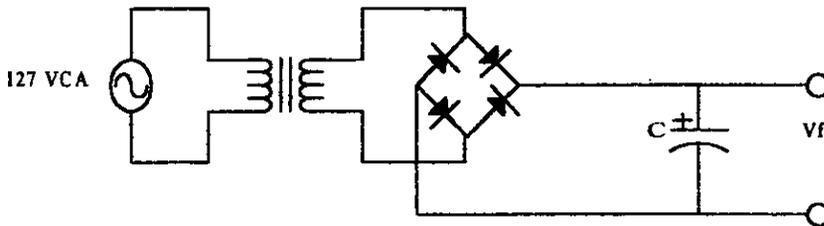


Fig. 3.33 Fuente principal del robote prototipo tipo industrial

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 los componentes de alterna entre el valor medio, o componentes de continua de dicha señal. Para la configuración de la figura tiene un valor de aproximadamente 48%, el cual es relativamente grande, ya que normalmente se exige que $0.1\% \geq \gamma$.

El objetivo de los circuitos filtro es reducir el rizado de la rectificación, bien impidiendo que los componentes alternas circulen por la carga (mediante un capacitor en paralelo con ésta), bien limitado 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 convertidor estático, consiste en utilizar un filtro de tipo LC, como el que se muestra en la figura 3.34, el cual esta formado por la combinación de un inductor en serie (L), un capacitor (C) y una resistencia (R) en paralelo con la carga.

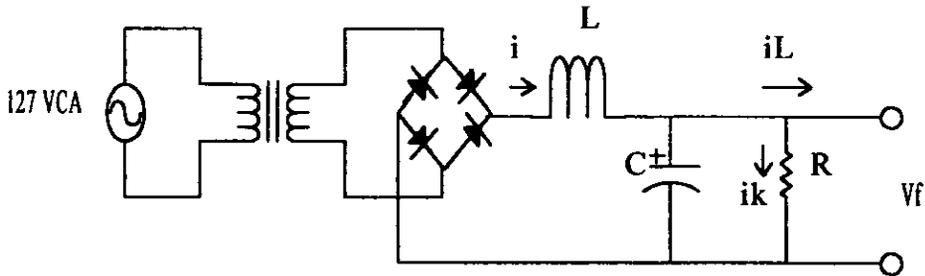


Fig. 3.34 Circuito rectificador y filtro LC.

En el circuito de la figura 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 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 rectificada (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 tensión y corriente instantánea en el capacitor del filtro se muestra en la figura 3.33, mientras que el comportamiento promedio de voltaje (E_c) y corriente (I_c) en el capacitor se ilustra en la figura 3.35.

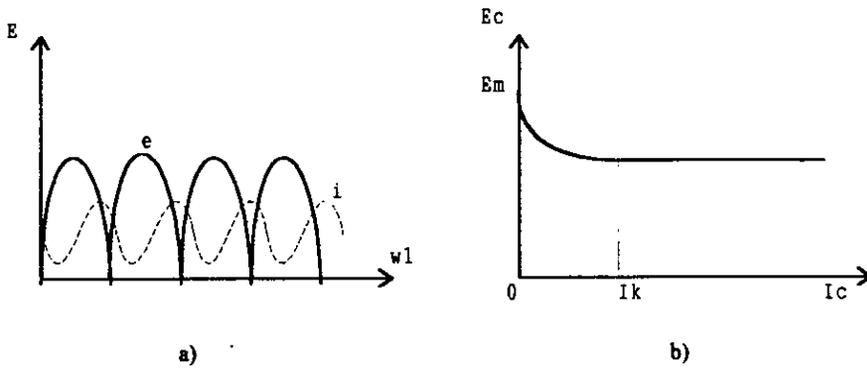


Fig. 3.35 a) Corriente y tensión instantánea en el filtro LC y b) E_c vs I_c

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

$$L \geq \frac{R}{3 \omega}$$

El valor de I_k estará determinado por la ecuación siguiente:

$$L = \frac{0.212 E_m}{\omega L}$$

El factor de rizado a la salida está dado por la ecuación:

$$\gamma = \frac{0.47}{4\omega^2 LC - 1}$$

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

$$R = \frac{E_c}{I_k}$$

Por lo tanto, el convertidor estático 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 cortos circuitos 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 baja potencia, es decir, se introduce una constante de tiempo (de retardo) que se puede ajustar al valor deseado. 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 (K1 en el diagrama eléctrico), su interruptor se conecta en paralelo con el resistor (ver figura 3.36) y su bobina de disparo es activada por un divisor del voltaje del capacitor.

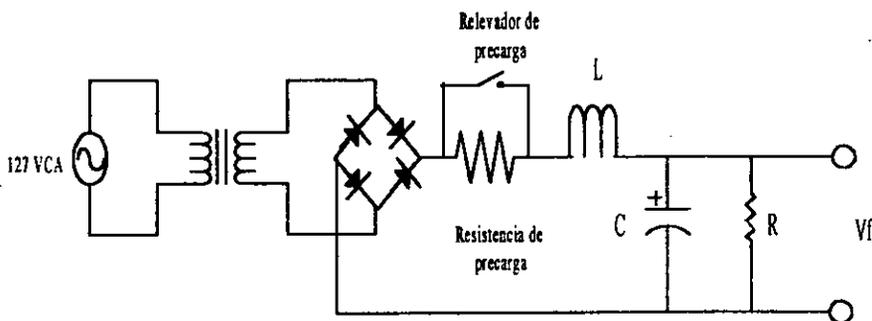


Fig. 3.36 Circuito rectificador y filtro LC con relevador de precarga.

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.

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

$$\tau = (220) (4500 \times 10^{-6}) = 0.99 \text{ seg.}$$

El valor de la resistencia R_2 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 4.7Ω .

La resistencia de drenado se forma con las resistencias del arreglo del divisor de voltaje y una resistencia en paralelo (R_3) de $5 \text{ k}\Omega$.

Se mantiene en este diseño, el relevador (K_2) que al interrumpir el suministro de energía descarga el capacitor, conectándolo a través de una resistencia (R_4) a tierra.

A continuación se presenta el diagrama eléctrico, lista de componentes y de material.

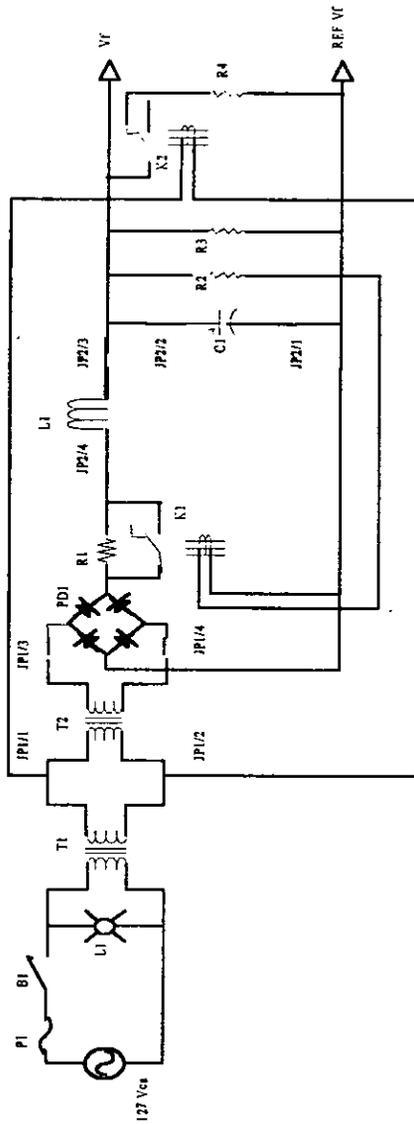


Fig. 3.37 Diagrama Elctrico de la fuente Principal

LISTA DE PARTES

Fuente principal

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	R1	Resistor 220 Ω , 2 W
2	1	R2	Resistor 4.7 Ω , 1 W
3	1	R3	Resistor 5 k Ω , 5 W
4	1	R4	Resistor 1 k Ω , 25W
5	1	K1	Relevador Omron MY4 RN 12 Vcd.
6	1	K2	Relevador Potter & Brunfield 120V, 50/60 Hz.
7	1	C1	Capacitor 4500 μ F, 450 V
8	1	L1	Inductor con núcleo de hierro 1.2 Hn, 3 A.
9	1	PD1	Puente de diodos PRV=600V, 5 A.
10	1	T1	Transformador de relación 120 V:120 V
11	1	T2	Transformador de relación 120 V:30 V
12	1	L1	Lámpara roja 120 Vca
13	1	B1	Interruptor general 250 Vca 10 Amp.
14	1	P1	Fusible 2.5 A, 250 V

CAPITULO

3

"CONVERTIDOR ESTATICO"

En este capítulo se describe en forma detallada cada una de las tarjetas que en su conjunto constituyen el *CONVERTIDOR ESTÁTICO*, para cada una de las tarjetas se menciona la forma de operar, el diagrama electrónico, la lista de partes y los puntos de prueba.

3.1 TIPOS DE CONVERTIDORES

Para definir los diferentes tipos de convertidores, se hace uso de la gráfica de tensión de salida promedio contra corriente de salida promedio, como se muestra a continuación:

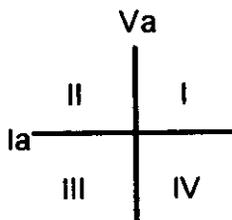


Fig. 3.1 Gráfica que muestra los diferentes tipos de convertidores.

- *Convertidor tipo A.*

Cuando un convertidor entrega a su carga un voltaje V_a y una corriente I_a positivas el convertidor trabaja en el primer cuadrante de la gráfica.

- *Convertidor tipo B.*

Si el convertidor entrega una corriente I_a negativa y un voltaje V_a positivo el convertidor opera en el segundo cuadrante.

- *Convertidor tipo C.*

Si el convertidor entrega una corriente I_a positiva o negativa con un voltaje V_a positivo entonces el convertidor puede trabajar en los dos cuadrantes antes mencionados.

- Convertidor tipo D

Cuando el convertidor puede proporcionar V_a e la positiva o negativa indistintamente, el convertidor trabaja en los cuatro cuadrantes.

3.1.1 Convertidor Tipo A

El convertidor tipo A esta representado por la configuración mostrada en la figura 3.2

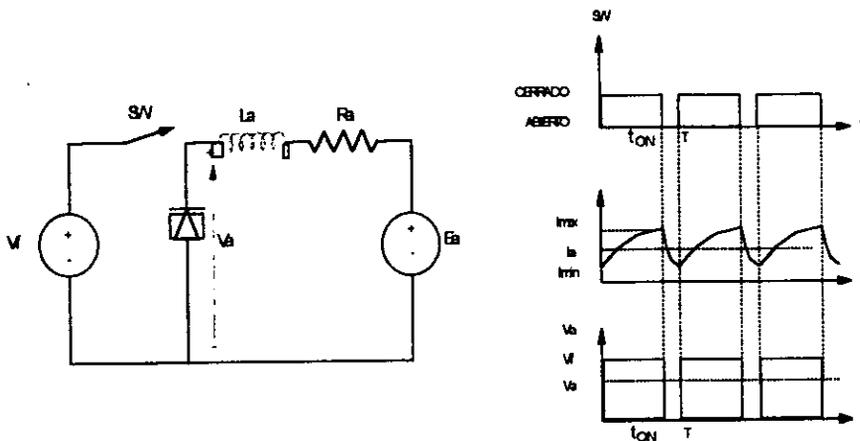


Fig. 3.2 Características del convertidor tipo "A"

El promedio V_a aplicado a la carga en un convertidor tipo A; esta dado por:
 $V_a = (t_{ON} / T) V_f$

En el tiempo en que esta cerrado el interruptor $sw1$ (t_{ON}) la corriente i_a es la misma que la de la fuente, tendiendo a crecer exponencialmente de una I_{min} a una $I_{máx}$. Se puede obtener la ecuación de i_a cuando el interruptor esta cerrado por medio de la malla de voltaje:

$$-V_a + V_L + V_R + E_a = 0$$

$$0 < t < t_{ON}$$

Con las ecuaciones constitutivas de los elementos y la ecuación anterior se obtiene la siguiente ecuación en forma normalizada:

$$di_a / dt + (R_a / L_a) i_a = (V_a - E_a) / L_a$$

para la siguiente condición inicial:

$$i_a(0) = I_{min}, \quad 0 < t < t_{ON}$$

y con el valor de entrada $V_a = V_f$, la solución de la ecuación es:

$$i_a(t) = (V_f - E_a) / R_a (1 - e^{-t/T_a}) + I_{min} e^{-t/T_a}$$

donde:

$$T_a = L_a / R_a$$

la corriente máxima se obtiene cuando $t = t_{ON}$

$$I_{max} = (V_f - E_a) / R_a [1 - e^{-t_{ON}/T_a}] + I_{min} e^{-t_{ON}/T_a} \dots \dots \dots (ec. 3.1)$$

Cuando sw_1 se abre, el diodo DI (diodo volante) empieza a conducir una corriente debida a la energía almacenada en la inductancia, esta decrece exponencialmente de un valor $I_{máx}$ a un valor I_{min} .

Como el circuito se cierra por el diodo, entonces $V_a=0$

$$di_a / dt' + (R_a / L_a) i_a = -E_a / L_a \quad t' = t - t_{ON}$$

para la condición inicial:

$$t' = 0, \quad t = t_{ON}, \quad i_a(0) = I_{max}, \quad t_{ON} < t < T$$

la solución de la ecuación es:

$$i_a(t') = - (E_a / R_a) (1 - e^{-t'/T_a}) + I_{max} e^{-t'/T_a}$$

I_{min} ocurre cuando $t = T$, esto es:

$$I_{\min} = -(E_a / R_a) (1 - e^{-(T - t_{\text{on}}) / \tau_a}) + I_{\text{máx}} e^{-(T - t_{\text{on}}) / \tau_a} \dots \dots \dots (\text{ec. 3.2})$$

sustituyendo ecu. 3.1 en ecu. 3.2 :

$$I_{\min} = (V_f / R_a) * ((e^{(t_{\text{on}} / \tau_a)} - 1) / (e^{(T / \tau_a)} - 1)) - [E_a / R_a]$$

sustituyendo ecu. 3.2 en ecu. 3.1

$$I_{\text{máx}} = (V_f / R_a) * ((1 - e^{(t_{\text{on}} / \tau_a)}) / (1 - e^{-(T / \tau_a)})) - [E_a / R_a]$$

3.1.2 Convertidor Tipo B

El convertidor tipo B tiene la configuración mostrada en la figura 3.3

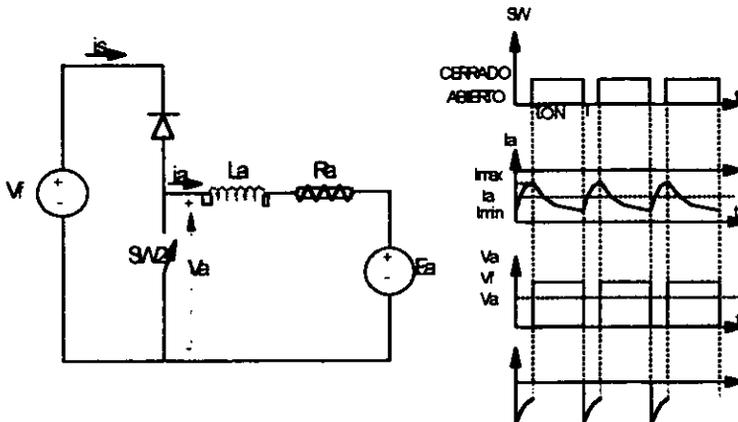


Fig. 3.3 Características del convertidor tipo "B"

Quando se cierra el interruptor sw2, la corriente \$i_a\$ circula de la carga hacia el interruptor (\$i_a\$ negativa) de tal manera que la tensión \$E_a\$ es la que origina la circulación de corriente \$i_a\$ en forma exponencial debida a la constante de tiempo \$L_a / R_a\$, haciendo que se almacene energía en el inductor, la cual cuando sw2 abre hace circular una corriente a través del diodo volante D2 hacia la fuente de alimentación \$V_f\$, misma que

decrece en forma exponencial, hasta que de nuevo se cierra sw2, y se repite el ciclo. Por tanto, la corriente promedio la es negativa, mientras el voltaje Va es el mismo que en el interruptor. Cuando el sw2 está cerrado Va =0 y al abrirse sw2 y conducir D2, Va=Vf, por lo que el voltaje promedio Va se obtiene de un tren de pulsos unidireccionales positivos. En este tipo de convertidores se está entregando energía a la fuente y se trabaja en el segundo cuadrante. Lo anterior se conoce como frenado regenerativo.

Haciendo un análisis similar al efectuado para el Convertidor tipo A se tiene que las corrientes máximas y mínimas son:

$$I_{max} = (V_f / R_a) * ((1 - e^{-(t_{on} / T_a)}) / (1 - e^{-T / T_a})) - E_a / R_a$$

$$I_{min} = (V_f / R_a) * ((e^{-(t_{on} / T_a)} - 1) / (e^{-T / T_a} - 1)) - E_a / R_a$$

3.1.3 Convertidor Tipo C

El arreglo para este tipo de convertidor es el que se muestra a continuación:

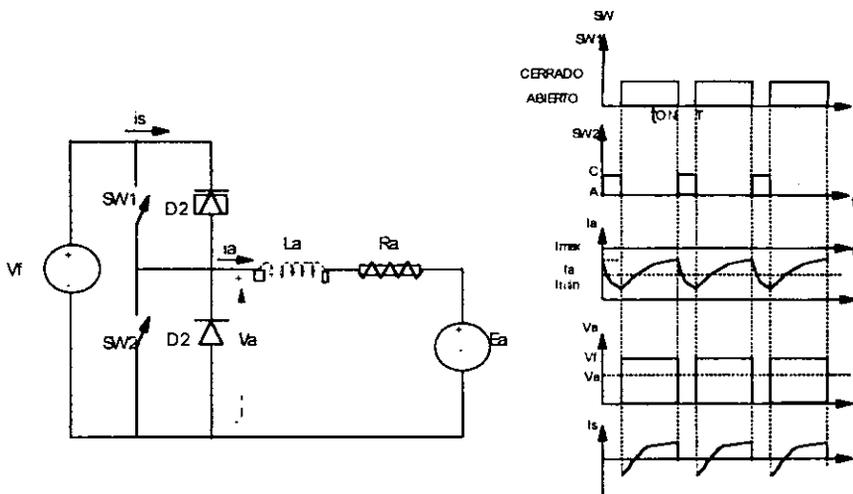


Fig. 3.4 Características del convertidor tipo "C"

En esta configuración sw1 y sw2 se cierran o se abren de manera alternada.

El cuadrante en el cual operará dependerá del ciclo de trabajo.

Si el voltaje $V_a > E_a$, entonces i_a es positiva y por lo tanto el convertidor trabaja en el primer cuadrante

Si el voltaje $V_a < E_a$, entonces i_a es negativa y por lo tanto el convertidor trabaja en el segundo cuadrante.

El análisis de corriente que se hizo para el convertidor tipo A se aplica al tipo C, obteniéndose las mismas expresiones de corriente de I_{min} e $I_{máx}$, pero con las características de que pueden ser positivas o negativas.

$$I_{max} = (V_f / R_a) * [(1 - e^{-(ton/Ta)}) / (1 - e^{-T/Ta})] - E_a / R_a$$

$$I_{min} = (V_f / R_a) * [(e^{(ton/Ta)} - 1) / (e^{T/Ta} - 1)] - E_a / R_a$$

3.1.4 Convertidor Tipo D

La configuración para el convertidor tipo D se muestra a continuación:

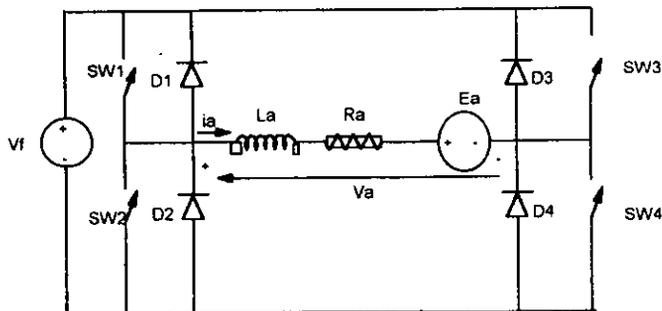


Fig. 3.5 Características del convertidor tipo "D"

El convertidor tipo D puede trabajar de dos formas:

- 1) Estableciendo topologías del circuito que permitan que el convertidor trabaje como tipo C, ya sea en el primero o segundo cuadrante o bien el tercero y el cuarto. Para trabajar en el primero y segundo cuadrante, se deja abierto sw3 y cerrado el sw4, y se conmuta con sw1 y sw2 quedando la configuración del convertidor tipo C. en donde el primer cuadrante se utiliza para el funcionamiento del motor y el segundo cuadrante como frenado regenerativo. Para el tercero y cuarto cuadrante, se deja cerrado sw2 y abierto sw1, y se hace conmutar con sw3 y sw4, la operación es similar al convertidor tipo C *con la diferencia de que "Va" es negativo e "Ia" puede ser positiva o negativa*. Las expresiones de corriente Imáx e Imin son las mismas que para el convertidor tipo C. La expresión del voltaje promedio esta determinada por:

$$V_a = d V_f (-1)^n$$

donde:

n=1, para el tercer y cuarto cuadrante.

n=2, para el primer y segundo cuadrante.

Conmutando de la siguiente manera:

Cuando los interruptores sw1 y sw4 se encuentran abiertos los interruptores sw2 y sw3 están cerrados, y viceversa como se observa en la figura 3.6 cuyo valor y polaridad del voltaje promedio V_a depende del ciclo de trabajo (d)

$$V_a = V_f (2d - 1)$$

Siguiendo un procedimiento semejante al efectuado para el Convertidor tipo A se obtienen las siguientes corrientes mínimas y máximas:

$$I_{m\acute{a}x} = (V_f / R_a) * ((1 + e^{-(T/T_a)} - 2e^{-(ton/T_a)}) / (1 - e^{-(T/T_a)})) - E_a / R_a$$

$$I_{min} = (V_f / R_a) * ((2e^{-(ton/T_a)} - e^{-(T/T_a)} - 1) / (e^{-(T/T_a)} - 1)) - E_a / R_a$$

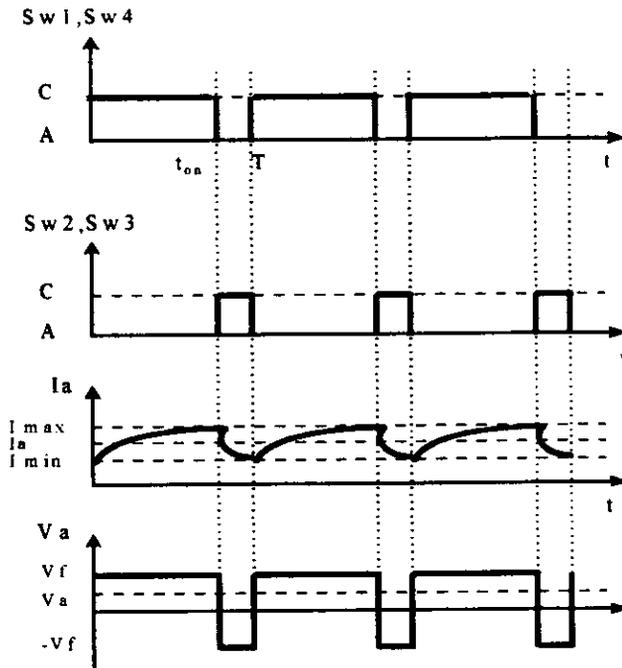


Fig. 3.6 Comportamiento del convertidor accionando en pares los switches.

3.1.5 Limitación de Corriente.

Cuando el motor es bloqueado, no hay fuerza contraelectromotriz y la corriente puede llegar hasta un valor máximo de:

$$i_a (\text{bloqueo}) = V_{a_{\max}} / R_a$$

donde:

$V_{a_{\max}}$ es el voltaje máximo aplicado por el convertidor CD-CD a la armadura del motor.

R_a es la resistencia de armadura del motor.

Si el motor es bloqueado durante un tiempo prolongado, la circulación de i_a (bloqueo) puede causarle un daño al motor, por lo tanto, es necesario que un limitador de corriente actúe para hacer circular solo la corriente promedio máxima permisible del motor (I_{perm}).

Por otro lado, en el arranque del motor se presenta un pico transitorio de corriente que puede llegar a tener una magnitud igual a la corriente de bloqueo, este transitorio en general dura poco tiempo (algunos milisegundos) y puede ser soportado por el motor, sin embargo si se desea que los TMOS soporten estos picos de corriente (de rotor bloqueado y del transitorio en el arranque), es necesario sobredimensionar las capacidades del dispositivo semiconductor en relación con los valores nominales de operación del motor. Por tal motivo, al utilizar un limitador de corriente se permite escoger un TMOS de menor capacidad y costo.

La limitación de corriente en el Convertidor CD-CD bidireccional, tiene como objetivo limitar la magnitud de la corriente promedio de armadura estableciendo umbrales máximos y mínimos para dicha magnitud, de manera tal que el umbral máximo no llegue al valor máximo que soportan los TMOS ($I_{a_{max\ TMOS}}$) como se observa en la figura 3.7.

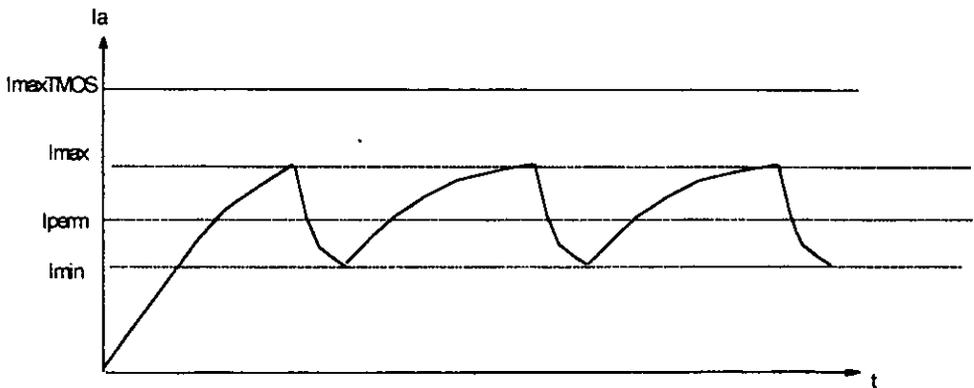


Fig. 3.7 Umbral máximo y mínimo permitido por el TMOS.

El limitador de corriente es un sistema de control de dos posiciones de **si-no**. El accionador tiene dos posiciones fijas, en este caso conectar o desconectar el

funcionamiento del convertidor CD-CD. Al control de dos posiciones normalmente se le provee de brecha diferencial para evitar la acción excesivamente frecuente del dispositivo de si-no.

En la práctica el limitador de corriente lleva a todos los TMOS del convertidor CD-CD a un estado de bloqueo una vez que la magnitud de la corriente promedio en el motor alcanza un umbral máximo ($I_{a_{max}}$). Cuando la corriente baja hasta un cierto umbral inferior ($I_{a_{min}}$) lleva al convertidor CD-CD a su funcionamiento normal.

El diagrama de bloques del control de dos posiciones con brecha diferencial (ciclo de histéresis), se presenta a continuación:

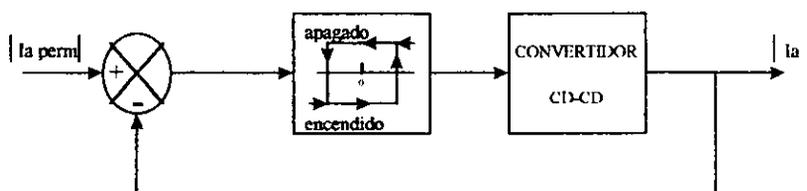


Fig. 3.8 Diagrama a bloques del ciclo de histéresis.

El rango en el que se debe desplazar la señal de error actuante antes de que se produzca la conmutación se llama BRECHA DIFERENCIAL.

La señal de salida del control $m(t)$ según la señal de error actuante $e(t)$ es:

$m(t) =$ (apagado) todos los interruptores del convertidor CD-CD en *bloqueo*
 $m(t) =$ (encendido) 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.

Para el diseño del limitador de corriente se partió del caso de rotor bloqueado y el voltaje nominal de la fuente principal de alimentación aplicado al motor.

3.2 TARJETA DE LOS MANEJADORES

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, para proporcionar dicha corriente se usa, como manejadores del transistor TMOS, el integrado CMOS MC14050, 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 salidas *Schmitt-Trigger*. Se escogió un optoacoplador con esta última característica debido a que posee tiempo de subida y bajada muy pequeños.

Para evitar posibles cortocircuitos para 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 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. Esta red esta 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 con dimensiones de 19.5 x 13.0 cm, distribuyendo los componentes en ambas caras, conservando a los elementos que consumen menos energía en caras superiores 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 prueba 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 *GATES-SOURCE* en las transiciones de la señal de comandos 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:

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

donde i_{\max} es valor de la corriente que puede drenar el integrado e i_z es la corriente parásita de diodo zener. Se utilizó el valor comercial de 47 Ω 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.

La distribución general de los elementos en la tarjeta se muestran en la siguiente figura:

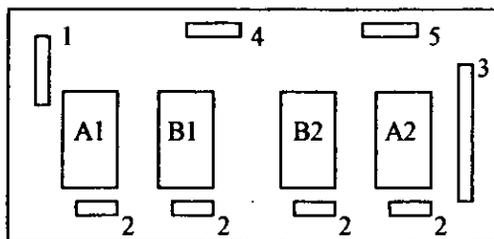


Fig. 3.9 Distribución de componentes del manejador.

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 circuiteria 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 en seguida los diagramas electrónicos, la lista de material y de puntos de prueba de la tarjeta de los manejadores.

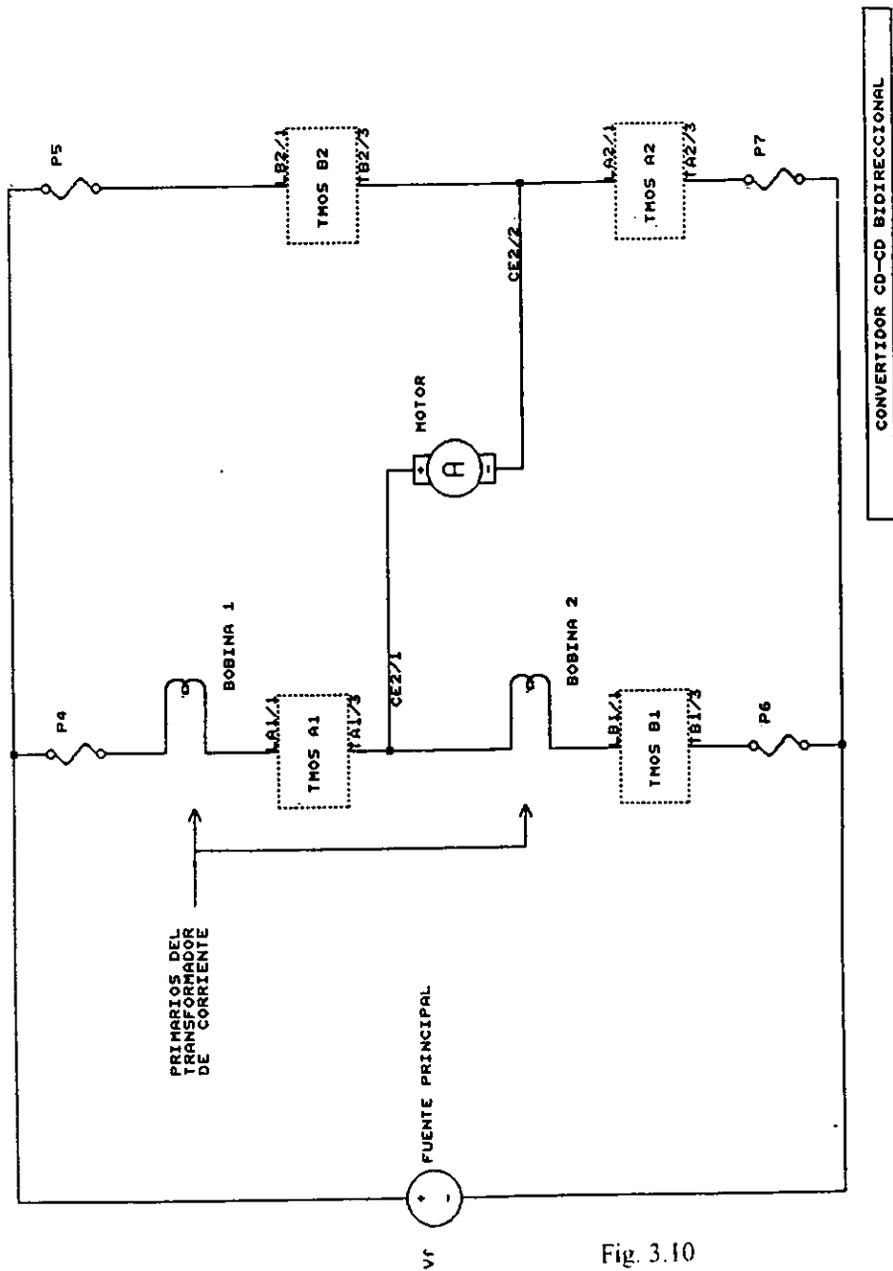


Fig. 3.10

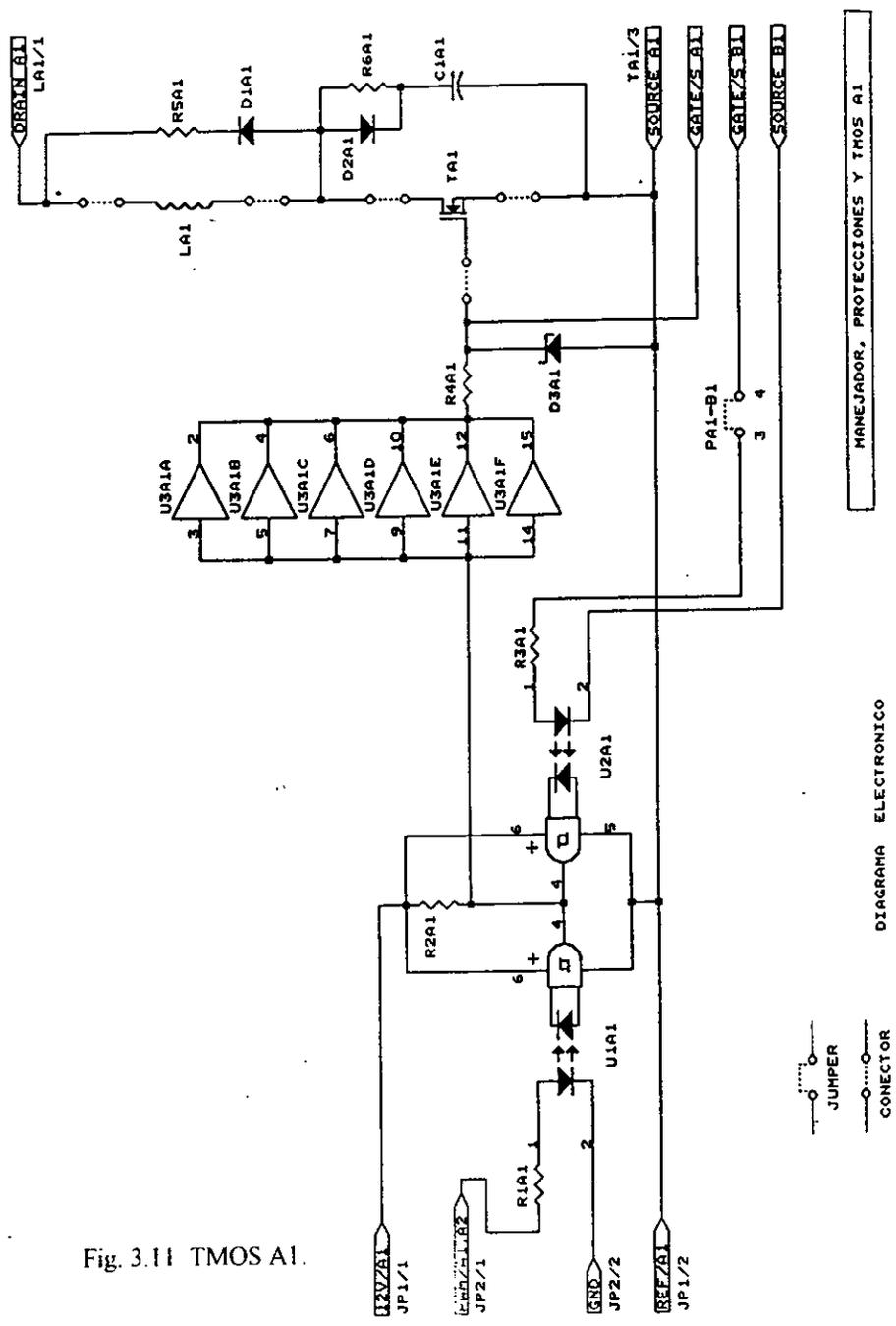


Fig. 3.11 TMOS A1.

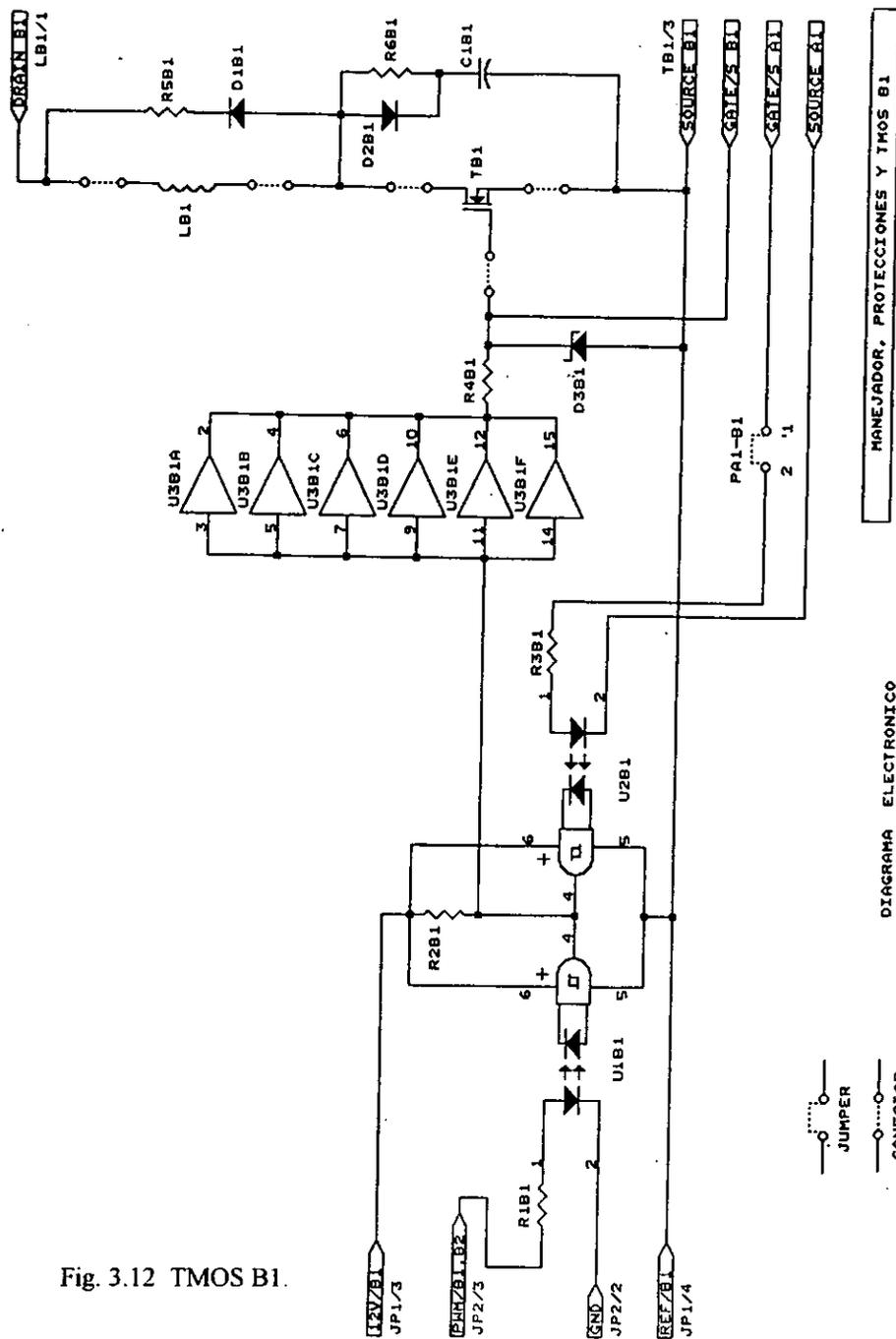


Fig. 3.12 TMOS B1.

DIAGRAMA ELECTRONICO

MANEJADOR, PROTECCIONES Y TMS B1

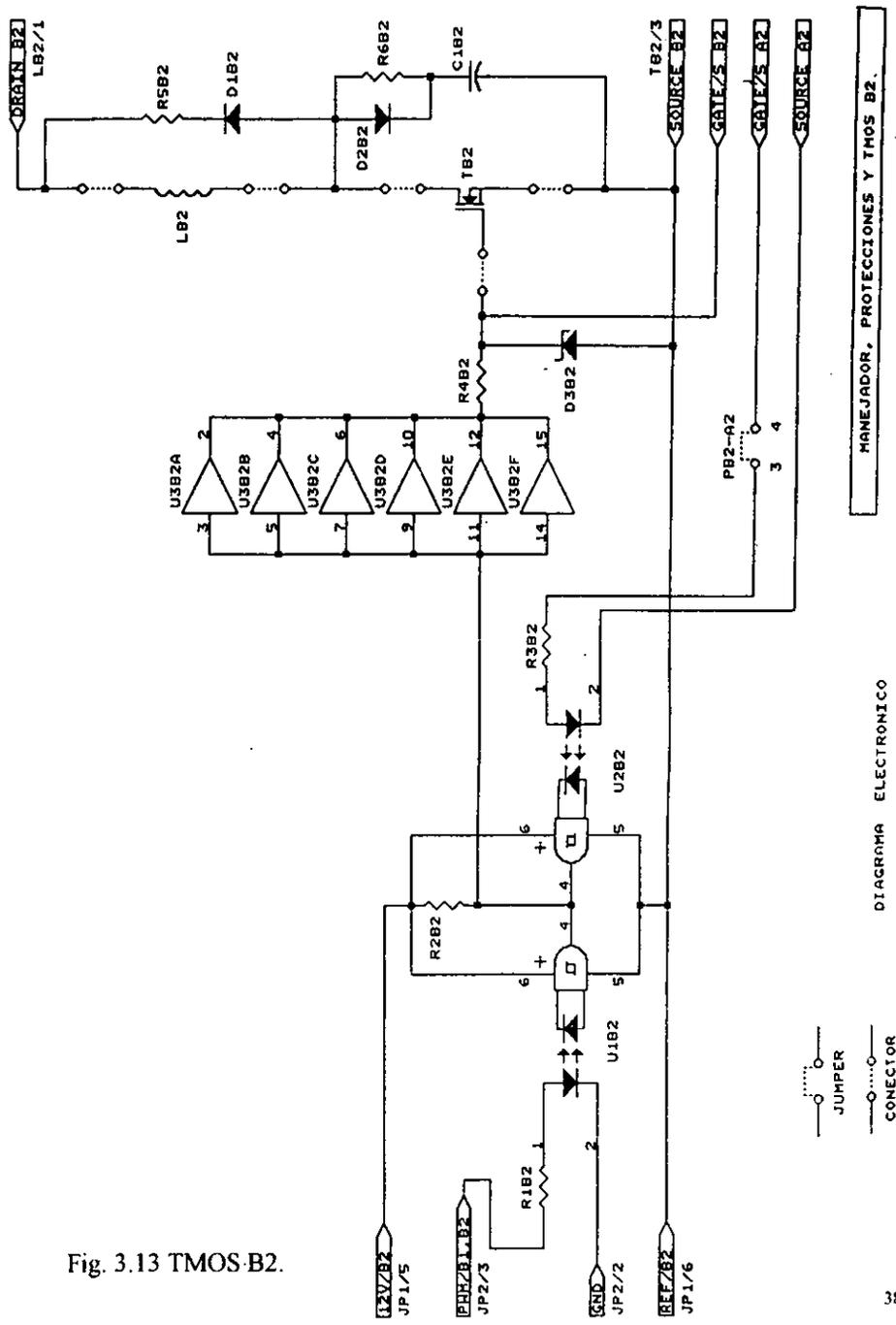


Fig. 3.13 T MOS B2.

LISTA DE PARTES
Tarjeta de los Manejadores

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	8	U1A1, U2A1, U1B1, U2B1, U1B2, U2B2, U1A2, U2A2,	Optoacoplador NTE3090
2	4	U3A1, U3B1, U3A2, U3A2	Integrado CD4050
3	4	TA1, TB1, TB2, TA2	Transistor TMOS IRF730
4	4	R1A1, R1B1, R1A2, R1B2	Resistor 2.2 k Ω , 1/4 W
5	4	R2A1, R2B1, R2B2, R2A2	Resistor 560 Ω , 1/2 W
6	4	R3A1, R3B1, R3B2, R3A2	Resistor 6.8 k Ω , 1/4 W
7	4	R4A1, R4B1, R4B2, R4A2	Resistor 47 Ω , 1/4 W
8	4	R5A1, R5B1, R5B2, R5A2	Resistor 47 Ω , 1/2 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, 1/4 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

LISTA DE CONECTORES
Tarjeta de los Manejadores

JP1	Polarizador 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 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
Tarjeta de los 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

3.3 MODULADOR ANCHO DE PULSO Y ACONDICIONADOR DE SEÑAL

Este circuito tiene como funciones:

1. Generar un tren de pulsos de frecuencia fija cuyo ciclo de trabajo varie 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. 3.15 muestra el funcionamiento del circuito.

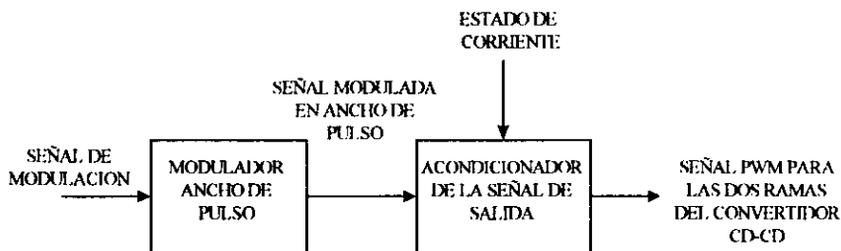


Fig. 3.15 Diagrama de bloques del modulador ancho de pulso.

El sistema PWM emplea, normalmente, una sola fuente de alimentación. Para conseguir variaciones de frecuencia, el amplificador de conmutación se diseña para una frecuencia constante y sólo se cambia la anchura del pulso.

La modulación ancho de pulso se logra por medio de la comparación de una señal de diente de sierra de frecuencia fija con una señal de modulación. Cuando esta última es mayor que la señal de 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.

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, así como la lista de partes y puntos de prueba de dicha tarjeta.

LISTA DE PARTES

Modulador ancho de pulso y acondicionador de señal

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1A	74LS01
2	1	U2A	TL084
3	1	U3A	Modulador SG3525
4	1	R1A	Resistor 22 k Ω , 1/4 W
5	1	R2A	Resistor 3.3 k Ω , 1/4 W
6	1	R3A	Resistor 1.5 Ω , 1/4 W
7	6	R4A, R5A, R10A, R11A, R12A, R13A	Resistor 10 k Ω , 1/4 W
8	1	R6A	Resistor 1 M Ω , 1/4 W
9	1	R7B	Resistor 33k Ω , 1/4 W
10	1	R8A	Resistor 1 Ω , 1/4 W
11	1	R9A	Resistor 5.6k Ω , 1/4 W
12	4	R14A, R15A, R16A, R17A	Resistor 270 Ω , 1/4 W
13	1	C1A	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35V
14	1	C2A	Capacitor de mica 10 nF, 100V
15	1	C3A	Capacitor de mica 1 nF, 63V
16	1	POT1A	Potenci3metro 10 k Ω
17	1	POT2A	Potenci3metro 2 k Ω

LISTA DE CONECTORES

Modulador ancho de pulso, acondicionador de señal y posicionador

JP1	Polarizador 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 de 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 PB2

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 del 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

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

3.4 TARJETA DEL SENSOR DIGITAL DE POSICION

Sensor digital de posición

El objetivo del sensor digital de posición, es convertir el valor de desplazamiento angular del eje del motor a un valor analógico de voltaje, a partir de un transductor de movimiento digital (codificador óptico) el cual se ha diseñado y adaptado en la flecha del motor de C.D., respetando la relación lineal siguiente:

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

El codificador incremental que se diseña, 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. 3.17, con este defasamiento es posible detectar en que sentido se mueve el motor.

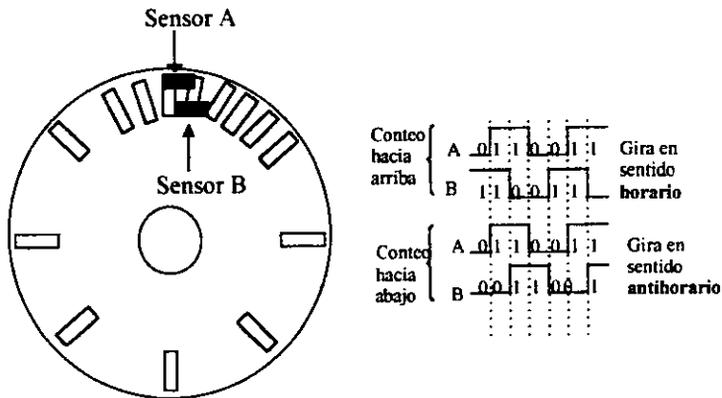


Fig. 3.17 Principio de funcionamiento del codificador óptico

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

- * Disco de acrílico color negro de diámetro = 18 Cm.
- * Disco con perforaciones de 1.1 mm.
- * Sensores colocados en disco con salidas de niveles lógicos TTL, de colector abierto.
- * Resolución de 273 pulsos/revolución.

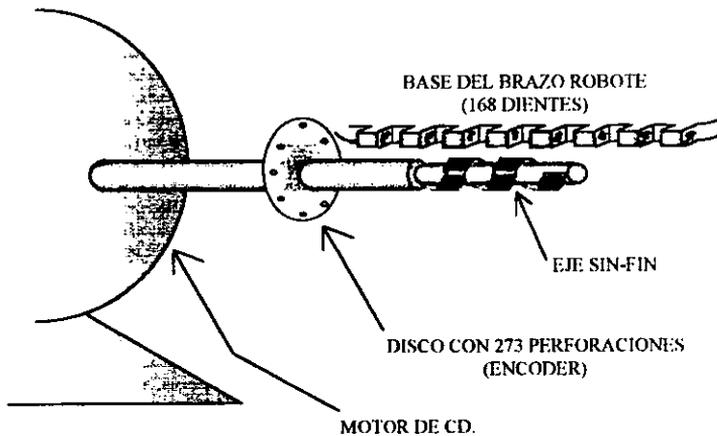


FIG. 3.18 Acoplamiento del *encoder* en la flecha del motor de CD.

Si se observa la fig. 3.18 se dice que cuando el motor gira una vuelta completa, genera 273 pulsos; y también se ve que se requieren 168 vueltas completas de la flecha del motor, para que la base del robote prototipo gire 360°; si queremos determinar el número de pulsos que se necesitan para efectuar esta ultima operación, tenemos:

$$273 \text{ (pulsos/engrane)} * 168 \text{ (engranes)} = 45 \ 864 \text{ (pulsos)}$$

Esto quiere decir, que se necesitan 45 864 pulsos para que el robote gire 360°.

El diagrama de bloques de la fig. 3.19 ilustra el funcionamiento del sensor de posición

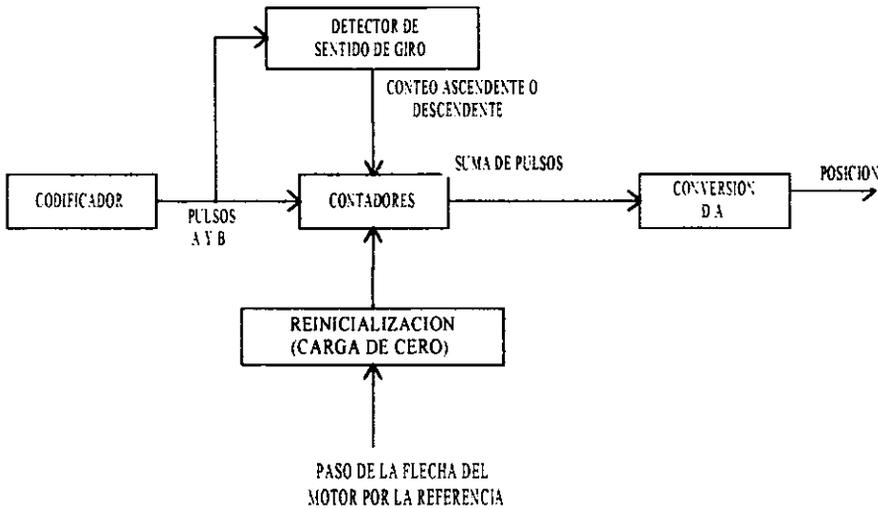


Fig. 3.19 Diagrama de bloques del sensor de posición

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. 3.17.

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).

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 el sentido 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 la base del robote pueda dar como máximo una vuelta completa).

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

3.5 SENSOR DIGITAL DE VELOCIDAD

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.

$$\frac{\text{Voltaje de salida del sensor}}{\text{Velocidad en RPM}} = \frac{5V}{6RPM} \dots\dots\dots \text{ec. 3.3}$$

donde 6 RPM corresponde a la velocidad máxima de la flecha del motor más un margen de sobrevolocidad del 3%.

El transductor utilizado en este sensor es 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 incluyen el siguiente diagrama de bloques.

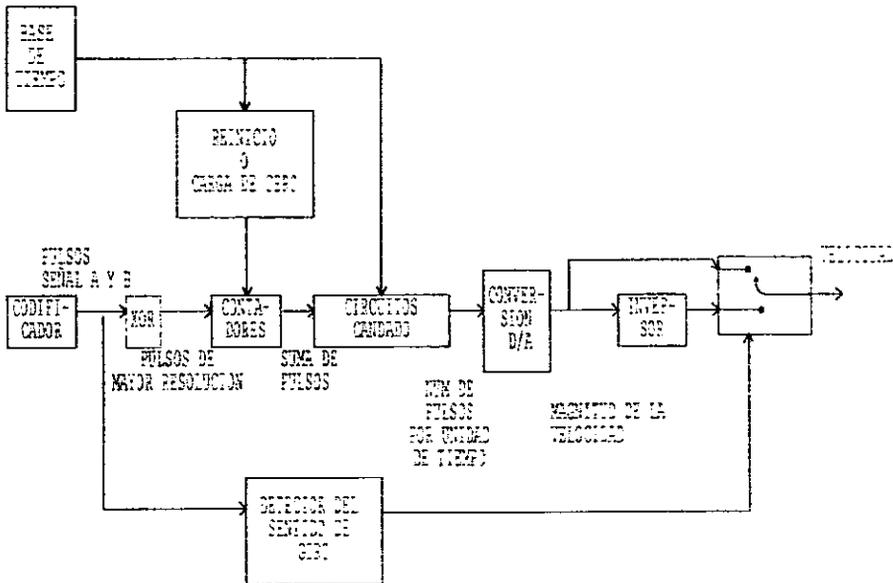


Fig. 3.21 Diagrama a bloques del sensor digital de velocidad.

La resolución del codificador (de la señal A o B) en la flecha del motor, es de 45864 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 91728 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 esta dado por:

$$6 \text{ RPM} * 91\,728 \frac{\text{pulsos}}{\text{revolución}} = 9\,172.8 \frac{\text{pulsos}}{\text{revolución}}$$

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:

$$(t_{\text{base}}) = \frac{4096 \text{ pulsos}}{9172.8 \text{ pulsos/seg.}} = 446.53 \text{ mseg.}$$

Con este valor de base de tiempo, la velocidad más baja que se puede detectar esta determinada por la ecuación:

$$\left(\frac{1 \text{ pulso}}{0.4465 \text{ seg.}} \div 91728 \frac{\text{pulso}}{\text{revolución}} \right) \times \frac{60 \text{ seg.}}{1 \text{ minuto}} = 0.001464 \text{ RPM}$$

Con la base de tiempo se desea, activar los circuitos candado (cuya salida esta 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 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} , lo cual se puede observar en la figura 3.22.

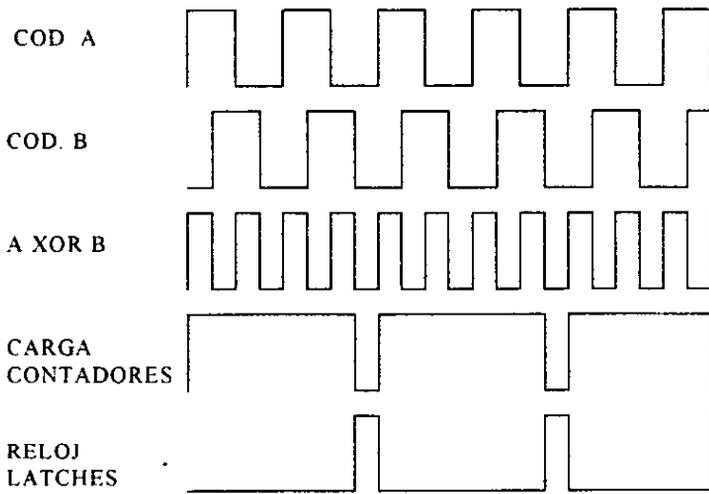


Fig. 3.22 Esquema del diagrama de tiempos del sensor digital de velocidad.

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 para garantizar que el ciclo de trabajo sea igual o mayor del 50%.

Los tiempos alto y bajo se establecen através de un circuito RC con diferentes tipos de carga y descarga, este circuito esta formado por un resistor (R_{1B}), un capacitor (C_{8B}), un potenciómetro (POT_{1B}) y un diodo ($D_{1B}=1N4744$) 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 através de R_{1B} . Los tiempos para la forma de onda de salida están determinados por las ecuaciones siguientes:

$$t_{\text{alto}} = 0.695 * R_{\text{POT1B}} * C_{8B}$$

$$t_{\text{bajo}} = 0.695 * R_{1B} * C_{8B}$$

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

$$T = t_{\text{alto}} + t_{\text{bajo}} = 0.695 * (R_{\text{POT1B}} + R_{1B}) * C_{8B}$$

Se escogió para el capacitor C8B un valor de 47 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:

$$t_{\text{bajo}} = 0.695 (560)47 \times 10^{-6} = 18.29 \text{ mseg.}$$

$$T = t_{\text{alto}} \cdot t_{\text{bajo}} = 446.53 \text{ mseg.} + 18.29 \text{ mseg.} = 464.82 \text{ mseg.}$$

Lo cual implica tener, finalmente un periodo para la base de tiempo de 464.82 mseg. que corresponde a una frecuencia de 2.15 Hz.

Para realizar físicamente el conteo se utilizan tres contadores binarios 74LS191 conectados en cascada (U1B, U2B, U3B). 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 periodo. 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 candados se utilizaron integrados hexadecimales 74LS174 (U6B y U7B). La activación de los circuitos candados se da por una transición de estado bajo y 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. 3.22.

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. 3.3 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 un 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 esta 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, en seguida, la lista de material, conectores y puntos de prueba de la tarjeta completa.

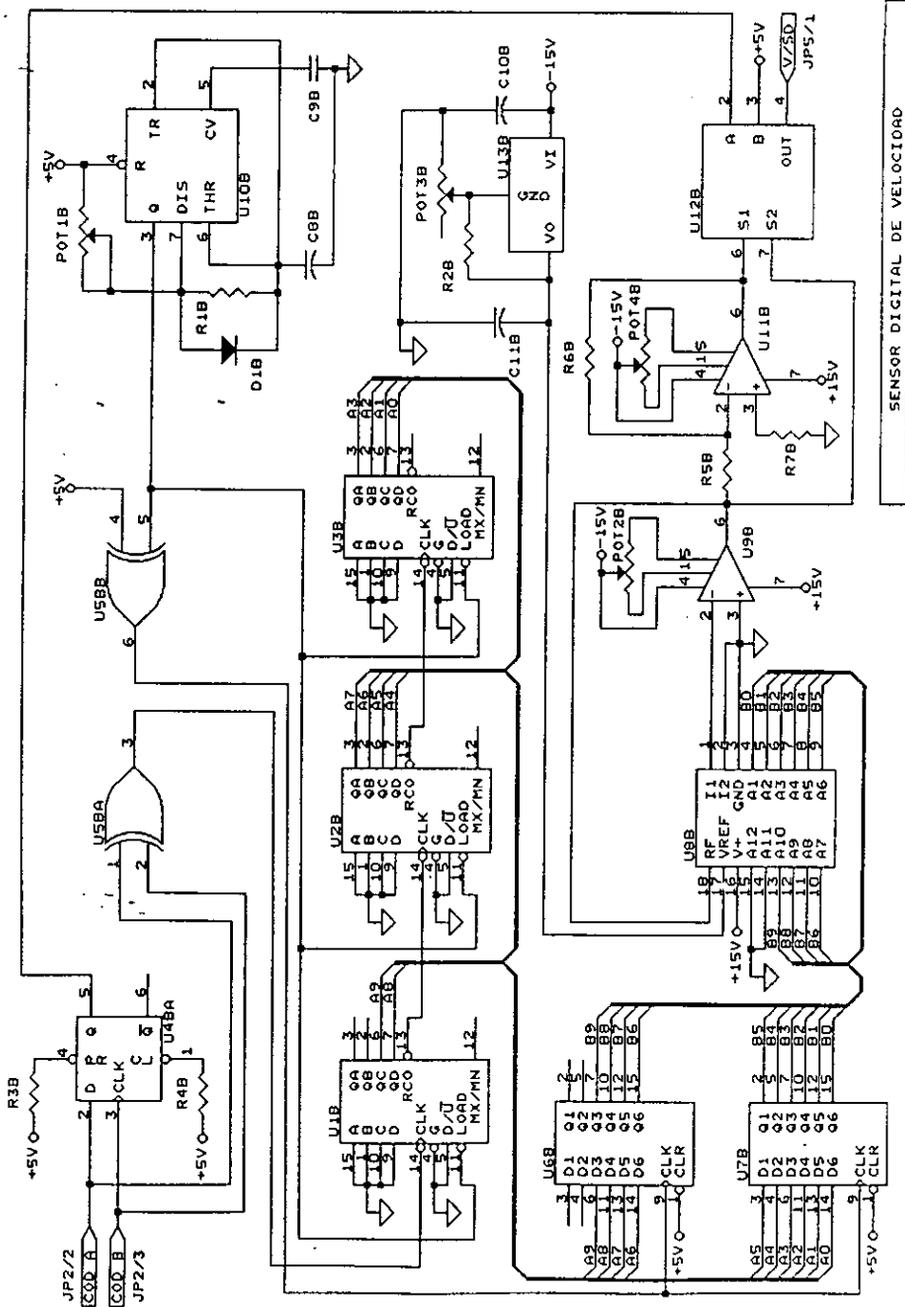


Fig. 3.23

SENSOR DIGITAL DE VELOCIDAD

DIAGRAMA ELECTRONICO

LISTA DE PARTES

Sensor Digital de Velocidad

Item	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 , $\frac{1}{4}$ W
12	1	R2B	Resistor 120 Ω , $\frac{1}{4}$ W
13	2	R3B, R4B	Resistor 330 Ω , $\frac{1}{4}$ W
14	2	R5B, R6B	Resistor 110 K Ω , $\frac{1}{4}$ W
15	1	R7B	Resistor 5.6 K Ω , $\frac{1}{4}$ 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 47 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	Polarizador 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

JPS	
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 CIRCUITO POSICIONADOR

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 muestran el funcionamiento de este circuito en diferentes condiciones .

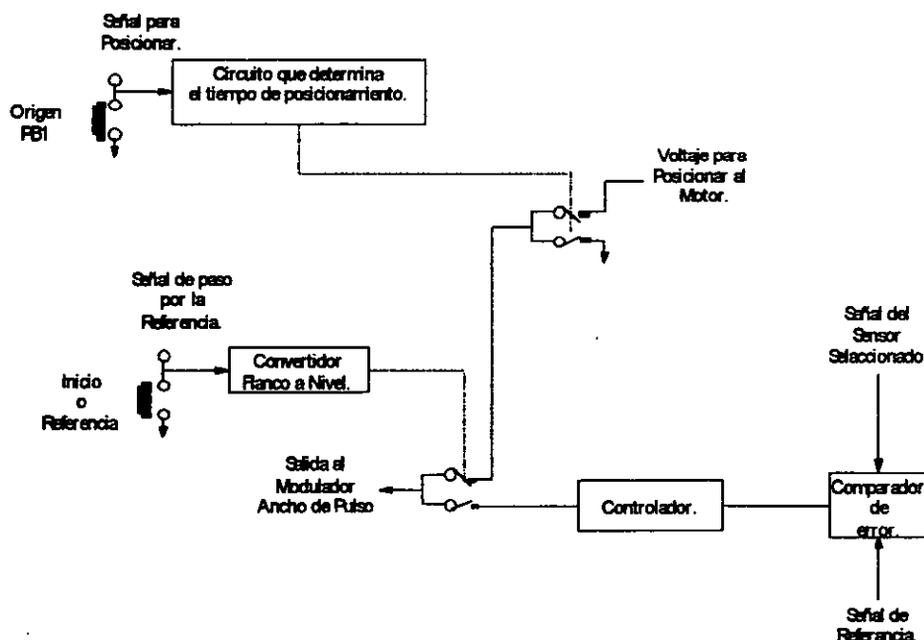


fig. 3.24 Diagrama de bloques del circuito posicionador en el encendido

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.

Para llevar a la flecha del motor a su posición de inicio (o referencia), se acciona el interruptor de presión normalmente abierto PB1. 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 de 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. 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 :

$$t_w = 1.1 (R_{POT1B} \cdot R_{1B}) C_{4B}$$

en la realización física de la ecuación 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 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 siguiente tabla se muestran tales condiciones:

Q del biestable U3BA(A)	Q del monoestable U4B(B)	Salida del circuito de protección (C)
0 (PBI accionado)	0	0 (no posicionado)
0 (PBI accionado)	1	1 (posicionado)
1 (PBI sin activar)	0	0 (no posicionado)
1 (PBI 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 $C = AB'$, 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 desee 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.

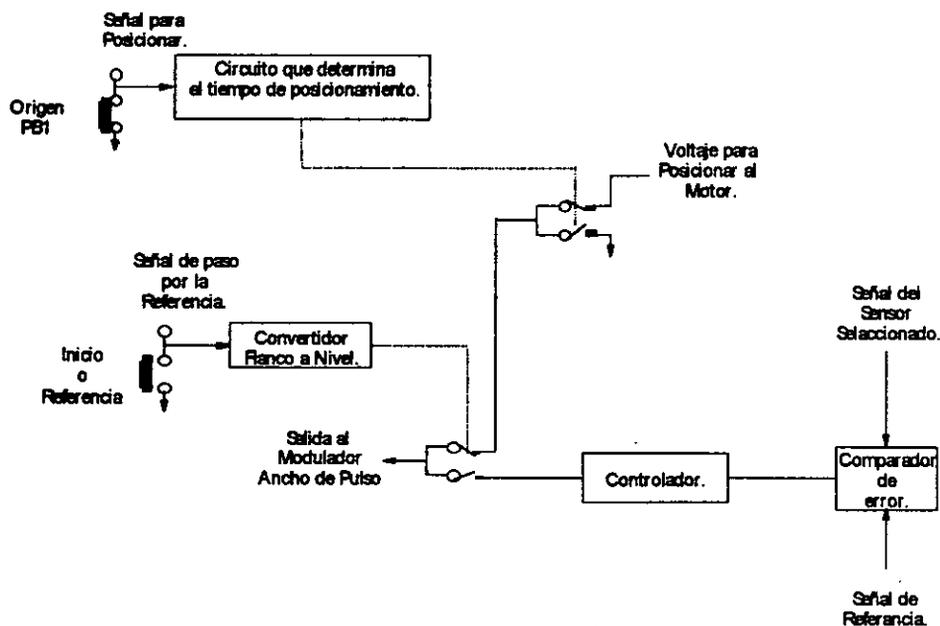


Fig. 3.25 Diagrama de bloques del circuito posicionador al activarse PB1.

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. 3.26). 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.

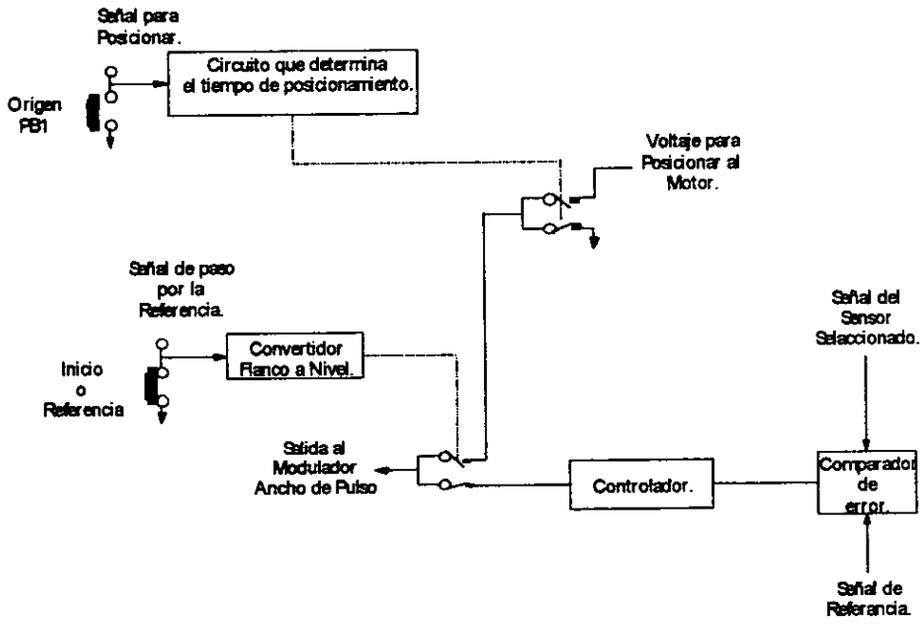


Fig. 3.26 Diagrama de bloques del circuito posicionador al alcanzar la posición de inicio.

A continuación se presenta el diagrama electrónico del circuito posicionador.

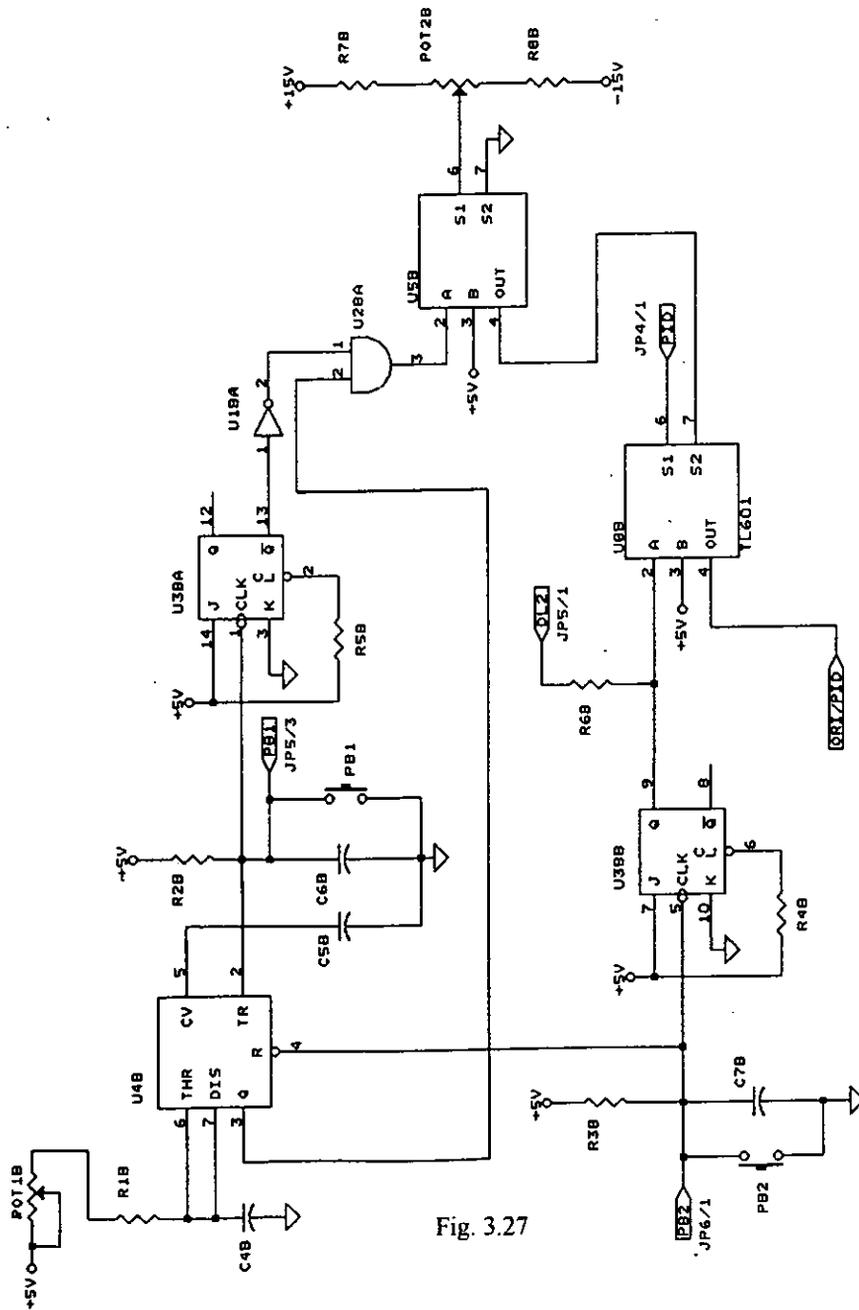


Fig. 3.27

POSICIONADOR

DIAGRAMA ELECTRONICO

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 , 1/4W
7	2	R2B, R3B	Resistor 2.2k Ω , 1/4W
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 , 1/4 W
11	5	C1B, C2B, C3B, C6B, C7B	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35V
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

3.7 SENSOR DE CORRIENTE

El objetivo de este módulo es detectar la magnitud (no se tomará en cuenta el sentido) de la corriente promedio I_a que pasa a través del motor de CD, su funcionamiento se basa en el siguiente diagrama a bloques.

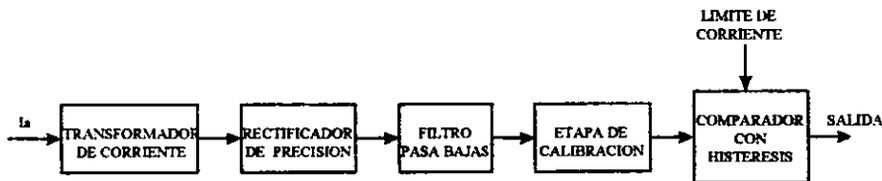


Fig. 3.28 Diagrama a bloques del funcionamiento del Sensor de Corriente.

Dicha magnitud de la corriente I_a la convertirá en una señal de voltaje a un rango de 0 a 5 volts, con la siguiente relación:

nivel de voltaje del sensor/corriente promedio = 1 Volt/1 Amp

El sensor de corriente está formado por las siguientes partes principales: transformador de corriente, rectificador de precisión, filtro pasabajas y una etapa de calibración. Se explica a continuación el funcionamiento de cada etapa.

3.7.1 Transformador de Corriente

El elemento que detecta la corriente que pasa a través del motor es un transformador de corriente que tiene dos devanados primarios de una sola vuelta cada uno (calibre 14 AWG), un devanado secundario con aproximadamente 1000 vueltas (calibre 29 AGW) y un núcleo toroidal de ferrita (T800x500x300 de BRIMEX) sobre el cual están enrollados los 3 devanados. Cada devanado primario está conectado con una de las ramas del puente H, para aprovechar los pulsos de corriente que pasan por los TMOS como se observa en la figura anterior y de esta manera inducir corriente en el devanado secundario.

En el lado secundario se ajustó experimentalmente la resistencia de carga de tal manera que la espiga de corriente que se inducía no fuera afectada en su valor máximo por la variación del ciclo de trabajo del PWM (sobre todo en los valores extremos del ciclo de trabajo), como se observa en la figura siguiente:

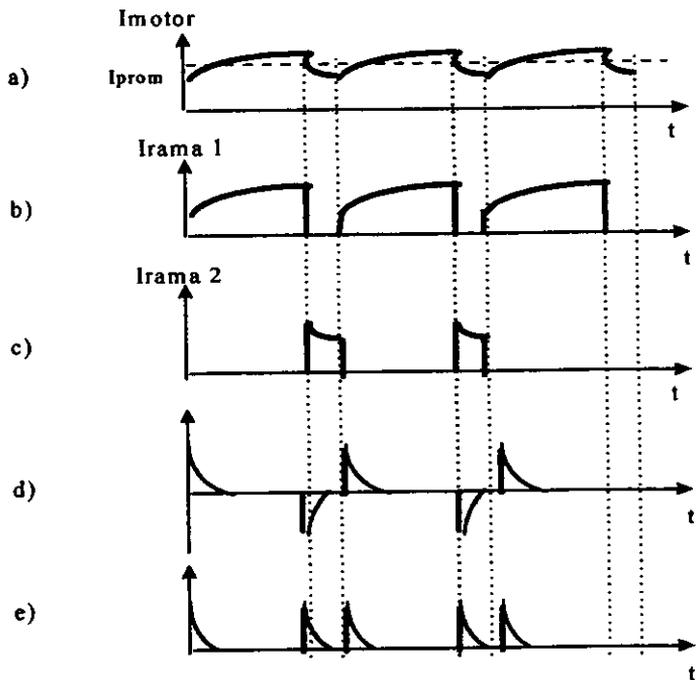


Fig. 3.29 Gráficas del ciclo de trabajo del transformador de corriente.

El valor para la resistencia de carga encontrado fue de $28\text{ K}\Omega$ (paralelo de $R1$ y $R2$ de $56\text{ K}\Omega$ cada una).

3.7.2 Rectificador de Precisión

El rectificador de precisión se basa en un arreglo de dos amplificadores operacionales (TL081) y diodos de señal pequeña, con ganancia unitaria y que permite rectificar señales con magnitud menor a la caída de voltaje en los diodos.

3.7.3 Filtros Pasabajas

La señal de salida de la etapa de rectificación pasa a través de un filtro Pasabajas de primer orden, con el objeto de eliminar el rizo en la señal asociado a la frecuencia de conmutación (20kHz) del Convertidor CD-CD. Por otro lado, el ancho de banda del filtro debe ser lo suficientemente amplio para contener la dinámica eléctrica del motor, cuya constante de tiempo es 0.65 [ms], cuya frecuencia es de 1.5 [kHz].

El filtro se construyó con base en un amplificador operacional como se muestra en el diagrama electrónico de la figura 3.30. Para dicha configuración la función de transferencia del filtro es la siguiente:

$$V_{sal}/V_{ent} = A(s) \frac{1}{1+sRC}$$

$$A(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC}$$

la frecuencia de corte esta determinada por:

$$\omega_{3dB} = \frac{1}{RC} = 2 \pi f_{3dB}$$

se consideró apropiado establecer una frecuencia de corte f_{3dB} de 8 [kHz]. Con un valor de $R=10$ [K *omega*], se puede encontrar el valor del capacitor:

$$C = \frac{1}{2\pi f R} = \frac{1}{2 \pi (8000) (10000)} = 1.99 \times 10^{-9} \text{ [Farads]}$$

se utilizó un valor comercial de 2.2. [nf].

3.7.4 Calibración de la ganancia y el nivel de CD

La siguiente etapa es de calibración, la cual se realizó con la ayuda de un amplificador operacional y un Potenciómetro multivuelatas para el ajuste.

El procedimiento de calibración se llevó a cabo de la siguiente manera: se colocó un amperímetro digital en serie con el motor, el cual se hizo girar a diferentes velocidades en estado estacionario, para medir la corriente promedio I_a . De esta manera se logró la siguiente relación: por cada Ampere en promedio que circula por el motor, a la salida de esta etapa se tiene 1 Volt.

3.7.5 Comparador de umbral con Histéresis

La última etapa la constituye un comparador de umbral con histéresis (construido alrededor de un amplificador operacional (TL081), con un umbral superior (VUH) de 4 [V] e inferior (VLH) de 3 [V], su valor central (V_{ctrl}) es igual a 3.5 [V]. El cálculo del voltaje de referencia (V_{ref}) necesario es como sigue:

$$V_{ctrl} = VUH + VLH / 2 = 4 + 3 / 2 = 3.5 \text{ [V]}$$

$$VUH = VUH - VLH = 4 - 3 = 1 \text{ [V]}$$

$$V_{ref} = V_{ctrl} / (1 + 1/n) = 3.5 \text{ [V]} / 1.033 = 3.38 \text{ [V]}$$

donde n se define como:

$$n = V(\text{SAT}+) - V(\text{SAT}-) / VH = 15 \text{ [V]} + 15 \text{ [V]} / 1 = 30$$

donde: V(SAT+) y V(SAT-) son los valores de saturación del amplificador operacional.

Para obtener un valor preciso de la referencia se utilizó un regulador de voltaje variable LM317.

Dado que el detector de nivel con histéresis entrega pulsos en los niveles de saturación (+15 V y -15 V) y se desea tener señales de 0 y 5 [V] para enviarlas a un circuito TTL, fue necesario colocar un diodo zener de 5.1 [V], con su respectiva resistencia limitadora de corriente; quedando las señales de salida del módulo limitador de corriente de la siguiente manera: cuando la entrada al detector es igual o mayor a VUH, la salida del módulo es de +5 [V] y cuando la entrada es igual o menor al VLH la salida es de -0.7 [V] (el diodo zener está polarizado en directa), dichos valores son compatibles con TTL.

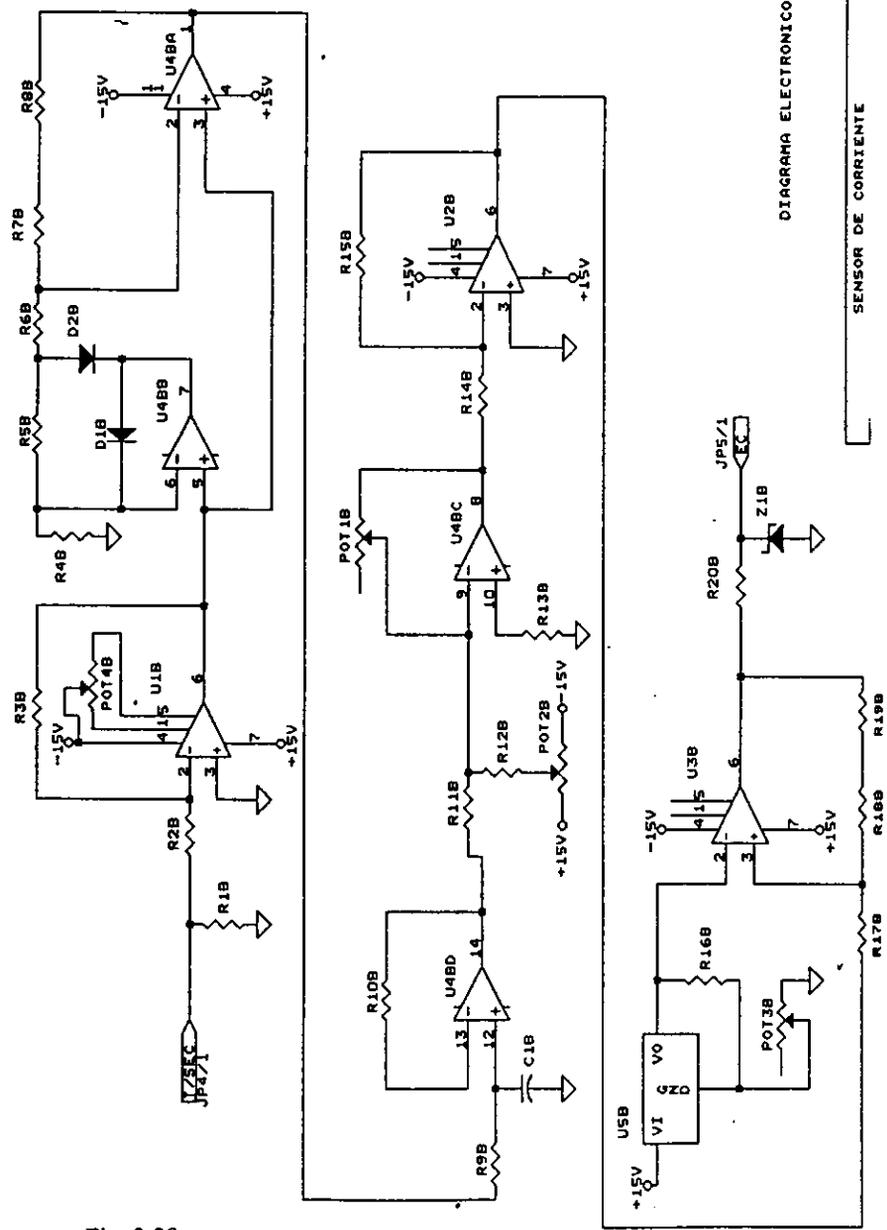


Fig. 3.30

DIAGRAMA ELECTRONICO

SENSOR DE CORRIENTE

LISTA DE PARTES

Sensor de Corriente

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	3	U1B, U2B, U3B	TL 081
2	1	U4B	TL084
3	1	U5B	REGULADOR LM317
4	2	R1B, R2B	Resistor 56 k Ω , 1/4W
5	1	R3B	Resistor 3.9k Ω , 1/4W
6	6	R4B, R5B, R6B, R7B, R8B, R18B	Resistor 22 k Ω , 1/4W
7	7	R9B, R10B, R11B, R12B, R13B, R14B, R15B	Resistor 10 k Ω , 1/4W
8	1	R16B	Resistor 270 Ω , 1/4 W
9	1	R17B	Resistor 1 k Ω , 1/4 W
10	1	R19B	Resistor 8.2k Ω , 1/4 W
11	1	R20B	Resistor 560 Ω , 1/4 W
12	2	D1B	Diodo de señal rápida 1N4148, 75 V, 75 mA
13	1	Z1B	Diodo Zener 5.1V 1W
14	1	C1B	Capacitor de mica 2.2 nF, 250 V
15	1	POT1B	Potenciometro 250k Ω
16	1	POT2B	Potenciometro 5 k Ω
17	1	POT3B	Potenciometro 2 k Ω
18	1	POT4B	Potenciometro 10 k Ω

3.8 TARJETA DE LA FUENTE DE LOS MANEJADORES

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 Amperes.

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

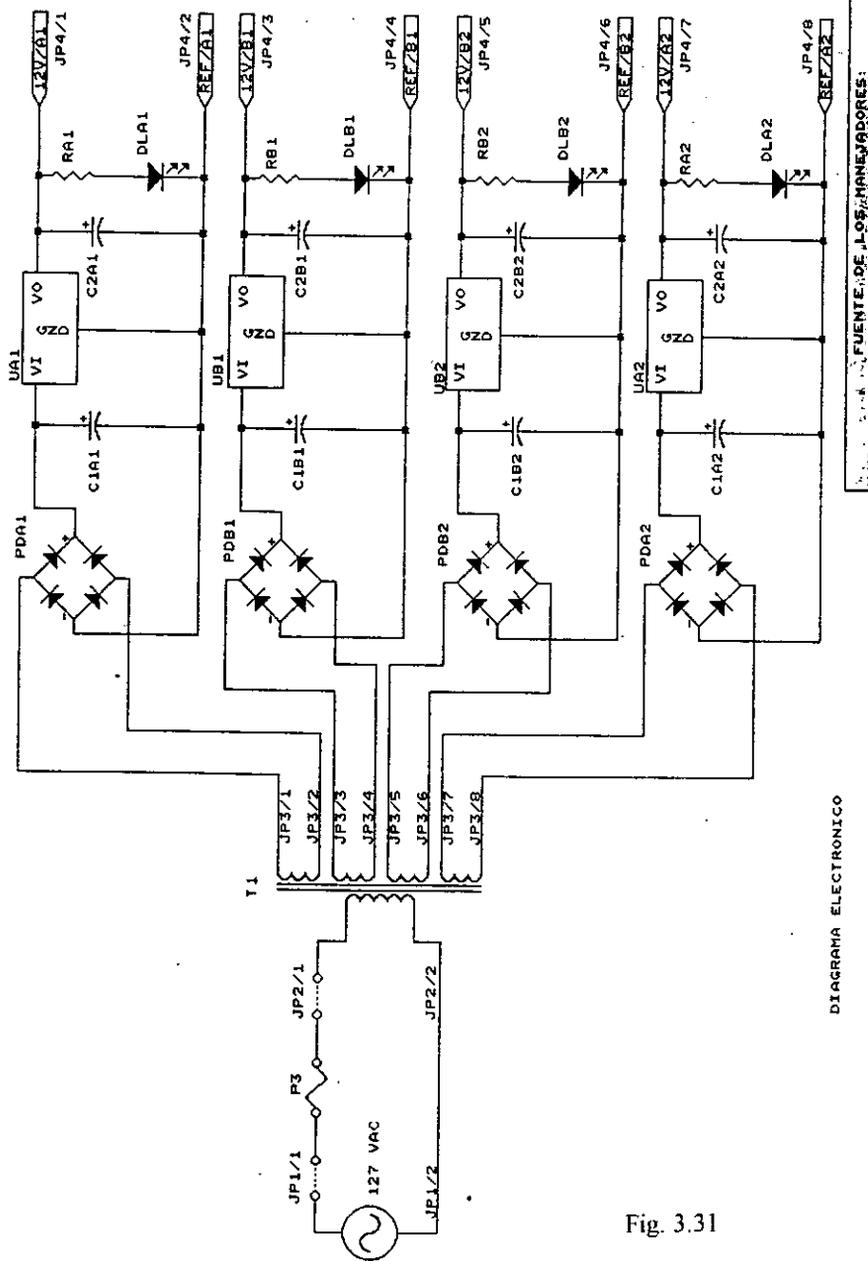


DIAGRAMA ELECTRONICO

Fig. 3.31

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

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=400V, 2 A
3	4	C1A1, C1B1, C1B2, C1A2	Capacitor electrolítico 1000 μ F, 25V
4	4	C2A1, C2B1, C2B2, C2A2	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35V
5	4	RA1, RB1 RB2, RA2	Resistor 1.2 k Ω , 1/4W
6	4	DLA1, DLB1, DLB2, DLA2	LED rojo
7	1	T1	Transformador 127 V : 12 V (4), 2A
8	1	P3	Fusible 2A, 250V

LISTA DE CONECTORES

Tarjeta de la fuente de los manejadores

JPI	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 manejadores A1
2	Referencia A1'
3	12 V para manejadores A2
4	Referencia A2'
5	12 V para manejadores A3
6	Referencia A3'
7	12 V para manejadores A4
8	Referencia A4'

3.9 TARJETA DE LA FUENTE AUXILIAR.

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

- *Tarjeta del sensor de corriente
- *Tarjeta del sensor digital de posición
- *Tarjeta de sensor digital de velocidad
- *Tarjeta del modulador ancho de pulso, acondicionador de señal y posicionador.

Para cumplir lo anterior la tarjeta provee los siguientes voltajes:

+15 Volts
-15 Volts
+5 Volts

La fuente se construye en base a 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 esta provista de una maya 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 electrónico, la lista de material y conectores para esta tarjeta.

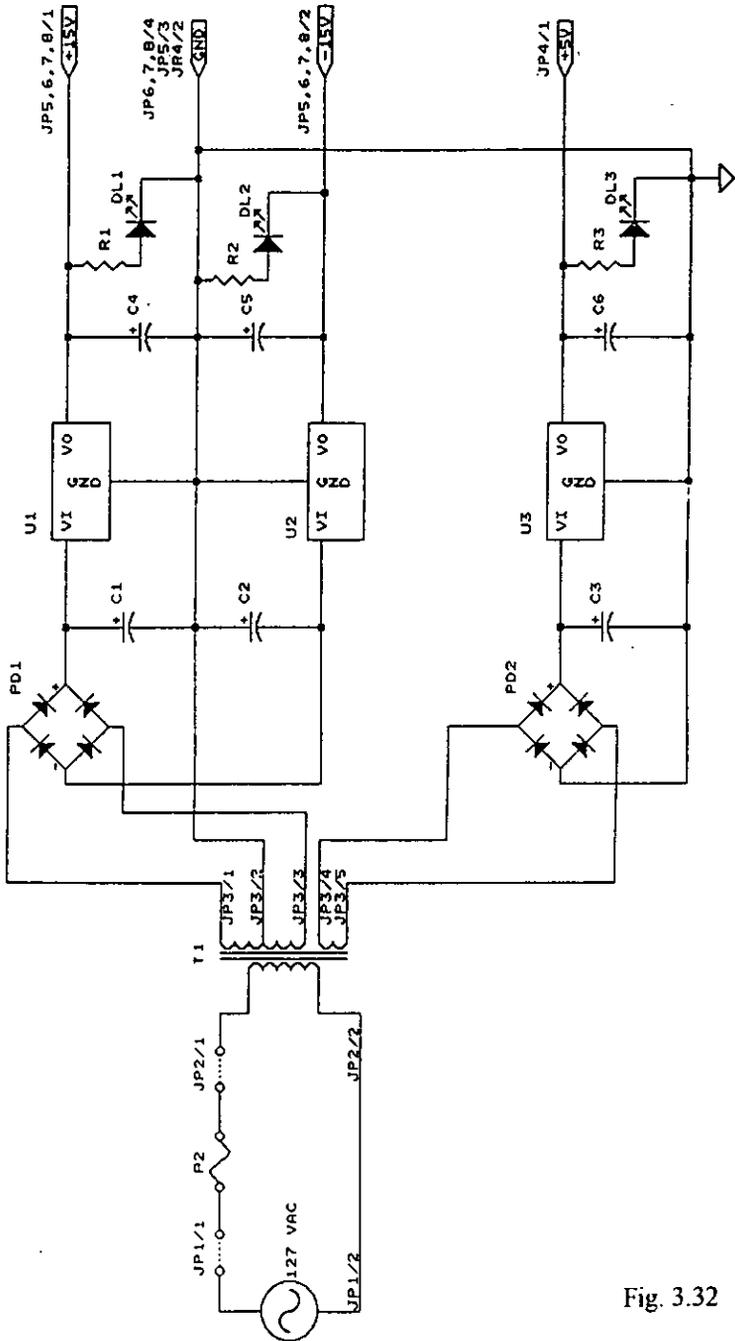


DIAGRAMA ELECTRONICO

FUENTE AUXILIAR (+15V, -15V, +5V Y GND)

Fig. 3.32

LISTA DE MATERIAL

Fuente Auxiliar

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	U1	Regulador LM 7815
2	1	U2	Regulador LM 7915
3	1	U3	Regulador LM 7805
4	2	PD1, PD2	Puente de diodos PRV=400V, 2A
5	3	C1, C2, C3	Capacitor electrolitico 2200 μ F, 35V
6	3	C4, C5, C6	Capacitor de tantalio 0.1 μ F, 35V
7	2	R1, R2	Resistor 1.5 k Ω , $\frac{1}{4}$ W
8	1	R3	Resistor 560 Ω , $\frac{1}{4}$ W
9	3	DL1, DL2, DL3	LED rojo
10	1	T1	Transformador 127V: 30V, tap central 6V, 2A
11	1	P2	Fusible 1.5 A, 250V

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
JP6	Polarización de la tarjeta del modulador ancho de pulso y posicionador
JP7	Polarización de la tarjeta del controlador
JP8	Polarización de la tarjeta de los sensores digitales de posición y de velocidad

JP1	
PIN	SEÑAL
1	127 VCA
2	127 VCA

JP2	
PIN	SEÑAL
1	Entrada
2	Entrada

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

JP4	
PIN	SEÑAL
1	+5 V
2	Tierra

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

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

3.10 TARJETA DE LA FUENTE PRINCIPAL DE ALIMENTACIÓN

El diseño de la fuente principal de alimentación, del convertidor estático, consiste en un transformador, un puente de diodos y un capacitor, como se muestra en la figura 3.33. 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.

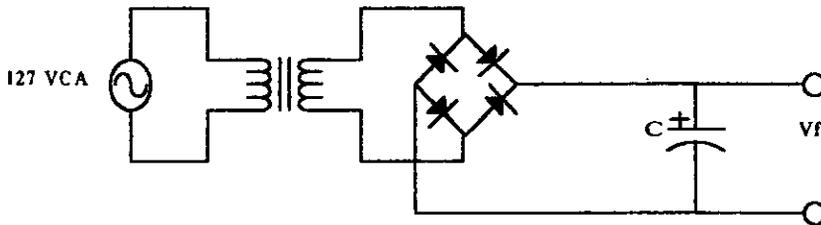


Fig. 3.33 Fuente principal del robote prototipo tipo industrial

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 los componentes de alterna entre el valor medio, o componentes de continua de dicha señal. Para la configuración de la figura tiene un valor de aproximadamente 48%, el cual es relativamente grande, ya que normalmente se exige que $0.1\% \geq \gamma$.

El objetivo de los circuitos filtro es reducir el rizado de la rectificación, bien impidiendo que los componentes alternas circulen por la carga (mediante un capacitor en paralelo con ésta), bien limitado 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 convertidor estático, consiste en utilizar un filtro de tipo LC, como el que se muestra en la figura 3.34, el cual esta formado por la combinación de un inductor en serie (L), un capacitor (C) y una resistencia (R) en paralelo con la carga.

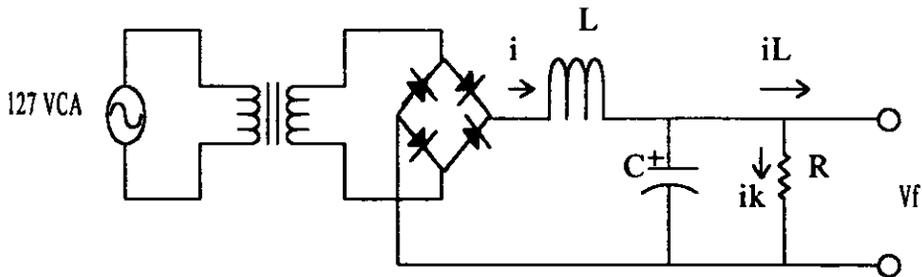


Fig. 3.34 Circuito rectificador y filtro LC.

En el circuito de la figura 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 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 rectificada (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 tensión y corriente instantánea en el capacitor del filtro se muestra en la figura 3.33, mientras que el comportamiento promedio de voltaje (E_c) y corriente (I_c) en el capacitor se ilustra en la figura 3.35.

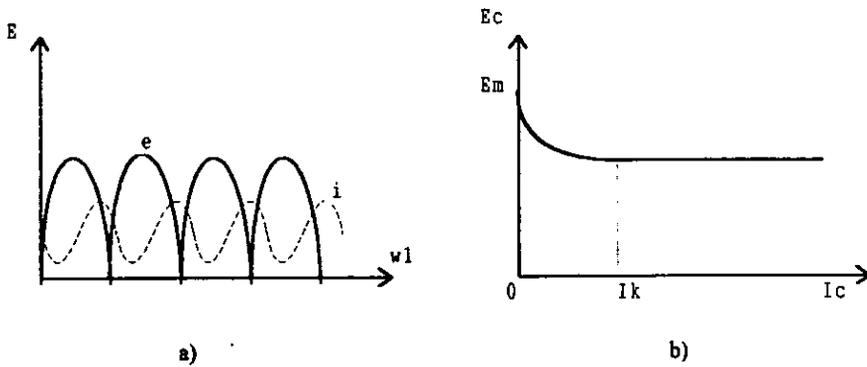


Fig. 3.35 a) Corriente y tensión instantánea en el filtro LC y b) E_c vs I_c

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

$$L \geq \frac{R}{3\omega}$$

El valor de I_k estará determinado por la ecuación siguiente:

$$L = \frac{0.212 E_m}{\omega I_k}$$

El factor de rizado a la salida está dado por la ecuación:

$$\gamma = \frac{0.47}{4\omega^2 LC - 1}$$

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

$$R = \frac{E_c}{I_k}$$

Por lo tanto, el convertidor estático 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 cortos circuitos 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 baja potencia, es decir, se introduce una constante de tiempo (de retardo) que se puede ajustar al valor deseado. 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 (K1 en el diagrama eléctrico), su interruptor se conecta en paralelo con el resistor (ver figura 3.36) y su bobina de disparo es activada por un divisor del voltaje del capacitor.

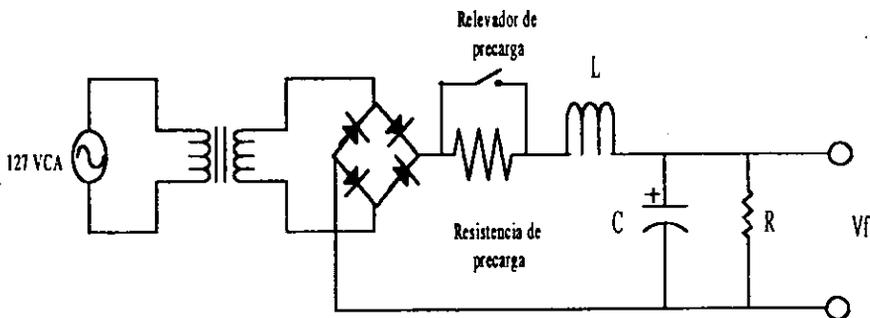


Fig. 3.36 Circuito rectificador y filtro LC con relevador de precarga.

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.

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

$$\tau = (220) (4500 \times 10^{-6}) = 0.99 \text{ seg.}$$

El valor de la resistencia R_2 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 4.7Ω .

La resistencia de drenado se forma con las resistencias del arreglo del divisor de voltaje y una resistencia en paralelo (R_3) de $5 \text{ k}\Omega$.

Se mantiene en este diseño, el relevador (K_2) que al interrumpir el suministro de energía descarga el capacitor, conectándolo a través de una resistencia (R_4) a tierra.

A continuación se presenta el diagrama eléctrico, lista de componentes y de material.

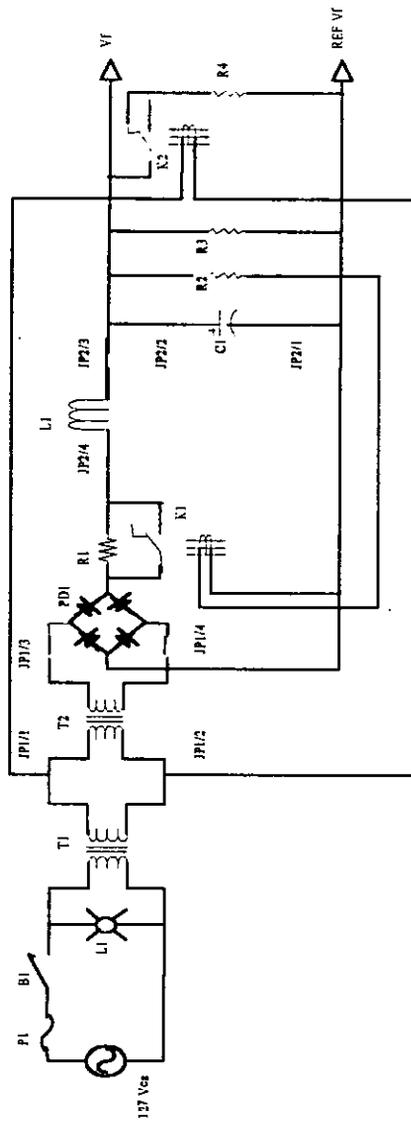


Fig. 3.37 Diagrama Elctrico de la fuente Principal

LISTA DE PARTES

Fuente principal

Concepto	Cantidad	Referencia	Parte
1	1	R1	Resistor 220 Ω , 2 W
2	1	R2	Resistor 4.7 Ω , 1 W
3	1	R3	Resistor 5 k Ω , 5 W
4	1	R4	Resistor 1 k Ω , 25W
5	1	K1	Relevador Omron MY4 RN 12 Vcd.
6	1	K2	Relevador Potter & Brunfield 120V, 50/60 Hz.
7	1	C1	Capacitor 4500 μ F, 450 V
8	1	L1	Inductor con núcleo de hierro 1.2 Hn, 3 A.
9	1	PD1	Puente de diodos PRV=600V, 5 A.
10	1	T1	Transformador de relación 120 V:120 V
11	1	T2	Transformador de relación 120 V:30 V
12	1	L1	Lámpara roja 120 Vca
13	1	B1	Interruptor general 250 Vca 10 Amp.
14	1	P1	Fusible 2.5 A, 250 V

" CONCLUSIONES "

Los avances tecnológicos nos ofrecen la posibilidad de crear aparatos o instrumentos mucho más exactos y precisos para el uso industrial y doméstico, con resultados de mayor calidad y en un menor tiempo.

Sabemos que la ingeniería no se trata precisamente de inventar un aparato novedoso con partes y accesorios igualmente nuevos que nunca se hayan visto, sino de implementar elementos y aparatos ya conocidos, que les den notables mejoras a dichos aparatos, de tal manera que aumente sus cualidades y atributos en todos los aspectos que conciernen al uso del mismo.

En el caso del *convertidor estático* construido y diseñado para este trabajo de tesis, lo que se hizo fue implementar a la base de un robote prototipo que ya se había creado, dicha base es solo un grado de libertad de los que componen al robote, pero lo que se logra es una mayor precisión en la posición y el manejo de la velocidad con la que gira la base, controlando directamente el motor de CD. Se podría pensar que al implementar dos cosas que ya habían sido diseñadas no tendría mayor dificultad este trabajo; sin embargo, fue necesario adecuar nuevos cálculos y cambios de componentes electrónicos para las nuevas variables que surgieron, la manufactura, acomodo y prueba de dichas tarjetas fue un trabajo arduo que fructifico en el logro de los objetivos de esta tesis.

Quedando a disposición de futuras generaciones que sabemos sabrán hacer uso de las nuevas tecnologías y seguirán implementando estas mismas para la creación de máquinas que faciliten el trabajo aumentando calidad, precisión y rapidez, en el menor tiempo posible y al más bajo costo posible.

BIBLIOGRAFIA

- Frando Tapia Francisco, Cardel Nieves Jesús, **"Implementación de Hardware-Software para el control de un brazo robote prototipo (tipo industrial) empleando una microcomputadora IBM PC XT/AT"**, Tesis Facultad de Estudios Superiores Cuautitlan (UNAM). Cuautitlan Izcalli 1994.
- Coughlin Robert F., Driscoll Frederick F., **"Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales"**, editorial Prentice Hall, México (1987).
- Guía de Compras Dicopel, México (1992).
- Barrios B. Alejandro, Galindo A. Daniel, Sapien D. Fco., **"Diseño y construcción de un controlador electrónico de posición para un motor de cd"**, Tesis Facultad de Ingeniería UNAM, México (1992).
- Motorola Corp., **"Motorola Power Mosfet Transistor Data"**, E.U.A. (1989).
- Motorola Inc., **"Semiconductor Data Library"**, serie A, E.U.A. (1974).
- Motorola Inc., **"CMOS Logic Data Book"**, Serie C., E.U.A. (1991).
- National Semiconductor, **"Linear Data Book"**, E.U.A.(1982).
- Signetics, **"Logic TTL Data Manual"**, E.U.A. (1978).
- Boylestad Robert, Nashelsky Louis, **"Electrónica Teoría de circuitos"**, Ed. Prentice Hall, México (1994).
- Mano Morris, **"Diseño de computadores"**, Ed. Mc. Graw Hill, México (1992).